

Université Joseph Fourier

N° attribué par la bibliothèque

/ / / / / / / / / / / / / / / /

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UJF

Spécialité : « Génie Electrique »

Préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**

UMR 5529

Dans le cadre de l'école doctorale « **Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunication, Signal** »

Présentée et soutenue publiquement

par

DANG Bang Viet

Le 08 Décembre 2006

Titre :

Conception d'une interface d'électronique de puissance
pour Pile à Combustible

JURY

M. SEDDIK BACHA
M. ALAIN BERTHON
M. PHILIPPE LE MOIGNE
M. JEAN-PAUL FERRIEUX
M. YVES LEMBEYE
M. ALAIN LACARNOY
M. LUIS MARTINEZ-SALAMERO
M. JEAN BARBAROUX

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse
Co-encadrant de thèse
Examineur
Examineur
Invité

Dành cho gia đình tôi!

La soutenance s'éloigne et c'est le moment de penser à tout ce qui au tour de moi pendant les séjours à Grenoble et de dire « Merci ! ».

Je voudrais exprimer ma reconnaissance tout en premier lieu à mes responsables DEA et puis mes directeurs de thèse **Jean Paul FERRIEUX** et **Yves LEMBEYE** sans qui rien ne serait possible. C'est vrai que j'ai de la chance quand j'ai des responsables comme vous.

Je tiens à remercier **M. Seddik BACHA** pour avoir accepté d'être président de mon jury ainsi que **M. Philippe LE MOIGNE** et **M. Alain BERTHON** pour avoir accepté d'être rapporteurs de mon mémoire et pour les différentes remarques constructives.

Je voudrais remercier **M. Alain LACARNOY** pour avoir accepté de prendre part au jury et pour vos remarques du point de vue industriel.

Je voudrais remercier **M. Luis MARTINEZ – SALAMERO** pour avoir été passé un long trajet depuis l'Espagne pour participer au jury et pour ses contributions intéressantes.

Un grand merci à **Jean BARBAROUX** pour tes astuces pratiques. Sans toi, il est difficile d'avoir un convertisseur de qualité. Tu m'as beaucoup aidé non seulement dans le travail mais encore dans la vie quotidienne.

Je voudrais remercier les secrétaires du labo, donc Danielle, Monique, Elise, Jacqueline pour leurs aides depuis mon arrivée au labo ainsi que tout au long de mon séjour au LEG.

Merci beaucoup mes amis du labo et en particulier de l'équipe EP pour avoir créé une très bonne ambiance de travail.

Je voudrais remercier mes amis AEVG pour tout ce qu'on a créé ensemble ici, à Grenoble.

Cuối cùng tôi xin dành lời cảm ơn chân thành nhất đến gia đình tôi, những người thân yêu nhất quả tôi.

Con xin cảm ơn bố mẹ. Tuy bố mẹ ở xa nhưng con biết rằng bố mẹ luôn luôn lo lắng và dõi theo từng bước đi của con. Bố mẹ luôn tạo niềm tin và là chỗ dựa vững chắc cho con, không bao giờ khiến con phải bận tâm lo lắng về việc ở nhà, mặc dù bố mẹ ở nhà đã có những lúc gặp rất nhiều khó khăn. Cảm ơn Chi vì đã luôn quan tâm, nấu ăn rất ngon cho anh mỗi khi có thể ☺

Cảm ơn em, Ngọc, vì những phút giây vui buồn em đã chia sẻ cùng anh, vì sự động viên của em dành cho anh, và cả những lúc em lầy anh nữa ☺ và còn nhiều điều khác mà anh không thể dùng lời văn để nói hết được.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE..... 1

CHAPITRE 1 : Générateur à Pile à Combustible

1.1. Généralités sur le système PAC : ----- 10

1.1.1. Principe de fonctionnement et constitution : ----- 10

1.1.1.1. Le coeur :----- 10

1.1.1.2. Générateur à PAC : ----- 13

1.1.1.3. Avantages et limites :----- 15

1.1.2. Actualité des applications :----- 16

1.1.2.1. Applications portables :----- 17

1.1.2.2. Applications dans le transport : ----- 18

1.1.2.3. Applications stationnaires : ----- 19

1.2. Comportement de la PAC et contraintes sur le convertisseur EP :----- 20

1.2.1. Comportement électrique de la PAC :----- 20

1.2.1.1. Caractéristique statique – nature d’une source non linéaire :----- 20

1.2.1.2. Comportement dynamique – nature d’une source de tension :----- 21

1.2.2. Contraintes imposées par la source:----- 23

1.2.2.1. Fort courant et faible tension de la PAC :----- 23

1.2.2.2. Faible ondulation du courant débité :----- 24

1.2.2.3. Réponse à des variations de charges : ----- 25

1.3. Présentation de deux gammes de puissance de PAC :----- 26

1.3.1. Contexte de recherche : projets PACo et FEBUSS----- 27

1.3.1.1. Cahier des charges du projet PACo : ----- 27

1.3.1.2. Cahier des charges du projet européen FEBUSS :----- 27

1.3.2. Architecture du système des convertisseurs ----- 27

1.3.2.1. Modes de connexion : ----- 27

a) Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs : ----- 28

b) Mise en série de la sortie des convertisseurs :----- 28

1.3.2.2. Gamme moyenne puissance :----- 29

1.3.2.3. Gamme forte puissance : ----- 30

a) Structures élévatriques envisageables : ----- 30

b) Modes de connexion envisageables : ----- 32

1.4. Conclusion :----- 32

CHAPITRE 2: Convertisseurs de moyenne puissance

Modèles de pertes - Technique de l'entrelacement

2.1. Modèles de pertes des composants : ----- 36

2.1.1. Modèles de pertes des semi conducteurs :----- 36

2.1.1.1. Constitution des SC : ----- 36

2.1.1.2. Modèle des pertes d’une cellule de commutation : ----- 38

2.1.2. Modèle de pertes des inductances : ----- 42

2.1.2.1. Dimensionnement des inductances :----- 42

2.1.2.2. Méthode des plaques de Dowell :----- 43

2.1.2.3.	Méthode de Dowell appliquée dans une inductance torique : -----	46
2.1.2.4.	Pertes fer des inductances : -----	49
2.1.2.5.	Dimensionnement optimal des inductances : -----	50
2.1.3.	Modèle de pertes des condensateurs : -----	53
2.2.	Technique de l'entrelacement : -----	53
2.2.1.	Inductances de sortie : -----	54
2.2.2.	Semi conducteurs : -----	57
2.2.3.	Dimensionnement global du hacheur entrelacé : -----	58
2.2.3.1.	Inductances principales:-----	58
2.2.3.2.	Transistors : -----	59
2.2.3.3.	Diodes :-----	59
2.2.3.4.	Condensateur de sortie:-----	59
2.2.3.5.	Filtre LC en entrée au côté des transistors :-----	59
2.3.	Optimisation de la structure – répartition des pertes :-----	60
2.3.1.	Dimensionnement et pertes dans les inductances : -----	60
2.3.2.	Stratégie de choix et pertes des semi conducteurs : -----	62
2.3.3.	Répartition des pertes dans les convertisseurs: -----	67
2.4.	Conclusion :-----	69

CHAPITRE 3: Convertisseurs de forte puissance

Structures non isolées - Modularité

3.1.	Rappel sur la structure BOOST : -----	74
3.1.1.	Fonctionnement : -----	74
3.1.1.1.	Principe de fonctionnement : -----	74
3.1.1.2.	Contraintes sur les composants : -----	75
3.1.2.	Difficultés vis-à-vis du cahier des charges : -----	76
3.1.2.1.	Tension de dimensionnement : -----	77
3.1.2.2.	Influence du rapport cyclique:-----	77
3.2.	Double BOOST entrelacé : -----	79
3.2.1.	Principe de fonctionnement : -----	79
3.2.2.	Dimensionnement global : -----	81
3.2.2.1.	Semi conducteurs :-----	81
3.2.2.2.	Inductances :-----	81
3.2.2.3.	Condensateur de filtrage de sortie :-----	82
3.2.3.	Exemples de simulation : -----	83
3.3.	Double BOOST dual entrelacé : -----	84
3.3.1.	Principe de fonctionnement : -----	84
3.3.2.	Dimensionnement global : -----	87
3.3.2.1.	Semi conducteurs :-----	87
3.3.2.2.	Inductances :-----	87
3.3.2.3.	Condensateur de filtrage de la sortie :-----	88

3.3.3.	Exemples de simulation	89
3.4.	Comparaison des trois structures	91
3.4.1.	Rapport cyclique	91
3.4.2.	Inductance	92
3.4.3.	Semi conducteurs	97
3.4.4.	Condensateur	99
3.5.	Etude de la modularité	100
3.5.1.	Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs	100
3.5.2.	Mise en série de la sortie des convertisseurs	102
3.5.3.	Mise en série des PAC en entrée du convertisseur	104
3.6.	Conclusion	106

CHAPITRE 4: Contrôle - commande de l'interface de puissance

4.1.	Principales fonctions de transfert	112
4.1.1.	Fonction de transfert du BUCK	112
4.1.2.	Fonction de transfert du BOOST	114
4.2.	Gestion de la puissance dans un convertisseur	115
4.2.1.	Construction de la loi de commande	115
4.2.2.	Equilibrage des courants élémentaires	116
4.2.3.	Application numérique	117
4.3.	Gestion de l'équilibrage de la puissance entre les modules	119
4.3.1.	Problématique et méthodologie	119
4.3.2.	Equilibrage du courant d'entrée ou de sortie	120
4.4.	Gestion des transitoires de charge	122
4.4.1.	Position de la source auxiliaire	123
4.4.2.	Construction de la commande	125
4.4.3.	Comportement de l'ensemble lors de variations de charge	126
4.5.	Réalisation de deux BUCK de 2,5 kW	127
4.5.1.	Fonctionnement indépendant	129
4.5.1.1.	Régime normal	129
4.5.1.2.	Régime de défaut d'une branche	132
4.5.1.3.	Rendement	132
4.5.2.	Fonctionnement en parallèle	135
4.6.	Conclusion	136

CONCLUSION GENERALE

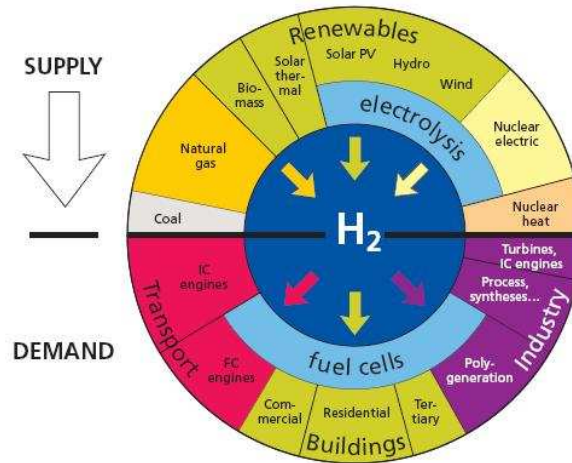
REFERENCES

ANNEXE

A.1.	<i>Dimensionnement analytique des condensateurs de filtrage côté semi conducteurs</i>	<i>150</i>
A.2.	<i>Dimensionnement global du BUCK entrelacé</i>	<i>154</i>
A.3.	<i>Dimensionnement des structures de forte puissance</i>	<i>155</i>
A.4.	<i>Fonction de transfert du BUCK et du BOOST</i>	<i>158</i>
A.5.	<i>Un outil pour la conception du système de régulation</i>	<i>162</i>
A.6.	<i>Formes d'ondes du BUCK 2.5 kW réalisé</i>	<i>164</i>
A.7.	<i>Pertes cuivre dans les inductances</i>	<i>169</i>

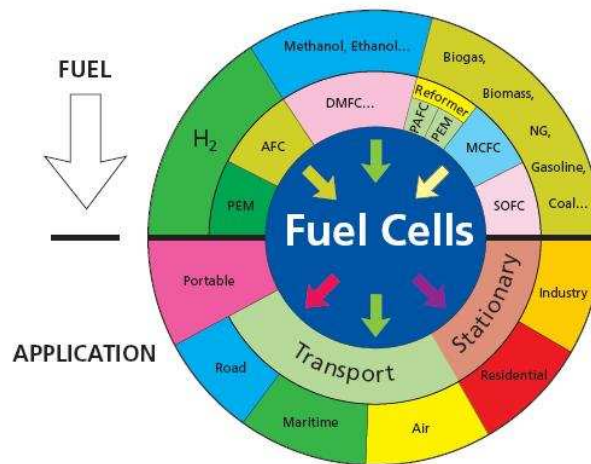
INTRODUCTION GENERALE

L'accroissement de l'utilisation de l'énergie et la raréfaction des combustibles fossiles oblige l'homme à trouver un nouveau vecteur énergétique durable pour l'avenir. Ce nouveau vecteur devra posséder des vertus telles que : pouvoir être produit à partir de différentes sources d'énergie primaire (fossile ou non fossile), être facilement transporté, stocké et distribué. De plus, il doit être facile de le convertir vers d'autres formes finales d'utilisation comme : électrique, mécanique, thermique et chimique... Pour l'heure, seul l'hydrogène peut prétendre répondre à ces critères [CEA44] [European]. En effet, bien que l'hydrogène sous la forme moléculaire n'existe quasiment pas dans la nature, l'atome d'hydrogène est extrêmement abondant sur notre terre. En réalité, la production d'hydrogène peut être envisagée par trois voies principales : oxydation des produits d'origine fossile (gaz naturel...), l'électrolyse de l'eau (par énergie éolienne et photovoltaïque ou bien énergie nucléaire...), production directe à partir de la biomasse ou par l'utilisation de bactéries. L'hydrogène produit sera ensuite stocké d'une façon centralisée ou décentralisée adaptée aux modes d'utilisation. Le stockage de l'hydrogène peut être réalisé par quatre formes principales : un produit hydrogéné (comme un alcool), être liquéfié à très basse température (20 K), être comprimé dans un réservoir ou bien être absorbé dans des matériaux comme les hydrures et les nano tubes. L'hydrogène, lui-même, a pu être transporté à des distances de l'ordre de la centaine de kilomètres sans la moindre défaillance depuis plus de 70 ans. Enfin, son utilisation est optimisée par des voies connues et bien maîtrisées comme les moteurs thermiques, les turbines à gaz, les chaudières... et un nouveau très bon convertisseur d'énergie : la pile à combustible. En possédant ces vertus intéressantes, l'hydrogène, peut être considéré comme un nouveau vecteur énergétique pour l'avenir.



Intro 1. Hydrogène – vecteur énergétique pour l’avenir

La pile à combustible (PAC), quant à elle, est une technologie maintenant maîtrisée qui permet de convertir efficacement le combustible hydrogène en énergie électrique et thermique. Elle est intéressante non seulement par son rendement plus élevé par rapport à des conversions thermiques traditionnelles (moteur, turbine) mais encore par son faible impact environnemental. Sa diversité technologique (température de fonctionnement, nature de l'électrolyte) facilite ses applications. Après une première phase de développement limitée seulement aux applications où le coût est un facteur secondaire, les marchés prometteurs des piles à combustible apparaissent aujourd'hui multiples. Nous pouvons distinguer trois grands domaines d'applications : portable, stationnaire et transport. Ceci a attiré la participation de nombreux acteurs dans le monde entier.



Intro2. Pile à combustible – excellent convertisseur du vecteur énergétique

Malgré les caractéristiques énergétiques et environnementales intéressantes ainsi que la diversité de technologie, la PAC, comme les autres sources d'énergie non conventionnelles, n'est pas une bonne source électrique. En effet, ses caractéristiques électriques, en général, ne répondent pas aux besoins de l'utilisateur. L'extension de son utilisation dépend par conséquent fortement de la qualité de l'interface électronique de puissance. C'est donc l'origine de mes travaux de thèse : la conception du système de conversion électronique de puissance pour pile à combustible.

Le premier chapitre de la thèse rappellera, tout d'abord, le principe de fonctionnement et des notions de base d'un système de PAC. En suite, nous présentons les intérêts et les limites qu'apporte la PAC ainsi que l'état de l'art des marchés actuels. Puis, nous nous intéressons aux caractéristiques et aux contraintes de la PAC qui poseront des problèmes auxquels notre convertisseur doit faire face. En effet, la PAC est une source non linéaire en statique mais en dynamique elle est peut être considérée comme une source de tension. En ce qui concerne les contraintes, nous devons résoudre les problèmes typiques de la PAC : une source fort courant – basse tension, une faible ondulation du courant débité et une dynamique lente lors des régimes transitoires. Nous présentons également les deux projets FEBUSS et PACo desquels nous utiliserons les spécifications. En fait, le PACo vise à des applications stationnaires de moyenne puissance de type télécommunications tandis que le projet européen FEBUSS se situe dans la gamme de forte puissance pour les applications stationnaires et de transport. Le cahier des charges de FEBUSS, quant à lui, ajoute une contrainte de fort rapport de tension entre l'entrée et la sortie. Enfin, le chapitre se termine par une discussion sur les structures de convertisseur ainsi que les modes de connexion adaptés aux cahiers des charges de ces deux projets.

Les deux chapitres qui suivent se concentreront sur l'optimisation de l'architecture du système de conversion en régime stationnaire en se basant sur des critères tels que : le rendement, le volume, le coût et la possibilité de modularité. En effet, comme nous le verrons, notre système de conversion se composera de convertisseurs élémentaires. L'optimisation de celui-ci consistera donc à l'optimisation de la structure de chaque convertisseur élémentaire et l'optimisation de leur mode de connexion.

Dans le chapitre 2, nous aborderons les convertisseurs de moyenne puissance. Le chapitre commencera par la construction des modèles de pertes des composants dans un convertisseur d'électronique de puissance comme l'inductance, les semi conducteurs et le condensateur. Ceci servira d'une base pour comparer les performances des structures ainsi que leurs configurations. Nous étudierons ensuite d'une façon approfondie la technique de l'entrelacement qui est considérée comme une solution contre le problème de fort courant de la pile. Elle modifie, d'une part, la forme d'onde des courants et des tensions

et, d'autre part, offre la possibilité d'optimiser le dimensionnement des inductances vis-à-vis de leurs pertes et de leur volume. Dans la suite de ce chapitre, nous aborderons le dimensionnement global du BUCK entrelacé. Une étude systématique des pertes dans les inductances en variant le nombre de branches d'entrelacement nous permet d'éclairer les intérêts et les limites de la technique de l'entrelacement. En tenant compte de leur contribution importante sur les pertes, nous analyserons le compromis qualité – prix des semi conducteurs afin d'obtenir une stratégie de choix raisonnable. Enfin, les calculs de dimensionnement et de pertes vis-à-vis du cahier des charges du convertisseur de moyenne puissance nous permettront de conclure sur la structure et la configuration optimale pour chaque niveau de puissance ainsi que la possibilité de modularité dans la conception du convertisseur.

Dans le chapitre 3, nous discuterons sur les convertisseurs de forte puissance que demande le projet FEBUSS. L'accent de ce chapitre portera sur les solutions contre les contraintes de forte tension de dimensionnement et de fort rapport de tension. Nous présenterons, d'abord, les difficultés du BOOST entrelacé vis-à-vis du cahier des charges. Ensuite, nous analyserons la structure choisie par Schneider Electric, le double BOOST entrelacé, qui permet de réduire la tension de dimensionnement. Par contre, cette structure n'est pas une bonne solution lors de la modularité. Nous avons proposé une nouvelle structure, nommée double BOOST dual entrelacé, qui, possède les caractéristiques intéressantes des deux premières structures vis-à-vis de notre cahier des charges. Afin d'avoir une vue globale sur le domaine d'applications de chaque structure, nous les avons comparées vis-à-vis du dimensionnement des inductances, des semi conducteurs et des condensateurs. Enfin, comme pour la gamme de moyenne puissance, nous avons abouti à des conclusions sur la structure et la configuration optimale pour chaque niveau de puissance et la possibilité de modularité.

Dans le dernier chapitre, nous nous intéressons aux aspects de contrôle – commande du système de conversion lors du régime stationnaire et du régime transitoire. En effet, en régime stationnaire, le système de contrôle – commande doit asservir la tension sur la charge tout en assurant une bonne répartition de la puissance entre les modules. En régime transitoire, une source auxiliaire sera indispensable afin de compenser la dynamique lente de la PAC. A la fin de ce chapitre, nous allons présenter les résultats expérimentaux de deux modules de convertisseurs de 2.5 kW étudiés et choisis dans le chapitre 2. Ces résultats valideront nos efforts de calculs et de prédictions théoriques.

CHAPITRE 1

GENERATEUR A PILE A COMBUSTIBLE

Table des matières du chapitre 1

<u>1.1. Généralités sur le système PAC :</u>	10
<u>1.1.1. Principe de fonctionnement et constitution :</u>	10
<u>1.1.1.1. Le coeur :</u>	10
<u>1.1.1.2. Générateur à PAC :</u>	13
<u>1.1.1.3. Avantages et limites :</u>	15
<u>1.1.2. Actualité des applications :</u>	16
<u>1.1.2.1. Applications portables :</u>	17
<u>1.1.2.2. Applications dans le transport :</u>	18
<u>1.1.2.3. Applications stationnaires :</u>	19
<u>1.2. Comportement de la PAC et contraintes sur le convertisseur EP :</u>	20
<u>1.2.1. Comportement électrique de la PAC :</u>	20
<u>1.2.1.1. Caractéristique statique – nature d'une source non linéaire :</u>	20
<u>1.2.1.2. Comportement dynamique – nature d'une source de tension :</u>	21
<u>1.2.2. Contraintes imposées par la source:</u>	23
<u>1.2.2.1. Fort courant et faible tension de la PAC :</u>	23
<u>1.2.2.2. Faible ondulation du courant débité :</u>	24
<u>1.2.2.3. Réponse à des variations de charges :</u>	25
<u>1.3. Présentation de deux gammes de puissance de PAC :</u>	26
<u>1.3.1. Contexte de recherche : projets PACo et FEBUSS</u>	27
<u>1.3.1.1. Cahier des charges du projet PACo :</u>	27
<u>1.3.1.2. Cahier des charges du projet européen FEBUSS :</u>	27
<u>1.3.2. Architecture du système des convertisseurs</u>	27
<u>1.3.2.1. Modes de connexion :</u>	27
a) <u>Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs :</u>	28
b) <u>Mise en série de la sortie des convertisseurs :</u>	28
<u>1.3.2.2. Gamme moyenne puissance :</u>	29
<u>1.3.2.3. Gamme forte puissance :</u>	30
a) <u>Structures élévatriques envisageables :</u>	30
b) <u>Modes de connexion envisageables :</u>	32
<u>1.4. Conclusion :</u>	32

Comme nous venons de le voir, la pile à combustible (PAC) est connue comme étant un générateur efficace utilisant l'hydrogène qui est considéré comme un vecteur énergétique pour l'avenir. De nombreuses recherches dans ce domaine permettent d'apporter des améliorations considérables sur son rendement, sa capacité, ses caractéristiques et, en particulier, son coût **[FC today]**. Ces progrès sont visibles par ses applications nombreuses de très faible puissance, de quelques Watts dans les micros applications, jusqu'aux grandes puissances de l'ordre de plusieurs centaines de kW dans les applications stationnaires et de transports. Pour devenir utilisable, cette nouvelle source d'énergie nécessite la mise en place d'une interface électronique de puissance afin d'adapter la pile à la charge. Or, la variété de son domaine d'application ainsi que de sa technologie impose des systèmes de conversion spécifiques. Le but de ce chapitre est donc de positionner notre contexte de recherche, de présenter le cahier des charges ainsi que les objectifs à atteindre.

Le chapitre débute par une introduction générale sur la PAC, sa constitution ainsi que quelques informations sur l'actualité de ses applications. Ensuite, nous allons aborder les caractéristiques principales liées à la conception d'une interface d'électronique de puissance (EP). Dans la troisième partie, nous allons présenter les cahiers des charges concrets de notre recherche ainsi qu'introduire des réflexions globales sur l'architecture du système de conversion, donc les structures envisageables et leurs modes de connexion.

1.1. Généralités sur le système PAC :

1.1.1. Principe de fonctionnement et constitution :

1.1.1.1. Le coeur :

a) Principe de fonctionnement :

La PAC est un générateur qui convertit directement l'énergie interne d'un combustible en énergie électrique par la synthèse de l'eau à partir d'hydrogène et d'oxygène. En effet, les deux processus d'oxydation et de réduction à deux lieux différents (à l'anode et à la cathode) entraînent un déplacement des électrons et produit du courant électrique sous une faible tension de l'ordre du volt.

Pour la plupart des applications, le générateur à PAC se compose de plusieurs cellules mises en série. Chaque cellule est constituée de deux électrodes. L'anode sert à la production d'oxydation du carburant, généralement l'hydrogène. Du côté de l'électrode négative a lieu la réaction de réduction du comburant, généralement l'oxygène de l'air. Les faces des électrodes sont recouvertes par un catalyseur, souvent en platine. Les deux électrodes sont séparées par un électrolyte. L'ensemble électrode négative, l'électrolyte, l'électrode positive constitue le coeur de la pile.

D'une façon plus générale, suivant la nature de l'électrolyte, nous distinguons les piles acides ou les piles basiques où les processus d'oxydation et de réduction se produisent à l'anode ou bien à la cathode.

	Piles acides	Piles alcalines
Anode	$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	$2H_2 + 4OH^- \rightarrow 4H_2O + 4e^-$
Cathode	$\frac{1}{2} O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$	$O_2 + 2H_2O + 4e^- \rightarrow 4OH^-$
Bilan de la réaction	$H_2 + \frac{1}{2} O_2 \rightarrow H_2O$	

Les figures 1.1 et 1.2 décrivent le principe de fonctionnement d'une cellule de PAC.

1, 11 : les plaques bipolaires.

2, 10 : l'amenée des gaz H_2 et O_2 (gaz conduit)

3, 9 : couche de diffusion

8 : triple contact

5, 7 : couche d'activation

6 : membrane

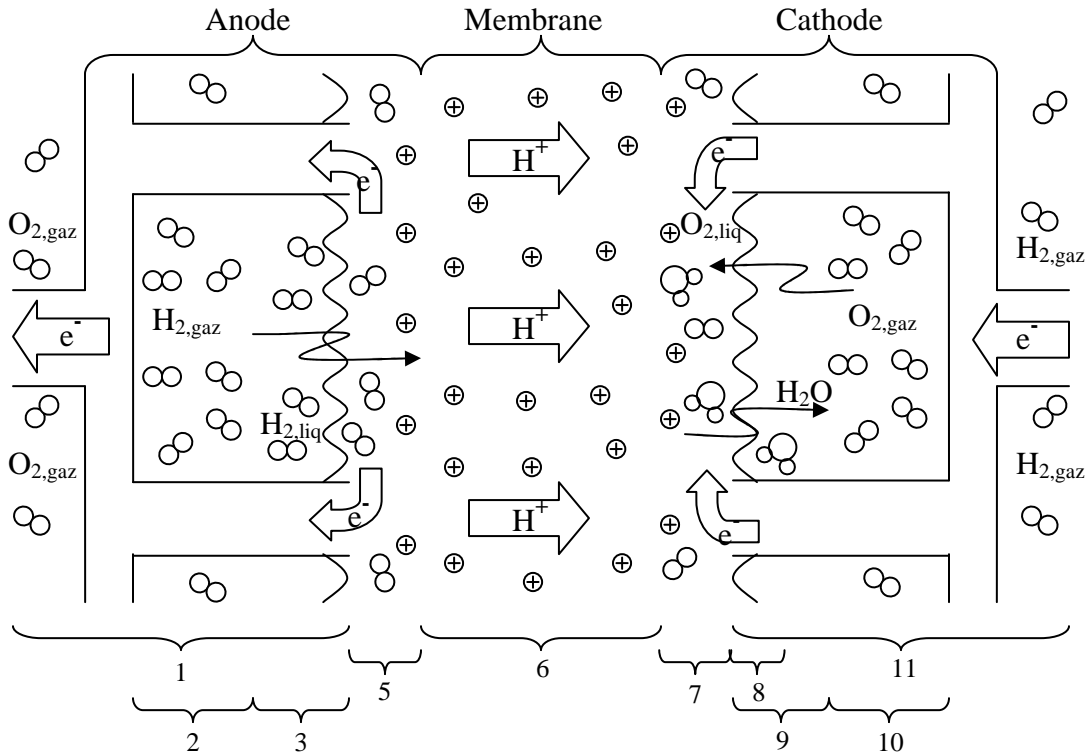


Fig. 1.1. Description du fonctionnement d'une cellule de PAC de type PEM

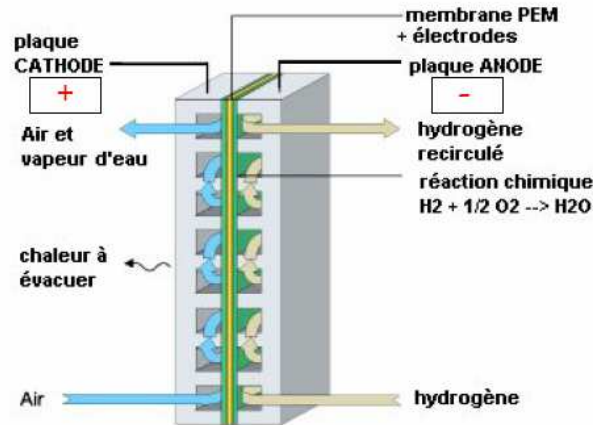


Fig. 1.2. Constitution d'une cellule

b) Les éléments de technologie principaux :

- **Plaques bipolaires :**

Les plaques bipolaires se situent entre deux cellules et forment la frontière de chacune. Dans la figure 1.1, nous voyons bien leur rôle de collecter les électrons générés et l'amenée des gaz sur chacune de ses deux faces (d'où vient le nom bipolaire). Ailleurs, elles assurent encore d'autres fonctions :

- Elles séparent des réactifs entre les deux cellules.
- Ces plaques interviennent également dans l'évacuation de la chaleur due aux réactions d'oxydoréduction,
- Les plaques doivent en outre évacuer efficacement les gaz non consommés et l'eau produite par la réaction.

Afin de pouvoir assurer les fonctions ci-dessus, elles doivent :

- Etre un bon conducteur électronique afin de réduire les pertes conductrices interne de la pile.
- Posséder une imperméabilité au gaz supérieure à celle de la membrane.
- Etre chimiquement inerte
- Etre un bon conducteur thermique pour évacuer la chaleur des réactions
- Etre mécaniquement solide

Actuellement, le graphite est le matériau le plus adapté à ces contraintes. Cependant, les matériaux composites et métalliques sont aussi des pistes prometteuses.

- **Electrodes :**

Les électrodes sont le lieu des réactions d'oxydoréduction. Les électrodes doivent donc offrir la plus grande surface d'échange possible avec les gaz. Elles sont constituées d'un feutre ou d'un papier de carbone (100 à 300 μm d'épaisseur) dont la face en contact avec l'électrolyte est enduite d'une pâte contenant du carbone platiné, d'un polymère hydrophobe : du poly tétrafluoroéthylène (PTFE ou Téflon). Les électrodes sont constituées de deux couches : la couche de diffusion (3, 9) et la couche d'activation (5, 7).

- Couche de diffusion :

Cette zone a pour objet de diffuser les gaz amenés par les canaux des plaques bipolaires en zone active où la réaction se produit. Elle assure donc l'approvisionnement de la zone active en gaz réactif hydraté, la conduction électrique entre la zone active et les plaques amenant le courant ainsi qu'une bonne évacuation de l'eau produite par la réaction. L'alimentation en gaz doit être la plus uniforme possible sur la surface de l'électrode afin d'assurer l'alimentation de la plus grande partie possible du catalyseur (platine) en réactifs et d'éviter ainsi les points chauds dus au caractère exothermique de la réaction électrochimique.

- Couche d'activation :

La zone active est le lieu des réactions électrochimiques. Elle correspond à la zone de couplage entre les phénomènes électriques, chimiques et le transfert de masse. Elle doit à la fois assurer le transport des pièces dissoutes en solution par diffusion, la migration des protons et le transfert électronique par le biais du carbone. La grande difficulté avec laquelle se réalisent les différents processus de diffusion et de réaction se traduit par les pertes d'activation à la cathode et à l'anode. C'est pour cela que l'utilisation du

platine est nécessaire afin d'augmenter les vitesses ou cinétiques des réactions chimiques à l'interface électrolyte – catalyseur. Ces vitesses peuvent être 10 fois plus rapides en présence du platine.

- **Membrane électrolytique :**

La membrane est située entre deux zones actives de deux électrodes. Dans la pile de type PEM, elle assure la migration des protons H^+ de l'anode vers la cathode. Le matériau standard utilisé pour fabriquer les membranes des piles PEM est de type Nafion basé sur du Téflon fluoré. Il permet, en fait, une bonne conduction ionique mais un bon isolant électrique. De plus, il est imperméable pour l'hydrogène et l'oxygène et a une bonne tenue mécanique face aux contraintes thermiques, de pression et d'hydratation. Un point important à noter est que la chimie onéreuse du Fluor dans la membrane posera des problèmes de retraitement de déchets.

1.1.1.2. Générateur à PAC :

Un générateur à PAC n'est pas aussi simple que la partie électrochimique qui constitue le cœur, mais présente encore de nombreux autres éléments qui ont pour objet d'assurer le bon fonctionnement de l'ensemble du système de PAC. Globalement, nous pouvons décrire un générateur à PAC comme dans la figure 1.3.

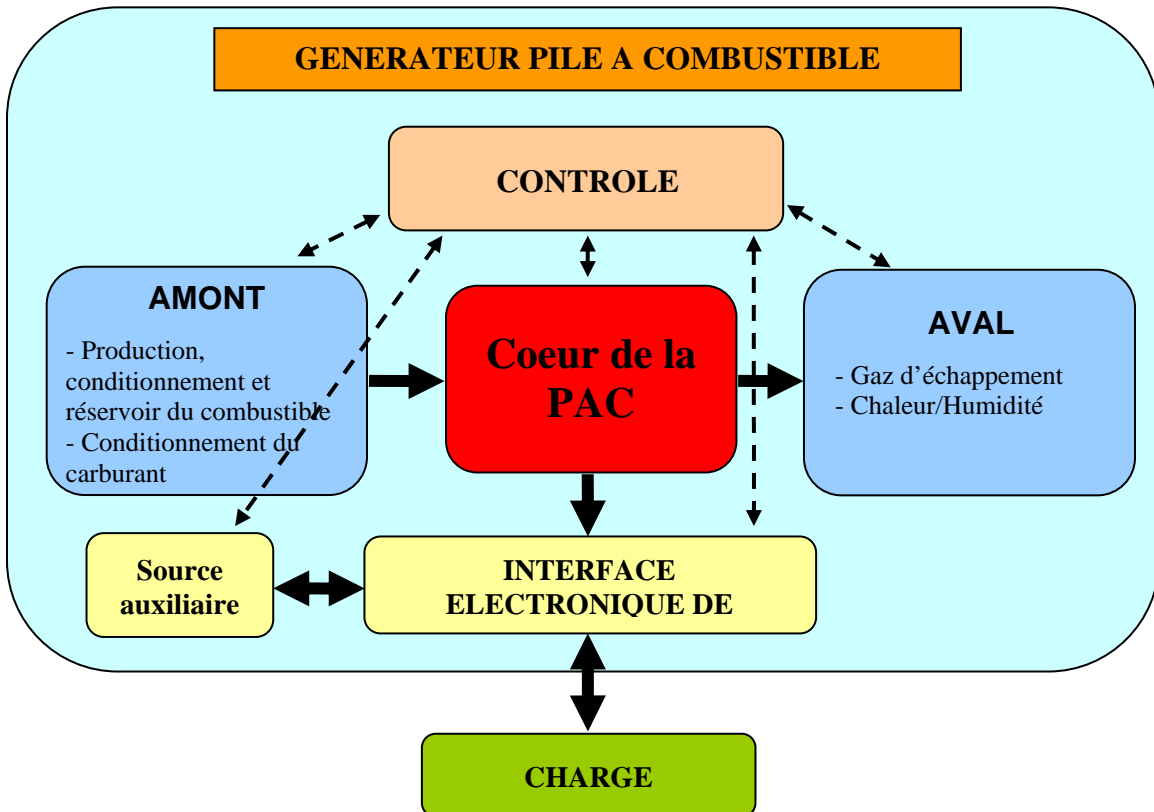


Fig. 1.3. Système Pile à Combustible

a) En amont du cœur :

Les éléments en amont du cœur de la PAC ont pour objet d'alimenter et de conditionner le combustible (l'hydrogène) ainsi que le carburant (l'oxygène) à la partie électrochimique.

- Production de l'hydrogène :

Bien que l'hydrogène soit un élément très répandu dans la nature, il n'est pas, dans la plupart des cas, sous forme « utilisable directe » d'un gaz moléculaire libre mais sous forme composée. Nous le trouvons dans tous les hydrocarbures, dans l'ammoniac et évidemment dans l'eau. Ceci est un des avantages importants que possède la PAC car le combustible n'est pas limité mais très flexible. Ce peut-être des sources renouvelables mais aussi des sources fossiles. C'est pour cela que l'hydrogène n'est pas considéré comme une nouvelle source d'énergie mais comme un vecteur d'énergie. Selon la source de combustible primaire utilisée, nous avons des procédures industrielles de reformage afin de produire de l'hydrogène pur.

- Stockage d'hydrogène :

Quand le procédé de production d'hydrogène est déconnecté du système pile, dans les applications de transport par exemple, il faut avoir des réservoirs pour le stockage d'hydrogène. Des alternatives sont couramment employées :

- stockage sous forme liquide,
- stockage sous pression,
- stockage sous forme d'hydrures métalliques,
- et bientôt, stockage dans des nano tubes.

- Alimentation en comburant :

Dans la plupart des installations commerciales, le carburant utilisé est l'oxygène pris dans l'air ambiant et non de l'oxygène pur. Un compresseur est donc recommandé afin d'augmenter la pression et la densité des gaz. Cette augmentation se traduit par un meilleur rendement de la pile. Par contre, l'ajout du compresseur rend le système plus encombré et coûteux. De plus, la lenteur de la partie mécanique du compresseur est la cause principale de la dynamique lente de la PAC lors des échelons de charge.

b) En aval du cœur :

En aval de la pile, nous allons trouver un système de traitement des produits évacués après la réaction électrochimique. Ce sont des gaz, de l'eau et de la chaleur. L'électricité est collectée par un bus barre et alimente la charge donc nous ne la comptons pas comme un produit évacué. Ces produits doivent être traités avant le rejet dans l'atmosphère.

c) Interface électrique :

Cette interface est l'élément principal dans notre travail de recherche. Elle a pour objet de stabiliser l'énergie générée par la PAC afin de transformer la PAC d'une source variable à un générateur de tension

contrôlée. Elle se compose d'un convertisseur principal connecté avec la PAC et d'une source auxiliaire en parallèle avec la PAC via un convertisseur auxiliaire. Le convertisseur principal asservira la tension nominale demandée par la charge tandis que la source auxiliaire sert à compenser le courant de la PAC lors des dynamiques rapides de la charge et lors du démarrage.

d) Système de contrôle – commande :

Il ne faut pas oublier l'existence de ce système car il décide du bon fonctionnement de l'ensemble du système PAC. Son rôle est de contrôler les flux d'énergie de la PAC par le débit de combustible et de carburant, de contrôler l'énergie entre la PAC et la source auxiliaire ainsi que d'asservir la tension désirée par la charge en assurant la sécurité de fonctionnement de tout le système.

1.1.1.3. Avantages et limites :

a) **Avantages :**

Durant les dernières années, le nombre des acteurs participant à la recherche dans cette technologie n'a cessé de croître. Ceci est justifié par les avantages promoteurs de la PAC.

- Hauts rendements énergétiques même à charge partielle :

Ce rendement est nettement supérieur à des générateurs traditionnels et n'est pas dégradé à charge partielle. Nous pouvons attendre des rendements globaux de l'ordre 50% pour les applications de transport ou bien de 85% à 90% lors de la cogénération dans les applications stationnaires.

- Faibles émissions sonores :

Lors de leur fonctionnement, les piles sont silencieuses : dans les systèmes PAC, seuls certains organes comme les compresseurs, les pompes et le système de ventilation produisent un léger bruit. C'est un avantage majeur pour l'insertion des piles en milieu urbain.

- Peu d'émissions :

Nous parlons souvent de la PAC comme d'une source d'énergie propre dans la lutte contre la pollution, en particulier la pollution des gaz à effet de serre. Bien que l'émission des gaz toxiques dépende du combustible utilisé, elle est toujours bien inférieure à celle des moteurs à essence.

- Possibilité de modularité :

Les piles sont constituées de cellules élémentaires mises en série pour obtenir la puissance voulue. Il est donc possible d'adapter le nombre de cellules en série ainsi que la surface de chacune afin d'obtenir des puissances de moins de 1 kW à plusieurs MW. Pour les piles de très petite puissance, on a recours à des techniques de miniaturisation.

- Diverses températures de fonctionnement :

Il existe plusieurs technologies de PAC qui permettent de travailler à faible ou bien à haute température. Les technologies ayant une faible température de fonctionnement sont envisageables dans les applications

de type portable et mobile qui n'ont pas besoin de chaleur. Le rendement électrique de ces technologies est aussi meilleur à basse température. En revanche, pour les piles de température de fonctionnement plus élevée, nous pouvons utiliser la chaleur pour des applications domestiques ou industrielles voire un couplage avec une turbine.

- Pas de parties rotatives :

Hormis les compresseurs du système auxiliaire, dans la description du principe de fonctionnement de la PAC, nous remarquons bien qu'il n'existe pas de partie rotative dans celle-ci. Le système est mécaniquement plus fiable et solide.

- b) Les verrous :

La PAC est une nouvelle technologie. Malgré des caractéristiques très intéressantes montrées ci-dessus, il existe encore des problèmes à résoudre afin de devenir viable devant les modes de production traditionnels.

- Coût :

Actuellement, c'est le problème le plus important. Malgré des réductions considérables pendant ces dernières années, le coût d'installation reste encore très élevé. Selon la puissance installée et la technologie de pile, le coût d'installation est environ de 3000\$ à 5500\$ (voire 10000\$) par kW [FC today]. D'autre part, nous remarquons également des coûts élevés du combustible (hydrogène).

- Durée de vie :

Les renseignements sur la durée de vie de la PAC restent encore à prouver. Pour devenir concurrentiel, elle doit survivre de l'ordre de quelques milliers d'heures pour les applications mobiles et au moins 40 000 heures pour les applications stationnaires.

- Poids et volumes :

Si ces deux aspects ne sont pas une contrainte pour les applications stationnaires, elles le sont pour les applications portables et surtout automobiles. D'une part, il faut que la pile et le module de stockage de carburant soient intégrables au véhicule. C'est encore plus délicat avec un reformeur qui est une usine à gaz à intégrer en plus de la pile et où les transferts thermiques devront être gérés. D'autre part, le système pile ne doit pas être trop lourd pour ne pas affecter les performances du véhicule.

1.1.2. Actualité des applications :

La PAC, avec ses caractéristiques énergétiques et environnementales intéressantes est très prometteuse dans bon nombre d'applications, des faibles puissances dans les applications portables aux très fortes puissances dans les applications de transport et stationnaires [European].

1.1.2.1. Applications portables :

La PAC est utilisée pour la première fois comme une source portable depuis les années 1960 dans l'armée américaine. Mais le développement significatif est connu seulement depuis les années 1990. La croissance rapide du nombre de partenaires durant ces dernières années rend le domaine des applications portables le plus actif pour les applications de la PAC [Bruijn]. Environ 3000 nouveaux systèmes de PAC [FC today] ont vu le jour chaque année pendant ces deux dernières années. Les PAC ont de plus en plus d'autonomie et sont moins encombrantes. Sur le marché actuel, les piles PEMFC (Protons Exchange Membrane Fuel Cell) sont les plus répandues mais en terme de R&D, les piles DMFC (Directe Methanol Fuel Cell) sont aussi attirantes que les piles PEMFC.



Fig. 1.4. PEMFC de Casio pour ordinateur portable (mars 2002). Autonomie de plus de 24h.

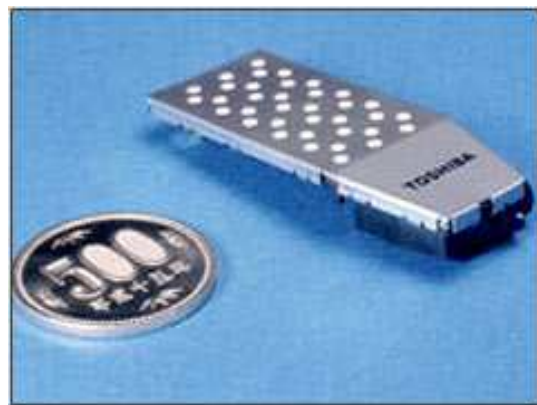


Fig. 1.5. Pile DMFC de Toshiba (2005)

Les figures ci-dessus présentent deux succès de la PAC pour les applications portables. L'ultra compacte PEMFC utilisant du méthanol de Casio (Fig. 1.4) vise des systèmes d'ordinateurs portables et des caméras digitales. Elle a une même taille que la batterie lithium mais permet une autonomie 4 fois plus importante que la batterie. Annoncée en 2005, la compagnie japonaise Toshiba a planifié la commercialisation de la plus petite PAC dans le monde. Avec une taille de 23x75x10 mm (Fig. 1.5) et seulement 3.5ml méthanol, cette PAC DMFC de 100 mW permet d'alimenter un baladeur mp3 de technologie flash pendant 35h.

Malgré des avancements considérables, la plupart des acteurs dans ce domaine n'arrivent pas à commercialiser leurs produits comme prévus en 2005. Le militaire reste encore le client principal. Pourtant, les participants sont très optimistes pour le futur de la PAC et le moment où nous pourrons utiliser notre ordinateur portable durant 8h dans l'avion approche.

1.1.2.2. Applications dans le transport :

Le secteur du transport est un marché à fort potentiel pour la PAC grâce à ses caractéristiques intéressantes et au développement rapide de la technologie hybride dans les véhicules. En utilisant l'hydrogène comme combustible, le rendement du moteur électrique à PAC est bien meilleur que les moteurs à l'essence. D'autre part, la faible émission des gaz de la PAC lui apporte une position très concurrente alors que la pollution de l'air est devenue un problème important, surtout dans les grandes villes. De plus, les moteurs silencieux sont un argument supplémentaire pour le transport urbain. L'augmentation continue du nombre de nouveaux systèmes (Fig. 1.6) nous permet d'avoir une vue optimiste de ce secteur. D'après les experts de l'industrie automobile, on espère qu'un million de voitures à PAC seront commercialisées en 2025 [Electric&hybrid].

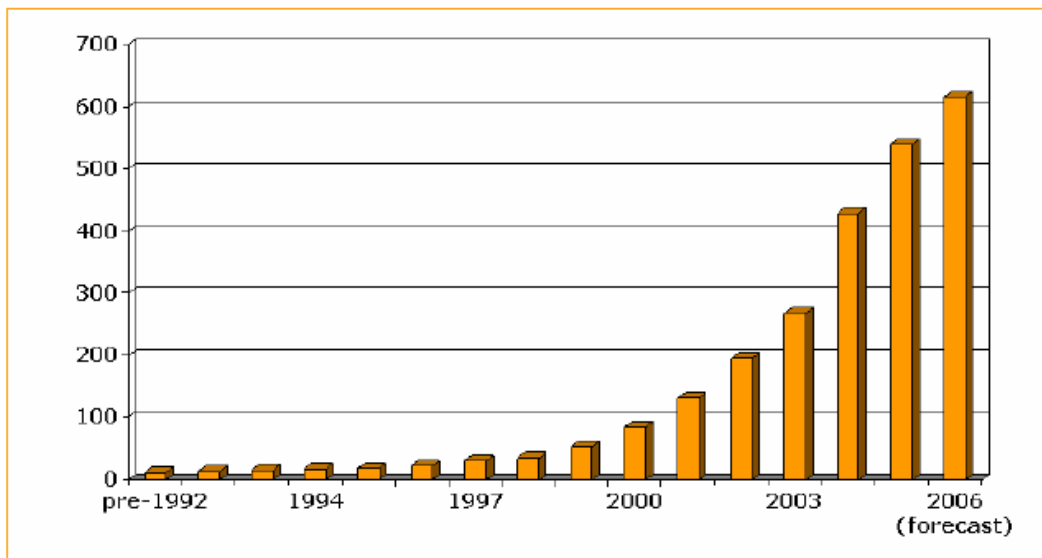


Fig. 1.6. Nombre de véhicules à PAC accumulés à travers des années [FC today]



Fig. 1.7. La FCX de Honda à l'exposition Tokyo Motor Show 2005



Fig. 1.8. Station d'hydrogène

Le modèle FCX de Honda à l'exposition Tokyo Motor Show 2005 (Fig. 1.7) est considéré comme le meilleur prototype des voitures à hydrogène et est vraiment la voiture de demain. Son moteur à 80 kW est alimenté par un générateur à PAC de 86 kW de technologie PEMFC. Il atteint la vitesse maximale de 150 km/h et parcourt un trajet de 300 km avec 3.75 kg d'hydrogène comprimé. La figure 1.8 nous montre une station d'hydrogène pour la FCX de Honda.

1.1.2.3. Applications stationnaires :

Quand nous parlons du vecteur énergétique pour l'avenir, nous faisons référence à des applications stationnaires parce que c'est le secteur qui exige des puissances importantes. La PAC est très attendue dans ce domaine et contribuera pour une part importante dans la production décentralisée, la méthode de production de l'électricité de l'avenir [Joon] [Torero]. Toutefois, actuellement, la commercialisation de la PAC ne vise que des utilisations finales et non des grands systèmes pour la vente au réseau de distribution. Il y a plusieurs raisons à cela : d'une part, le coût reste encore élevé par rapport à d'autres moyens de production d'énergie électrique qui demandent souvent de grandes puissances. D'autre part, elle devient beaucoup plus fiable à petite taille et sa possibilité de production conjointe d'électricité et de chaleur est bien adaptée aux besoins de l'habitant d'un petit quartier. Par conséquent, les principales applications stationnaires se trouvent dans les secteurs commercial, industriel et résidentiel. Les stations à puissances supérieures de quelques centaines de kilowatts sont très rares.

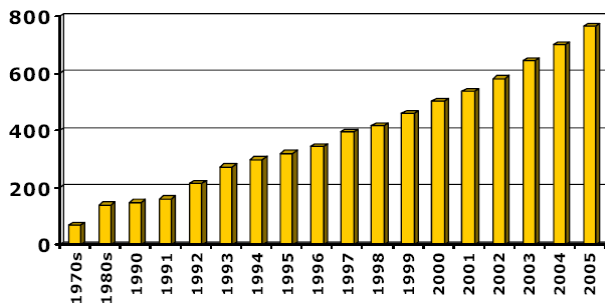


Fig. 1.9. Evolution du nombre de systèmes à puissance supérieure à 10 kW à travers les années

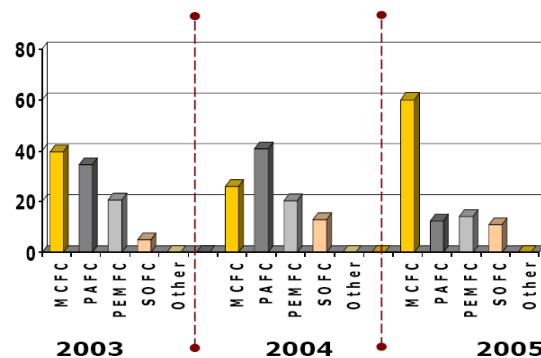


Fig. 1.10. Nombre des systèmes en pourcentage (%) par technologie à travers les années

Les figures 1.9 et 1.10 présentent l'évolution des systèmes à PAC pour les applications stationnaires à puissance supérieure à 10 kW en fonction des années et en fonction des technologies utilisées [FC today].

1.2. Comportement de la PAC et contraintes sur le convertisseur EP :

Dans cette partie, nous allons étudier le comportement de la PAC vis-à-vis des sollicitations en génie électrique ainsi que les contraintes à prendre en compte lors de la conception d'une interface EP pour celle-ci. En fait, ce comportement dépend fortement de la constitution de chaque système de PAC. Il varie non seulement en fonction de la technologie de PAC mais aussi selon la gamme de puissance, le point de fonctionnement, l'état de la PAC et l'alimentation en combustible et en carburant ... [Candusso] [Fontès]. Malgré des différences quantitatives, les systèmes de PAC représentent des caractéristiques communes. Nous allons donc les analyser en nous basant sur les résultats obtenus lors des études plutôt électrochimiques dans la pile.

1.2.1. Comportement électrique de la PAC :

L'étude du comportement de la PAC nous aide à comprendre la nature de la source à PAC lors de la conception du convertisseur. Nous distinguerons la courbe de polarisation statique et le comportement dynamique.

1.2.1.1. Caractéristique statique – nature d'une source non linéaire :

La courbe de polarisation de la figure 1.11 présente la caractéristique d'une source de PAC en statique. La variation du courant et de la tension de la PAC en fonction du niveau de la puissance fournie montre que la PAC n'est ni une source de tension ni une source de courant en statique. En effet, le potentiel thermodynamique théorique de la pile est de 1,23 V. Cependant, la tension à vide varie seulement entre 0,9 et 1,1 V. Cette première réduction est due à l'irréversibilité des réactions électrochimiques, notamment de la réduction de l'oxygène à la cathode. De plus, pour les faibles densités de courant, des contre-réactions sur les électrodes, dont l'importance est liée à leur cinétique, génèrent des surtensions d'activation. Les pertes d'activation sont plus importantes à la cathode qu'à l'anode. Ensuite, pour la partie relativement linéaire de la courbe, ce sont des pertes liées aux résistances électroniques et ioniques internes (pertes ohmiques). Les pertes relatives à la circulation des électrons sont localisées dans le conducteur électronique des électrodes, dans les plaques bipolaires et aux interfaces communes (résistance de contact). Les pertes relatives au transport des protons se situent dans l'électrolyte constituant la membrane et dans la zone active des électrodes. Les pertes ohmiques sont principalement localisées dans la membrane. Mais aux fortes densités de courant, ce type de pertes existe également dans les électrodes et à leurs jonctions.

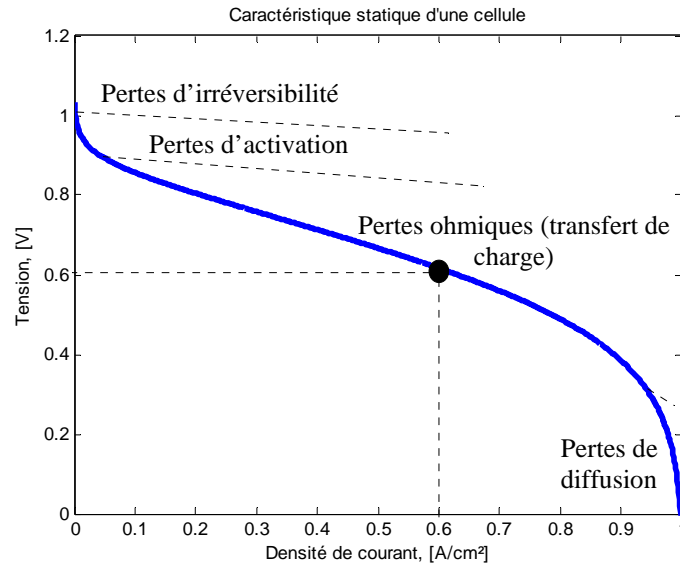


Fig. 1.11. Courbe de polarisation de la PAC

Enfin, pour les fortes densités de courant, c'est la cinétique de diffusion des gaz à travers les électrodes et l'accumulation d'eau dans les pores des électrodes (noyage) qui conduisent à des pertes de diffusion et de noyage importantes. Ce phénomène est d'autant plus précoce si l'on utilise de l'air au lieu de l'oxygène pur (les 80% d'azote passif gêne l'accès des sites réactifs aux 20% d'oxygène actif). A partir d'une certaine quantité de courant demandée, l'alimentation en molécule de l'oxygène ne peut plus suivre, et la tension chute rapidement.

Ainsi, la PAC est une source non linéaire, ni une source de courant, ni une source de tension. Sa tension et son courant varient en fonction de la puissance générée. Cette caractéristique est une des raisons principales de la nécessité d'avoir une interface EP afin de stabiliser sa tension de sortie.

1.2.1.2. Comportement dynamique – nature d'une source de tension :

Nous nous intéressons dans cette partie au comportement dynamique de la PAC autour d'un point stationnaire en fonction du domaine fréquentiel en génie électrique. Nous distinguons deux plages de fréquence. La première est de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines Hz caractérisant la fréquence du courant industriel et ses multiples. La deuxième est de l'ordre de quelques dizaines de kHz et est typique des fréquences de découpage du convertisseur statique.

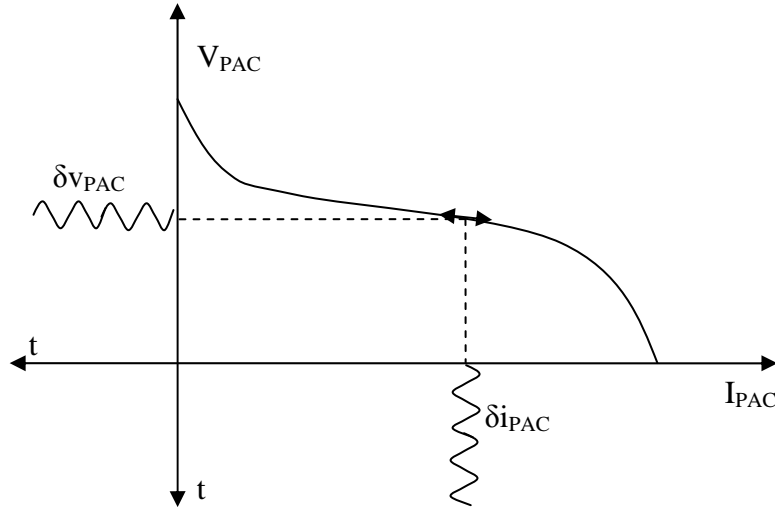


Fig. 1.12. Illustration du comportement dynamique

Le comportement dynamique de la PAC est obtenu en connectant la PAC avec une charge active de nature dynamique « source de courant ». En excitant le courant de charge de fréquence f et d'amplitude δi_{PAC} , nous obtenons les variations de tension correspondantes. Plusieurs études ont montré que plus la fréquence du courant d'excitation est élevée, plus la PAC se comporte comme une source de tension.

Les figures 1.13a, b et c présentent le comportement dynamique du modèle d'un stack ELECTROCHEM développé au LEEI [Fontès]. Nous notons que la variation de la tension est de 6 fois à 10 fois plus faible que celle du courant. Alors, lors de l'étude de conception du convertisseur EP, la PAC est considérée comme une source de tension en dynamique.

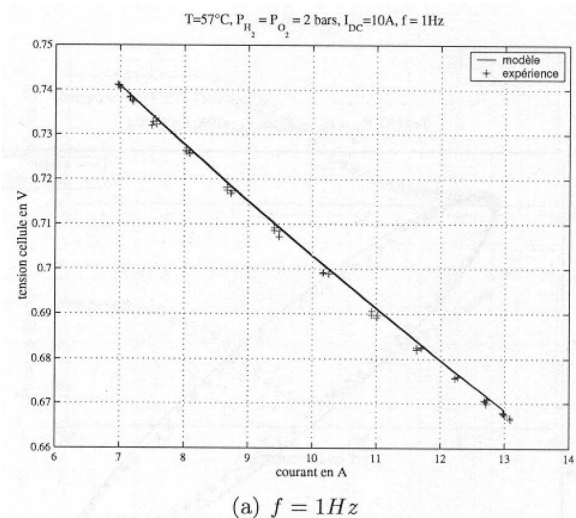


Fig. 1.13a. Comportement dynamique en fonction de la fréquence de modulation $f = 1\text{Hz}$ [Fontès]

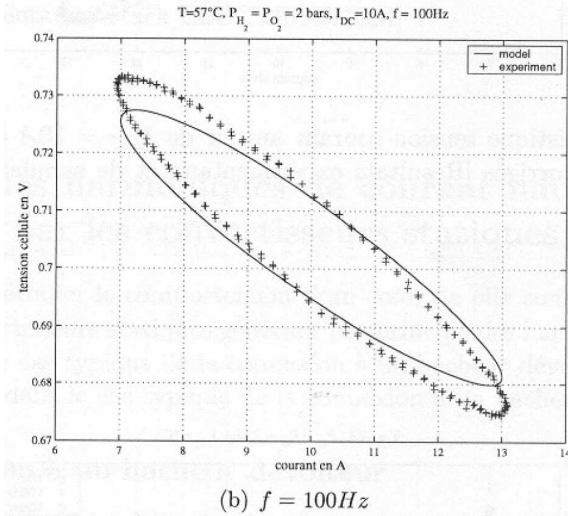


Fig. 1.13b. Comportement dynamique en fonction de la fréquence de modulation $f = 100 \text{ Hz}$ [Fontès]

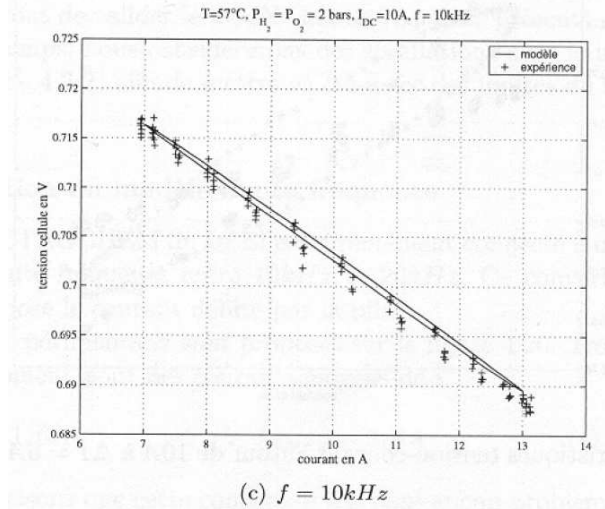


Fig. 1.13a. Comportement dynamique en fonction de la fréquence de modulation $f = 10 \text{ kHz}$ [Fontès]

1.2.2. Contraintes imposées par la source:

L'électronique de puissance a pour objet de stabiliser et contrôler certaines grandeurs électriques selon les besoins de la charge. En fonction du cahier des charges et des contraintes imposées par l'application, les convertisseurs sont conçus, spécifiés et optimisés. La PAC, quant à elle, possède également des contraintes spécifiques dues à sa constitution et à son principe de fonctionnement. Nous considérons dans cette partie quelques contraintes spécifiques principales de la PAC que le convertisseur doit satisfaire.

1.2.2.1. Fort courant et faible tension de la PAC :

Chaque cellule de PAC génère une tension de 0.6 V nominale à 1 V à vide et une densité de courant nominale de 0.6 A/cm². Pour obtenir des puissances plus élevées, on peut placer plusieurs cellules en série pour augmenter la tension ou bien utiliser des surfaces plus grandes afin de monter en courant. Un ensemble des cellules placées en série est appelé un stack (Fig. 1.14). Pour des raisons mécaniques, le nombre de cellules en série dans un stack est limité à environ 100 cellules, donc cet ensemble aura une tension nominale autour de 60 V et 100 V à vide. L'augmentation de la puissance unitaire d'un stack nécessite l'augmentation de la surface des cellules. Par exemple, la société Axane a proposé deux gammes de puissance correspondant à deux surfaces des plaques de pile. L'une de 80 cm² pour fournir une puissance de 2,5 kW et l'autre de 550 cm² une puissance de 20 kW. La tension de ces deux gammes reste dans la même plage entre 60 V et 100 V. Dans ces conditions, nous voyons bien que nous sommes dans le domaine fort courant et faible tension.

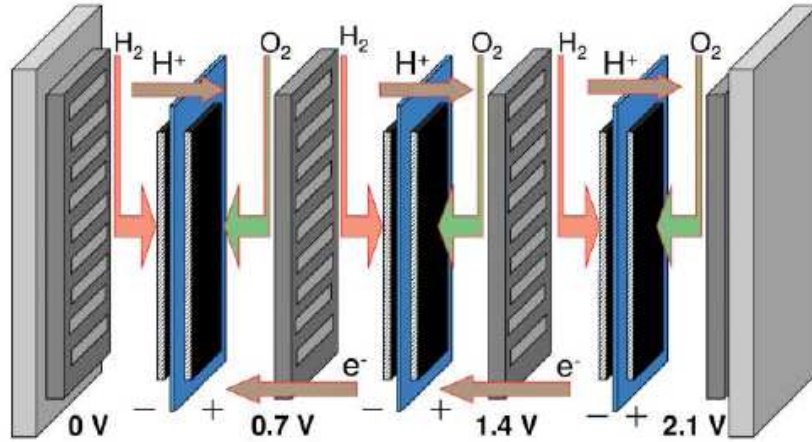


Fig. 1.14. Mise en série des cellules pour réaliser un stack.

1.2.2.2. Faible ondulation du courant débité :

Lors de la présentation du comportement dynamique de la PAC, nous avons vu qu'une faible ondulation de la tension est assurée même avec une ondulation relativement forte du courant. Par contre, afin de ne pas endommager la PAC ainsi que sa durée de vie, cette ondulation du courant doit être limitée à une faible valeur car elle dégrade le rendement de la pile. De plus, dans sa thèse, Guillaume Fontès [Fontès] a montré qu'une ondulation de 200% du courant peut causer 35% de pertes supplémentaires dans la membrane par rapport au cas d'un courant continu sans ondulation. Ces pertes additionnelles sont négligeables lorsque l'ondulation du courant fourni par la pile est inférieure à 10%.

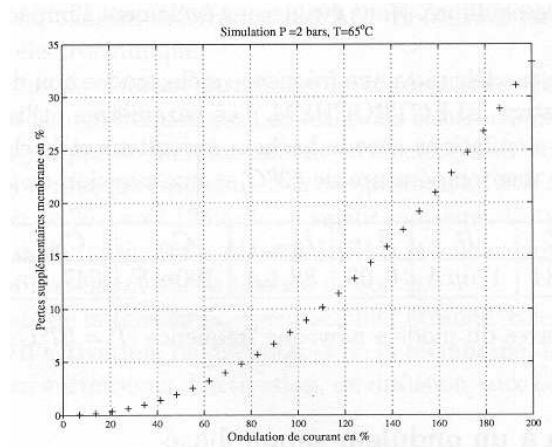


Fig. 1.15. Pertes supplémentaires dans la membrane en fonction de l'ondulation du courant de découpage [Fontès]

1.2.2.3. Réponse à des variations de charges :

La puissance électrique fournie par la pile est fonction du débit des gaz. Alors que l'hydrogène est souvent pré-produit et stocké sous forme d'hydrogène pur, le carburant (l'oxygène) est souvent pris dans l'air ambiant par un compresseur. De ce fait, la constante de temps de la PAC lors des appels de charge de type échelon est limitée par la dynamique mécanique du compresseur. Les figures 1.16 et 1.17 montrent des exemples de l'évolution de la tension lors de l'interruption du courant et lors d'une succession d'échelons de courant. Nous remarquons une constante de temps de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes. Pour chaque système de pile, la durée de ce régime transitoire dépend essentiellement du point de fonctionnement et de l'amplitude des échelons. Elle peut durer jusqu'à quelques secondes voire plus longtemps. Ce délai peut aussi être expliqué par l'analyse de l'évolution de la résistance des zones de diffusion et d'activation comme montrée dans les figures 1.19 et 1.20.

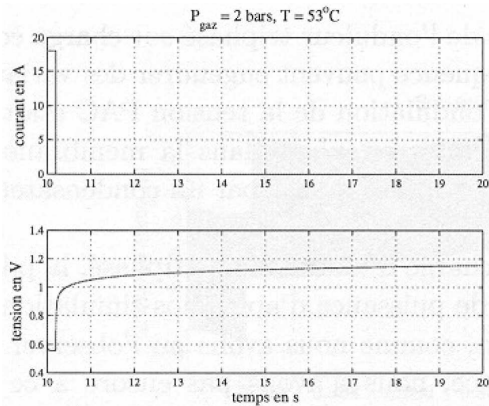


Fig. 1.16. Evolution de la tension lors d'une interruption de courant [Fontès]

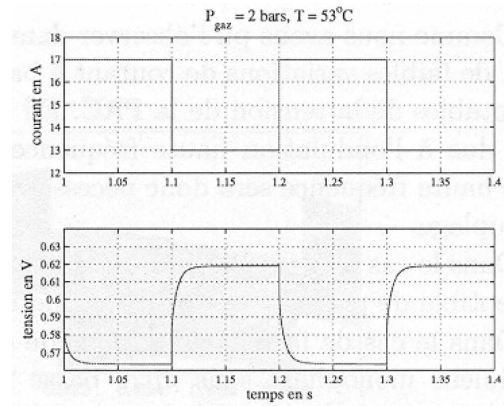


Fig. 1.17. Evolution de la tension de la PAC lors d'une succession des échelons de courant [Fontès]

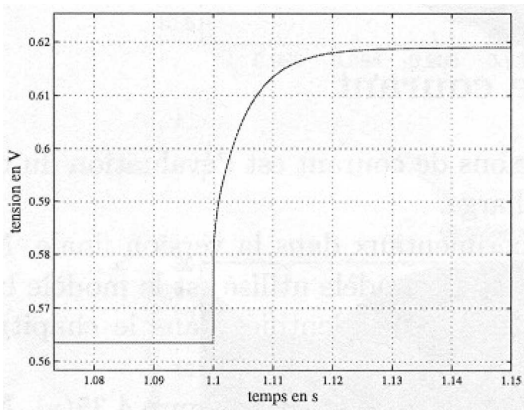


Fig. 18a. Zoom de la figure 1.17 [Fontès]

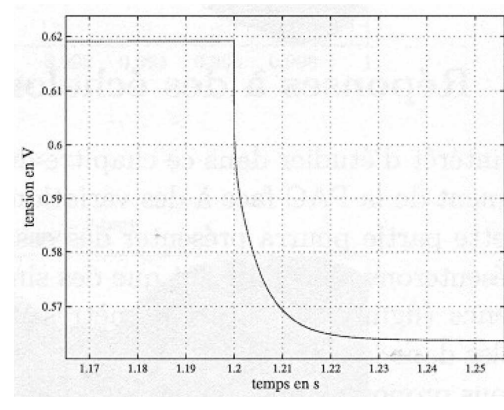


Fig. 18b. Zoom de la figure 1.17 [Fontès]

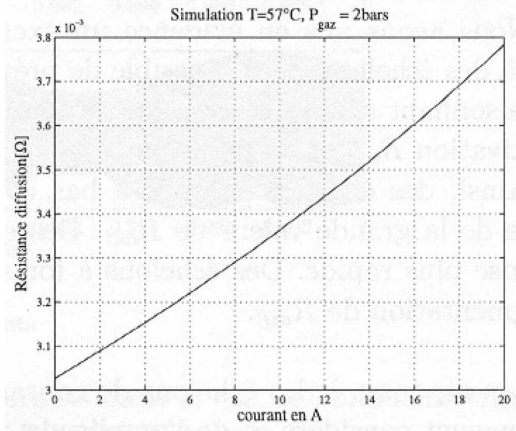


Fig. 1.19. Evolution de la résistance de diffusion

[Fontès]

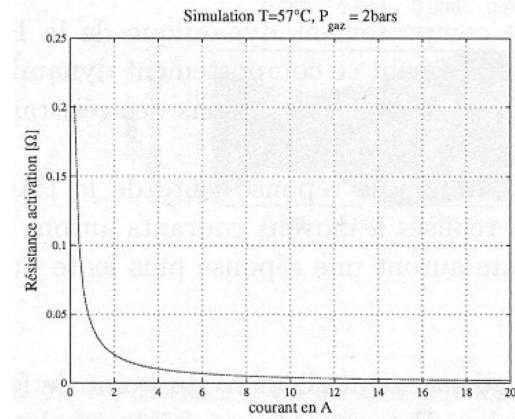


Fig. 1.20. Evolution de la résistance d'activation

[Fontès]

1.3. Présentation de deux gammes de puissance de PAC :

Dans le cadre des forts investissements au niveau international dans la recherche et le développement dans le domaine de pile à combustible, deux projets de recherches ont été proposés avec la participation de plusieurs acteurs français : le projet PACo [PAC8000] et le projet européen FEBUSS [FEBUSS]. La société AXANE – Air liquide est leader sur ces deux projets en proposant les systèmes pile à combustible. Le LEG y participe en s'intéressant à la conception de l'interface électronique de puissance reliant la pile et la charge. L'objectif principal pour le LEG est d'optimiser l'association du système de PAC avec le système d'électronique de conversion. Dans ce contexte, 3 thèses ont été réalisées au LEG. La thèse de Denis CANDUSSO soutenue en 2002 [Candusso] s'est concentrée sur la modélisation physicochimique de la pile, des composants de stockage ainsi que sur l'hybridation d'un groupe électrogène à PAC pour l'alimentation d'un véhicule. La thèse de Ianko VALERO EXPOSITO soutenue en 2004 [Ianko], quant à elle, vise essentiellement à la construction du système de contrôle – commande du convertisseur électronique de puissance en tenant compte de l'interaction avec la PAC et la charge. La thèse de Guillaume LEFEVRE soutenue en 2005 [Lefèvre01] a proposé des modèles de dimensionnement et de pertes des composants du convertisseur ainsi que des structures isolées pour la conversion DC/DC. L'apport de cette thèse reposera sur l'optimisation de l'architecture de l'ensemble du système de conversion d'électronique de puissance.

1.3.1. Contexte de recherche : projets PACo et FEBUSS

1.3.1.1. Cahier des charges du projet PACo :

Le module Aux iPAC du projet PACo [PAC8000] consiste en la conception de l'interface EP pour une gamme moyenne puissance visant, entre autres, des applications de télécommunications (alimentation de relais GSM). En effet, plusieurs stacks de 2.5 kW sont associés afin d'obtenir des puissances de 2.5 kW, 5 kW, 7,5 kW ou 10 kW. Chaque stack se compose de 100 cellules de 80 cm² pouvant fournir une tension de 60V au point nominal. La tension à vide étant de 100V. La pile utilise de l'hydrogène stocké sous pressions dans des réservoirs spécifiques comme combustible tandis que l'oxygène est pris directement dans l'air ambiant au moyen d'un compresseur. La durée de vie de la pile est attendue à au moins à 8000h. D'autre part, les stacks sont connectés directement avec le convertisseur DC-DC et l'ondulation du courant débité par la PAC est limité à 10%. La tension désirée à la sortie du convertisseur est de 48V DC avec une ondulation de tension inférieure à 10%.

1.3.1.2. Cahier des charges du projet européen FEBUSS :

Le projet européen FEBUSS [FEBUSS] concerne la construction d'un générateur à PAC visant des applications stationnaires et de transports. Ce générateur utilise des stacks de technologie PEM. En ce qui concerne l'alimentation du combustible et du carburant, l'hydrogène pur est stockée sous forme pression tandis que l'oxygène est pris dans l'air de ambiant. La durée de vie de la pile est d'environ 5000h. Dans ce champ d'application, la puissance désirée est de l'ordre de 100kW. Ce niveau de puissance est obtenu par association de plusieurs stacks de 20 kW. Chaque stack se composant de 100 cellules de 550 cm², il fournit à sa sortie une tension de 60V nominal et de 100V à vide. Les stacks de PAC seront connectés directement avec le convertisseur DC-DC. La tension de sortie désirée est voisine de 700V. L'ondulation du courant d'entrée et de sortie est limitée à une valeur inférieure à 10%.

1.3.2. Architecture du système des convertisseurs

L'architecture du système des convertisseurs sera un des sujets principaux de cette thèse. Nous l'aborderons sur les deux aspects suivants : les modes de connexion des convertisseurs avec les sources et la charge ainsi que le choix de structures de conversion adaptées.

1.3.2.1. Modes de connexion :

Comme nous l'avons mentionné dans le cahier des charges, dans chaque projet, nous utiliserons des stacks de PAC de puissance modulaire de 2,5 kW ou de 20 kW pour les associer de manière à obtenir des puissances plus élevées. Il existe évidemment plusieurs modes de connexion de ces stacks avec le

convertisseur en assurant une même alimentation vue de l'extérieur du système. Avant d'analyser en détail l'architecture de chaque gamme de puissance, nous allons présenter dans ce paragraphe les généralités sur les deux modes de connexions les plus rencontrés :

- la mise en parallèle de la sortie des convertisseurs
- la mise en série de la sortie des convertisseurs

La mise en parallèle des stacks de PAC est déconseillée à cause de l'impossibilité de contrôler la répartition du courant entre les stacks.

a) Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs :

Dans ce mode de connexion [Viet 03], un ou plusieurs stacks de PAC seront mis en série et l'ensemble des stacks sera raccordé avec un convertisseur. La sortie des convertisseurs sera mise en parallèle. La figure 1.21 montre une configuration avec n stacks mis en série et connectés avec un convertisseur. La sortie du g groupes de convertisseur – PAC est, en suite, mis en parallèle.

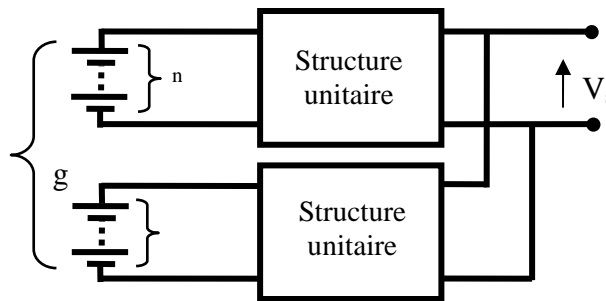


Fig. 1.21. Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs

Ce mode de couplage apparaît intéressant du point de vue de la modularité. En effet, l'augmentation de la puissance totale est faite par l'addition des modules en parallèle. Donc, avec un même nombre de n stacks en série en entrée, les systèmes de différentes puissances (variation de g) ont le même dimensionnement qui est celui du module de n stacks en série. De plus, le système est plus fiable car la défaillance d'un module ne conduit pas à l'arrêt total du système.

b) Mise en série de la sortie des convertisseurs :

Ce mode de connexion consiste la mise en série de la sortie des convertisseurs. En entrée du convertisseur, un ou plusieurs stacks peuvent être mis en série. La figure 1.22 illustre cette configuration avec n stacks mis en série en entrée de chaque convertisseur et g convertisseurs mis en série à la sortie.

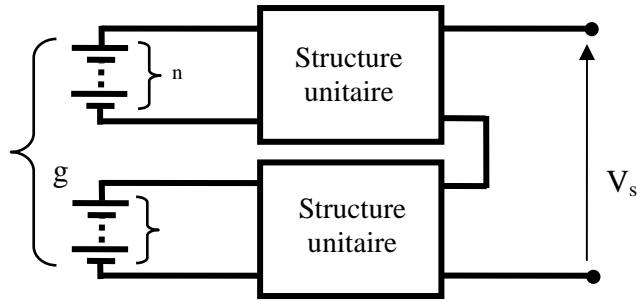


Fig. 1.22. Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs

Cette topologie permet de réduire la tension de sortie de chaque structure et peut être intéressante dans le cas où la tension de sortie est élevée. Par contre, elle apparaît moins flexible que la précédente du point de vue de la modularité. En effet, le dimensionnement du convertisseur doit être refait pour chaque niveau de puissance. De plus, afin d'améliorer la fiabilité de l'ensemble du système, le mode by-pass et le dimensionnement de chaque convertisseur doivent être prévus en tenant compte la défaillance d'un des groupes.

Ainsi, le mode de connexion influence non seulement la puissance de chaque convertisseur mais encore les contraintes imposées comme la tension, le courant de dimensionnement et par conséquent, les performances du convertisseur. L'intérêt de chacune dépend fortement du cahier des charges concret. Nous allons en discuter dans les deux paragraphes suivants pour les deux gammes de puissance.

1.3.2.2. Gamme moyenne puissance :

La gamme moyenne puissance utilise des modules de 2,5kW afin de concevoir des systèmes de puissance de 2,5kW, 5kW, 7,5 kW et 10 kW. Les contraintes en tension en entrée et en sortie imposent un convertisseur d'abaisseur. En effet, la tension minimale en entrée est de 60V (pour le cas d'un stack à puissance nominale) à 400V (pour le cas de 4 stacks en série et à vide) tandis que la tension de sortie est désirée à 48 V.

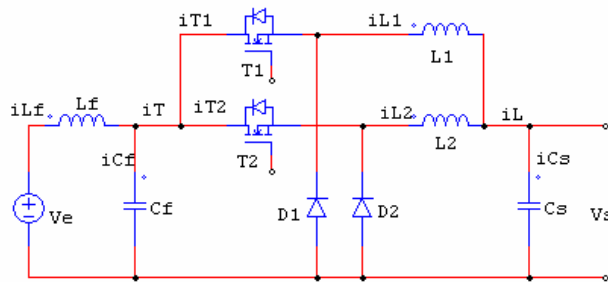


Fig. 1.23. Hacheur série entrelacé

a) Structures envisageables :

En tenant compte du niveau de puissance et de la gamme de tension, le BUCK entrelacé apparaît le mieux adapté. D'une part, cette structure est assez robuste et d'autre part, elle est très intéressante lorsque l'écart entre la tension d'entrée et de sortie n'est pas trop grand. Par contre, il existe des inconvénients que nous devons résoudre tel que le filtrage du courant d'entrée. En effet, l'ondulation du courant d'entrée est causée par la commutation des transistors. Cette ondulation est en général forte et le filtrage en entrée peut être difficile. Pour contourner ce problème, la technique de l'entrelacement peut être utilisée. Elle permet non seulement de réduire le courant moyen dans chaque branche, donc de résoudre le problème de fort courant, mais encore facilite le filtrage en entrée. De plus, le convertisseur est plus fiable : le défaut d'une branche ne conduit pas à l'arrêt du système. Nous allons approfondir l'influence que cela sur le dimensionnement ainsi que les intérêts et les limites de cette technique de l'entrelacement dans le chapitre 2. La recherche d'une structure optimale conduira à la recherche du nombre de branches d'entrelacement optimal.

b) Modes de connexion envisageables :

Le mode de connexion envisageable pour cette gamme de puissance est la mise en parallèle de la sortie des convertisseurs. La mise en série de la sortie des convertisseurs n'est pas aussi intéressante pour différentes raisons :

- la tension de dimensionnement est la tension en entrée. Donc, la diminution de la tension de sortie n'apporte aucun intérêt.
- l'abaissement de la tension de sortie agrandit l'écart entre la tension en entrée et en sortie de chaque convertisseur élémentaire.

Par conséquent, la recherche d'une configuration optimale consistera en trouver le nombre « n » de stacks à placer en série. Pour cela, nous allons comparer les performances du système de conversion en faisant varier le nombre de stacks en série de 1 à 4 pour chaque niveau de puissance.

1.3.2.3. Gamme forte puissance :

Dans la gamme forte puissance, ce sont des stacks de 20kW réalisés à l'aide de 100 cellules de 550cm² qui sont utilisés. L'application visée étant l'alimentation de charges triphasées 400V, la tension de sortie du convertisseur DC/DC devra être au minimum de 700V. Cela impose que, quelque soit la puissance mise en jeu, la structure de ce convertisseur devra être élévatrice car même dans le cas 100kW la tension n'excèdera pas 500V (régime à vide de 5 stacks en série).

a) Structures élévatrices envisageables :

Les structures élévatrices apparaissent plus diverses car il existe des structures isolées ainsi que non isolées [Viet02]. Des études sur les structures isolées ont déjà été menées [Li] [Ivanov02] [Lefèvre02]. Ces

structures offrent des solutions afin de faire face au problème de fort gain de tension. L'introduction de la commutation douce améliore le rendement du convertisseur en profitant de l'inductance de fuite du transformateur. Toutefois, même si les structures isolées permettent une grande souplesse dans les choix des tensions, il est plus intéressant d'utiliser des structures non isolées si elles garantissent les performances. C'est pourquoi, nous allons nous intéresser dans cette étude aux structures élévatrices non isolées que l'on retrouve sous le nom de BOOST. Plusieurs variantes existent : le BOOST classique entrelacé (fig. 1.24), le double BOOST entrelacé (fig. 1.25) et un nouveau convertisseur proposé baptisé double BOOST dual entrelacé (fig. 1.26). Ces structures, quant à elles, répondent bien aux contraintes de cette gamme de puissance. En effet, le nombre de branches d'entrelacement de ces structures n'est pas limité et permet de mieux s'adapter avec la contrainte de fort courant. D'autre part, la nature inductive de l'entrée du convertisseur facilite le filtrage en entrée. Par contre, ces structures doivent faire face à la contrainte d'un fort rapport de tension lorsqu'une tension de 700 V est désirée à la sortie avec une tension en entrée de 60 V. Cette difficulté est à l'origine d'une la nouvelle structure que nous proposons, le double BOOST dual entrelacé.

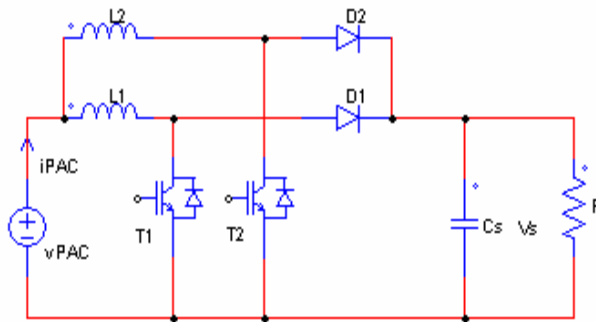


Fig. 1.24. BOOST entrelacé à 2 branches

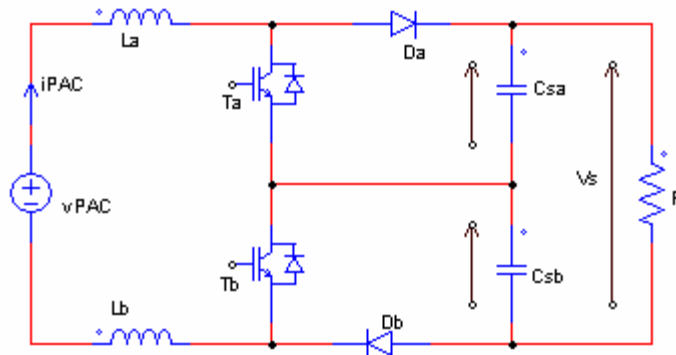


Fig. 1.25. Double BOOST entrelacé

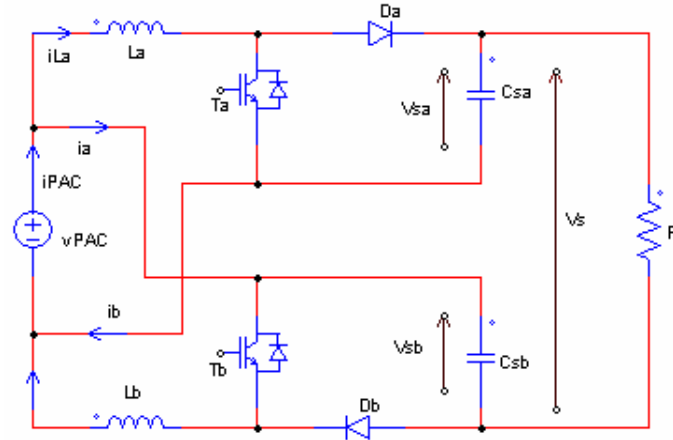


Fig. 1.26. Double BOOST dual entrelacé (IDD BOOST)

b) Modes de connexion envisageables :

Pour cette gamme de puissance, les deux modes de raccordement des convertisseurs élémentaires sont envisageables. En effet, l'intérêt de la mise en parallèle de la sortie est toujours la flexibilité du point de vue de la modularité. Par contre, les exigences en tension peuvent dégrader les performances de l'ensemble du système et la mise en série de la sortie permet, quant à elle, de les adoucir. Pourtant, les inconvénients que cette mise en série implique dans le dimensionnement et la fiabilité du convertisseur complet ainsi réalisés sont des limites. Nous allons, dans le chapitre 3, étudier et comparer de façon approfondie les structures des convertisseurs unitaires ainsi que les possibilités de les connecter.

1.4. Conclusion :

Ce chapitre introductif nous permet de présenter le contexte de l'étude. D'un côté une source d'énergie électrique aux performances prometteuses mais qui nécessite la mise en œuvre d'une interface d'électronique de puissance pour adapter ces caractéristiques à la charge. De l'autre, des intérêts économiques qui obligent le concepteur de l'interface à concevoir des produits qui soient à la fois génériques tout en garantissant le meilleur rendement. De ce constat est née l'idée d'une approche modulaire de la conception du convertisseur. Cela sous entend le choix d'une structure unitaire optimale pour une gamme de puissance et des modes d'interconnexions de ces structures unitaires permettant de garantir fiabilité et bon rendement à l'ensemble. Les deux chapitres qui vont suivre vont être entièrement consacrés à cette étude. Ainsi le chapitre 2 traitera du cas moyenne puissance en posant les bases permettant la comparaison des différentes solutions proposées et une structure optimale sera proposée pour la gamme moyenne puissance. Le chapitre 3, quant à lui, sera consacré à la gamme forte puissance. Il sera aussi l'occasion d'étudier la nouvelle structure élévatrice proposée à savoir le double BOOST dual entrelacé.

CHAPITRE 2

CONVERTISSEURS DE MOYENNE PUISSANCE :

Modèles de pertes et technique de l'entrelacement

Table des matières du chapitre 2

<u>2.1. Modèles de pertes des composants :</u>	36
<u>2.1.1. Modèles de pertes des semi conducteurs :</u>	36
2.1.1.1. <u>Constitution des SC :</u>	36
2.1.1.2. <u>Modèle des pertes d'une cellule de commutation :</u>	38
<u>2.1.2. Modèle de pertes des inductances :</u>	42
2.1.2.1. <u>Dimensionnement des inductances :</u>	42
2.1.2.2. <u>Méthode des plaques de Dowell :</u>	43
2.1.2.3. <u>Méthode de Dowell appliquée dans une inductance torique :</u>	46
2.1.2.4. <u>Pertes fer des inductances :</u>	49
2.1.2.5. <u>Dimensionnement optimal des inductances :</u>	50
<u>2.1.3. Modèle de pertes des condensateurs :</u>	53
<u>2.2. Technique de l'entrelacement :</u>	53
<u>2.2.1. Inductances de sortie :</u>	54
<u>2.2.2. Semi conducteurs :</u>	57
<u>2.2.3. Dimensionnement global du hacheur entrelacé :</u>	58
2.2.3.1. <u>Inductances principales:</u>	58
2.2.3.2. <u>Transistors :</u>	59
2.2.3.3. <u>Diodes :</u>	59
2.2.3.4. <u>Condensateur de sortie:</u>	59
2.2.3.5. <u>Filtre LC en entrée au côté des transistors :</u>	59
<u>2.3. Optimisation de la structure – répartition des pertes :</u>	60
<u>2.3.1. Dimensionnement et pertes dans les inductances :</u>	60
<u>2.3.2. Stratégie de choix et pertes des semi conducteurs :</u>	62
<u>2.3.3. Répartition des pertes dans les convertisseurs:</u>	67
<u>2.4. Conclusion :</u>	69

L'objectif de ce chapitre est de déterminer une architecture optimale de conversion pour la gamme moyenne puissance. Pour cela, nous commencerons par la construction des modèles de pertes dans les composants qui sont principalement les semi conducteurs, les composants bobinés et les condensateurs. Ces modèles de pertes constituent une partie fondamentale afin d'évaluer les performances des structures non seulement pour la gamme moyenne puissance mais aussi pour la gamme forte puissance qui sera abordée dans le chapitre 3.

Le chapitre se poursuit avec l'étude approfondie de la technique de l'entrelacement. En effet, cette technique est une solution efficace pour résoudre le problème de fort courant imposé par la pile mais elle modifie les formes d'onde du courant et de la tension des composants. Le dimensionnement de ceux-ci n'est plus évident comme dans les structures de base à une branche. En analysant les effets de cette technique, nous pouvons construire le lien entre le dimensionnement de la structure de base avec celui de la structure entrelacée. En suite, nous allons dimensionner globalement le hacheur série entrelacé selon le cahier des charges donné dans le chapitre précédent.

Le choix des semi conducteurs est délicat à cause non seulement de la diversité de leur technologie, de leurs caractéristiques mais encore de leur coût. Nous allons discuter de ces aspects avec la cahier des charges de la gamme moyenne puissance afin d'avoir une stratégie de choix des SC raisonnable.

Après avoir dimensionné le convertisseur, choisi des composants SC, nous étudierons, en appliquant les modèles de pertes des composants, la contribution des pertes de chaque composant ainsi que d'analyser la répartition des pertes dans celui-ci. Ces résultats seront les arguments afin d'évaluer le rôle et les caractéristiques importantes des composants lors de la conception d'un convertisseur.

Enfin, nous arriverons à la conclusion d'une structure optimale de l'interface d'électronique de puissance.

2.1. Modèles de pertes des composants :

Les pertes dans les composants d'un convertisseur sont toujours une des préoccupations des concepteurs lors de la phase de conception. Elles affectent bien évidemment le rendement du système mais ce n'est pas le seul inconvénient. Une augmentation des pertes se traduit par la mise en place d'un système de refroidissement plus important et donc par une augmentation du volume et du poids. Si les composants ne sont pas refroidis correctement, l'échauffement dégradera les caractéristiques de ceux-ci et pourra conduire à un fonctionnement incorrect du système. De plus, ce système de refroidissement peut être plus lourd et plus encombrant que l'ensemble des parties électriques et électroniques du convertisseur d'où la nécessité de correctement le dimensionner en utilisant des modèles de pertes dans les composants suffisamment fins.

Ce paragraphe se concentrera sur la construction des modèles de pertes des composants principaux du convertisseur : les inductances, les semi conducteurs et les condensateurs. Malgré l'existence des modèles d'analyse permettant d'étudier finement le comportement des composants, nous allons construire des modèles de conception qui sont applicables et pratiques lors de la phase de conception. Ceci est expliqué par le fait que les modèles d'analyse sont souvent coûteux en temps de calcul et exigent des données souvent inaccessibles pour le concepteur. Les modèles de pertes pour la conception du convertisseur doivent assurer une précision suffisante et être relativement simple afin d'obtenir des résultats viables tout en permettant des calculs rapides. De plus, les entrées demandées doivent être dans le catalogue fourni avec le produit par le constructeur.

2.1.1. Modèles de pertes des semi conducteurs :

Nous allons construire les modèles de pertes des interrupteurs de base en électronique de puissance : MOSFET, diode et IGBT. Ce sont aussi des semi conducteurs que nous utiliserons dans nos applications. Lors de l'étude des pertes des interrupteurs, il est inévitable d'analyser le fonctionnement d'une cellule MOS – diode car l'électronique de commutation n'est rien d'autre que la combinaison de deux semi conducteurs commutant entre eux. A partir de leur comportement, nous arriverons à former les modèles de pertes.

2.1.1.1. Constitution des SC :

a) MOSFET :

Depuis sa présence sur le marché des composants discrets en 1976, son utilisation dans le domaine d'électronique est fortement répandue. Il peut remplacer les composants bipolaires dans la gamme moyenne tension (jusqu'à 500V) et moyenne puissance (de quelques kilowatts) grâce à ses qualités :

- Commande en tension donc faible énergie de commande.
- Grande vitesse de commutation grâce à l'absence de stockage des porteurs minoritaires.
- Robuste grâce à la forte capacité de surcharge et à l'absence du phénomène de second claquage.
- Le coefficient de température de la résistance $R_{ds(on)}$, étant positif, offre une grande facilité dans la mise en parallèle et donc augmente la puissance transitée.

La structure représentative d'un MOSFET dans la figure 2.1 explique son principe de fonctionnement. En effet, lorsque l'on applique une tension V_{gs} entre la grille et la source supérieure à une tension de seuil V_{th} , un canal est créé et relie les deux zones N^+ et N^- . Cela permet la circulation des électrons de la source dopée N^+ vers le drain. Le MOSFET entre donc en conduction. Pour le bloquer, il faut seulement supprimer le canal en ramenant la tension V_{gs} entre la grille et la source à une valeur inférieure à la tension de seuil V_{gs} .

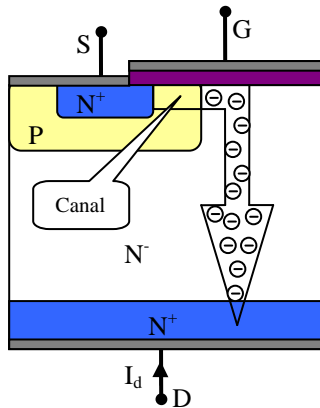


Fig. 2.1. Structure du MOS

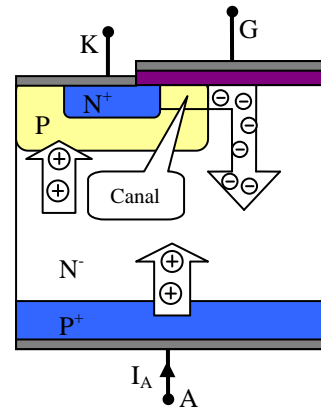


Fig. 2.2. Structure de l'IGBT

b) IGBT :

Les IGBT, développés dans le début des années 1980, combinent les meilleures qualités des MOSFET et des bipolaires. Comme les MOS, ils sont commandés en tension. Le blocage est possible par l'application d'une tension de commande négative. Comme les bipolaires, leur chute de tension directe est faible même avec une tenue en tension élevée. La constitution de ceux-ci est présentée dans la figure 2.2. En effet, la zone N^+ de la cathode du MOS est remplacée par une zone dopée P^+ . Le courant dans ce composant est assuré par le flux des électrons provenant de la région N^+ de la source et par celui des trous venant de la région P^+ de l'anode.

Une limite de ce composant lors de l'étude des pertes est l'existence des charges stockées. En effet, lors de l'ouverture, lorsque le canal est ouvert par l'application d'une tension négative, son courant n'est pas encore annulé mais traîne pendant un certain temps. Cette durée dépend principalement de la quantité de

charges stockées et de leur taux de recombinaison. Par conséquent, la vitesse de commutation est limitée et les pertes à l'ouverture augmentent.

c) Diode :

La diode rapide apparaît comme un des composants les plus simples et les plus utilisés dans l'électronique de puissance. Son principe de fonctionnement est simple : lorsque la tension entre anode et cathode est positive, elle est conductrice. Dans le cas au contraire, elle réagit comme une impédance de forte valeur. Il existe des diodes PIN et des diodes Schottky. La constitution de ces diodes est représentée dans les figures 2.3 et 2.4. Un des points le plus importants lors de l'utilisation des diodes sont les pertes dans celles-ci. En effet, elles causent non seulement des pertes à elle-même mais encore des pertes supplémentaires dans les autres composants, en particulier dans les transistors de la cellule de commutation par le phénomène de recouvrement.

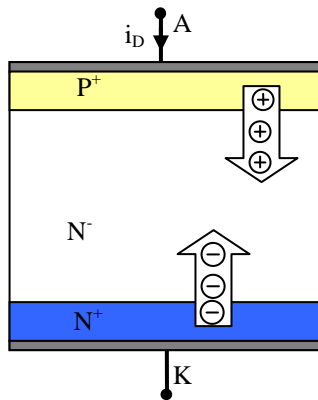


Fig. 2.3. Structure de la diode PIN

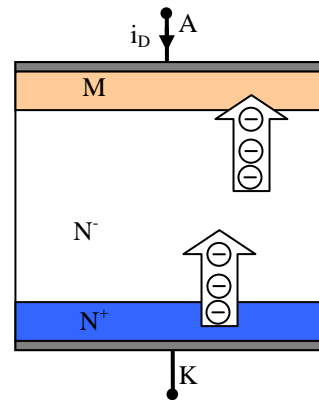


Fig. 2.4. Structure de la diode Schottky

2.1.1.2. Modèle des pertes d'une cellule de commutation :

Comme la cellule de commutation MOS – diode est le cœur de l'électronique de puissance, de nombreuses études ont déjà été effectuées sur ce sujet [Perret] [Lembeye] [Akhbari] [Raël] [Jeanin]. Plusieurs modèles plus ou moins fins sont proposés pour chaque problème physique. Nous pouvons distinguer les domaines physiques suivants [Schanen] :

- Electromagnétique pour les études de pertes, de commande et de CEM conduite et rayonnée.
- Thermique et hydraulique pour le dimensionnement du refroidissement
- Thermomécanique pour les études de la dilatation, de l'origine des défaillances.
- Thermoélectrique pour les études des paramètres physiques des semi conducteurs et le calcul des pertes...
- Electromécanique pour dimensionner le bus barre en cas de court circuit ...
- Electrostatique et électrodynamique pour les études de décharges partielles et claquage électrique.

C_{gs} est la capacité grain – source.
 C_{ds} est la capacité de la transition de la jonction.
 C_{gd} est la capacité grille – drain, aussi appelée capacité Miller
 C_d est la capacité de la diode
 L_p est l'inductance parasite.
 R_g est la résistance de commande.

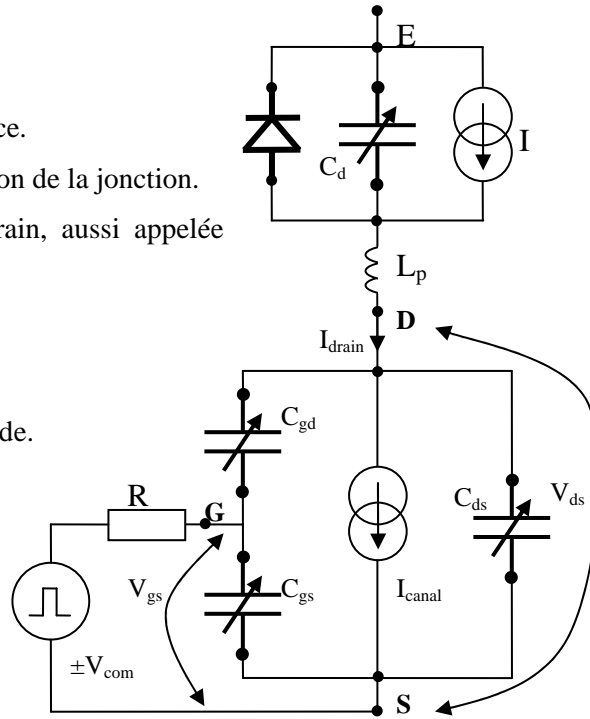


Fig. 2.5. Cellule de commutation détaillée

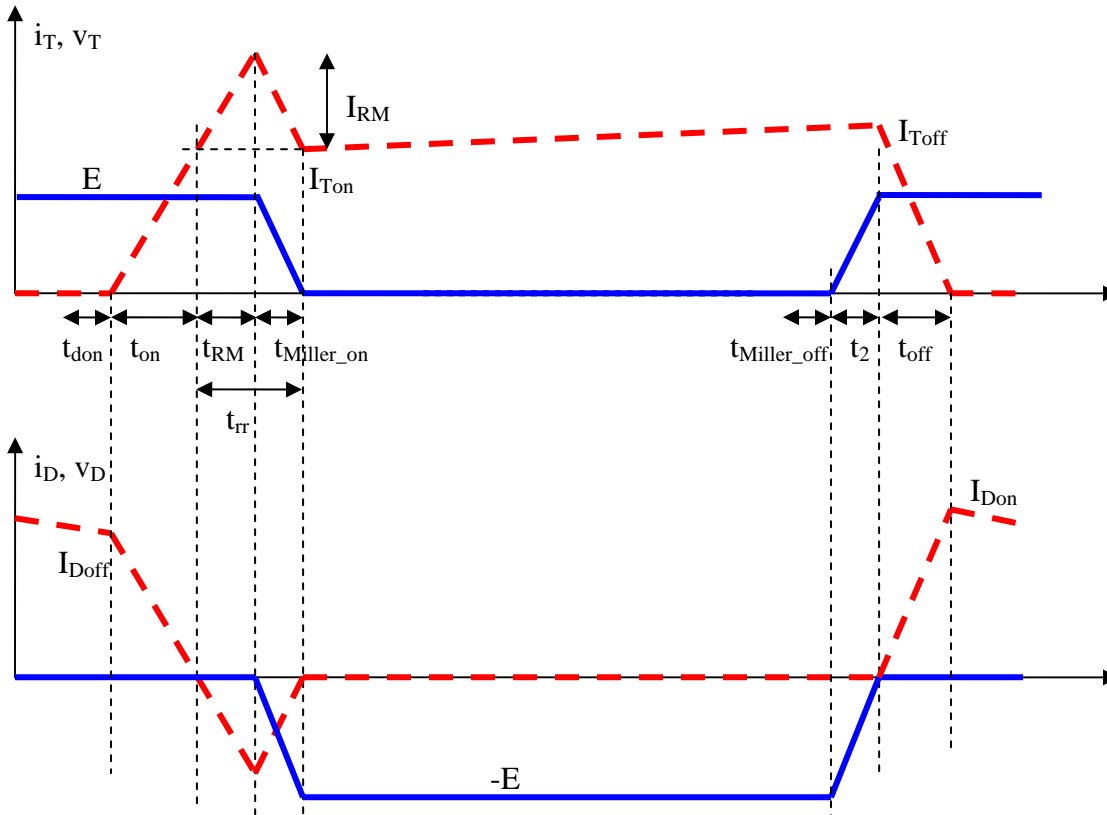


Fig. 2.6. Forme d'ondes simplifiées dans le MOS et la diode PIN

En ce qui concerne l'étude des pertes, le modèle de la cellule de commutation est présenté dans la figure 2.5. Les formes d'ondes simplifiées sont illustrées dans la figure 2.6. Nous allons analyser les pertes dans celle-ci pendant les principaux intervalles suivants :

- la conduction du MOS
- le blocage du MOS
- la fermeture du MOS
- l'ouverture du MOS

Dans chaque intervalle, nous déterminerons les pertes dans le MOS ainsi que celles dans la diode.

a) Conduction du MOS :

En régime de conduction permanent, les pertes dans le MOS sont caractérisées par une résistance $R_{ds(on)}$:

$$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot I_{eff}^2$$

Les pertes en régime de blocage de la diode sont négligeables.

b) Blocage du MOS :

Les pertes en régime de blocage MOS sont négligeables.

Pendant cet intervalle, la diode est en conduction. Elle est modélisée par une résistance R_D et une force contre électromotrice V_0 . Les pertes sont donc calculées par :

$$P_{D_cond} = V_0 I_{dmoy} + R_D I_{D_eff}^2$$

c) Fermeture du MOS :

- Temps de délai de fermeture t_{don} : La fermeture d'un MOS commence par l'application d'une tension positive V_{com} sur le circuit de grille. La tension V_{gs} évolue et atteint une valeur de seuil V_{th} après un temps t_{don} . Pendant cet intervalle, aucune perte ne se produit dans le circuit de puissance réalisé par la diode et le MOS. Les seules pertes sont celle du circuit de grille que nous négligerons dans cette étude compte tenu de la puissance du convertisseur.

- Temps de montée en courant t_{on} : A partir de l'instant où V_{gs} est égale à la tension de seuil V_{th} , le canal est créé, le courant dans le MOS augmente proportionnellement avec la diminution du courant dans la diode. A la fin de cette phase, le courant du MOS atteint la valeur du courant du circuit externe tandis que celui de la diode s'annule.

- Temps de recouvrement t_{RM} : Pour les diodes PIN, à cause du phénomène de recouvrement, la diode continue à se décharger vers le MOS. Par conséquent, le courant du MOS continue à augmenter et le courant dans la diode est inversé. Ces courants aboutissent à leur maximum après un temps t_{RM} .

Les pertes dissipées pendant ces temps t_{on} et t_{RM} sont calculées par :

$$P_{montée} = \frac{E \cdot (I_{Ton} + I_{RM})}{2} (t_{on} + t_{RM}) \cdot F$$

Le recouvrement allonge involontairement le temps de fermeture des MOS à l'intervalle où le courant est proche sa valeur de commutation maximale. Par conséquent, les pertes par ce phénomène peuvent être très critiques.

- Temps de descente en tension $t_{\text{Miller_on}}$: cette phase, appelée aussi le plateau Miller, est souvent assimilée à des charges et décharges des capacités C_d de la diode et C_{oss} du MOS. La tension du MOS s'annule et la diode est polarisée en inverse. A la fin de cette phase, le régime permanent est établi avec la conduction de la diode et le blocage du MOS.

Les pertes Miller sont déterminées par :

$$P_{\text{Miller_on}} = P_{\text{Miller_on}} \cdot F$$

Les pertes en fermeture sont par conséquent : $P_{\text{on}} = P_{\text{montée}} + P_{\text{Miller_on}}$

Les pertes pendant l'ouverture de la diode (fermeture du MOS) sont déterminées en fonction de des charges stockées dans celle-ci : $P_{\text{D_off}} = E \cdot Q_{\text{tr}} \cdot F$

d) Ouverture du MOS :

Le processus d'ouverture est inverse par rapport à la fermeture sauf qu'il n'existe pas le phénomène de recouvrement.

- Temps de délai d'ouverture t_{doff} : l'ouverture commence par l'application d'une tension de commande négative $-V_{\text{com}}$ sur le circuit de grille. La tension de la grille V_{gs} reste supérieure à V_{th} .

- Temps de montée en tension $t_{\text{Miller_off}}$: c'est le plateau Miller à l'ouverture. La diode est toujours bloquée. A la fin de cette phase, la tension de la diode est ramenée à zéro. Les pertes causées dans les MOS sont déterminées par :

$$P_{\text{Miller_off}} = P_{\text{Miller_off}} \cdot F$$

- Temps de descendre en courant t_{off} : à partir du moment où V_{gs} est inférieure à V_{th} , le courant du MOS commence à diminuer. Le courant du circuit externe est compensé par l'augmentation du courant dans la diode.

$$\text{Les pertes sont donc : } P_{\text{descent}} = \frac{1}{2} E \cdot I_{\text{Toff}} \cdot t_{\text{off}} \cdot F$$

Les pertes pendant l'ouverture sont, donc :

$$P_{\text{off}} = P_{\text{descent}} + P_{\text{Miller_off}}$$

Les pertes pendant les deux plateaux Miller peuvent être calculées approximativement par [Lefèvre01]:

$$P_{\text{Miller}} = P_{\text{Miller_on}} + P_{\text{Miller_off}} = \frac{1}{2} (C_{\text{oss}} + C_d) \cdot E^2 \cdot F$$

Les pertes par commutation dans le MOS sont :

$$P_{\text{com}} = P_{\text{on}} + P_{\text{off}} = P_{\text{montée}} + P_{\text{descent}} + P_{\text{Miller_on}} + P_{\text{Miller_off}}$$

$$= \frac{E \cdot (I_{Ton} + I_{RM})}{2} (t_{on} + t_{RM}) \cdot F + \frac{1}{2} E \cdot I_{Toff} \cdot t_{off} \cdot F + \frac{1}{2} (C_{oss} + C_d) \cdot E^2 \cdot F$$

Les pertes par commutation dans les diodes:

$$P_{D_off} = E \cdot Q_{rr} \cdot F$$

Ainsi, les pertes dans une cellule MOS – diode sont déterminées par :

$$P_{MOS} = R_{ds(on)} \cdot I_{eff}^2 + \frac{E \cdot (I_{Ton} + I_{RM})}{2} (t_{on} + t_{RM}) \cdot F + \frac{1}{2} E \cdot I_{Toff} \cdot t_{off} \cdot F + \frac{1}{2} (C_{oss} + C_d) \cdot E^2 \cdot F$$

$$P_D = V_0 \cdot I_{dmo} + R_D \cdot I_{D_eff}^2 + E \cdot Q_{rr} \cdot F$$

Dans ces formules, les valeurs liées au phénomène de recouvrement de la diode comme I_{RM} , Q_{rr} et t_{RM} dépendent de la valeur absolue de la pente du courant passant la diode lors de l'annulation de celui-ci. Considérons que la montée du courant dans le MOS est linéaire, cette pente est déterminée par :

$$\left. \frac{di_D}{dt} \right|_{i_D=0} = \frac{I_{Ton}}{n_D \cdot t_{on}}$$

Avec n_D est le nombre de diodes mise en parallèle dans une branche.

- Pertes dans les IGBT :

Le comportement de l'IGBT est similaire avec celui du MOS sauf qu'il existe le phénomène de traînage [Perret] [Lembeye]. Les pertes à l'ouverture sont, en général, plus élevées que dans le cas du MOS. Ces pertes sont indiquées dans le datasheet en fonction du courant du collecteur.

2.1.2. Modèle de pertes des inductances :

Les inductances de lissage apparaissent indispensables dans les alimentations à découpage. Elles contribuent pour une part non négligeable aux pertes, au volume et au poids du convertisseur. De plus, les inductances sont généralement spécifiques à chaque application. Ainsi, un dimensionnement et une évaluation des pertes corrects de cet élément seront nécessaires afin de pouvoir comparer les différentes structures de conversion.

2.1.2.1. Dimensionnement des inductances :

Il existe plusieurs méthodes pour dimensionner une inductance. Une des méthodes couramment utilisée se base sur le produit des aires $S_B \cdot S_F$ [Ferrieux]. D'après cette méthode, l'aire du noyau doit être suffisante pour ne pas être saturé et l'espace de bobinage doit être suffisant pour loger les conducteurs.

Pour une inductance linéaire où le champ magnétique dans son noyau n'est pas saturé, on a la relation:

$$N \cdot \Phi = L \cdot i$$

D'autre part, le flux Φ est déterminé par : $\Phi = B \cdot S_F$

S_F : surface effective du noyau magnétique.

On peut déduire alors : $B \cdot S_F \cdot N = L \cdot i$

$$\text{Donc : } S_F = \frac{L \cdot i}{B \cdot N}$$

Le noyau ne doit pas être saturé lorsque le courant est maximal, donc :

$$S_F \geq \frac{L \cdot I_{\max}}{B_{\max} \cdot N}$$

I_{\max} : courant maximal parcourant l'inductance correspondant à une induction B_{\max}

Quant à la surface de bobinage, elle est déterminée par :

$$S_B = k_B \cdot N \frac{I_{\text{eff}}}{J_{\max}}$$

Avec k_B coefficient de bobinage, représentatif de la place perdue entre les parties actives des conducteurs.

$$k_B = \frac{S_B}{NS_{\text{conducteur}}} \text{ avec } S_{\text{conducteur}} = I_{\text{eff}}/J$$

k_B compris entre 2 pour le fil émaillé et 3 pour le fil de Litz.

Le produit des aires A est calculé par :

$$A = S_B \cdot S_F = \frac{K_B L I_{\max} I_{\text{eff}}}{J B_{\max}}$$

Ce produit est proportionnel à un terme $L I_{\max} I_{\text{eff}}$ qui est homogène à une énergie stockée dans l'inductance ($LI^2/2$).

On doit choisir un noyau qui est capable de stocker au moins l'énergie calculée. Donc, dans le catalogue fourni, on choisit le noyau ayant $A > A_{\text{calcul}}$. Le noyau est maintenant connu.

$$\text{Ensuite, on détermine le nombre de spires nécessaires : } N = \frac{L I_{\max}}{S_F B_{\max}}$$

$$\text{Enfin, le matériau du noyau est déterminé par sa perméabilité : } A_1 = \frac{L}{N^2}$$

2.1.2.2. Méthode des plaques de Dowell :

La prédiction des pertes dans une inductance apparaît plus difficile compte tenu de la fréquence d'utilisation et de la répartition du champ dans la fenêtre de bobinage. En effet, ces pertes se composent des pertes fer et des pertes cuivre. Les pertes fer se situent dans le noyau et sont dues au phénomène d'hystérésis et aux courants de Foucault dans le noyau. Les pertes cuivre se produisent dans les conducteurs et comprennent les pertes continues et celles en haute fréquence dues à l'effet de peau et à

l'effet de proximité. Dans la plupart des cas, quand l'ondulation du courant dans l'inductance est faible, elles sont conditionnées par les pertes continues imposées par le courant moyen. Par contre, les effets haute fréquence sont non négligeables quand cette ondulation du courant devient importante. C'est bien malheureusement notre cas lorsque la technique de l'entrelacement permet une forte ondulation du courant dans chaque branche (détaillé dans la partie suivante).

Le calcul du champ généré par une inductance est souvent très complexe. Plusieurs méthodes de calculs analytiques adaptées à chaque géométrie sont proposées dans la littérature mais toutes sont limitées à une dimension ou bien ramenées à une dimension [Reatti]. Pour toutes les géométries où la répartition du champ électromagnétique est non uniforme, il faut combiner entre les méthodes analytiques et numériques [Reatti]. Dans la suite de ce paragraphe, nous allons présenter la méthode des plaques de Dowell [Dowell] appliquée à une inductance de forme torique pour calculer les pertes pour des raisons suivantes :

- Cette méthode a été employée dans de nombreuses études et apporte des résultats relativement précis.
- Elle convient à des calculs rapides qui sont nécessaires lors de l'étude de nombreuses configurations du convertisseur.
- Les inductances de type torique répondent bien aux contraintes imposées par la structure de conversion de notre application.

a) Méthode des plaques Dowell :

Cette méthode, proposée par Dowell en 1966 [Dowell], consiste en la transformation des conducteurs en plaques équivalentes immergées dans un champ unidimensionnel. La transformation se compose des étapes suivantes (fig. 2.7):

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

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

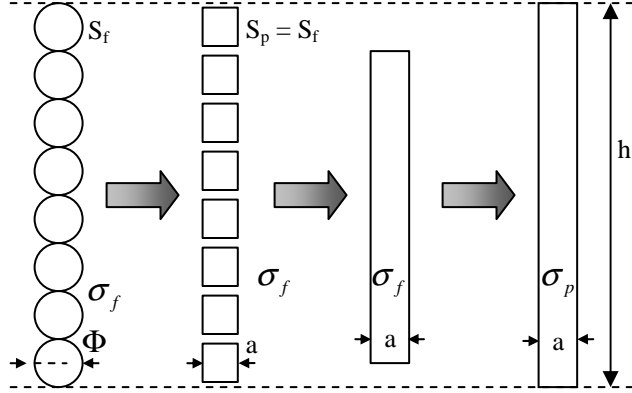


Fig. 2.7. Transformation des conducteurs en plaque

La suite de cette méthode concerne la décomposition du champ magnétique d'un conducteur en un champ propre et en un champ de proximité. La raison de cette dissociation est que le champ total en un point quelconque est la superposition du champ créé par le conducteur lui-même et la champ créé par les conducteurs voisins. Elle simplifie nettement le problème

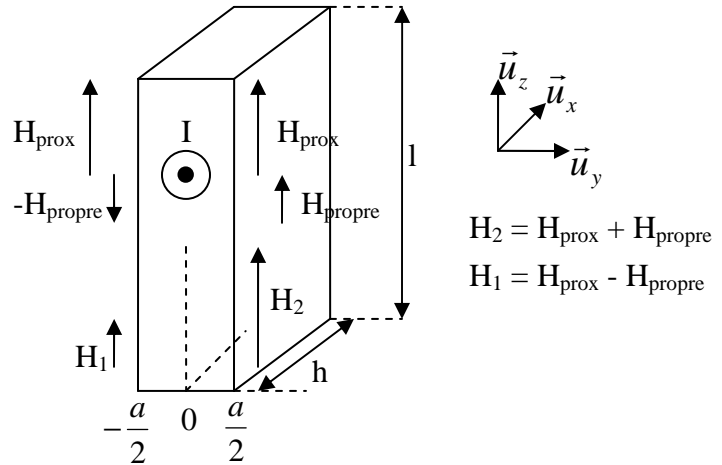


Fig. 2.8. Décomposition du champ dans une plaque de Dowell

parce que l'on a décomposé une grandeur complexe en une grandeur antisymétrique et une grandeur constante (fig. 2.8).

Considérons une plaque conductrice avec les dimensions données dans la figure 2.8, le champ propre est antisymétrique par rapport au centre de la plaque, le champ proximité est, par contre, uniforme.

La puissance active générée par le champ propre :

$$P_{\text{propre}} = \frac{H_{\text{prop}}^2 \cdot h \cdot l}{\sigma \cdot \delta} \cdot \left[\frac{\text{sh}\left(\frac{a}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{a}{\delta}\right)}{\text{ch}\left(\frac{a}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{a}{\delta}\right)} \right]$$

La puissance active générée par le champ de proximité :

$$P_{\text{prox}} = \frac{H_{\text{prox}}^2 \cdot h \cdot l}{\sigma \cdot \delta} \cdot \left[\frac{\text{sh}\left(\frac{a}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{a}{\delta}\right)}{\text{ch}\left(\frac{a}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{a}{\delta}\right)} \right]$$

La puissance produite par le champ total sera la somme de deux puissances calculées au dessus : $P_{\text{plaque}} = P_{\text{propre}} + P_{\text{prox}}$

Dans une plaque non conductrice, la puissance active produite est négligeable.

2.1.2.3. Méthode de Dowell appliquée dans une inductance torique :

a) Propriétés du champ magnétique créé par les conducteurs dans la fenêtre de bobinage :

Considérons une coupe d'une inductance torique représentée dans la figure 2.9. Grâce à la symétrie des conducteurs par rapport au centre O du tore, le champ total sur un cercle de centre O est tangent avec celui-ci et le module est constant. De plus, le champ créé par un conducteur doit être dans le plan perpendiculaire avec le conducteur. Ainsi, le champ total est déterminé par : $\vec{H} = H(r) \cdot \vec{u}_\theta$

Le module du champ en un point est calculé par le théorème d'Ampère sur un contour circulaire :

$$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = H(r) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r = \sum N \cdot I$$

Le champ propre et de proximité est déterminé à partir des conditions aux limites de la $k^{\text{ème}}$ couche.

Champ à l'extrémité externe de la couche k :

$$H_{k_prox} + H_{k_propre} = \sum_{i=1}^k \frac{\delta_i \cdot N_i \cdot I_i}{2 \cdot \pi \cdot r_k}$$

Champ à l'extrémité interne de la couche k :

$$H_{k_prox} - H_{k_propre} = \sum_{i=1}^{k-1} \frac{\delta_i \cdot N_i \cdot I_i}{2 \cdot \pi \cdot r_k}$$

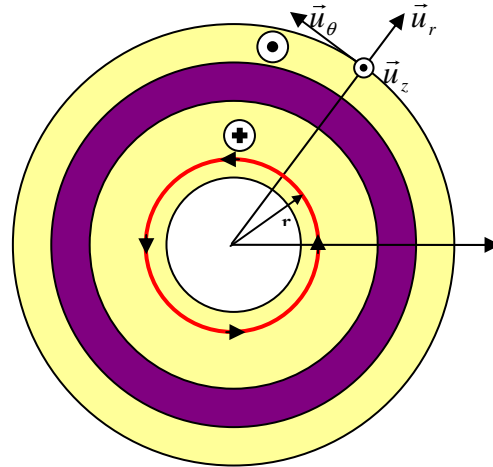


Fig. 2.9. Propriétés du champ magnétique créé par les conducteurs dans la fenêtre de bobinage

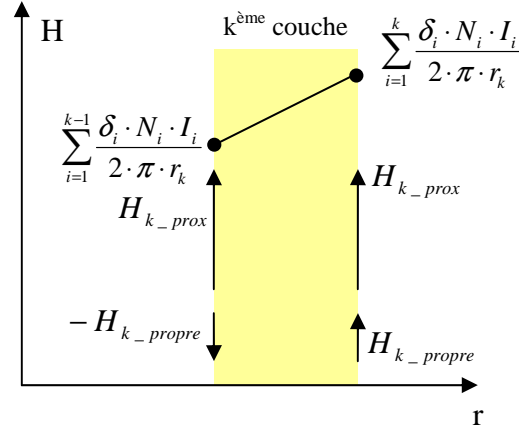


Fig. 2.10. Évolution du champ dans une couche

b) Transformation en plaque :

La transformation des conducteurs ronds en plaque est faite comme dans la figure 2.7. Les couches rondes conductrices sont transformées en couches droites dont la hauteur est le périmètre moyen d'une couche circulaire.

Dans les alimentations à découpage, les fils de Litz sont souvent utilisés pour fabriquer des inductances. Ils se basent sur le principe de fragmenter un conducteur en plusieurs brins isolés de faible diamètre afin de réduire l'effet de peau. L'utilisation répandue de ce type de conducteur exige la modélisation de celui-ci. Le calcul du champ d'une façon rigoureusement au niveau des brins est non réaliste et n'est pas nécessaire dans l'étude des pertes. Par contre, nous pouvons faire des simplifications pour aboutir à des expressions analytiques exploitables.

Le champ moyen dans chaque brin est quasi uniforme grâce au changement de position des brins dans le fil. Le courant est, par conséquent, réparti de façon équilibrée entre les brins. La transformation des brins vers une plaque est faite de la même façon qu'au dessus mais si l'on utilise le fil de Litz, chaque conducteur se compose de plusieurs brins. Il faut donc, considérer chaque brin comme un conducteur. Ces conversions sont faites avec les relations de transition suivantes :

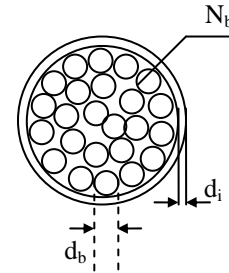


Fig. 2.11. Fil de Litz

$$a = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \Phi_{brin} ; \quad b = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \left(\frac{\Phi_{brin} - 2 \cdot d_i}{\sqrt{N_b}} - d_b \right) ; \quad c = \frac{\Phi}{2} - \frac{\sqrt{\pi}}{4} (\Phi_{brin} - 2 \cdot d_i) ;$$

$$\sigma_p = \sigma_f \cdot \frac{N_f \cdot \sqrt{\pi \cdot N_b} \cdot d_b}{2l}$$

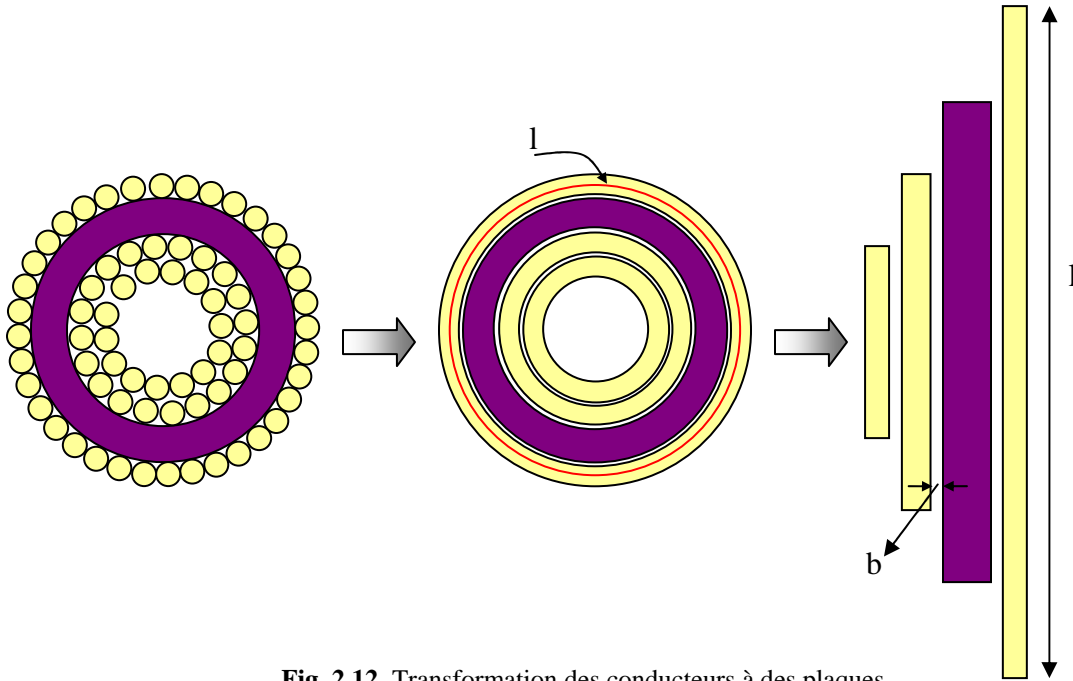


Fig. 2.12. Transformation des conducteurs à des plaques Dowell d'une inductance torique

La puissance dissipée dans une couche de conducteur est déterminée par :

$$P = \frac{h \cdot l_c}{n \cdot \sigma_c \cdot \delta_c} \cdot \left[\frac{sh\left(\frac{a}{\delta_c}\right) + \sin\left(\frac{a}{\delta_c}\right)}{ch\left(\frac{a}{\delta_c}\right) - \cos\left(\frac{a}{\delta_c}\right)} \cdot H_{prop}^2 + \frac{sh\left(\frac{a}{\delta_c}\right) - \sin\left(\frac{a}{\delta_c}\right)}{ch\left(\frac{a}{\delta_c}\right) + \cos\left(\frac{a}{\delta_c}\right)} \cdot \left[\frac{n^2 - 1}{3} \cdot H_{prop}^2 + n^2 \cdot H_{prox}^2 \right] \right]$$

c) Pertes dans les conducteurs de transition :

Ce sont des conducteurs horizontaux, au dessus et en bas de l'inductance (fig. 2.13).

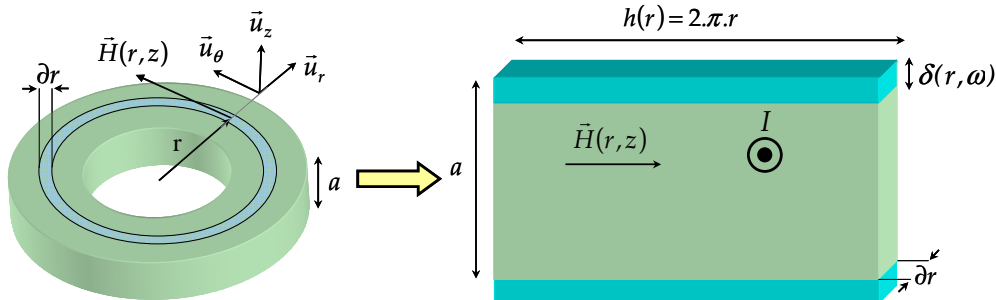


Fig. 2.13. Evolution du champ dans les conducteurs horizontaux [Lefèvre01]

Les pertes dans ceux-ci sont souvent non négligeables et peut être calculées par [Lefèvre01]:

$$P(r) = \frac{h(r) \cdot dr}{n \cdot \sigma(r) \cdot \delta(r)} \cdot \left[\begin{array}{l} \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{a}{\delta(r)}\right) + \sin\left(\frac{a}{\delta(r)}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{a}{\delta(r)}\right) - \cos\left(\frac{a}{\delta(r)}\right)} \cdot H_{propre}^2(r) + \dots \\ \dots \\ \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{a}{\delta(r)}\right) - \sin\left(\frac{a}{\delta(r)}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{a}{\delta(r)}\right) + \cos\left(\frac{a}{\delta(r)}\right)} \cdot \left[\frac{n^2 - 1}{3} \cdot H_{propre}^2(r) + n^2 \cdot H_{prox}^2(r) \right] \end{array} \right]$$

$$\text{et } P_{C-trans} = \int_{R_{int}}^{R_{ext}} P(r) dr$$

Dans l'annexe A7, nous présenterons un exemple de calcul des pertes de cuivre dans les inductances avec les fils émaillés et les fils de Litz.

2.1.2.4. Pertes fer des inductances :

Les pertes fer des inductances se composent des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault. Les pertes par hystérésis sont dues à la différence entre l'énergie stockée et l'énergie délivrée dans l'inductance. En effet, l'énergie stockée dans une inductance est déterminée par :

$$E = \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt$$

$$\text{La loi d'Ampère : } i(t) = H(t) \frac{l}{n}$$

$$\text{La loi Faraday : } v(t) = n \cdot A \frac{dB(t)}{dt}$$

$$\text{Donc : } E = A \cdot l \int H \cdot dB$$

Alors, l'énergie volumique stockée dans l'inductance est l'aire créée par la courbe « aller » avec l'axe B et l'énergie volumique délivrée par l'inductance est l'aire créée par la courbe « retour » avec l'axe B.

La perte d'énergie dans le noyau est donc la différence entre ces deux aires, créée par les 2 courbes « aller », « retour » et l'axe B multipliée par le volume du noyau. Les pertes de puissance sont égales à la perte d'énergie multipliée par la fréquence de découpage.

Les pertes fer volumiques sont données de façon empirique par la formule de Steinmetz :

$$P_{fer} = k \cdot f^a \cdot B_{ac}^d$$

Avec k, a, d des constantes qui dépendent du matériau utilisé.

f : fréquence de découpage

B_{ac} : valeur max de l'induction en alternatif, en Tesla.

Cette formule n'est valable que lorsque le champ dans le noyau n'est pas saturé. Dans le cas où l'induction B a une valeur moyenne non nulle, B_{ac} peut être déterminé comme montrée dans la figure 2.14.

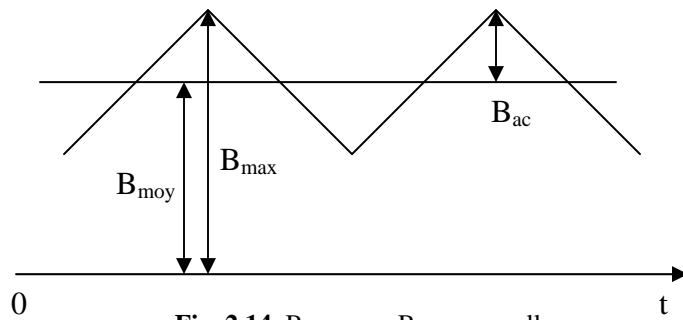


Fig. 2.14. B_{ac} en cas B_{moy} non nulle

Les pertes par hystérésis deviennent importantes lorsque l'ondulation du courant, donc de l'induction B , est forte.

Un autre type de pertes dans le noyau est lié aux courants de Foucault lors de la variation du flux magnétique. En effet, selon la loi de Lenz, lors d'une variation du flux magnétique dans le noyau, il apparaît un courant qui y circule. D'autre part, cette variation est proportionnelle avec la tension appliquée aux bornes de l'inductance. Cette perte est donc, proportionnelle avec le carré de la tension et le

$$\text{rapport cyclique : } P_{Foucault} = \frac{V^2}{R_{noyau}} \alpha$$

Puisque la résistance du noyau est souvent très grande et que les noyaux sont souvent en poudre, ces pertes sont souvent négligeables par rapport aux pertes par hystérésis.

2.1.2.5. Dimensionnement optimal des inductances :

Le terme « optimal » que nous allons aborder dans ce paragraphe comporte deux aspects. L'un est le compromis entre les pertes de fer et les pertes de cuivre dans une inductance. L'autre est le compromis entre les pertes haute fréquence et les pertes continues.

Le premier compromis est à l'origine du fait que le dimensionnement d'une inductance se base sur le produit des aires. Alors, pour des consignes imposées par le circuit de puissance, il existe plusieurs possibilités de réaliser l'inductance. C'est par exemple une inductance à plus petite section du noyau magnétique et à plus grande section de bobinage. Dans ce cas, nous diminuons les pertes de fer et augmentons les pertes de cuivre. Mais, des inductances à plus grande section du noyau magnétique avec moins de spires (surface de bobinage plus petite) sont aussi possibles. Dans ce cas là, il y aura moins de pertes de fer et plus de pertes de cuivre.

Le deuxième compromis peut être expliqué comme suit. Le rôle de l'inductance dans les alimentations à découpage est de lisser le courant qui y passe. Pour limiter une ondulation maximale ΔI_{Lmax} , la valeur minimale de l'inductance nécessaire est calculée par :

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{v_L}{L} \cdot \alpha \cdot T \Rightarrow L_{\min} = \frac{v_L}{\Delta I_{L_{\max}}} \cdot \alpha \cdot T$$

Alors, dans la plupart de cas, la valeur $\Delta I_{L_{\max}}$ est assez faible et ne cause pas trop de pertes. Mais malheureusement ce n'est pas notre cas parce que la technique de l'entrelacement, présentée dans le paragraphe suivant, permet d'avoir de fortes ondulations du courant dans chaque branche. Par conséquent, $\Delta I_{L_{\max}}$ prendra des valeurs élevées et causera des pertes hautes fréquences importantes voire inacceptables dans les inductances. Pour faire face à ce problème, les inductances doivent être surdimensionnées afin d'obtenir des ondulations plus faibles. En ajoutant plus de spires, l'ondulation et les pertes haute fréquence diminuent mais la résistance série en continue augmente.

Un processus d'optimisation a été proposé par Guillaume LEFEVRE dans sa thèse [Lefèvre01] qui permet d'obtenir une inductance optimale. En effet, à partir des données de base liées au contraintes du circuit de puissance comme le rapport cyclique, la fréquence de découpage, l'ondulation du courant ... et les données liées aux matériaux utilisés pour faire l'inductance comme la densité maximale de courant et les données des conducteurs, nous allons calculer toutes les possibilités des inductances. Pour chaque inductance, nous déterminons ses pertes de cuivre, ses pertes de fer ainsi que son volume de noyau. Ensuite, une fonction d'objectif est utilisée pour déterminer le compromis. Cette fonction d'objectif est de type :

$$F_{Obj} = \lambda \cdot \frac{P}{P_{\max}} + (1 - \lambda) \cdot \frac{V}{V_{\max}}$$

Avec : P : puissance dissipée dans l'inductance,

V : volume du tore utilisé

P_{\max} et V_{\max} : valeurs maximales de puissance et de volume dans l'ensemble des solutions satisfaisant les contraintes de conception.

λ : Contrainte d'optimisation. Pour $\lambda = 0$, le volume de l'inductance sera minimal, quand $\lambda = 1$, les pertes sont minimisées.

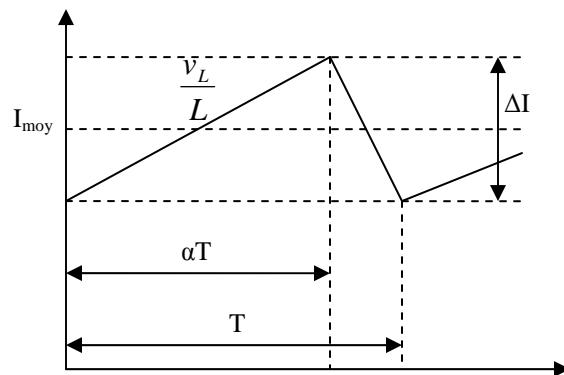
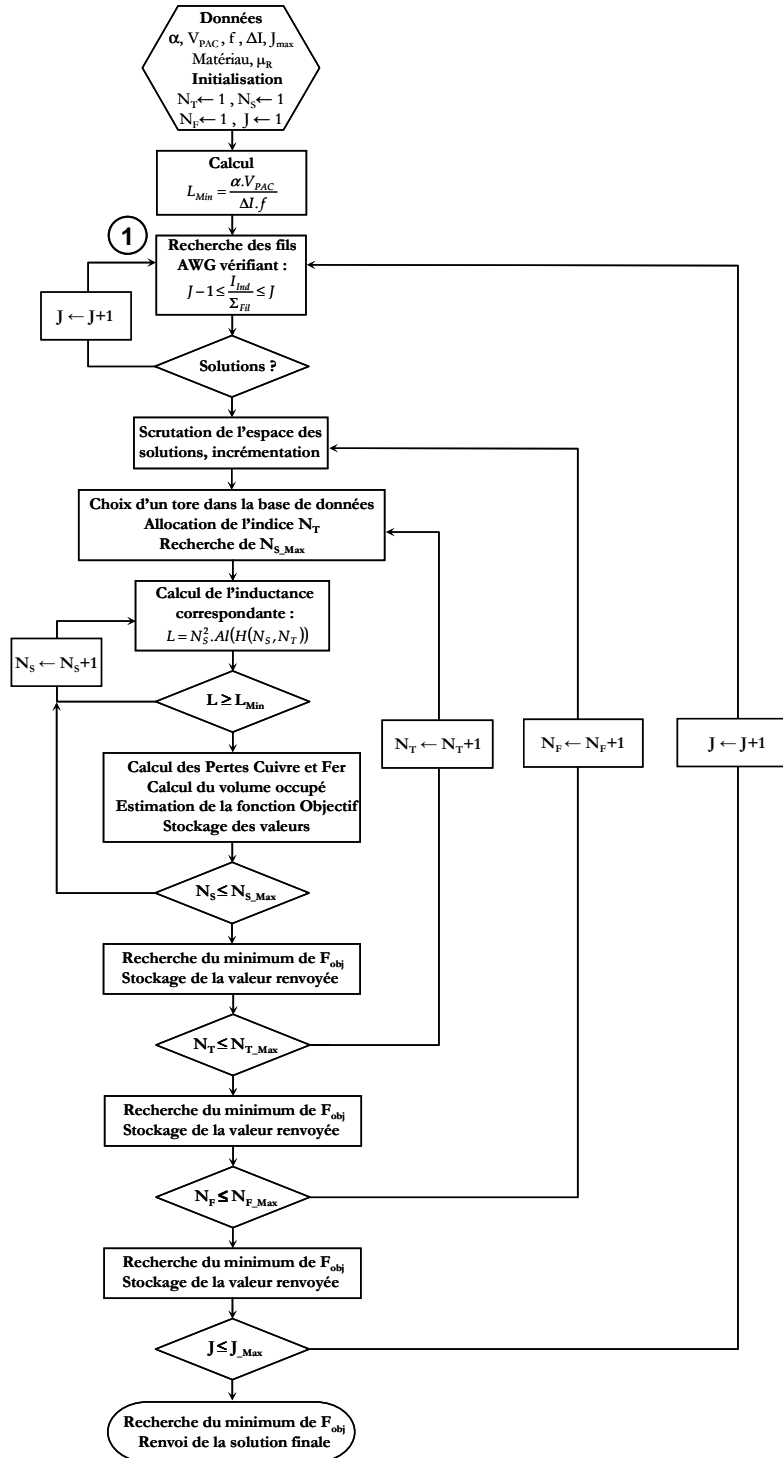


Fig. 2.15. Forme d'onde du courant dans l'inductance



N_F : Indice d'un conducteur dans l'espace des solutions de (1) à J donné ;
 N_T : Indice d'un noyau dans la base de données ;
 N_{S_Max} : Nombre maximal de spires intégrables dans la fenêtre de bobinage ;
 N_{T_Max} : Nombre de références disponibles dans la base de données MAGNETICS®;
 N_{F_Max} : Nombre maximal de configurations (conducteurs) satisfaisant la condition (1).

Fig. 2.16. Synoptique du dimensionnement optimal des inductances de filtrage [Lefèvre01]

2.1.3. Modèle de pertes des condensateurs :

Les condensateurs utilisés dans notre application sont de type filtrage pour minimiser l'ondulation de tension. Ils fonctionnent donc en régime quasi continu de tension. Le schéma équivalent d'un condensateur est représenté dans les figures 2.17a. Les composants L_s , R_s , R_f , R_p sont dus aux imperfections du condensateur.

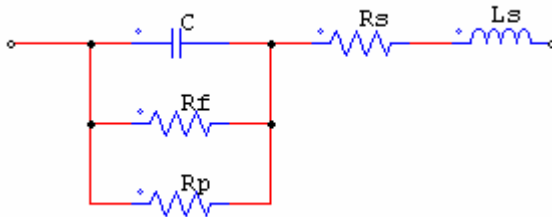


Fig. 2.17a. Schéma équivalent série – parallèle

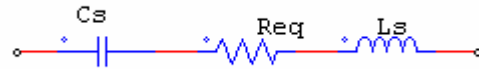


Fig. 2.17b. Schéma équivalent série

C : capacité propre

R_f : résistance de fuite

R_p : résistance correspondant aux pertes diélectriques sous tension variable

R_s et L_s : résistance et inductance série des armatures et des connexions.

Dans l'étude des pertes, on préfère souvent le schéma équivalent de la figure 2.17b qui est la déduction de la figure 2.17a avec :

$$C_s = C \left[1 + \frac{1}{(R \cdot C \cdot \omega)^2} \right] \text{ et } R_{eq} = R_s + \frac{R}{1 + (R \cdot C \cdot \omega)^2}$$

Alors, les pertes dans les condensateurs sont calculées par : $P_{capa} = R_{eq} \cdot I_{eff}^2$

I_{eff} est le courant efficace traversant celui-ci. C_s et R_{eq} sont souvent données par les constructeurs.

Toutefois, puisque cette résistance série R_{eq} est souvent faible, les pertes dans les condensateurs sont, en général, négligeables. Les condensateurs influencent principalement le volume de l'ensemble du système.

2.2. Technique de l'entrelacement :

Cette technique est introduite pour résoudre le problème lié au fort courant de sortie de la pile. Elle facilite la fabrication des inductances par réduction du courant moyen de celle-ci. Mais l'intérêt de l'entrelacement ne se limite à cela et permet d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie. Dans cette partie, nous allons analyser les effets de cette technique ainsi que ses avantages et inconvénients. Pour cela, nous allons étudier le cas d'un hacheur série mais les résultats sont valables pour les autres structures entrelacées.

La technique de l'entrelacement est réalisée par m branches L (inductance) – T (transistor) – D (diode) identiques (fig. 2.18). La commande des transistors est décalée de T/m entre les branches mais le rapport cyclique de chaque branche reste le même. L'introduction de cette technique modifiera les formes d'ondes du courant en entrée ainsi qu'à la sortie. Par conséquent, elle influence le dimensionnement de tous les composants. L'étude de ces effets est faite sur les inductances et les semi conducteurs.

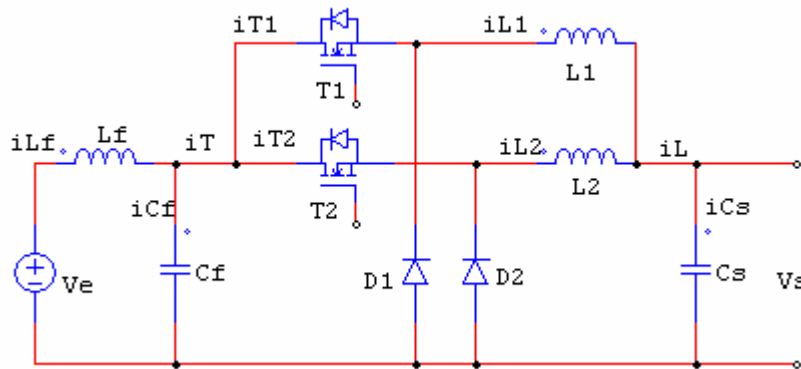


Fig. 2.18. Hacheur série entrelacé à 2 branches

2.2.1. Inductances de sortie :

Le filtre de sortie se compose des inductances de L_1 à L_m et d'un condensateur de filtrage C_s (fig. 2.19.). Le courant à la sortie de ces branches i_L est la somme des courants élémentaires dans chaque branche i_{Lk} et est souvent conditionné par une limite de l'ondulation pour assurer la qualité de l'alimentation. Dans ce paragraphe, nous allons établir une relation entre l'ondulation du courant total avec celle des courants élémentaires. Cette relation est ensuite utilisée pour dimensionner les inductances.

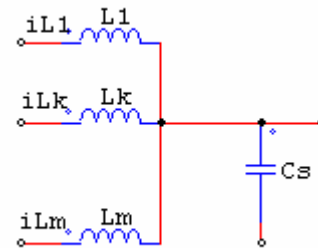


Fig. 2.19. Entrelacement - côté des inductances

Les formes d'ondes des courants dans les branches sont montrées dans la figure 2.20. Les courants moyens élémentaires sont donc divisés m fois par rapport au courant total en entrée ou en sortie. Par contre, le décalage des commandes fait que l'ondulation du courant dans chaque branche n'est pas celle du courant total.

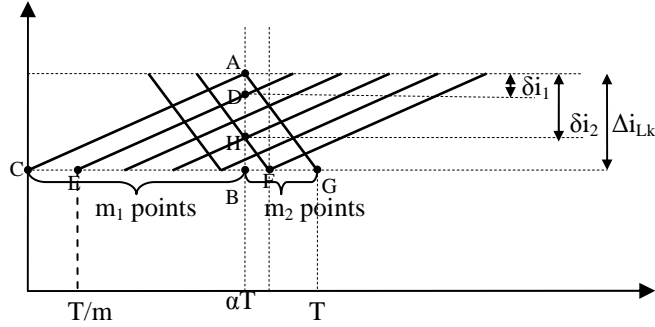


Fig. 2.20. Courants dans chaque branche

Pendant une période, il y aura m instants où un des m courants élémentaires atteint la valeur minimale. Les points A, B, C, D, E, F, G, H sont désignés comme dans la figure 2.20.

m_1 : nombre de points entre 0 et αT

m_2 : nombre de points entre αT et T

$$m_1 = [\alpha m] + 1$$

$$m_2 = [(1 - \alpha)m] + 1$$

$$m_1 + m_2 = m + 1 \text{ si } \alpha m \text{ est non entier}$$

$$m_1 + m_2 = m + 2 \text{ si } \alpha m \text{ est entier}$$

Considérons le triangle ABC :

$$\frac{AD}{AB} = \frac{CE}{CB}$$

$$\text{avec } AD = \delta i_1 ; AB = \Delta i_{Lk} ; CE = \frac{T}{m} ; CB = \alpha T$$

On déduit donc :

$$\delta i_1 = \frac{\Delta I_{Lk}}{\alpha \cdot m}$$

De même façon avec δi_2 , en appliquant dans le triangle ABG, on obtient :

$$\delta i_2 = \frac{\Delta I_{Lk}}{(1 - \alpha) \cdot m}$$

De plus, on trouve que :

$$i_L = i_{L\max} \text{ à des instants où } i_{Lk} = i_{Lk\max} \text{ et } i_L = i_{L\min} \text{ à des instants où } i_{Lk} = i_{Lk\min}$$

$$i_L = \sum_{k=1}^m i_{Lk}$$

$$I_{L\max} = I_{L1\max} + \sum_{k=2}^m i_{Lk}$$

$$\begin{aligned}
 &= I_{Lkmax} + (I_{Lkmax} - \delta i_1) + (I_{Lkmax} - 2 \cdot \delta i_1) + \dots + [I_{Lkmax} - (m_1-1) \cdot \delta i_1] + \\
 &\quad + (I_{Lkmax} - \delta i_2) + (I_{Lkmax} - 2 \cdot \delta i_2) + \dots + [I_{Lkmax} - (m_2-1) \cdot \delta i_2] \\
 &= m I_{Lkmax} - \frac{m_1(m_1-1)}{2} \delta i_1 - \frac{m_2(m_2-1)}{2} \delta i_2
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{Lmin} &= I_{L1min} + \sum_{k=2}^m i_{Lk} \\
 &= I_{Lkmin} + (I_{Lkmin} + \delta i_1) + (I_{Lkmin} + 2 \cdot \delta i_1) + \dots + [I_{Lkmin} + (m_1-1) \cdot \delta i_1] \\
 &\quad + (I_{Lkmin} + \delta i_2) + (I_{Lkmin} + 2 \cdot \delta i_2) + \dots + [I_{Lkmin} + (m_2-1) \cdot \delta i_2] \\
 &= m I_{Lkmin} + \frac{m_1(m_1-1)}{2} \delta i_1 + \frac{m_2(m_2-1)}{2} \delta i_2
 \end{aligned}$$

$$I_{Lmax} - I_{Lmin} = m(I_{Lkmax} - I_{Lkmin}) - m_1(m_1-1)\delta i_1 - m_2(m_2-1)\delta i_2$$

$$\Delta i_L = m \Delta i_{Lk} - m_1(m_1-1) \frac{\Delta i_{Lk}}{\alpha \cdot m} - m_2(m_2-1) \frac{\Delta i_{Lk}}{(1-\alpha) \cdot m}$$

On aboutit finalement à :

$$\Delta i_{Lk} = \frac{\Delta I_L}{A} \text{ avec } A = \left(m - \frac{m_1(m_1-1)}{\alpha m} - \frac{m_2(m_2-1)}{(1-\alpha)m} \right)$$

Il s'agit de la relation entre l'ondulation du courant total et celle du courant dans chaque branche en fonction du nombre de branches m et du rapport cyclique α . Cette relation sera utilisée pour le dimensionnement de l'inductance de chaque branche.

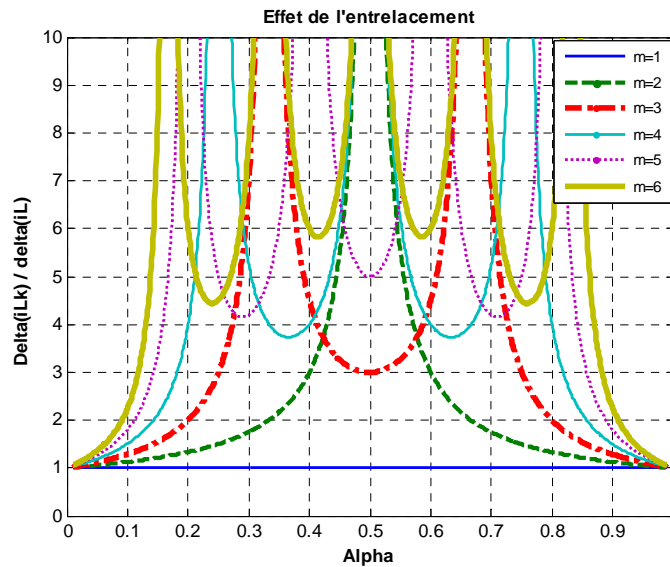


Fig. 2.21. Rapport $\Delta I_{Lk} / \Delta I_L$ en fonction du nombre de branches et du rapport cyclique

La figure 2.21 illustre le rapport entre l'ondulation du courant élémentaire et celle du courant total. Nous constatons que pour obtenir une faible ondulation du courant total, l'ondulation du courant dans chaque branche est, en général, plus élevée. La figure 2.22 montre le cas où $m = 6$, $\alpha = 5/12$. L'ondulation du courant dans chaque branche est de 2 A, celle du courant total est de 0.3 A (7 fois moins en valeur absolue). La figure 2.23 présente le cas spécial où le courant total est tout à fait continu pour n'importe quelle ondulation du courant dans chaque branche. C'est le cas où le produit $m \cdot \alpha$ est entier. Ce cas correspond avec les pics dans la figure 2.21.

Visualisation des cas concrets de la figure 2.21.

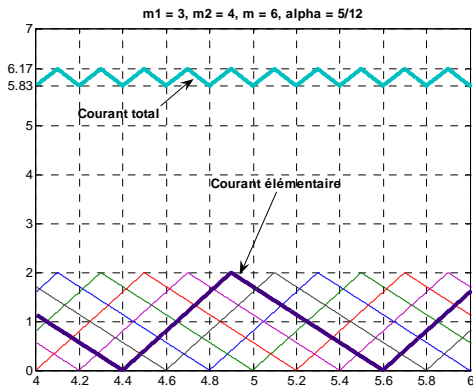


Fig. 2.22. αm est non-entier

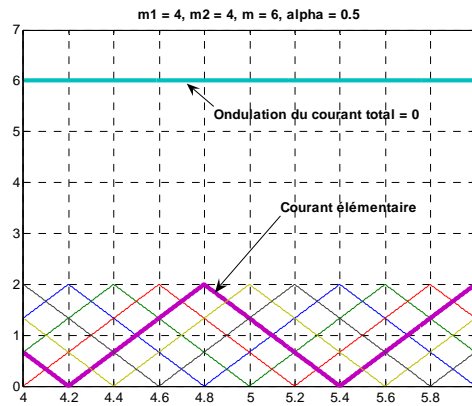


Fig. 2.23. αm est entier

2.2.2. Semi conducteurs :

Les semi conducteurs se composent des diodes et des transistors connectés avec un filtrage $L_f C_f$ (fig. 2.24). A cause de l'entrelacement, la forme d'onde du courant total i_T de ces semi conducteurs est modifiée et par conséquent, influence le dimensionnement du condensateur de filtrage à la sortie. En fonction du nombre de branches et du rapport cyclique, la forme d'onde du courant dans l'inductance est présentée dans les figures 2.25 a, b, c.

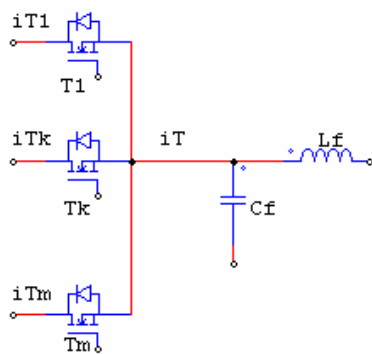


Fig. 2.24. Entrelacement – côté semi conducteurs

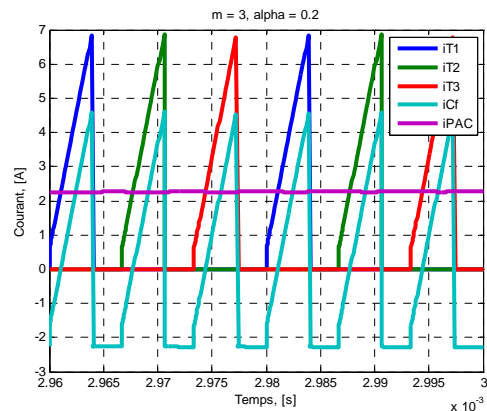


Fig. 2.25a. i_T discontinue ($\alpha m < 1$)

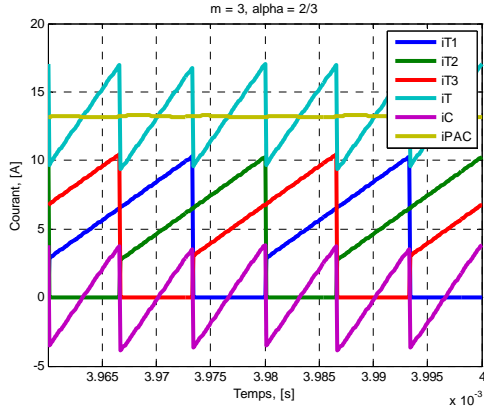


Fig. 2.25b. i_T continu (α entier), deux semi-conducteurs commutent en même temps

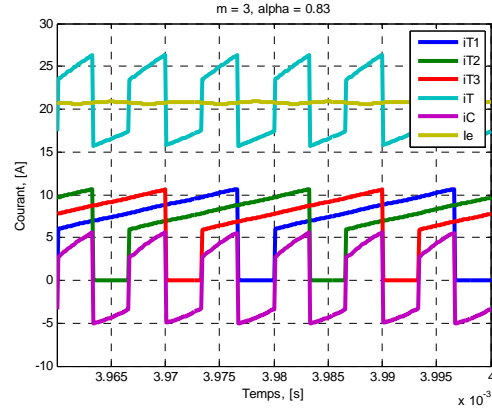


Fig. 2.25c. i_T continue ($\alpha m > 1$)

Le dimensionnement de ce condensateur est fait simplement par la simulation après avoir optimisé le dimensionnement des inductances dans les branches selon la procédure dans le paragraphe 2.1.2.5. Pourtant, une procédure de dimensionnement automatique est possible (Annexe A1). On constate que le courant dans le condensateur de filtrage en entrée diminue en valeur et augmente m fois en fréquence. Ces condensateurs sont donc moins contraignants.

2.2.3. Dimensionnement global du hacheur entrelacé :

Comme nous l'avons abordé dans le chapitre précédent, le hacheur série entrelacé sera utilisé pour la gamme moyenne puissance. Ce paragraphe va donc détailler le dimensionnement de celui-ci. Les résultats de dimensionnement numériques pour le cahier des charges de la gamme moyenne puissance seront présentés dans l'annexe A2.

2.2.3.1. Inductances principales:

L'inductance dans le hacheur classique est calculée à partir de l'expression : $L = \frac{\alpha(1-\alpha)}{\Delta I_L \cdot F} V_e$

En fixant l'ondulation du courant total et en fonction du nombre de branches et du rapport cyclique, nous pouvons déterminer l'ondulation du courant dans l'inductance ΔI_{Lk} . On peut alors déduire la valeur de

l'inductance élémentaire : $L_k = \frac{\alpha(1-\alpha)}{\Delta I_{Lk} \cdot F} V_e$

Les courants sont : $I_{Lkmoy} = \frac{I_L}{m}$ et $I_{Lkeff} = \sqrt{\frac{1}{12} \Delta I_{Lk}^2 + I_{Lkmoy}^2}$

2.2.3.2. Transistors :

Le transistor conduit pendant αT , donc :

$$I_{T_{k\text{moy}}} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_{Tk} dt = \alpha I_{L_{k\text{moy}}} \text{ et } I_{T_{k\text{eff}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Tk}^2 dt} \approx \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_{Lk}^2 dt} = \sqrt{\alpha \left(\frac{1}{12} \Delta I_{Lk}^2 + I_{L_{k\text{moy}}}^2 \right)}$$

La tension directe maximale est la tension en entrée : $V_{T_{k\text{max}}} = V_e$

2.2.3.3. Diodes :

La diode conduit de αT à T , donc :

$$I_{D_{k\text{moy}}} = (1 - \alpha) I_{L_{k\text{moy}}}$$

$$I_{D_{k\text{eff}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dk}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T i_{Lk}^2 dt} = \sqrt{(1 - \alpha) \left(\frac{1}{12} \Delta I_{Lk}^2 + I_{L_{k\text{moy}}}^2 \right)}$$

$$V_{D_{k\text{max}}} = V_e$$

2.2.3.4. Condensateur de sortie:

Pour le hacheur série à une branche : $C_s = \frac{\Delta I_s}{8 \cdot F \cdot \Delta V_s}$

Puisque la commande des transistors est décalée de T/m , la fréquence du courant total sera m fois supérieure que la fréquence de découpage. Le condensateur de filtrage en sortie du hacheur entrelacé est

déduit : $C_s = \frac{\Delta I_s}{8 \cdot m \cdot F \cdot \Delta V_s}$

2.2.3.5. Filtre LC en entrée au côté des transistors :

Un filtre $L_f C_f$ mis en entrée du hacheur a pour l'objectif de limiter l'ondulation du courant fourni par la PAC. La valeur de ce condensateur est déterminée expérimentalement par les simulations comme dans le paragraphe 2.2.2 ou bien par une procédure analytique présentée dans l'annexe A1. Quant à l'inductance, elle est calculée en supposant que l'ondulation du courant dans celle-ci est sinusoïdale. La tension appliquée aux bornes de celle-ci est égale à l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur en entrée qui est fixée à 10% V_{PAC} .

On a, donc :

$$\omega_f L_f = \frac{\Delta V_{PAC}}{\Delta I_{PAC}} = \frac{V_{PAC}}{I_{PAC}} \text{ et } L_f = \frac{\Delta V_{PAC}}{\Delta I_{PAC}} = \frac{V_{PAC}}{m \cdot 2\pi \cdot F \cdot I_{PAC}}$$

2.3. Optimisation de la structure – répartition des pertes :

Nous venons d'établir les modèles des pertes des composants ainsi que d'étudier la technique de l'entrelacement qui sont les bases pour l'optimisation de notre convertisseur BUCK entrelacé. Nous allons dans cette partie dimensionner numériquement le convertisseur pour un cahier des charges concret de la gamme moyenne puissance. Les résultats de dimensionnement et des calculs des pertes nous permettront de conclure sur la structure optimale. En effet, l'optimisation est faite en répondant à 2 questions :

- le nombre de branches d'entrelacement optimal : pour chaque niveau de puissance, combien faut-il mettre de branches d'entrelacement ?
- configuration optimale : pour chaque niveau de puissance correspondant avec n stacks de PAC de 2,5kW, est-il mieux de mettre en série n stacks en entrée d'un convertisseur de $n \cdot 2,5\text{kW}$ ou bien de fabriquer n modules PAC – convertisseur de 2,5kW et les mettre en parallèle ?

L'optimisation se base essentiellement sur le rendement. Par contre, le volume, le prix et la fiabilité sont aussi des critères à considérer.

Pour cela, nous allons tout d'abord dimensionner les inductances ainsi que leurs pertes en variant le nombre de branches d'entrelacement pour chaque niveau de puissance. Ensuite, nous discuterons sur la stratégie de choix des SC et nous calculerons les pertes dans ceux-ci. Enfin, une synthèse de la répartition des pertes entre les composants ainsi que la conclusion sur la structure optimale termineront ce chapitre.

2.3.1. Dimensionnement et pertes dans les inductances :

Pour assurer une ondulation suffisante du courant total, l'inductance élémentaire de chaque branche ne doit pas être inférieure à une certaine valeur L_{min} . Cependant, à cette valeur d'inductance, l'ondulation du courant dans chaque branche est relativement forte et par conséquent peut causer des pertes importantes dans celle-ci. De ce fait, les inductances seront optimisées selon le processus présenté dans le paragraphe 2.1.2.5. En effet, les inductances sont surdimensionnées afin de minimiser leurs pertes. Les figures 2.25, 2.26 et 2.27 résument graphiquement, pour chaque cas de configuration (niveau de puissance et nombre de branches d'entrelacement), la somme des pertes dans les inductances et la somme des volumes des inductances ainsi que l'ondulation du courant élémentaire.

La figure 2.25 et 2.26 expliquent les intérêts ainsi que la limite de la technique de l'entrelacement. En effet, cette technique offre la possibilité de réduire la somme des pertes des inductances ainsi que de répartir les pertes entre elles. Par contre, au-delà de quelques branches, son intérêt n'est plus net car les pertes totales diminuent peu tandis que le volume continue à augmenter et le circuit devient plus

complexe. Par exemple, à la puissance de 2,5kW, deux branches d'entrelacement sont suffisantes car les pertes élémentaires dans chaque inductance sont d'une part partagées et devient suffisamment faibles. D'autre part, la somme des pertes élémentaires est également réduite et le volume reste pas trop encombrant. Si nous ajoutons des branches pour obtenir des pertes plus faibles, nous devons le payer très cher en volume. Nous avons donc choisi de réduire le volume (au lieu de réduire les pertes) tout en ayant peu de pertes en plus que dans les cas 2,5 kW à 4, 5 ou 6 branches. A la puissance 5 kW, nous arrêterons à 3 branches. A 7.5 kW et 10kW, l'entrelacement à 4 branches est optimal.

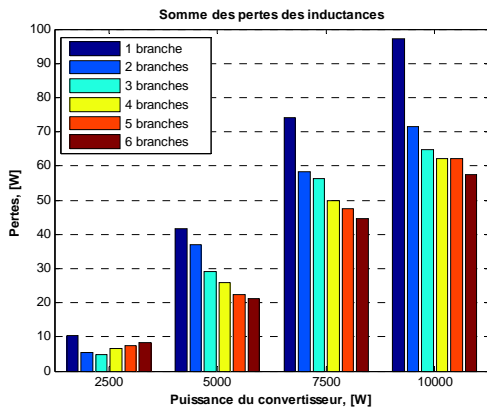


Fig. 2.25. Diminution et partage des pertes dans les inductances par la technique de l'entrelacement.

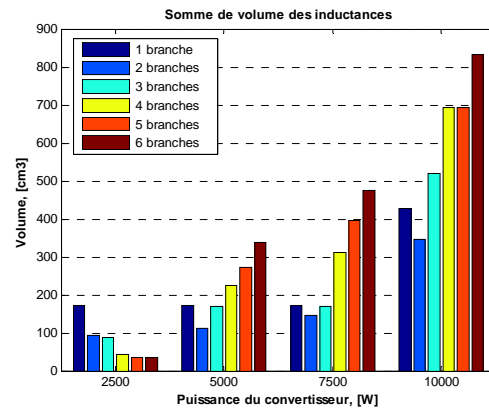


Fig. 2.26. Somme des volumes des inductances

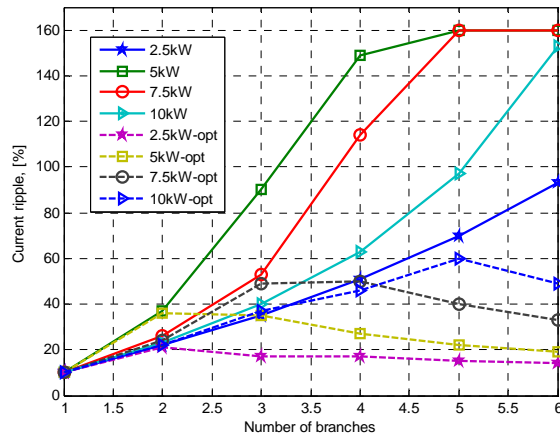


Fig. 2.27. Dimensionnement optimal des inductances

La figure 2.27 montre la différence entre l'ondulation maximale du courant élémentaire pour assurer une ondulation inférieure à 10% du courant total et l'ondulation optimale de ceux-ci (correspondant avec la minimisation des pertes dans les inductances). Nous constatons que les inductances optimisées limitent

l'ondulation de leur courant à une valeur relativement faible par rapport à la valeur maximale. Par conséquent, la qualité du courant total est meilleure.

Choix du nombre de branches				
Puissance (kW)	2.5	5	7.5	10
Nombre de branches	2	3	4	4

En résumé, la technique de l'entrelacement permet d'optimiser et de répartir les pertes dans les inductances et facilite le dimensionnement de celles-ci. Par contre, l'augmentation du nombre de branches a des effets contradictoires : d'une part, les pertes peuvent diminuer alors que le volume augmente. Il s'agit d'un problème d'optimisation où il faudra, selon le cahier des charges, choisir le critère prépondérant. A la fin de cette étape de dimensionnement des inductances, nous pouvons choisir le nombre de branches nécessaires.

2.3.2. Stratégie de choix et pertes des semi conducteurs :

Le choix des semi conducteurs est délicat à cause de la diversité de leur technologie vis-à-vis de leur coût. Or, ce choix influence directement les performances de notre convertisseur à cause de leur contribution importante sur les pertes de l'ensemble. En fait, nous nous intéressons toujours à des transistors avec faible résistance $R_{DS(on)}$ et faible temps de commutation ainsi qu'un bon boîtier. Par contre, ces caractéristiques peuvent ne pas aller toujours ensemble. Dans une gamme de tension, un transistor avec une faible $R_{DS(on)}$ n'est en général pas le transistor avec un temps de commutation le plus court. De plus, nous devons tenir compte de l'intérêt qu'apporte une bonne caractéristique et mettre cela en balance avec le coût du composant. De ce fait, dans cette partie, nous allons discuter de la répartition des pertes dans les composants semi conducteurs ainsi que de leur coût pour pouvoir avoir des stratégies de choix raisonnables.

En tenant compte du cahier des charges de la gamme moyenne puissance, nous allons distinguer les SC en deux gamme de tension : une gamme de 200V (pour le cas de 2.5kW et 5kW) et une gamme de 400V – 500V (pour le cas de 7.5kW et 10kW). Les tableaux 2.2 et 2.3 présentent quelques transistors et diodes intéressants dans ces gammes de tension.

Les MOS IRFP260N et IRFP90N20D sont dans une même gamme de coût. L'un a une plus faible $R_{DS(on)}$ mais des temps de commutation plus longs tandis que la résistance $R_{DS(on)}$ de l'autre est plus grande mais temps de commutation sont plus courts. Le MOS IXFN120N20 possède toutes les caractéristiques

intéressantes. Par contre, son coût reste relativement élevé. La situation est la même pour la gamme 500V avec les trois MOS STE53NC50, STE70NM50 et STW45NM50.

Comme nous l'avons montré lors de l'étude des pertes dans les semi conducteurs, les diodes causent non seulement des pertes à elle-même mais encore des pertes supplémentaires dans les transistors de la cellule de commutation. Nous choisissons donc seulement un type de diode pour chaque gamme de tension afin de ne pas trop multiplier le nombre de combinaison. Les diodes 60EPU02 et BYT261PIV sont de bonnes diodes dans leur gamme de tension.

Notons que les MOS à plus haute tension (500 V) sont nettement plus chers et moins bon que ceux à plus faible tension (200 V)

Tableau 2.2. Caractéristiques des MOS								
MOS	V _{max} (V)	I _{max} (A)	R _{DS(on)} (mΩ)	t _{on} (ns)	t _{off} (ns)	C _{oss} (pF)	Boîtier	Prix (€) [Farnel]
IRFP260N	200	50	40	60	48	630	TO-247AC	2.5
IRFP90N20D	200	94	23	160	79	1070	TO-247AC	4.8
IXFN120N20	200	120	17	55	40	2200	SOT227B	30.0
STE53NC50	500	53	70	70	38	1350	ISOTOP	25.3
STE70NM50	500	70	45	58	46	980	ISOTOP	40.4
STW45NM50	500	45	80	35	23	610	TO-247	10.0

Tableau 2.3. Choix des diodes					
Diodes	V _{max} (V)	I _{max} (A)	Expression de pertes en conduction	Boîtier	Prix (€) [Farnel]
60EPU02	200	60	V _F = 0.98V	TO-247AC	2.9
BYT261PIV-400	400	2-60	1.1·I _{moy} + 0.0045·I _{eff} ²	ISOTOP	24.2

Les tableaux 2.4a et 2.4b résument les caractéristiques liées aux phénomènes de recouvrement des diodes pour chaque niveau de puissance.

Tableau 2.4a. Caractéristique de recouvrement des cellules MOS - diodes						
Diode 60EPU02 avec les différents MOS						
60EPU02	IRFP260N		IRFP90N20D		IXFN120N20	
Puissance	2.5kW	5kW	2.5kW	5kW	2.5kW	5kW
n_D	2	4	2	4	2	4
dI/dt (A/us)	397	397	147.5	147.5	432.7	432.7
Q_{tr} (nC)	450	450	200	200	470	470
t_{tr} (ns)	50	50	65	65	52	52
t_{RRM}	25	25	33	33	26	26
I_{RRM} (A)	18	18	12	12	18	18

Tableau 2.4b. Caractéristique de recouvrement des cellules MOS – diodes						
Diode BYT261PIV-400 avec les différents MOS						
BYT261PIV-400	STE53NC50		STE70NM50		STW45NM50	
Puissance	7.5kW	10kW	7.5kW	10kW	7.5kW	10kW
n_D	6	8	6	8	6	8
dI/dt (A/us)	340	340	411	411	681	681
Q_{tr} (nC)	1000	1000	1050	1050	1400	1400
t_{tr} (ns)	72	72	72	72	70	70
t_{RRM}	36	36	36	36	35	35
I_{RRM} (A)	28	28	29	29	40	40

A partir des modèles de pertes construits dans le paragraphe 2.1.1 ainsi que des résultats de dimensionnement global du convertisseur à chaque niveau de puissance, nous pouvons calculer la répartition des pertes dans les MOS en fonction du nombre de composants en parallèle.

Fig. 2.28. Analyse des pertes dans les MOS

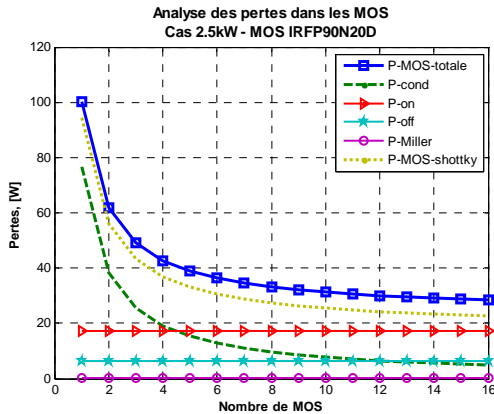


Fig. 2.28a. MOS IRFP90N20D – cas 2.5kW
2 diodes 60EPU02

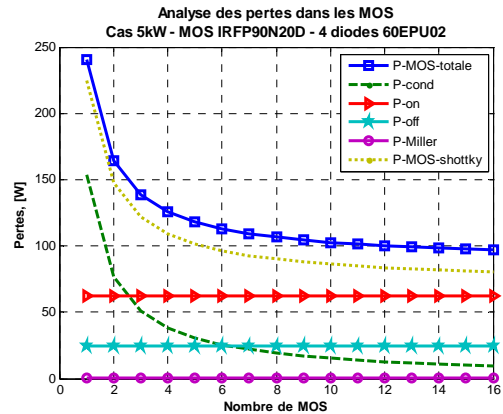


Fig. 2.28b. MOS IRFP90N20D – cas 5kW
4 diodes 60EPU02

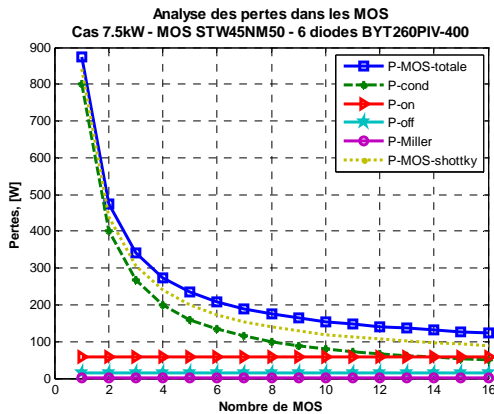


Fig. 2.28c. MOS STW45NM50 – cas 7.5kW
6 diodes BYT261PIV

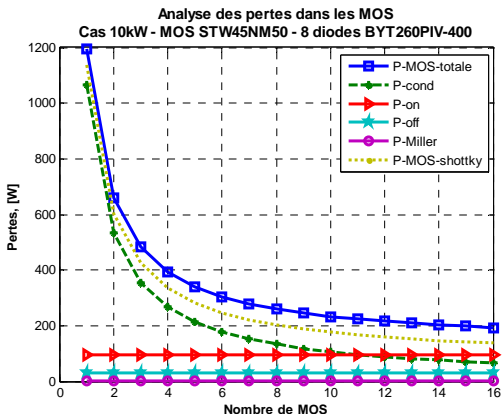


Fig. 2.28d. MOS STW45NM50 – cas 10kW
8 diodes BYT261PIV

La figure 2.28 montre, pour chaque niveau de puissance, l'analyse des pertes dans les MOS. Nous constatons que le MOS IRFP90N20D possède une $R_{DS(on)}$ relativement faible mais le temps de commutation est assez long. Par conséquent, les pertes par commutation sont comparables avec celles en conduction. Puisque les pertes en conduction sont abaissables par augmentation du nombre de MOS en parallèle, ce qui n'est pas le cas avec les pertes en commutation, ce MOS IRFP90N20D est préférable quand le temps de conduction, donc le rapport cyclique est élevé (le cas 2,5kW, $\alpha = 0.83$). A la puissance de 5kW ($\alpha = 0,42$), les pertes par commutation sont majoritaires et non abaissables par l'augmentation du nombre de MOS. Donc, il est plus intéressant d'utiliser des MOS avec des temps de commutation plus faibles. Nous pouvons voir nettement ceci dans la figure 2.29b lors de l'utilisation du MOS IRFP260N avec un $R_{DS(on)}$ plus élevée mais des temps de commutation plus faibles. Pour 7,5kW et 10 kW, les SC ayant des temps de commutation courts sont toujours recommandés afin de réduire les pertes par commutation.

Fig. 2.29. Compromis coût – pertes des MOS

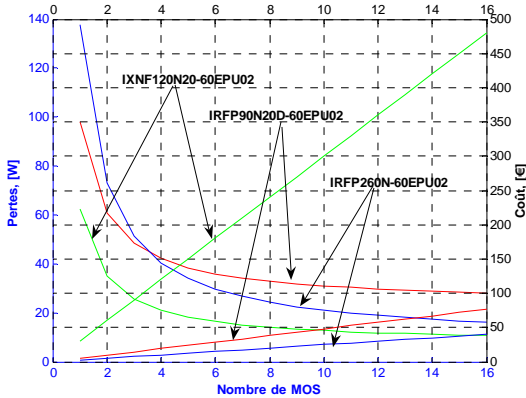


Fig. 2.29a. Analyse du rapport pertes – coût des MOS du cas 2,5kW

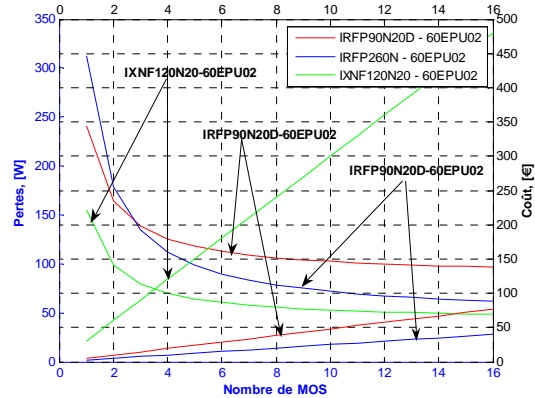


Fig. 2.29b. Analyse du rapport pertes – coût des MOS du cas 5kW

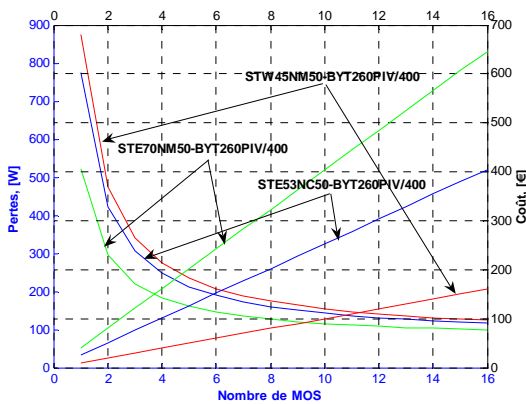


Fig. 2.29c. Analyse du rapport pertes – coût des MOS du cas 7,5kW

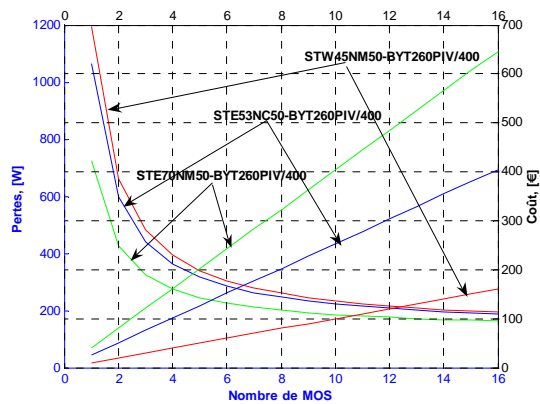


Fig. 2.29d. Analyse du rapport pertes – coût des MOS du cas 10kW

Nous analysons également l'influence du phénomène de recouvrement causé dans le MOS par la diode de la cellule de commutation. Ces pertes supplémentaires sont la différence entre la courbe P-MOS-totale et la courbe P-MOS-shottky. P-MOS-shottky et sont les pertes totales des MOS lorsque le phénomène de recouvrement est supposé nul. Ces pertes sont non négligeables par rapport aux autres et nous devons, donc, choisir correctement les diodes afin de réduire celles-ci.

Les figures 2.29a, b, c, d résument le compromis pertes – coût des MOS. Les courbes de forme hyperbolique représentent les pertes, les courbes droites montrent les coûts. Pour chaque niveau de puissance, 3 MOS sont choisis et comparés. Pour la gamme 200V des puissances 2,5kW, les MOS IRFP90N20D et MOS IRFP260N sont assez concurrents. A 5kW, le MOS IRFP260N est préférable. Par contre, pour les cas 7,5kW et 10kW, le MOS STW45NM50 apparaît le meilleur car il a peu de pertes et est également peu coûteux.

2.3.3. Répartition des pertes dans les convertisseurs:

L'analyse des pertes dans les inductances nous permet de choisir le nombre de branches d'entrelacement optimal. L'analyse des pertes et du coût des SC nous permet de décider du nombre de composants à mettre en parallèle. Le tableau 2.5 montre la configuration ainsi que les composants utilisés pour chaque niveau de puissance.

Tableau 2.5. Résumé des SC utilisés				
Niveau de puissance	2.5kW	5kW	7.5kW	10kW
Nombre de branches d'entrelacement	2	3	4	4
Technologies de MOS utilisés	IRFP90N20D	IRFP260N	STW45NM50	STW45NM50
Nombre de MOS par branche	2	2	2	3
Technologies de diode utilisée	60EPU02	60EPU02	BYT260PIV-400	BYT260PIV-400
Nombre de diodes par branche	1	1	2	2

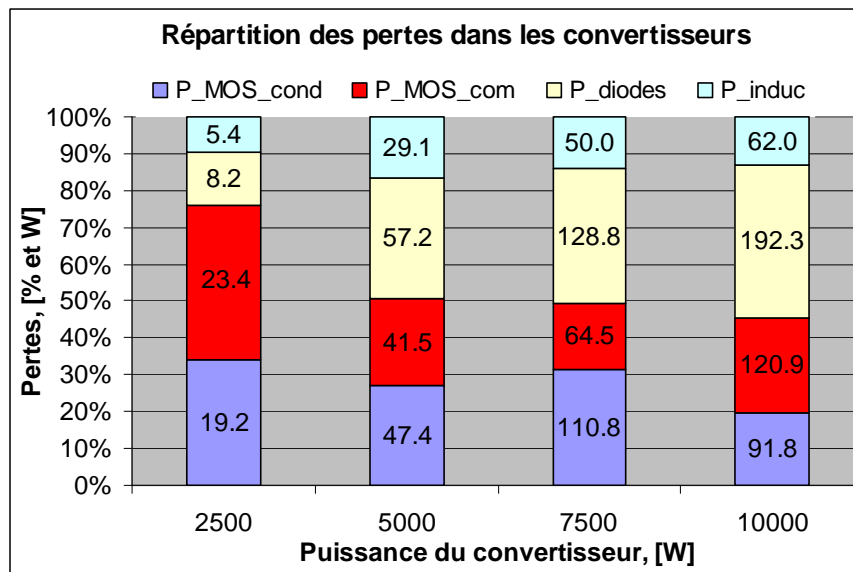


Fig. 2.30. Répartition des pertes dans le convertisseur

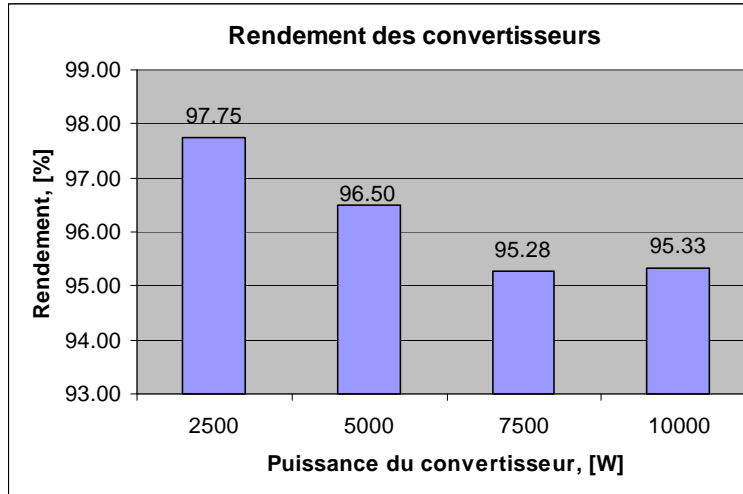


Fig. 2.31. Rendement du convertisseur

	2.5 kW	5 kW	7.5 kW	10 kW
Inductance	2.7	9.7	12.5	15.5
MOS	10.6	14.8	21.9	17.7
Diode	4.1	19	16.1	24.0

Nous remarquons que les pertes sont dues principalement aux semi conducteurs (fig. 2.30). Les inductances dissipent beaucoup moins mais en tenant compte des conditions de refroidissement, ces pertes peuvent être critiques. Il faut donc choisir le nombre de branches d'entrelacement suffisant pour répartir les pertes dans celles-ci. Ainsi, les inductances influencent peu sur les pertes mais plutôt sur le volume et le poids.

Le pourcentage des pertes entre les MOS et les diodes dépend bien évidemment du rapport cyclique. A 2,5 kW, $\alpha = 0,83$, le courant passe principalement par les transistors. Les pertes dans ceux-ci sont donc majorées. A 10 kW, $\alpha = 0.21$, les pertes dans les diodes et les transistors sont assez équilibrées. Puisque les pertes dans la diode sont souvent caractérisées par une chute de tension mais pas par une résistance comme pour le MOS, l'ajout des diodes a essentiellement pour but de répartir les pertes dans celle-ci tandis que l'ajout des MOS peut réduire considérablement leurs pertes totales.

Le tableau 2.6 montre les pertes par composant afin d'avoir des mesures de refroidissement correctes. Les bons rendements obtenus à chaque niveau de puissance, présentés dans la figure 2.31, découlent de nos efforts d'optimisation des pertes que nous avons mené dans ce chapitre. Ces résultats montrent aussi que le choix d'un module PAC – convertisseur de 2,5 kW de 2 branches est plus intéressant que des modules

à puissance plus élevée. Ce convertisseur sera réalisé et les résultats expérimentaux seront présentés dans le chapitre 4.

2.4. Conclusion :

La prédiction des pertes dans un convertisseur est toujours une préoccupation des concepteurs lors de la conception de celui-ci. Les modèles de pertes simples avec une précision suffisante et exploitables à partir des catalogues fournis par les constructeurs que nous avons construit au cours de ce chapitre sont bien adaptés à ce besoin.

La technique de l'entrelacement répond parfaitement au problème fort courant imposé par la pile. En effet, elle permet d'une part de diminuer considérablement le dimensionnement des composants passifs et d'autre part de réduire les pertes totales et enfin de répartir les pertes entre ceux-ci en assurant une meilleure qualité du courant et de la tension en entrée et à la sortie du convertisseur. Une étude approfondie de cette technique montre aussi sa limite. En fait, au-delà d'un certain nombre de branches, l'intérêt relatif apporté aux pertes par l'entrelacement se réduit parce que le système devient plus complexe à cause de l'augmentation du volume global des composants et de la complexité du couplage de circuit.

Nous avons également analysé la répartition des pertes ainsi que le coût dans les semi conducteurs afin de caractériser les paramètres importants de ceux-ci lors du choix du type et du nombre de composants à mettre en parallèle. En effet, lorsque le rapport cyclique est relativement élevé, les MOS à faible résistance $R_{DS(on)}$ sont préférés. Par contre, quand le temps de conduction est faible, les temps de commutation sont des paramètres importants car les pertes pendant ces intervalles ne sont pas réduites par la mise en parallèle de plusieurs composants comme c'est le cas pour celles en conduction.

Le rendement du convertisseur à 2,5 kW étant le meilleur (fig. 2.31) nous offre la possibilité de fabriquer des modules de 2,5 kW ce qui est intéressant du point de vue de la production industrielle.

- Les remarques importantes concernant la contribution des pertes, du volume des composants :
 - Les pertes sont dues principalement aux semi conducteurs. Les caractéristiques des SC ainsi que leur coût dépendent fortement de la tenue en tension. Plus la tension de dimensionnement est faible meilleur sont les SC.
 - Les inductances sont des composants à la fois lourds et encombrants. Malgré leurs faibles pertes par rapport aux SC, le choix du nombre de branches d'entrelacement se base principalement sur les pertes par inductance à cause des difficultés de fabrication et de refroidissement de celle-ci.

- Les condensateurs de filtrage influencent également le volume du convertisseur. Leur taille ainsi que leur capacité dépendent fortement de leur tension de travail. A faible tension, ils sont petits et peuvent avoir des valeurs importantes. Par contre, quand la tension de dimensionnement augmente, la capacité d'un gros condensateur est très vite limitée.

Ainsi, dans ce chapitre, le problème du fort courant est résolu par la technique de l'entrelacement. Nous avons également montré les influences importantes de la tension de dimensionnement des composants sur les pertes et le volume des composants. Cet aspect sera le sujet principal que nous allons discuter dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3

CONVERTISSEURS DE FORTE PUISSANCE :

Structures non isolées et modularité

Table des matières du chapitre 3

<u>3.1.</u>	<u>Rappel sur la structure BOOST :</u>	74
<u>3.1.1.</u>	<u>Fonctionnement :</u>	74
3.1.1.1.	Principe de fonctionnement :	74
3.1.1.2.	Contraintes sur les composants :	75
<u>3.1.2.</u>	<u>Difficultés vis-à-vis du cahier des charges :</u>	76
3.1.2.1.	Tension de dimensionnement :	77
3.1.2.2.	Influence du rapport cyclique:	77
<u>3.2.</u>	<u>Double BOOST entrelacé :</u>	79
<u>3.2.1.</u>	<u>Principe de fonctionnement :</u>	79
<u>3.2.2.</u>	<u>Dimensionnement global :</u>	81
3.2.2.1.	Semi conducteurs :	81
3.2.2.2.	Inductances :	81
3.2.2.3.	Condensateur de filtrage de sortie :	82
<u>3.2.3.</u>	<u>Exemples de simulation :</u>	83
<u>3.3.</u>	<u>Double BOOST dual entrelacé :</u>	84
<u>3.3.1.</u>	<u>Principe de fonctionnement :</u>	84
<u>3.3.2.</u>	<u>Dimensionnement global :</u>	87
3.3.2.1.	Semi conducteurs :	87
3.3.2.2.	Inductances :	87
3.3.2.3.	Condensateur de filtrage de la sortie :	88
<u>3.3.3.</u>	<u>Exemples de simulation</u>	89
<u>3.4.</u>	<u>Comparaison des trois structures</u>	91
<u>3.4.1.</u>	<u>Rapport cyclique :</u>	91
<u>3.4.2.</u>	<u>Inductance :</u>	92
<u>3.4.3.</u>	<u>Semi conducteurs :</u>	97
<u>3.4.4.</u>	<u>Condensateur :</u>	99
<u>3.5.</u>	<u>Etude de la modularité :</u>	100
<u>3.5.1.</u>	<u>Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs :</u>	100
<u>3.5.2.</u>	<u>Mise en série de la sortie des convertisseurs :</u>	102
<u>3.5.3.</u>	<u>Mise en série des PAC en entrée du convertisseur :</u>	104
<u>3.6.</u>	<u>Conclusion:</u>	106

Dans ce chapitre, nous allons étudier les convertisseurs non isolés pour la gamme forte puissance (de 20 kW à 100 kW). Ce sont le BOOST, le double BOOST et notre nouvelle structure nommée double BOOST dual entrelacé.

Le cahier des charges de cette gamme forte puissance impose des structures élévatrices. En tenant compte d'une part de la nature de la PAC dont le courant de sortie doit être peu ondulé et d'autre part de la nécessité d'élévation, les structures de type BOOST apparaissent les mieux adaptées. Toutefois, la nécessité d'un rapport d'élévation de tension important ainsi que des tensions de dimensionnement élevées dégrade le rendement et complique le système. Il nous faut donc trouver des solutions afin de dépasser les difficultés imposées par le cahier des charges.

Nous commençons l'étude par un rappel sur le BOOST classique entrelacé en montrant les difficultés de cette structure vis-à-vis de notre cahier des charges. En effet, cette structure résout bien le problème de fort courant mais le fort rapport d'élévation nécessaire entre la tension d'entrée et celle de sortie rend cette structure non viable. Toutefois, une amélioration de cette structure, le double BOOST a été proposée par Schneider Electric. Cette structure permet de diminuer par deux la tension de dimensionnement des SC. En revanche, les courants dans les inductances et les SC sont doublés par rapport au BOOST classique si l'on raisonne à nombre de branches d'entrelacement équivalent et nombre de SC constant. Malgré tout, les pertes dans ce convertisseur sont plus faibles que dans le montage classique.

Dans la suite de ce chapitre, nous proposerons une nouvelle structure, nommé double BOOST dual entrelacé (IDD BOOST pour Interleaved Double Dual BOOST en anglais) présentant les caractéristiques intéressantes par rapport deux structures précédentes : une réduction du courant dans les inductances du BOOST, une réduction de la tension de dimensionnement des SC et une réduction du courant dans les transistors par rapport le double BOOST. De plus, le rapport cyclique nominal plus faible lui apporte aussi un meilleur rendement.

Après avoir étudié le principe de fonctionnement et le dimensionnement global de chaque structure, nous allons les comparer afin de montrer les caractéristiques intéressantes de notre nouvelle structure IDD BOOST dans l'étude de modularité vis-à-vis du cahier des charges de cette gamme de puissance. Nous montrerons également le champ d'application de chaque structure dans le cas de convertisseur élévateur en général.

Dans le dernier paragraphe, nous faisons un dimensionnement numérique ainsi que des calculs de rendement pour le cas du convertisseur de 100 kW avec plusieurs modes de connexion présentés dans le chapitre 2. Ce chapitre finira avec les conclusions sur une structure optimale pour la gamme forte puissance.

3.1. Rappel sur la structure BOOST :

Dans cette partie, nous rappelons le principe de fonctionnement ainsi que les principales caractéristiques du BOOST entrelacé. Le nombre de branches est choisi à deux afin d'avoir un équivalent en nombre de composants entre le double BOOST et le IDD BOOST.

3.1.1. Fonctionnement :

3.1.1.1. Principe de fonctionnement :

Le BOOST se compose classiquement de deux branches L – T – D (inductance – transistor – diode) et d'un condensateur de filtrage à la sortie (fig. 3.1). Les commandes des transistors T₁ et T₂ sont décalées de T/2. Les formes d'ondes des signaux de commande, des courants et des tensions sont présentées dans les figures 3.2, 3.3 et 3.4.

Le rapport cyclique α et le gain en tension y sont : $\alpha = 1 - \frac{V_{PAC}}{V_s}$; $y = \frac{V_s}{V_{PAC}} = \frac{1}{1 - \alpha}$

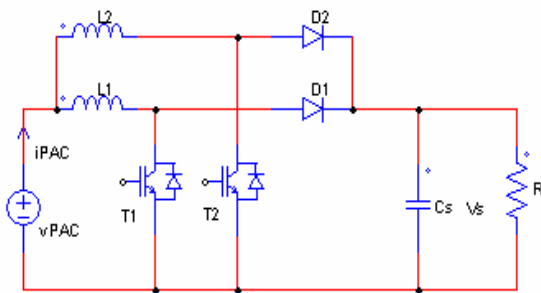


Fig. 3.1. BOOST entrelacé à 2 branches

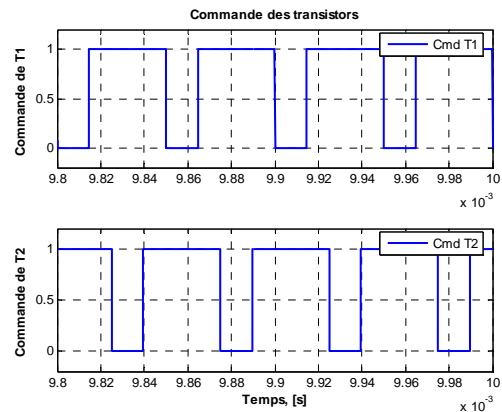


Fig. 3.2. Commande des transistors

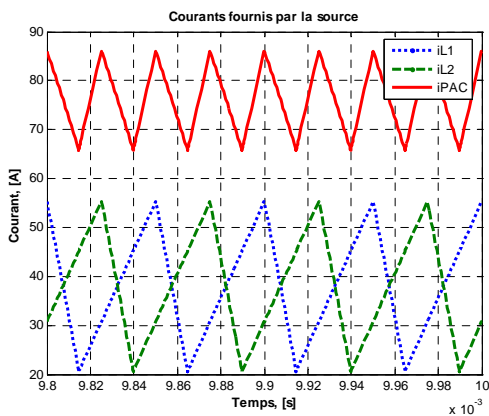


Fig. 3.3. Courants dans les inductances et dans la source

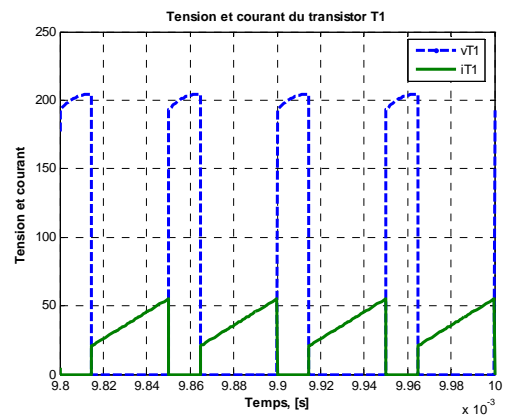


Fig. 3.4. Courant et tension aux bornes d'un transistor

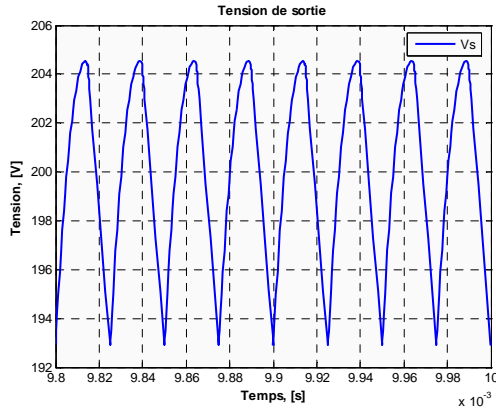


Fig. 3.5. Tension de sortie

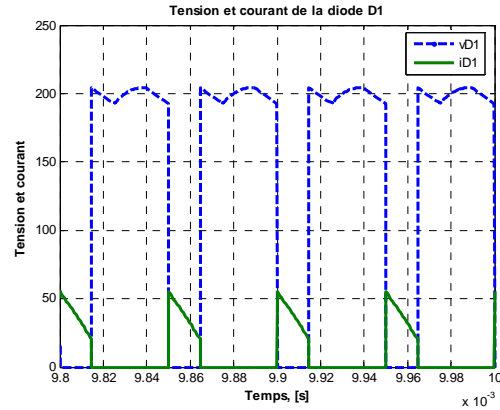


Fig. 3.6. Courant et tension aux bornes de la diode

Les principales caractéristiques intéressantes de cette structure sont :

- la nature source de courant de l'entrée,
- les intérêts de la technique de l'entrelacement.

3.1.1.2. Contraintes sur les composants :

a) Semi conducteurs :

- Tension de dimensionnement des semi conducteurs:

$$V_T = V_D = V_s$$

- Courant :

$$I_{T\text{moy}} = \alpha \cdot \frac{I_{PAC}}{2}$$

$$I_{D\text{moy}} = (1 - \alpha) \cdot \frac{I_{PAC}}{2}$$

b) Inductance en entrée :

- Ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \frac{\alpha \cdot V_{PAC}}{L \cdot F}$$

- Courant moyen :

$$I_{L1\text{moy}} = I_{L2\text{moy}} = \frac{I_{PAC}}{2}$$

- Ondulation du courant fourni par la source :

La courant de la source est la somme de deux courants entrelacés. Son ondulation est déterminée comme présenté au chapitre 2 :

$$\Delta I_{Lk} = \frac{\Delta I_{PAC}}{A} \text{ avec } A = \left(m - \frac{m_1(m_1-1)}{\alpha m} - \frac{m_2(m_2-1)}{(1-\alpha)m} \right)$$

Considérons deux cas $\alpha > 0,5$ et $\alpha < 0,5$

- pour $\alpha > 0,5$:

$$m = 2 ; m_1 = [\alpha \cdot m] + 1 = 2 ; m_2 = [(1-\alpha) \cdot m] + 1 = 1$$

$$A = \frac{2 \cdot \alpha - 1}{\alpha}$$

$$\Rightarrow \Delta I_{PAC} = A \cdot \Delta I_{Lk} = \frac{2 \cdot \alpha - 1}{\alpha} \cdot \frac{\alpha \cdot V_{PAC}}{L \cdot F} = \frac{(2\alpha - 1) \cdot V_{PAC}}{L \cdot F}$$

$$L = \frac{(2\alpha - 1) \cdot V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$$

- pour $\alpha < 0,5$:

$$m = 2 ; m_1 = [\alpha \cdot m] + 1 = 1 ; m_2 = [(1-\alpha) \cdot m] + 1 = 2$$

$$A = \frac{1 - 2 \cdot \alpha}{1 - \alpha}$$

$$\Rightarrow \Delta I_{PAC} = A \cdot \Delta I_{Lk} = \frac{\alpha(1 - 2 \cdot \alpha)}{1 - \alpha} \frac{V_{PAC}}{L \cdot F}$$

$$L = \frac{\alpha(1 - 2 \cdot \alpha)}{1 - \alpha} \frac{V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$$

c) Condensateur de filtrage de tension de sortie :

- Tension de dimensionnement :

$$V_{Cs} = V_s$$

- Capacité :

La fréquence de l'ondulation du courant de sortie est doublée donc la capacité de sortie peut être divisée par deux par rapport au cas du hacheur à une branche :

$$C_s = \frac{\alpha \cdot V_{PAC}}{2 \cdot (1 - \alpha) \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F} = \frac{\alpha \cdot V_s}{2 \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$$

3.1.2. Difficultés vis-à-vis du cahier des charges :

Ce BOOST, avec la nature d'une source de courant en entrée ainsi que sa robustesse, s'adapte bien avec la consigne de faible ondulation du courant qu'impose la PAC. Par contre, ce hacheur présente des inconvénients. Ce sont surtout les limites concernant la tension de dimensionnement et le rapport cyclique. En effet, d'une part, la tension de sortie est élevée, ce qui va contraindre de façon importante le

dimensionnement, et, d'autre part, le rapport entre les tensions de sortie et d'entrée est important obligeant ainsi le hacheur à fonctionner pour des valeurs de α proches de 1. Cela peut poser des problèmes de fonctionnement et engendrer des pertes importantes.

3.1.2.1. Tension de dimensionnement :

La tension de dimensionnement des semi conducteurs et des condensateurs de filtrage de sortie est la totalité de la tension de sortie. Par conséquent, lorsque cette tension est élevée, les caractéristiques des SC se dégradent et les pertes dissipées dans ceux-ci peuvent devenir critique. La taille des condensateurs, quand à elle, augmente fortement surtout dans ce cas quand le condensateur de sortie a pour le rôle de filtrer des courants en forme de créneaux produits par la commutation des diodes.

3.1.2.2. Influence du rapport cyclique:

Dans l'étude énergétique, nous pouvons modéliser les pertes par des résistances équivalentes. En effet, un semi conducteur sera modélisé par un interrupteur parfait et une résistance en série. L'inductance est équivalente à une résistance. Le modèle du hacheur est représenté dans la figure 3.7a. De plus, quel que soit l'état du transistor, le courant passera soit par le transistor soit par la diode. Donc, si l'on considère que la résistance du transistor et celle de la diode sont les mêmes, nous pourrons les remplacer par une résistance équivalente aux semi conducteurs R_{SC} et la ramener en série avec la résistance de l'inductance (fig. 3.7b).

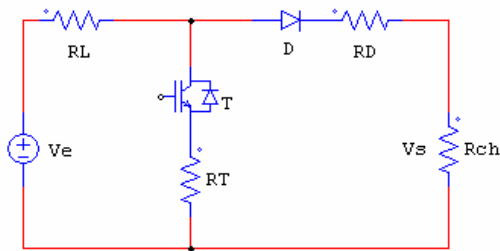


Fig. 3.7a. Modèle énergétique du BOOST

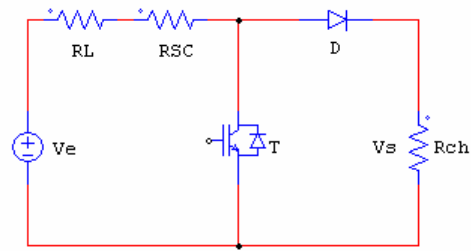


Fig. 3.7b. Résistance des SC ramenée en série avec l'inductance

Nous pourrions écrire, en valeur moyenne :

$$V_e = (R_L + R_{SC}) \cdot I_{Lmoy} + V_{Tmoy}$$

$$V_{Tmoy} = (1 - \alpha) V_s$$

$$I_{Lmoy} = \frac{I_s}{1 - \alpha} = \frac{V_s}{(1 - \alpha) R_{ch}}$$

$$\text{Alors : } V_e = \frac{R_L + R_{SC}}{(1-\alpha)R_{ch}} V_s + (1-\alpha)V_s$$

Le gain en tension est, donc, déterminé par :

$$y = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1-\alpha) \left[\frac{R_L + R_{SC}}{R_{ch}(1-\alpha)^2} + 1 \right]}$$

$$\text{Le rendement du convertisseur : } \eta = \frac{V_s \cdot I_s}{V_e \cdot I_{Lmoy}} = (1-\alpha) \cdot y = \frac{1}{\frac{R_L + R_{SC}}{R_{ch}(1-\alpha)^2} + 1}$$

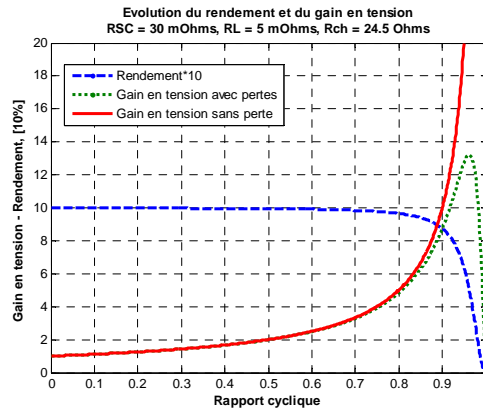


Fig. 3.8. Evolution du rendement et gain de tension en fonction du rapport cyclique

La figure 3.8 montre l'évolution du rendement du convertisseur et le gain en tension en fonction du rapport cyclique.

Nous trouvons que lorsqu'il y a des résistances parasites dans les composants semi conducteurs ainsi que dans les inductances, le gain en tension y ne croît pas continûment mais atteint une valeur maximale. De plus, le rendement du système se dégrade avec l'accroissement du α.

En étudiant la dérivée de la fonction y(α), nous pouvons déterminer le point maximal :

$$y_{\max} = \left. \frac{V_s}{V_e} \right|_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{ch}}{R_L + R_{SC}}} \text{ à } \alpha_{y_{\max}} = 1 - \sqrt{\frac{R_L + R_{SC}}{R_{ch}}}$$

De plus, à ce gain maximal, le rendement du système se dégrade à 50%.

Prenons l'exemple avec les données : R_{SC} = 30 mΩ, R_L = 5 mΩ, R_{ch} = 24.5 Ω.

$$\text{Le gain en tension maximal est : } y_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{24.5}{(5+30) \cdot 10^{-3}}} = 13.2$$

Le rapport cyclique correspondant : $\alpha_{y_{\max}} = 1 - \sqrt{\frac{(5 + 30) \cdot 10^{-3}}{24.5}} = 0.962$

Le rendement à ce point : $\eta_{y_{\max}} = 0.5$

Autrement dit, afin d'assurer un rendement acceptable, supérieur à 90%, dans cet exemple, le gain en tension ne peut pas dépasser 8.

En conclusion, ce BOOST présente deux inconvénients majeurs dans les applications où la tension de sortie et le gain en tension sont élevés :

- La tension de dimensionnement est égale à la totalité de la tension de sortie. Les caractéristiques des composants sont moins bonnes. Il y a, donc, plus de pertes et un encombrement plus important.
- L'accroissement rapide du rapport cyclique en fonction de la tension de sortie dégrade le rendement du système. Ceci est encore aggravé par de mauvaises résistances à l'état passant des composants dues à une tension de dimensionnement élevée.

3.2. Double BOOST entrelacé :

3.2.1. Principe de fonctionnement :

Afin d'améliorer les performances du système concernant la tension de dimensionnement, une structure nommée double BOOST a été proposée par Schneider Electric. Elle est la combinaison de deux BOOST ayant les points milieux des transistors et des condensateurs de filtrage à la sortie reliés (fig. 3.9). Les commandes des transistors étant décalées de $T/2$. La tenue en tension des SC diminue d'un rapport 2 par rapport à la tension de sortie V_s et est imposée par la tension des condensateurs de filtrage C_{sa} et C_{sb} . C'est une des caractéristiques les plus intéressantes de cette structure par rapport au BOOST entrelacé.

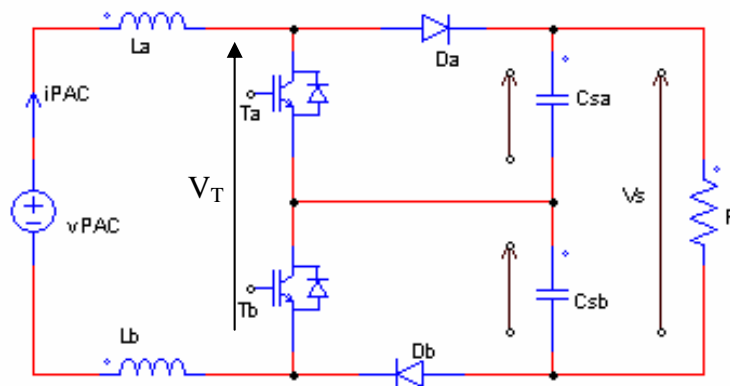


Fig. 3.9. Double BOOST entrelacé

La stratégie de commande ainsi que les tensions et les courants dans les inductances sont représentés dans la figure 3.10. Nous distinguons deux cas de fonctionnement correspondant avec $\alpha > 0,5$ et $\alpha < 0,5$

- Pour $\alpha < 0,5$:

$$V_{T_moyenne} = V_{PAC} = 2 \frac{V_s}{2} + 2 \cdot V_s \left(\frac{1}{2} - \alpha \right) = V_s (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{V_{PAC}}{1 - \alpha} \text{ ou bien } \alpha = 1 - \frac{V_{PAC}}{V_s}$$

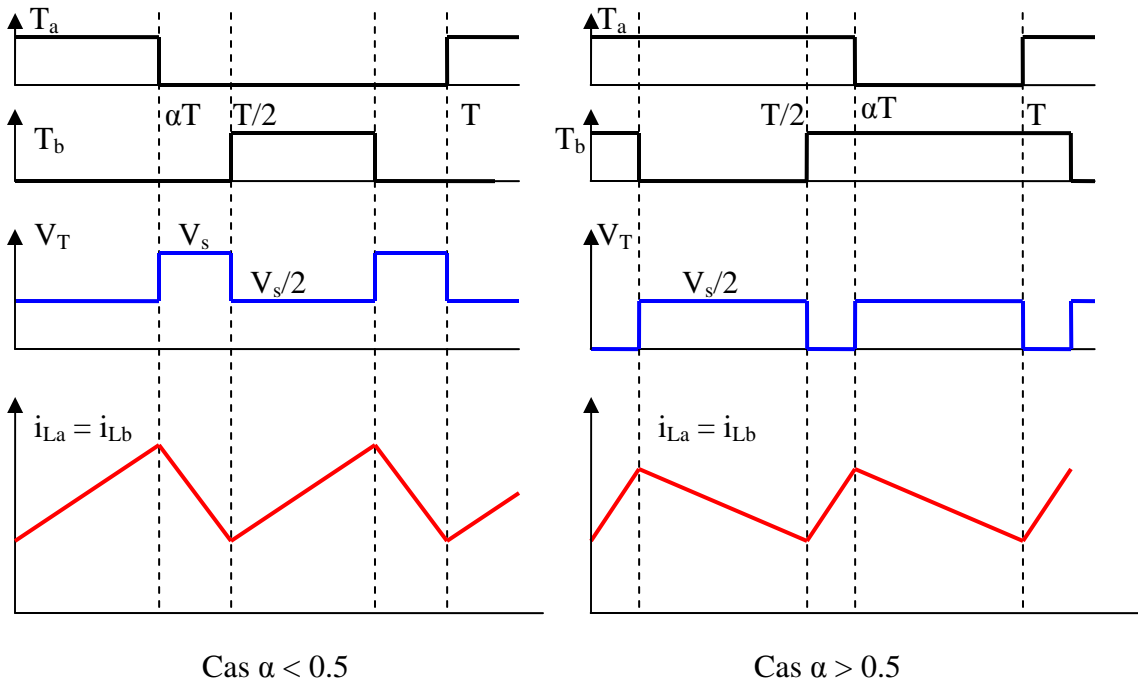


Fig. 3.10. Stratégie de commande

- Pour $\alpha > 0,5$:

$$V_{T_moyenne} = V_{PAC} = 2 \cdot \frac{V_s}{2} (1 - \alpha) = V_s (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{V_{PAC}}{1 - \alpha} \text{ ou bien } \alpha = 1 - \frac{V_{PAC}}{V_s}$$

Alors, dans tous les cas, le rapport cyclique est déterminé par : $\alpha = 1 - \frac{V_{PAC}}{V_s}$

Cette expression est identique avec celle du BOOST.

3.2.2. Dimensionnement global :

3.2.2.1. Semi conducteurs :

- Tenue en tension directe :

La tenue en tension des semi conducteurs est divisée par deux grâce au diviseur de tension réalisé par les deux condensateurs de filtrage de sortie :

$$V_T = V_D = \frac{V_s}{2}$$

- Courant :

Les transistors conduisent pendant αT et les diodes conduisent pendant $(1 - \alpha)T$, donc :

$$I_{T\text{moy}} = \alpha \cdot I_{PAC} = \frac{\alpha \cdot I_s}{1 - \alpha}$$

$$I_{D\text{moy}} = (1 - \alpha) \cdot I_{PAC} = I_s$$

3.2.2.2. Inductances :

La structure contient deux inductances mais le courant dans chacune d'elle est la totalité du courant fourni par la source. Ceci est un inconvénient majeur car les deux inductances sont considérées comme mises en série, surtout dans notre cahier des charges où nous devons faire face au problème de fort courant. En revanche, la fréquence de l'ondulation du courant les traversant est doublée.

- Courant moyen :

$$I_{L\text{moy}} = I_{Lb\text{moy}} = I_{PAC} = \frac{I_s}{1 - \alpha}$$

- Ondulation du courant dans l'inductance :

- Pour le cas $\alpha < 0,5$:

L'évolution du courant dans l'inductance s'écrit :

$$2L_a \frac{di_{La}}{dt} = V_{PAC} - V_T$$

Pendant l'intervalle $0 - \alpha T$: $V_T = V_s/2$

$$2L_a \frac{di_{La}}{dt} = V_{PAC} - V_s/2 = V_{PAC} - \frac{V_{PAC}}{2(1 - \alpha)} = \frac{1 - 2\alpha}{2(1 - \alpha)} V_{PAC}$$

$$\Delta I_{La} = \Delta I_{Lb} = \frac{(1 - 2\alpha)\alpha}{1 - \alpha} \frac{V_{PAC}}{4 \cdot L_a \cdot F}$$

$$L_a = L_b = \frac{(1-2\alpha)\alpha}{1-\alpha} \frac{V_{PAC}}{4 \cdot \Delta I_{La} \cdot F}$$

- Pour le cas $\alpha > 0,5$:

Pendant l'intervalle de 0 à $(\alpha - \frac{1}{2})T$: $V_T = 0$

$$\Delta I_{La} = \Delta I_{Lb} = \frac{(2 \cdot \alpha - 1)V_{PAC}}{4 \cdot L_a \cdot F}$$

$$L_a = L_b = \frac{(2 \cdot \alpha - 1)V_{PAC}}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$$

3.2.2.3. Condensateur de filtrage de sortie :

- Tension de dimensionnement :

La tension de dimensionnement des condensateurs de filtrage de sortie est divisée par deux en raison du montage à point milieu adopté :

$$V_{Csa} = V_{Csb} = \frac{V_s}{2}$$

- Capacité :

Ces condensateurs ont pour objet d'atténuer l'ondulation de la tension de sortie V_s . Dans cette structure, V_s est égale à la somme de deux tensions aux bornes des deux condensateurs. Puisque les commandes des transistors sont décalées de $T/2$, les tensions partielles V_{Csa} et V_{Csb} sont aussi décalées de $T/2$. Autrement dit, ces tensions sont entrelacées. L'ondulation de la tension V_s est donc réduite par rapport à celle des tensions partielles. Toutefois, puisque la tension en entrée (donc le rapport cyclique) varie en fonction de la puissance de la source, nous allons considérer le pire des cas en ne prenant pas en compte l'intérêt que peut présenter l'entrelacement.

Le courant dans un condensateur s'écrit généralement :

$$i_{Csa} = \frac{1}{C_{sa}} \int V_{Csa} dt$$

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$, la diode D_a est bloquée, le courant dans le condensateur C_{sa} est égal au courant de charge I_s et peut être considéré constant tandis que la tension V_{Csa} varie de la valeur maximale à la valeur minimale. En intégrant cette expression dans l'intervalle $(0, \alpha T)$, nous obtenons :

$$\Delta V_{Csa} = \frac{1}{C_{sa}} I_s \cdot \alpha T = \frac{\alpha V_s}{C_{sa} \cdot R \cdot F}$$

$$C_{sa} = \frac{\alpha V_s}{\Delta V_{Csa} \cdot R \cdot F}$$

D'autre part, $\Delta V_s = 2 \cdot \Delta V_{Csa}$

La capacité est calculée par :

$$C_{sa} = \frac{2\alpha \cdot V_s}{\Delta V_s \cdot R \cdot F}$$

3.2.3. Exemples de simulation :

Nous présentons ici les formes d'ondes des différentes grandeurs du double BOOST afin de mieux comprendre le fonctionnement de celui-ci.

a) $\alpha > 0,5$:

Les paramètres de simulation : $V_{PAC} = 60 \text{ V}$; $V_s = 700 \text{ V}$; $\alpha = 0,914$

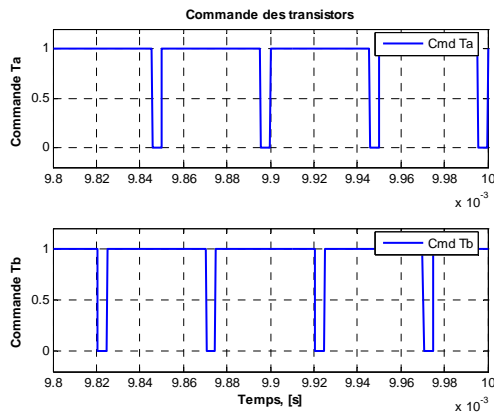


Fig. 3.11. Commande des transistors

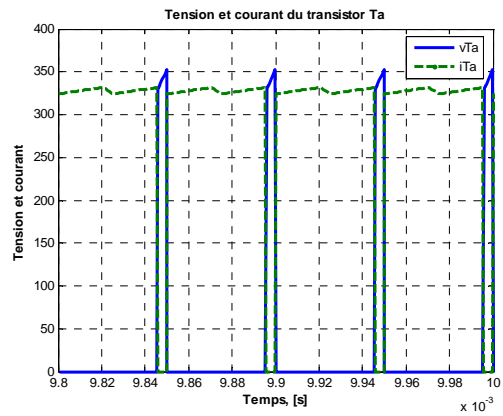


Fig. 3.12. Courant et tension d'un transistor

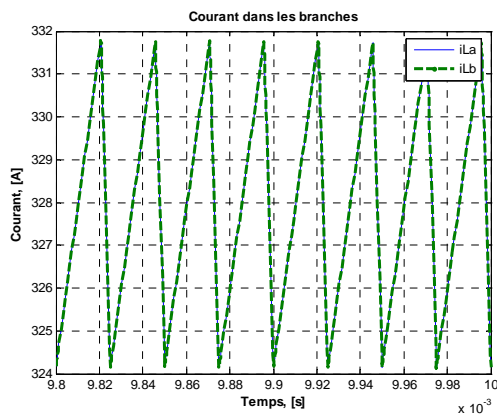


Fig. 3.13. Courant dans les inductances ($i_{La} = i_{Lb}$)

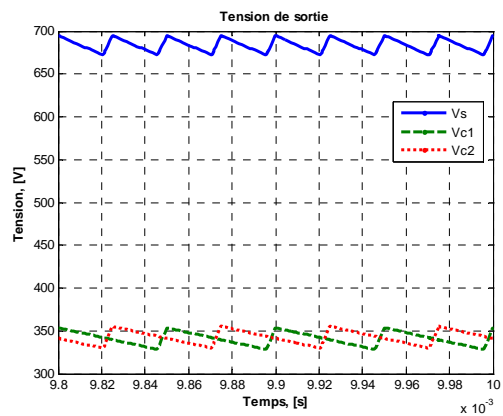


Fig. 3.14. Tension de sortie et tension sur les condensateurs de sortie

b) $\alpha < 0,5$:

Les paramètres de simulation : $V_{PAC} = 60 \text{ V}$; $V_s = 100 \text{ V}$; $\alpha = 0,4$

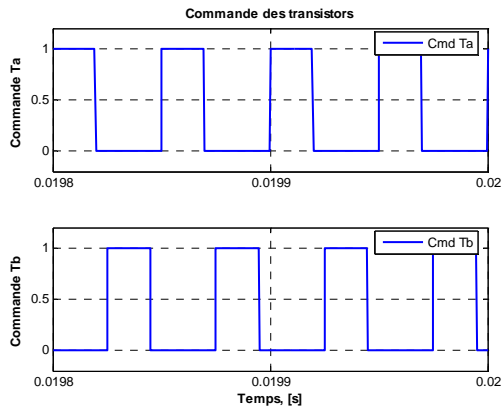


Fig. 3.15. Commande des transistors

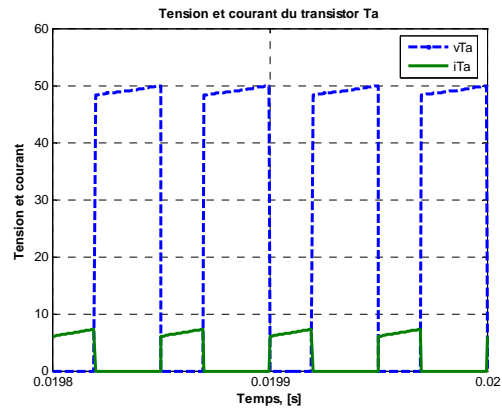


Fig. 3.16. Tension et courant du transistor T_a

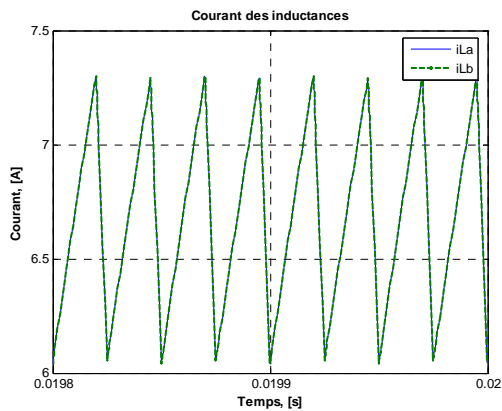


Fig. 3.17. Courant dans les inductances ($i_{L_a} = i_{L_b}$)

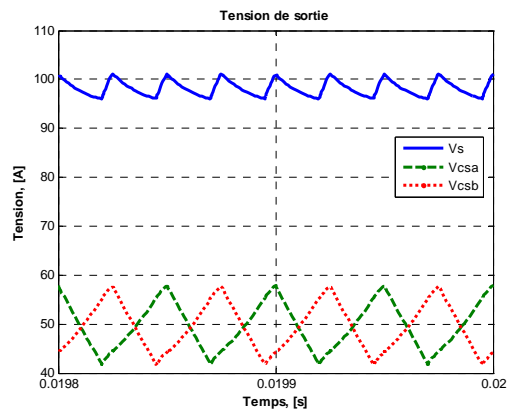


Fig. 3.18. Tension de sortie et tension sur les condensateurs

3.3. Double BOOST dual entrelacé :

3.3.1. Principe de fonctionnement :

Un des inconvénients du double BOOST entrelacé est la non réduction du courant dans les inductances. Malgré qu'il y ait deux inductances, le courant moyen dans chacune reste la totalité du courant de la source. Ceci causera des difficultés lors du dimensionnement de ces inductances et le système est rendu plus complexe en raison du nombre de branches plus important. De plus, quel que soit l'état des

interrupteurs, le courant doit traverser deux SC en série. Cela veut aussi dire que les pertes semi conducteur seront doublées.

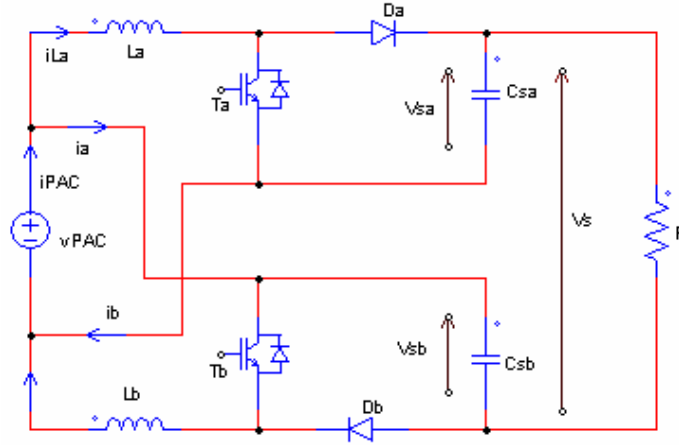


Fig. 3.19. Double BOOST dual entrelacé – IDD BOOST

Nous allons présenter dans cette partie une nouvelle structure, nommée IDD BOOST, qui possède des caractéristiques meilleures par rapport aux structures précédentes par, d'une part, une tension de dimensionnement des composants réduite comme dans le cas du double BOOST entrelacé et d'autre part, des courants réduits dans les inductances comme pour le BOOST entrelacé.

Le schéma de cette structure est illustré dans la figure 3.19. Il se compose de deux BOOST dont les entrées sont communes mais dont les sorties sont séparées par la charge.

Les transistors sont commandés avec un décalage de $T/2$. La tension de sortie de chaque BOOST peut être déterminée de façon classique :

$$V_{Csa} = V_{Csb} = \frac{V_s + V_{PAC}}{2} = \frac{V_{PAC}}{1 - \alpha}$$

La tension de sortie est déterminée en regardant la maille de sortie :

$$V_S = V_{Csa} - V_{pac} + V_{Csb} = -V_{PAC} + 2 \frac{V_{PAC}}{1 - \alpha}$$

$$\text{Soit : } V_s = V_{PAC} \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha}$$

$$\text{Le rapport cyclique s'écrit : } \alpha = \frac{V_s - V_{PAC}}{V_s + V_{PAC}} = 1 - \frac{2V_{PAC}}{V_s + V_{PAC}} = 1 - \frac{2}{y + 1} = \frac{y - 1}{y + 1}$$

Avec $y = \frac{V_s}{V_{PAC}}$ qui est le rapport de transformation de tension

$$\text{Puisque } V_s > V_{PAC}, \frac{2 \cdot V_{PAC}}{V_s + V_{PAC}} > \frac{2 \cdot V_{PAC}}{2 \cdot V_s} = \frac{V_{PAC}}{V_s}$$

$$\text{Nous déduisons donc : } \alpha = 1 - \frac{2V_{PAC}}{V_s + V_{PAC}} < 1 - \frac{V_{PAC}}{V_s}$$

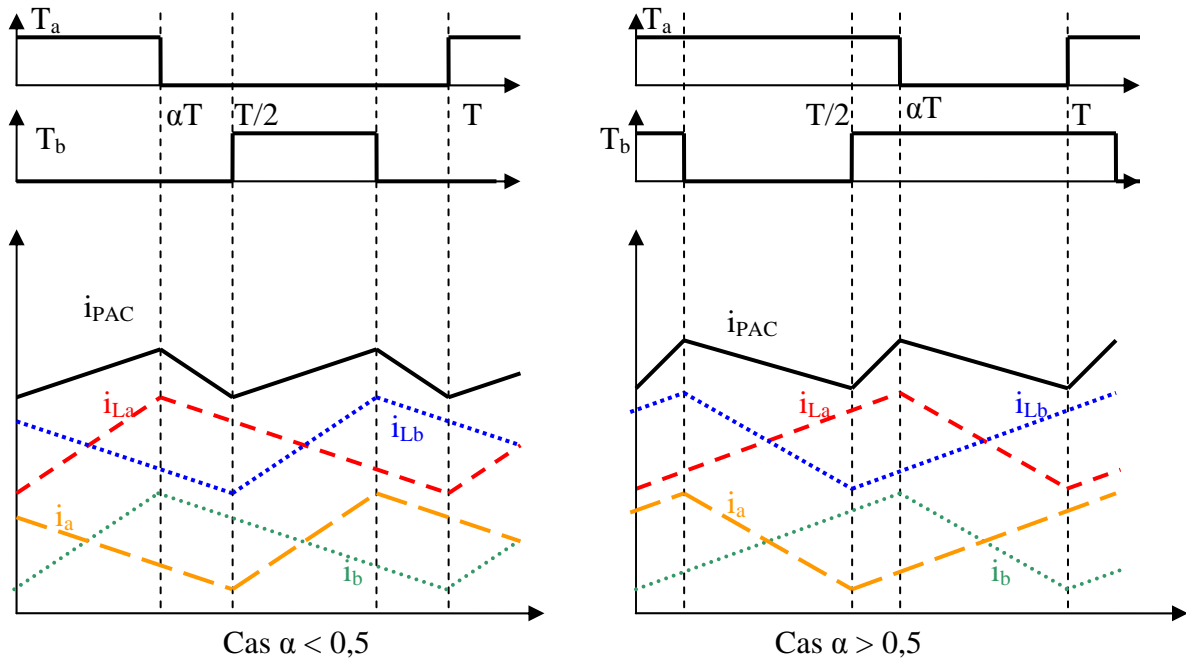


Fig. 3.20. Stratégie de commande et formes d'ondes des courants

On constate ici que, si l'on désire avoir le même point de fonctionnement (même tension d'entrée et même tension de sortie), le rapport cyclique que nécessite le IDD BOOST est inférieur à celui du BOOST ou du double BOOST. Ceci est très intéressant pour les structures de type BOOST à grand rapport d'élévation de tension comme démontré dans la partie 3.1.2.2.

Pour étudier les formes d'ondes, comme dans le double BOOST, nous distinguons deux cas pour le rapport cyclique $\alpha < 0,5$ et $\alpha > 0,5$. La commande des transistors ainsi que les formes d'ondes en courants sont présentées dans la figure 3.20.

Le courant moyen fourni par la source est déterminé en équilibrant la puissance en entrée et en sortie :

$$I_{PAC} = \frac{V_s}{V_{PAC}} I_s = \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} I_s$$

3.3.2. Dimensionnement global :

3.3.2.1. Semi conducteurs :

- Tenue en tension :

$$V_T = V_D = V_{Csa} = V_{Csb} = \frac{V_s + V_{PAC}}{2}$$

- Courant moyen :

$$I_{La} = \frac{I_{PAC}}{1 + \alpha}$$

Le transistor T_a conduit pendant αT , la diode D_a conduit pendant $(1 - \alpha)T$ donc :

$$I_{Ta} = \alpha I_{La} = \frac{\alpha \cdot I_{PAC}}{1 + \alpha}$$

$$I_{Da} = (1 - \alpha) I_{La} = \frac{(1 - \alpha)}{1 + \alpha} I_{PAC} = I_s$$

3.3.2.2. Inductances :

- Courant moyen :

$$I_{La} = I_{Lb} = \frac{I_{PAC} + I_s}{2} = \frac{I_{PAC}}{1 + \alpha} = \frac{I_s}{1 - \alpha}$$

- Ondulation du courant dans l'inductance :

De 0 à αT , le transistor est fermé, l'inductance est chargée par la tension de source V_{PAC} . Son courant évolue de la valeur minimale (à $t = 0$) à la valeur maximale (à $t = \alpha T$). L'ondulation dans celui-ci est calculé par :

$$\Delta I_{La} = \frac{\alpha \cdot V_{PAC}}{L \cdot F}$$

- Ondulation du courant de la source :

Le courant de la source : $i_{PAC} = i_{La} + i_a = i_{Lb} + i_b$

L'ondulation des courants i_{La} et i_a ainsi que i_{Lb} et i_b sont les mêmes sauf qu'ils sont décalés de $T/2$. Donc, l'ondulation du courant de source est la même que dans le cas d'un BOOST à deux branches. S'il y a m branches dans chaque BOOST élémentaire, l'ondulation du courant de source de cette structure est équivalente à celle dans le BOOST à $2 \cdot m$ branches d'entrelacement. Le calcul de la relation entre l'ondulation du courant total et celle des courants élémentaires a été réalisé comme présenté dans le chapitre 2 :

$$\Delta i_{Lk} = \frac{\Delta I_L}{A} \text{ avec } A = \left(m - \frac{m_1(m_1 - 1)}{\alpha m} - \frac{m_2(m_2 - 1)}{(1 - \alpha)m} \right)$$

- Pour le cas $m' = 1$ (équivalente à $m = 2$) et $\alpha < 0,5$, nous avons :

$$m_1 = [\alpha m] + 1 = 1$$

$$m_2 = [(1 - \alpha)m] + 1 = 2$$

$$\Rightarrow A = \frac{1 - 2\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\Rightarrow \Delta I_{PAC} = A \cdot \Delta I_{La} = \frac{(1 - 2\alpha')\alpha'}{1 - \alpha'} \cdot \frac{V_{PAC}}{L \cdot F}$$

$$\Rightarrow L_a = \frac{(1 - 2\alpha')\alpha'}{1 - \alpha'} \cdot \frac{V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$$

- Pour le cas $m' = 1$ (équivalente à $m = 2$) et $\alpha > 0,5$, nous avons :

$$m_1 = [\alpha m] + 1 = 2$$

$$m_2 = [(1 - \alpha)m] + 1 = 1$$

$$\Rightarrow A = \frac{2\alpha - 1}{\alpha}$$

$$\Rightarrow \Delta I_{PAC} = A \cdot \Delta I_{La} = (2\alpha - 1) \cdot \frac{V_{PAC}}{L \cdot F}$$

$$\Rightarrow L = (2\alpha - 1) \cdot \frac{V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$$

3.3.2.3. Condensateur de filtrage de la sortie :

- Tension de dimensionnement :

$$V_{Csa} = V_{Csb} = \frac{V_s + V_{PAC}}{2}$$

- Capacité :

Comme dans le cas du double BOOST, bien qu'il y ait l'effet de l'entrelacement des tensions V_{Csa} et V_{Csb} , nous allons dimensionner les condensateurs C_{sa} et C_{sb} sans tenir compte de l'intérêt de celui-ci. Nous allons donc avoir un léger surdimensionnement de ces condensateurs.

Le courant dans le condensateur de sortie est calculé par :

$$i_{Csa} = \frac{1}{C_{sa}} \int V_{Csa} dt$$

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$, la diode D_a est bloquée, le courant dans le condensateur C_{sa} est égal au courant de charge I_s et peut être considéré constant tandis que la tension V_{Csa} varie de la valeur maximale à la valeur minimale. En intégrant cette expression dans l'intervalle $(0, \alpha T)$, nous obtenons :

$$\Delta V_{Csa} = \frac{1}{C_{sa}} I_s \cdot \alpha T = \frac{\alpha V_s}{C_{sa} \cdot R \cdot F}$$

$$C_{sa} = \frac{\alpha V_s}{\Delta V_{Csa} \cdot R \cdot F}$$

La tension de sortie $V_s = 2V_{Csa} - V_{PAC}$ mais son ondulation $\Delta V_s = 2 \cdot \Delta V_{Csa}$ en considérant que la tension en entrée n'ondule pas.

Donc, la capacité est calculée par :

$$C_{sa} = \frac{2\alpha \cdot V_s}{\Delta V_s \cdot R \cdot F}$$

3.3.3. Exemples de simulation

Les formes d'ondes des commandes, des courants et des tensions seront présentées afin de mieux illustrer son principe de fonctionnement. Nous allons simuler pour deux cas $\alpha > 0,5$ et $\alpha < 0,5$.

a) $\alpha > 0,5$:

Les paramètres de simulation : $V_{PAC} = 60 \text{ V}$; $V_s = 700 \text{ V}$; $\alpha = 0,842$; charge = 10 kW

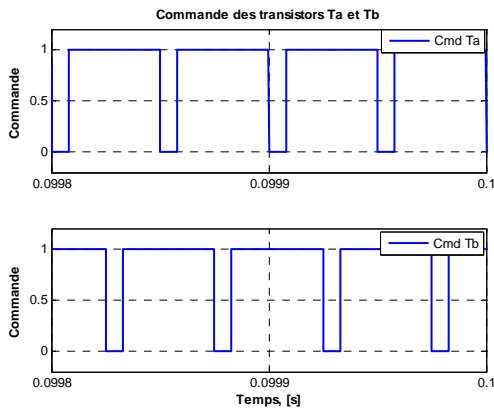


Fig. 3.21. Commande des transistors T_a et T_b

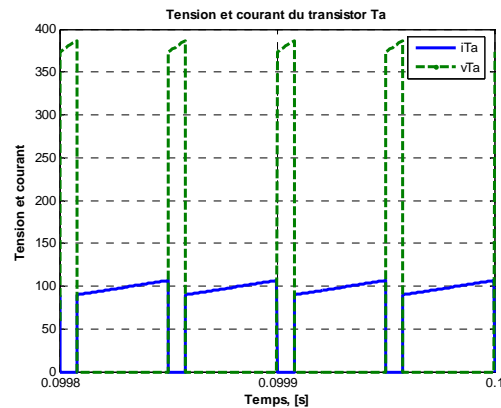


Fig. 3.22. Tension et courant du transistor T_a

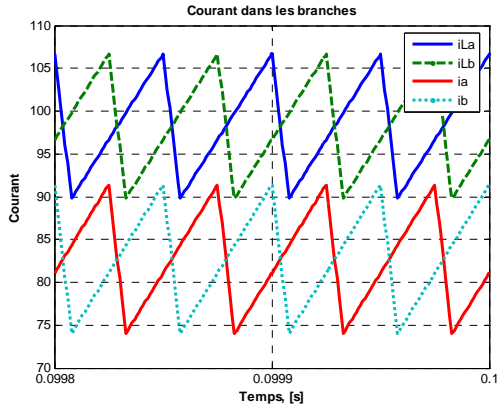


Fig. 3.23. Courant dans les branches

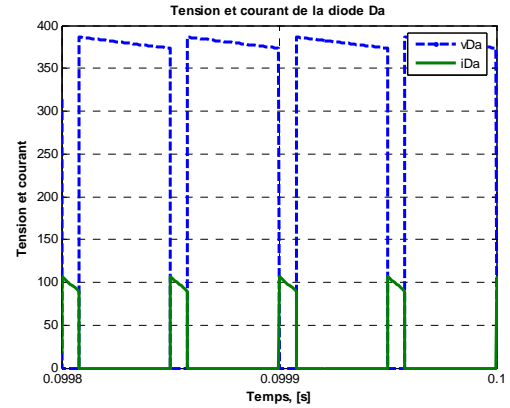


Fig. 3.24. Tension et courant de la diode D_a

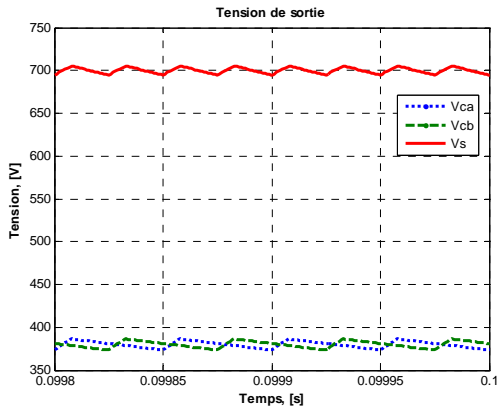


Fig. 3.25. Tension de sortie et tension sur les condensateurs de sortie

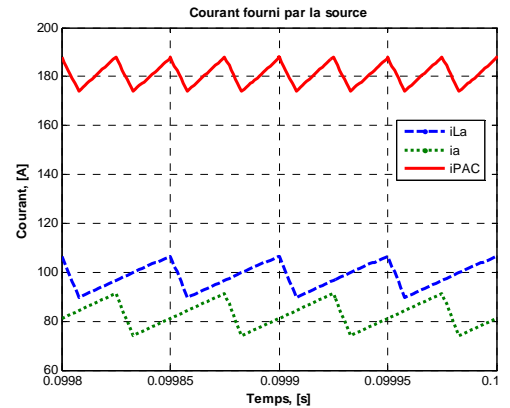


Fig. 3.26. Courant fourni par la source et courant dans chaque branche.

b) $\alpha < 0,5$:

Les paramètres de simulation : $V_{PAC} = 200$ V ; $V_s = 400$ V ; $\alpha = 1/3$; charge = 4,8 kW

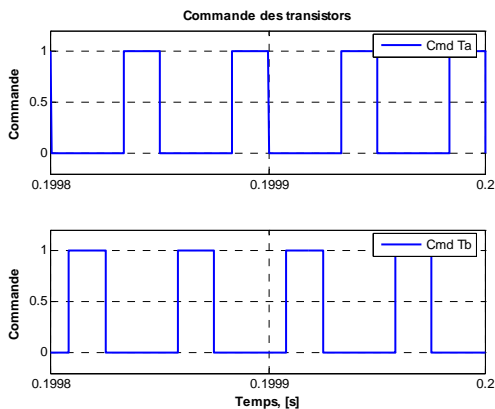


Fig. 3.27. Commande des transistors

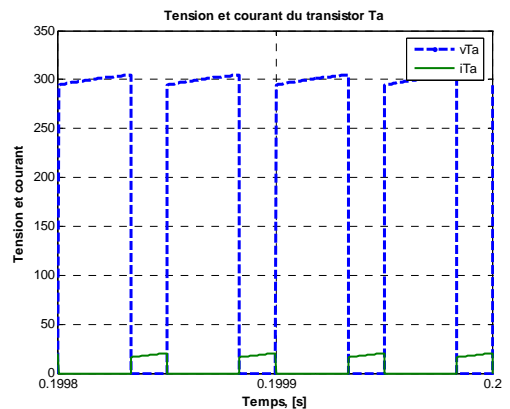


Fig. 3.28. Tension et courant du transistor T_a

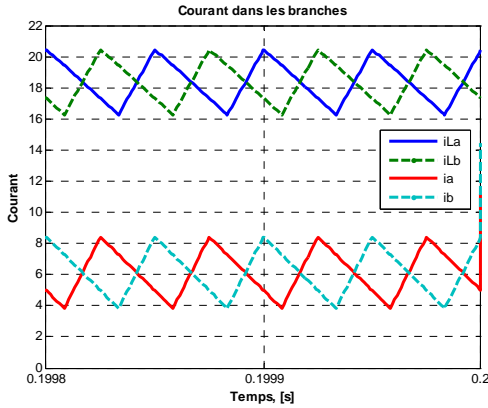


Fig. 3.29. Courant dans chaque branche

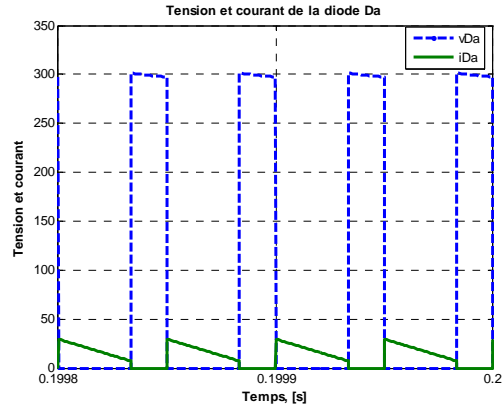


Fig. 3.30. Tension et courant dans la diode D_a

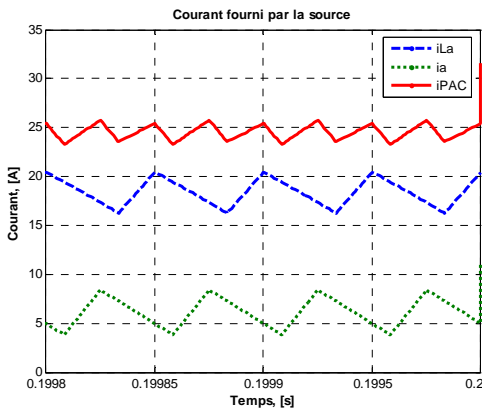


Fig. 3.31. Courants fournis par la source

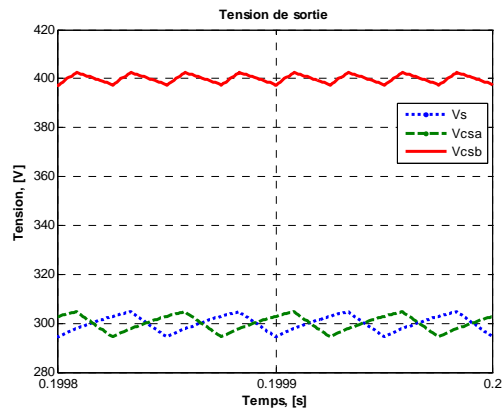


Fig. 3.32. Tension de sortie et tension sur les condensateurs

3.4. Comparaison des trois structures

Nous allons, dans cette partie, comparer ces trois structures afin d'évaluer leurs avantages et leurs inconvénients ainsi que leurs champs d'application.

3.4.1. Rapport cyclique :

Le rapport cyclique de ces trois structures est résumé dans le tableau 3.1 en fonction du rapport de

$$\text{transformation de tension } y = \frac{V_s}{V_{PAC}}$$

Tableau 3.1. Comparaison du rapport cyclique		
BOOST	Double BOOST	IDD BOOST
$\frac{y-1}{y}$	$\frac{y-1}{y}$	$\frac{y-1}{y+1}$

On peut constater, comme cela a déjà été dit que le rapport cyclique du IDD BOOST est inférieur à celui du BOOST et du double BOOST.

$$\text{Posons } k = \frac{\alpha_{\text{BOOST}}}{\alpha_{\text{IDD_BOOST}}} = \frac{\alpha_{\text{double_BOOST}}}{\alpha_{\text{IDD_BOOST}}}$$

La figure 3.33 montre l'évolution de α de chaque structure et de k en fonction du rapport de transformation de tension y .

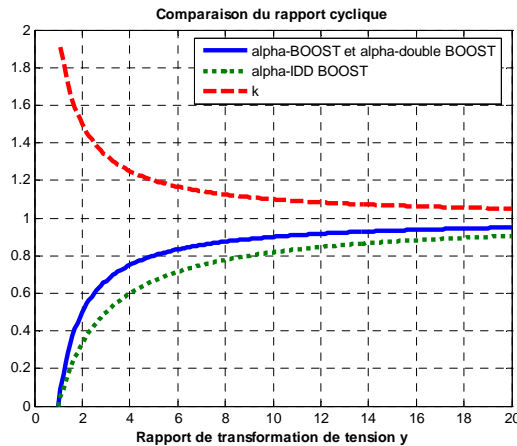


Fig. 3.33. Comparaison du rapport cyclique

Nous remarquons que le rapport cyclique du IDD BOOST est bien inférieur à celui du BOOST et du double BOOST. C'est un avantage du IDD BOOST car la réduction du rapport cyclique se traduit par un meilleur rendement global du convertisseur et permet ainsi un rapport de tension plus élevé.

3.4.2. Inductance :

Nous allons comparer la valeur de l'inductance et de l'énergie stockée dans celles-ci pour ces trois structures à un même niveau de puissance, de tension en entrée et en sortie et pour une même ondulation du courant dans la source.

Notons que lors du dimensionnement des composants de chaque structure, nous avons utilisé un même indice α . Mais comme nous venons de le montrer, à une même tension en entrée et en sortie, le rapport

cyclique du IDD BOOST est différent avec celui du BOOST et du double BOOST. Il nous faut donc ramener au rapport cyclique d'une structure afin de pouvoir les comparer.

$$\alpha_{IDD_BOOST} = \frac{V_S - V_{PAC}}{V_S + V_{PAC}} = \frac{V_S - V_{PAC}}{V_S} \cdot \frac{V_S}{V_S + V_{PAC}} = \frac{1}{1 + \frac{V_{PAC}}{V_S}} \alpha_{BOOST}$$

$$= \frac{1}{2 - \left(1 - \frac{V_{PAC}}{V_S}\right)} \alpha_{BOOST} = \frac{\alpha_{BOOST}}{2 - \alpha_{BOOST}}$$

Et $\alpha_{BOOST} = \alpha_{double_BOOST}$

En remplaçant α_{IDD_BOOST} dans l'expression de l'inductance et de l'énergie stockée du IDD BOOST, nous arrivons aux expressions de ceux-ci en fonction du α_{BOOST} (et aussi du α_{double_BOOST}). Dans le tableau 3.2, α est le rapport cyclique du BOOST et du double BOOST.

L'énergie stockée dans les deux inductances est calculée approximativement par : $2 \cdot \frac{1}{2} L \cdot I_L^2$

Quand $\alpha_{BOOST} = 0,5$, le rapport cyclique du IDD BOOST correspondant est $\alpha_{IDD_BOOST} = 1/3$

Quand $\alpha_{IDD_BOOST} = 0,5$, le rapport cyclique du BOOST correspondant est $\alpha_{BOOST} = 2/3$

Alors, nous considérons 3 cas du α_{BOOST} : de 0 à 0,5, de 0,5 à 2/3 et de 2/3 à 1.

a) $\alpha < 0,5$:

Tableau 3.2a. Comparaison des inductances avec $\alpha < 0.5$			
	BOOST entrelacé à 2 branches	Double BOOST entrelacé	IDD BOOST
Inductance	$\frac{\alpha(1-2\cdot\alpha)}{1-\alpha} \frac{V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{(1-2\alpha)\alpha}{1-\alpha} \frac{V_{PAC}}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{(2-3\alpha)\alpha}{2(1-\alpha)(2-\alpha)} \frac{V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$
Courant moyen	$\frac{I_{PAC}}{2}$	I_{PAC}	$(2-\alpha) \frac{I_{PAC}}{2}$
Energie stockée E	$\frac{\alpha(1-2\cdot\alpha)}{1-\alpha} \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{(1-2\alpha)\alpha}{1-\alpha} \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{\alpha(2-3\alpha)(2-\alpha)}{2(1-\alpha)} \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$

b) $0,5 < \alpha < 2/3$:

Tableau 3.2b. Comparaison des inductances avec $0.5 < \alpha < 2/3$			
	BOOST entrelacé à 2 branches	Double BOOST entrelacé	IDD BOOST
Inductance	$\frac{(2\alpha - 1) \cdot V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{(2 \cdot \alpha - 1)V_{PAC}}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{(2 - 3\alpha)\alpha}{2(1 - \alpha)(2 - \alpha)} \cdot \frac{V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$
Courant moyen	$\frac{I_{PAC}}{2}$	I_{PAC}	$(2 - \alpha) \frac{I_{PAC}}{2}$
Energie stockée	$\frac{(2\alpha - 1) \cdot V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$(1 - 2\alpha) \cdot \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{\alpha(2 - 3\alpha)(2 - \alpha)}{2(1 - \alpha)} \cdot \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$

 c) $\alpha > 2/3$:

Tableau 3.2c. Comparaison des inductances avec $\alpha > 2/3$			
	BOOST entrelacé à 2 branches	Double BOOST entrelacé	IDD BOOST
Inductance	$\frac{(2\alpha - 1) \cdot V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{(2 \cdot \alpha - 1)V_{PAC}}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$\frac{3\alpha - 2}{2 - \alpha} \cdot \frac{V_{PAC}}{\Delta I_{PAC} \cdot F}$
Courant moyen	$\frac{I_{PAC}}{2}$	I_{PAC}	$(2 - \alpha) \frac{I_{PAC}}{2}$
Energie stockée	$(2\alpha - 1) \cdot \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$(2\alpha - 1) \cdot \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$	$(3\alpha - 2)(2 - \alpha) \cdot \frac{V_{PAC} \cdot I_{PAC}^2}{4 \cdot \Delta I_{PAC} \cdot F}$

Posons :

$$K_E = \frac{E_{IDD_BOOST}}{E_{BOOST}} = \frac{E_{IDD_BOOST}}{E_{double_BOOST}} = \frac{E}{E'}$$

$$K_{L1} = \frac{L_{IDD_BOOST}}{L_{double_BOOST}} = \frac{L}{L'} = 4K_{L2} = 4 \frac{L_{IDD_BOOST}}{L_{BOOST}} = 4 \frac{L}{L''}$$

Tableau 3.5. Rapport des inductances et de l'énergie en fonction de α		
	$K_{L1} = 4K_{L2}$	K_E
$\alpha < 0,5$	$\frac{2 \cdot (2 - 3\alpha)}{(2 - \alpha) \cdot (1 - 2\alpha)}$	$\frac{(2 - 3\alpha) \cdot (2 - \alpha)}{2 \cdot (1 - 2\alpha)}$
$0,5 < \alpha < 2/3$	$\frac{2 \cdot (2 - 3\alpha)\alpha}{(2 - \alpha) \cdot (2\alpha - 1) \cdot (1 - \alpha)}$	$\frac{(2 - 3\alpha) \cdot (2 - \alpha) \cdot \alpha}{2 \cdot (2\alpha - 1) \cdot (1 - \alpha)}$
$\alpha > 2/3$	$\frac{4 \cdot (3\alpha - 2)}{(2 - \alpha) \cdot (2\alpha - 1)}$	$\frac{(3\alpha - 2) \cdot (2 - \alpha)}{(2\alpha - 1)}$

En exprimant en fonction du rapport de tension $y = V_{PAC}/V_s$, nous obtenons une équivalente :

Tableau 3.6. Rapport des inductances et de l'énergie en fonction de k		
	$K_{L1} = 4K_{L2}$	K_E
$1 < y < 2$	$\frac{2 \cdot y \cdot (3 - y)}{(y + 1) \cdot (2 - y)}$	$\frac{(3 - y) \cdot (y + 1)}{2 \cdot y \cdot (2 - y)}$
$2 < y < 3$	$\frac{2 \cdot y \cdot (3 - y)(y - 1)}{(y + 1) \cdot (y - 2)}$	$\frac{(3 - y) \cdot (y + 1) \cdot (y - 1)}{2 \cdot y \cdot (y - 2)}$
$y > 3$	$\frac{4 \cdot y \cdot (y - 3)}{(y + 1) \cdot (y - 2)}$	$\frac{(y - 3) \cdot (y + 1)}{y \cdot (y - 2)}$

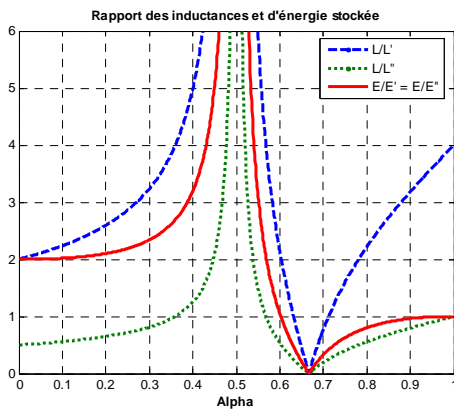


Fig. 3.34. L/L' et E/E' en fonction de α

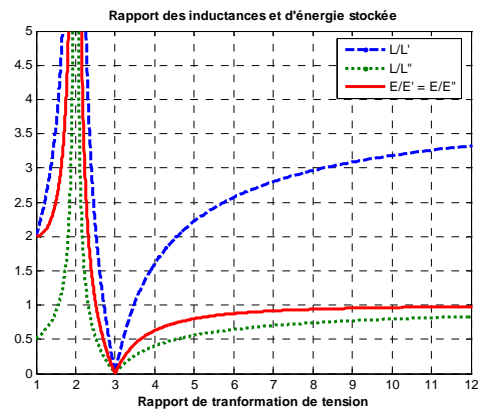


Fig. 3.35. L/L' et E/E' en fonction de y

$K_E = 1$ quand $y \approx 2,5$; $K_{L1} = 1$ quand $y \approx 2,8$ et $3,5$; $K_{L2} = 1$ quand $y \approx 2,2$ et $1,6$

Dans ces structures de type BOOST, l'inductance se charge pendant la conduction du transistor et se décharge pendant le reste de la période de découpage. L'énergie stockée dans l'inductance est donc une image de sa taille minimale. En effet, l'inductance doit être suffisamment grosse afin de pouvoir stocker une telle quantité d'énergie. Alors, nous constatons qu'à partir d'un rapport de tension supérieur à 2,5, l'énergie que doit stocker les inductances du IDD BOOST est inférieure à celle du BOOST et double BOOST (Courbe rouge des figures 3.34 et 3.35). Si le rapport de tension est inférieur à 2,5, les inductances du IDD BOOST doivent stocker plus d'énergie que celles du BOOST et double BOOST. Alors, les figures 3.34 et 3.35 nous permettent de comparer la taille des inductances de ces trois structures pour chaque rapport de tension. Notons aussi que ces comparaisons sont faites avec 2 branches d'entrelacement. Si le nombre de branche est différent, ces courbes seront modifiées.

En ce qui concerne les pertes dans les inductances, nous allons comparer l'ondulation du courant élémentaire. La figure 3.36 présente le rapport entre l'ondulation du courant élémentaire du IDD BOOST avec celle du BOOST (courbe verte) et avec celle du double BOOST (courbe bleue). En effet, dans le double BOOST, le courant élémentaire, dans ce cas, est aussi le courant en entrée. L'ondulation de ce courant est fixée à 10%. Tandis que l'ondulation du courant élémentaire dans le BOOST et IDD BOOST n'est pas celle en entrée mais plus grande. Nous remarquons qu'en général, l'ondulation du courant élémentaire du IDD BOOST est supérieure à celles dans le BOOST et le double BOOST. En faisant l'approximation que les pertes sont proportionnelles avec le carré de l'ondulation du courant, les pertes des inductances du IDD BOOST sont donc plus importantes que celles du BOOST. Par contre, pour le double BOOST, la fréquence de l'ondulation du courant élémentaire est 2 fois supérieure par rapport celle du IDD BOOST. Par conséquent, les pertes dans les inductances du IDD BOOST sont supérieures à celles du double BOOST quand le rapport de l'ondulation est supérieur à $\sqrt{2}$. Alors, à partir d'un rapport de tension supérieur à 6, les inductances du IDD BOOST sont plus petites et dissipent moins que celles du double BOOST.

- Exemple d'application :

Nous allons prendre un exemple afin de faciliter la compréhension des résultats sur la comparaison des inductances des structures. Prenons l'exemple du cas 20 kW avec une tension en entrée de 60V et une tension en sortie de 700V en supposant que le nombre de branches d'entrelacement est de 2 pour le BOOST et 1 pour l'IDD BOOST et le double BOOST. Bien qu'à ce niveau de puissance, ce nombre de branches d'entrelacement n'est pas suffisant mais nous faisons tout de même ce choix car nous ne nous intéressons ici que au rapport des tensions.

$$y = 700/60 = 11.6.$$

En consultant les figures 3.35 et 3.36 ou bien le tableau 3.6, nous avons

$$K_E = 0.973 \text{ et } \frac{\Delta i_{Lk_IDD_BOOST}}{\Delta i_{Lk_double_BOOST}} = 1.23 < \sqrt{2}$$

Donc à ce rapport de tension les inductances du IDD BOOST sont moins contraignantes que celles du double BOOST non seulement en taille mais encore au niveau de pertes.

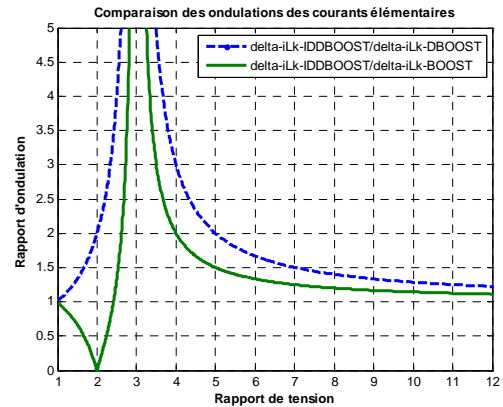


Fig. 3.36. Comparaison des rapports des ondulations des courants élémentaires

3.4.3. Semi conducteurs :

Le dimensionnement des SC est résumé dans le tableau 3.7.

Tableau 3.7. Comparaison du dimensionnement des SC			
	I_{Tmoy}	I_{Dmoy}	V_{max}
BOOST à 2 branches	$\frac{y-1}{y} \cdot \frac{I_{PAC}}{2}$	$\frac{1}{y} \cdot \frac{I_{PAC}}{2}$	V_s
Double BOOST	$\frac{y-1}{y} \cdot I_{PAC}$	$\frac{1}{y} \cdot I_{PAC}$	$\frac{V_s}{2}$
IDD BOOST	$\frac{y-1}{y+1} \cdot \frac{I_{PAC}}{2}$	$\frac{1}{y} I_{PAC}$	$\frac{y}{2 \cdot y - 1} V_s$

Posons les coefficients :

$$K_{iT1} = \frac{I_{Tmoy_IDD_BOOST}}{I_{Tmoy_Double_BOOST}} = \frac{I_T}{I_T} = \frac{1}{2} \quad K_{iT2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Tmoy_IDD_BOOST}}{I_{Tmoy_BOOST}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_T}{I_T''} = \frac{y}{2 \cdot (y+1)}$$

$$K_{iD1} = \frac{I_{Dmoy_IDD_BOOST}}{I_{Dmoy_Double_BOOST}} = \frac{I_D}{I_D} = \frac{1}{2} \quad K_{iD2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Dmoy_IDD_BOOST}}{I_{Dmoy_BOOST}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_D}{I_D''} = 1$$

$$K_{V1max} = \frac{V_{max_IDD_BOOST}}{V_{max_Double_BOOST}} = \frac{V}{V'} = 2 \quad K_{V2max} = 2 \cdot \frac{V_{max_IDD_BOOST}}{V_{max_BOOST}} = 2 \cdot \frac{V}{V''} = \frac{2 \cdot y}{2 \cdot y - 1}$$

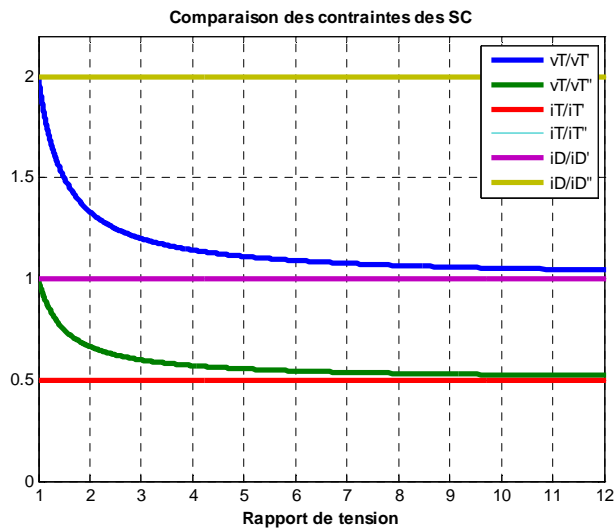


Fig. 3.37. Comparaison des contraintes sur les SC

Les semi conducteurs contribuent pour une grande part dans les pertes totales du système et donc influencent directement le rendement. Rappelons nous que la caractéristique d'un SC dépend fortement de la tenue en tension et que les pertes dans ceux-ci sont liées au courant qui les traverse.

La figure 3.37 présente la comparaison du IDD BOOST avec les deux autres structures en tension de dimensionnement, courant moyen dans les diodes et dans les transistors. Toutes les comparaisons des structures qui vont suivre sont effectuées à même nombre de SC. Nous constatons que la tension de dimensionnement du double BOOST est deux fois plus faible que celle du BOOST et toujours de une à deux fois plus faible que celle du IDD BOOST, surtout à faible rapport de tension. Cet avantage n'est plus aussi net par rapport au IDD BOOST pour des rapports de tension élevés. De ce point de vue, le double BOOST est le plus intéressant. Il est tout de même à signaler que cet avantage dépend des cahiers de charges concrets car il existe des cas où la tension inverse maximale peut être différente mais où nous devons néanmoins choisir des SC dans une même gamme de tension. A ce moment là, cet avantage n'existe plus.

Les courbes $i_T/i_{T'}$ et $i_T/i_{T''}$ comparent le courant dans les transistors de trois structures. En effet, le courant moyen dans les transistors du BOOST et du IDD BOOST sont deux fois plus faible que celui du double BOOST. Ceci est à l'origine du fait que les transistors du double BOOST sont considérés mis en série tandis que ceux du BOOST et IDD BOOST sont mis en parallèle. Puisque les pertes dans les transistors contribuent pour une part importante dans les pertes totales, cette caractéristique montre l'intérêt du BOOST et IDD BOOST par rapport au double BOOST.

Dans le IDD BOOST et le double BOOST, les deux diodes sont mises en série avec la charge, donc le courant dans celles-ci est deux fois plus élevé que celui du BOOST. Cette fois ci, l'avantage est au BOOST.

Ainsi, nous pouvons conclure sur le champ d'application de chaque structure.

Lorsque la tension de sortie est élevée et le rapport de tension est faible (faible courant dans les transistors), le double BOOST peut-être un bon choix parce qu'il permet de profiter d'une faible tension de dimensionnement.

Lors d'une tension de sortie ainsi qu'un rapport de tension élevé, le IDD BOOST est préférable afin de profiter d'une faible tension de dimensionnement (proche de celle du double BOOST) et de la réduction du rapport cyclique (se traduisant par un plus faible courant dans les transistors).

Quand la tension de sortie n'est pas trop critique et que le rapport de tension est relativement faible, le BOOST est le meilleur choix. Cela vient du fait que nous pouvons alors profiter d'un plus faible courant dans les diodes de cette structure sachant que dans ce cas le courant dans les diodes est plus important que dans les transistors. De plus, à faible tension de sortie, les intérêts de réduction de tension de dimensionnement du double BOOST et IDD BOOST ne sont plus aussi nets.

3.4.4. Condensateur :

Le tableau 3.8 résume le dimensionnement des condensateurs de filtrage de sortie. La capacité du BOOST est 4 fois plus faible que celle du double BOOST et de 2 à 4 fois plus faible que celle du IDD BOOST. De plus, le double BOOST et le IDD BOOST nécessitent 2 condensateurs de sortie pour un seul pour le BOOST. En revanche, en ce qui concerne la tenue en tension, l'avantage est pour le double BOOST et l'IDD BOOST parce que la taille des condensateurs est proportionnelle avec sa tenue en tension.

Tableau 3.8. Comparaison du dimensionnement des condensateurs			
	BOOST	Double BOOST	IDD BOOST
Quantité	1	2	2
Capacité	$C_s = \frac{\alpha_{BOOST} \cdot V_s}{2 \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$ $= \frac{(y-1) \cdot V_s}{2 \cdot y \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$	$C_{sa} = \frac{2\alpha_{double_BOOST} \cdot V_s}{\Delta V_s \cdot R \cdot F}$ $= \frac{2(y-1) \cdot V_s}{y \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$	$C_{sa} = \frac{2\alpha_{IDD_BOOST} \cdot V_s}{\Delta V_s \cdot R \cdot F}$ $= \frac{2 \cdot (y-1) \cdot V_s}{(y+1) \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$
V _C	V _s	$\frac{V_s}{2}$	$\frac{y}{2 \cdot y - 1} V_s$
Energie stockée	$\frac{(y-1) \cdot V_s^3}{4 \cdot y \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$	$\frac{(y-1) \cdot V_s^3}{2 \cdot y \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$	$\frac{(y^2 - 1) \cdot V_s^3}{2 \cdot y \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot F}$

$$K_{C1} = \frac{E_{C_IDD_BOOST}}{E_{C_BOOST}} = \frac{2(y+1)}{y}$$

$$K_{C2} = \frac{E_{C_IDD_BOOST}}{E_{C_double_BOOST}} = \frac{y+1}{y}$$

Si l'on regarde l'énergie stockée, les condensateurs du BOOST stockent seulement la moitié de ceux du double BOOST. Les condensateurs du IDD BOOST, quant à eux, doivent stocker plus d'énergie, de 1 à 2 fois par rapport au double BOOST et de 2 à 4 fois par rapport au BOOST (fig. 3.38).

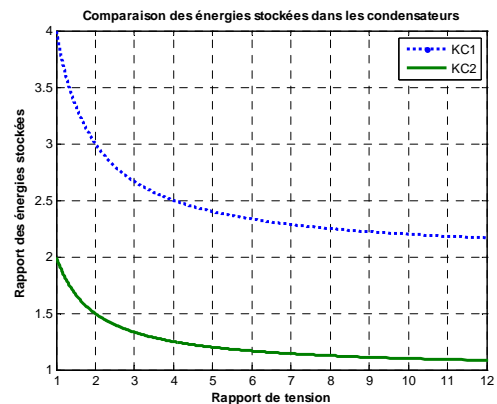


Fig. 3.38. Comparaison des énergies stockées dans les condensateurs

3.5. Etude de la modularité :

Dans cette partie, nous allons étudier la possibilité de modularité ainsi que rechercher une structure optimale pour la gamme forte puissance. Pour cela, nous allons dimensionner notre convertisseur à la puissance de 100 kW comme un cas typique. En effet, il existe 3 modes de connexion pour obtenir une puissance totale de 100 kW. Ce sont :

- la mise en parallèle de la sortie des modules PAC – convertisseur. Chaque module PAC de 20 kW est relié avec un convertisseur. Cinq modules PAC – convertisseur seront mis en parallèle pour obtenir un système de 100 kW.
- la mise en série de la sortie des convertisseurs. Chaque stack de PAC de 20 kW est connecté avec un convertisseur élémentaire. Les sorties de ceux-ci sont connectées en série. L'ensemble des convertisseurs élémentaires forme un gros convertisseur de 100 kW.
- La mise en série des PAC en entrée du convertisseur. Cette connexion consiste en la mise en série de 5 stacks de PAC de 20 kW et l'ensemble est connecté à l'entrée d'un convertisseur.

Chaque mode de connexion possède des avantages et des inconvénients. De plus, ils donnent différents cahiers des charges. Par conséquent, il est possible qu'une des trois structures soit plus adaptée que les autres. Donc, nous allons, pour chaque mode de connexion, dimensionner les trois structures. Les résultats obtenus nous permettront de tirer des conclusions sur l'intérêt de la modularité ainsi que de trouver la meilleure structure.

3.5.1. Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs :

La mise en parallèle des convertisseurs apparaît la plus flexible et la plus fiable. Lors de la défaillance d'un module, le reste du système n'est pas influencé si la puissance est suffisamment grande devant la demande de charge. De plus, du point de vue de la modularité, c'est aussi plus intéressant car la puissance unitaire est plus faible (20 kW). Pour obtenir des puissances plus élevées, il nous faut seulement connecter la sortie des convertisseurs en parallèle. Par contre, l'exigence du cahier des charges impose des difficultés pour la phase de conception : une forte tension de sortie $V_s = 700V$, un rapport de tension élevé $k = V_s/V_{PAC} = 700/60 = 11.7$

Nous allons dimensionner les trois structures avec le cahier des charges montré dans le tableau ci dessous :

Tableau 3.9. Cahier des charges de chaque module de 20 kW	
V_{PAC}	60 V
V_s	700 V
P	20 kW
I_{PAC}	333 A
ΔI_{PAC}	< 10%
ΔV_s	< 10%
F_d	50 kHz

Le tableau 3.10 résume le résultat de dimensionnement ainsi que de pertes pour les trois structures. Le détail du dimensionnement se trouve dans l'annexe 3.

Tableau 3.10. Dimensionnement et pertes des convertisseurs – Mise en parallèle la sortie									
	BOOST			Double BOOST			IDD BOOST		
	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)
Nombre de branches	8			4			4		
Inductances	8		88	8		134	8		91
V_{SCmax}		700			350			400	
Transistors	48	1000	1529	48	500	1215	48	500	480
Diodes	8	1000	33	8	400	79	8	600	112
Condensateurs	0.60 μ F – 1000V			2 x 3 μ F – 400V			2 x 3 μ F – 630V		
Pertes totales	1650 W			1428 W			683 W		
Rendement	92.4 %			93.3 %			96.7 %		

Nous remarquons une répartition clairement prévue (fig. 3.39). En effet, le rapport cyclique trop élevé conduit à la concentration des pertes dans les transistors. Hors, comme nous l'avons montré dans les paragraphes précédents, la tension de dimensionnement du BOOST est la totalité de la tension de sortie tandis que dans le cas du double BOOST, malgré une réduction de la tension de dimensionnement, la mise en série des SC cause trop de pertes. L'avantage en tension de dimensionnement du double BOOST par rapport au IDD BOOST n'existe plus car nous devons utiliser la même gamme de tension des SC. Le IDD BOOST apparaît donc comme le meilleur choix dans ce cas.

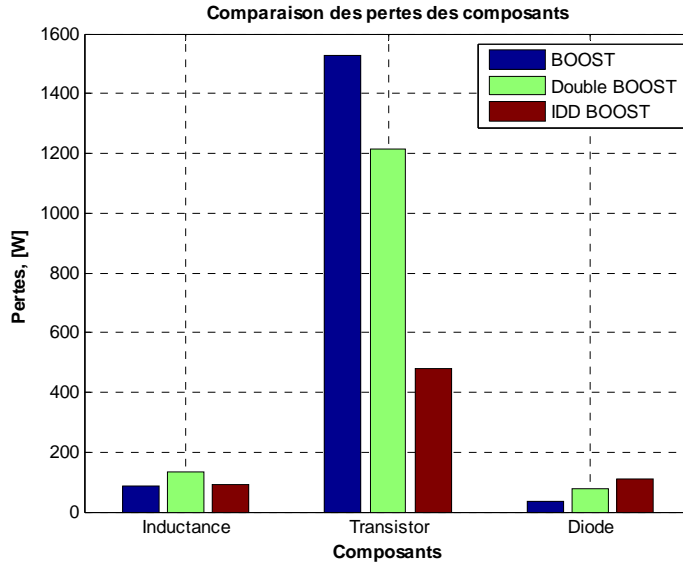


Fig. 3.39. Comparaison des pertes dans les composants des convertisseurs.
Cas de la mise en parallèle de la sortie des convertisseurs

3.5.2. Mise en série de la sortie des convertisseurs :

La mise en série de la sortie des convertisseurs permet de réduire la tension de dimensionnement des composants ainsi que le rapport cyclique de chaque convertisseur. Cela devrait considérablement améliorer le rendement. Par contre, la fiabilité du système est moins bonne. Une défaillance d'un module PAC – convertisseur élémentaire conduira à la défaillance de tout le système sauf si le convertisseur est dimensionné en conséquence et qu'est prévu le mode by-pass. Par ailleurs, la structure est moins flexible du point de vue de la modularité. En effet, il est nécessaire de la redimensionner pour chaque niveau de puissance.

Le cahier des charges pour chaque convertisseur élémentaire est donné dans le tableau 3.11.

Tableau 3.11. Cahier des charges des convertisseurs élémentaires	
Tension en entrée nominale	$V_{PAC} = 60 \text{ V}$
Tension de sortie	$V_s = 700/5 = 140 \text{ V}$
Puissance	$P = 20 \text{ kW}$
Courant nominal	$I_{PAC} = 333\text{A}$
Ondulation du courant en entrée	Inférieure à 10%
Ondulation de la tension de sortie	Inférieure à 10%
Fréquence de découpage	50 kHz

Les résultats de dimensionnement sont montrés dans le tableau 3.12. Le détail du dimensionnement se trouve en annexe 3.

Tableau 3.12. Dimensionnement et pertes des convertisseurs – Mise en série la sortie									
	BOOST			Double BOOST			IDD BOOST		
	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)
Nombre de branches	8			4			4		
Inductances	8		63	8		27	8		77
V_{SCmax}		140			70			120	
Transistors	24	200	373	24	100	228	24	150	149
Diodes	16	200	139	16	100	202	16	150	217
Condensateurs	8.8 μ F – 250V			2 x 32.9 μ F – 100V			2 x 23.5 μ F – 250V		
Pertes totales	576.3 W			458 W			433 W		
Rendement	97.2%			97.8%			97.8%		

Le rendement du système est bien meilleur que dans le cas précédent pour une même puissance de convertisseur unitaire grâce à l'utilisation des composants à plus faible calibre en tension.

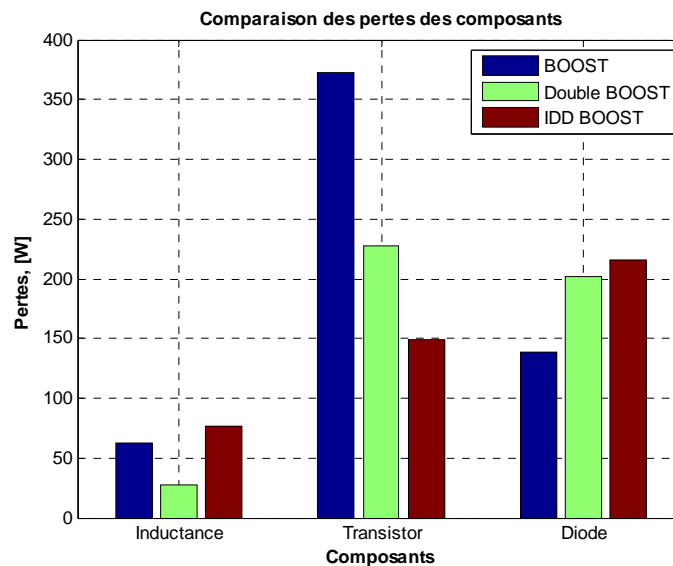


Fig. 3.40. Comparaison des pertes dans les composants des convertisseurs.

Cas de la mise en série de la sortie des convertisseurs.

La figure 3.40 présente la répartition des pertes entre les composants pour chaque structure. Comme nous l'avons montré, le choix du nombre de branches, qui décide de la complexité du convertisseur, dépend principalement des inductances ce qui est traduit par deux critères : l'énergie à stocker et les pertes par inductance. En général, les inductances sont surdimensionnées et le nombre de branches doit être suffisant

afin de diminuer les pertes totales et de répartir les pertes dans chaque inductance. En revanche, dans ce cas, bien que les pertes dans les inductances du double BOOST soient bien plus faibles, le nombre de branche de celui-ci reste le même que pour les autres structures afin d'assurer la quantité d'énergie stockée dans les inductances. En effet, la technologie d'inductances que nous avons choisie (noyaux toriques de chez Magnetics) limite l'énergie stockée par composant. Lorsque le nombre de branches diminue, le courant dans chaque inductance, donc l'énergie stockée dans celle-ci, augmente et la taille des inductances disponibles n'est plus suffisamment importante pour stocker cette énergie. L'avantage lié au choix de ce type d'inductance au sein du double BOOST n'est donc pas net et cette structure devient aussi complexe que les autres.

L'avantage relatif à la tension de dimensionnement du double BOOST est limité par la mise en série de deux SC à cause de sa constitution structurelle. Donc, les pertes dans les transistors sont plus élevées que pour l'IDD BOOST et les pertes dans les diodes sont plus importantes que dans le BOOST. Un rapport cyclique plus faible et une réduction de la tension de dimensionnement conduit à de plus faibles pertes dans les transistors. Par contre, deux diodes en série augmentent les pertes. Quant aux condensateurs de filtrage à la sortie, ceux du BOOST sont beaucoup moins encombrants.

Le rendement global donne l'avantage au double BOOST.

3.5.3. Mise en série des PAC en entrée du convertisseur :

C'est le cas de limite de la mise en parallèle de la sortie quand le nombre de groupes de convertisseur en parallèle est égal à 1. Ce mode de connexion permet aussi une réduction du rapport cyclique. De plus, la plus forte puissance unitaire du convertisseur promet une amélioration du rendement car la tension de dimensionnement reste la même que dans le cas de la mise en parallèle de la sortie des convertisseurs. En revanche, un seul convertisseur devra être dimensionné à une très grande puissance.

Le cahier des charges du convertisseur est donné dans le tableau 3.13.

Tableau 3.13. Cahier des charges du convertisseur	
Tension en entrée nominale	$V_{PAC} = 300 \text{ V}$
Tension de sortie	$V_s = 700 \text{ V}$
Puissance	$P = 100 \text{ kW}$
Courant nominal	$I_{PAC} = 333\text{A}$
Ondulation du courant en entrée	Inférieure à 10%
Ondulation de la tension de sortie	Inférieure à 10%
Ondulation du courant en entrée	Inférieure à 10%
Fréquence de découpage	50 kHz

Les résultats de dimensionnement sont montrés dans le tableau 3.14. Le détail du dimensionnement se trouve dans l'annexe 3.

Tableau 3.14. Dimensionnement et pertes des convertisseurs – Mise en série des PAC en entrée									
	BOOST			Double BOOST			IDD BOOST		
	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)	Quantité	Tension (V)	Pertes (W)
Nombre de branches	16			4			8		
Inductances	16		302	8		120	16		144
V_{SCmax}		700			350			600	
Transistors	48	900	1424	48	500	956	48	900	1424
Diodes	16	1000	230	16	400	422	32	1000	430
Condensateurs	0.8 μ F – 1000V			2 x 4 μ F – 400V			2 x 2.82 μ F – 1000V		
Pertes totales	1956 W			1598 W			1998 W		
Rendement	98.1%			98.52%			98.0%		

Dans ce dernier mode de connexion, l'avantage de la technique de l'entrelacement apparaît plus nettement. Grâce à la diminution des pertes dans les inductances, le nombre de branches n'est pas proportionnel avec la puissance. De plus, le double BOOST peut encore profiter de son avantage en inductance en ayant besoins de la moitié du nombre de branches que nécessitent les autres structures. Un rapport de tension plus faible et une puissance unitaire apportent un meilleur rendement que les autres modes de connexion. Le IDD BOOST est le meilleur en rendement mais le double BOOST est le moins complexe.

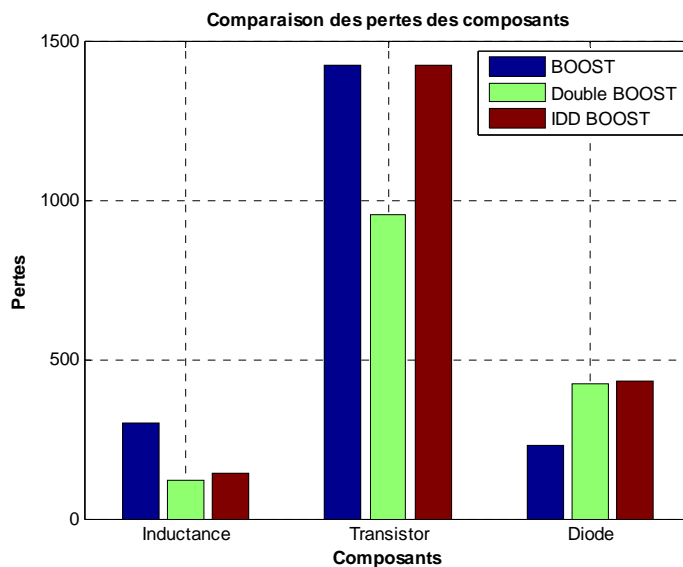


Fig. 3.41. Comparaison des pertes des composants dans les convertisseurs.

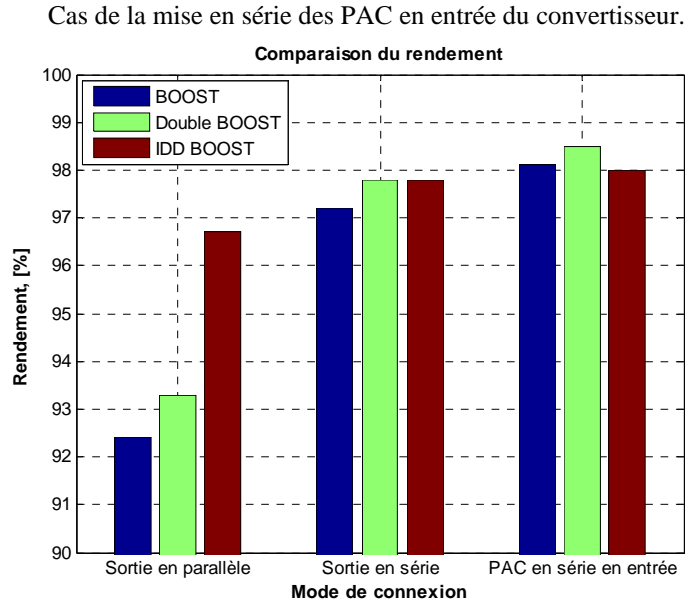


Fig. 3.42. Comparaison du rendement des structures à des modes de connexion

La figure 3.42 compare le rendement des structures correspondant avec différents modes de connexion. En fait, la tendance du rendement est inverse par rapport la gamme moyenne puissance. Un convertisseur à plus forte puissance donne un meilleur rendement. Ceci est le fait de la tension de dimensionnement et du rapport cyclique. En effet, dans la gamme moyenne puissance, plus la puissance unitaire est forte, plus la tension de dimensionnement ou bien le rapport de tension est élevé. Cette caractéristique est inverse pour la gamme forte puissance. Par contre, la fabrication des modules PAC – IDD BOOST de 20 kW mis en parallèle est aussi très intéressante car le rendement reste élevé et le système est plus fiable et plus flexible.

3.6. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différents convertisseurs non isolés ainsi que leurs modes de connexion. Pour chaque structure, nous avons dimensionné les composants ainsi que leurs contraintes. Les comparaisons chiffrées montrent le champ d'application de chacun. Les résultats de dimensionnement nous permettent d'étudier de manière approfondie l'influence des facteurs sur le rendement, la complexité, le coût et la fiabilité du convertisseur ainsi que d'obtenir des conclusions concrètes sur une structure optimale et la possibilité de modularité.

Les principales conclusions auxquelles nous pouvons aboutir à partir de ce chapitre sont :

- A une puissance donnée, la tension de dimensionnement des composants (condensateurs et SC) et l'écart entre la valeur de la tension en entrée et celle désirée en sortie sont des facteurs principaux

qui influencent le rendement du convertisseur. Nous chercherons toujours à les diminuer pour obtenir un meilleur rendement.

- Notre nouvelle structure, le IDD BOOST, permet de résoudre le problème du fort courant et du très fort rapport de tension en diminuant de façon notable le rapport de conversion des tensions de chaque BOOST élémentaire.
- Le champ d'application des convertisseurs : le BOOST est intéressant pour les cas faible tension de sortie et faible rapport de tension. Quand la tension de sortie est élevée mais le rapport de tension reste relativement faible, le double BOOST est toutefois préférable. Pour obtenir une tension élevée à la sortie pour une faible tension en entrée, l'IDD BOOST est une solution sans transformateur très intéressante.
- La conception modulaire semble présenter moins d'intérêts pour cette gamme de puissance. En effet, si l'on souhaite fractionner les convertisseurs, la mise en série est préférable à la mise en parallèle mais celle-ci nécessite un dimensionnement pour chaque niveau de puissance. On ne peut donc pas parler de conception modulaire. En revanche, la mise en parallèle autorise la notion de gamme mais se fait au détriment du rendement de l'ensemble. Les seules solutions vraiment viables à 100 kW sont les convertisseurs uniques réalisés à base d'IDD BOOST ou de double BOOST. Pour les puissances inférieures (20 kW), c'est l'IDD BOOST qui prend l'avantage en raison d'un rapport cyclique plus faible.

CHAPITRE 4

Contrôle – commande de l'interface de puissance

Table des matières du chapitre 4

<u>4.1.</u>	<u>Principales fonctions de transfert :</u>	112
4.1.1.	Fonction de transfert du BUCK :	112
4.1.2.	Fonction de transfert du BOOST :	114
<u>4.2.</u>	<u>Gestion de la puissance dans un convertisseur :</u>	115
4.2.1.	Construction de la loi de commande :	115
4.2.2.	Équilibrage des courants élémentaires :	116
4.2.3.	Application numérique :	117
<u>4.3.</u>	<u>Gestion de l'équilibrage de la puissance entre les modules :</u>	119
4.3.1.	Problématique et méthodologie :	119
4.3.2.	Équilibrage du courant d'entrée ou de sortie :	120
<u>4.4.</u>	<u>Gestion des transitoires de charge :</u>	122
4.4.1.	Position de la source auxiliaire :	123
4.4.2.	Construction de la commande :	125
4.4.3.	Comportement de l'ensemble lors de variations de charge :	126
<u>4.5.</u>	<u>Réalisation de deux BUCK de 2,5 kW :</u>	127
4.5.1.	Fonctionnement indépendant :	129
4.5.1.1.	Régime normal :	129
4.5.1.2.	Régime de défaut d'une branche :	132
4.5.1.3.	Rendement :	132
4.5.2.	Fonctionnement en parallèle :	135
<u>4.6.</u>	<u>Conclusion :</u>	136

Dans les chapitres précédents, nous nous sommes essentiellement intéressé à la partie puissance de l'interface d'électronique de puissance nécessaire au bon fonctionnement de la PAC. Pour certaines des solutions proposées, cette interface est réalisée grâce à la mise en parallèle de plusieurs convertisseurs unitaires eux-mêmes réalisés par plusieurs branches d'entrelacement. On voit ici qu'il va être nécessaire de mettre en place une commande capable de répartir équitablement la puissance entre les différents convertisseurs unitaires mais aussi entre les différentes branches de ces convertisseurs unitaires. A cela, il faudra rajouter la gestion de la source auxiliaire nécessaire au fonctionnement transitoire lors d'un changement brutal de charge.

C'est pour ces raisons que dans ce chapitre, nous allons étudier le système de contrôle commande de l'interface EP nécessaire pour la gamme moyenne puissance. Comme nous l'avons dit, il existe plusieurs niveaux de contrôle. Nous distinguons la gestion interne dans un module, la gestion entre les modules et la gestion entre la source principale et la source auxiliaire. Les deux premiers niveaux de gestion concernent seulement le régime permanent tandis que le troisième affecte le régime transitoire lors d'une variation rapide de la charge. Le cas de la forte puissance pourra s'extrapoler de cette étude.

La gestion interne doit assurer le bon fonctionnement du convertisseur lorsqu'il travaille indépendamment. En effet, il doit fournir à sa sortie une tension constante désirée par la charge. Dans le cas de notre convertisseur, avec l'utilisation de la technique de l'entrelacement, la gestion interne consiste en une bonne répartition du courant entre les branches car un déséquilibre entre celles-ci conduirait à une dégradation du rendement du système, voire à des défaillances dues aux surcharges qui en découlerait.

Le problème de la gestion de l'énergie entre les modules se pose lorsque la charge est alimentée par plusieurs groupes de PAC – convertisseur mis en parallèle. En effet, à cause de la différence entre les modules de PAC, lors d'une demande de puissance de la charge, la contribution en puissance de chaque module de PAC doit être optimisée selon sa capacité.

La dernière partie de ce chapitre traitera la gestion d'énergie entre la source principale (la PAC) et la source auxiliaire (la batterie ou le super condensateur ou les deux). En effet, puisque la dynamique du

système PAC est lente, elle ne peut adapter la puissance fournie à des variations rapides de la charge pendant les régimes transitoires. Il est donc nécessaire d'avoir une source auxiliaire afin de fournir l'énergie demandée par la charge pendant ces régimes transitoires. En fait, cette source auxiliaire fournira la puissance manquante lors de l'augmentation de la charge et absorbera la partie excédentaire lors de la diminution de celle-ci.

A chaque niveau de gestion, nous allons modéliser le système, construire les schémas de contrôle ainsi que déterminer les paramètres des correcteurs. Les résultats de simulation seront également présentés.

Enfin, deux prototypes du convertisseur 2,5kW à 2 branches d'entrelacement seront réalisés. Les différents modes de fonctionnement seront testés : le fonctionnement indépendant en régime normal et en régime de défaut d'une branche d'entrelacement ainsi que le fonctionnement en parallèle. Les résultats expérimentaux seront présentés afin de valider les calculs théoriques.

4.1. Principales fonctions de transfert :

Nous allons dans ce paragraphe construire les fonctions de transfert principales des convertisseurs utilisés dans notre système de conversion. Ce sont le BUCK permettant d'adapter la PAC ayant une tension de sortie comprise entre 60V en charge et 100V à vide à la charge nécessitant une tension de 50V et le BOOST nécessaire à la source auxiliaire de valeur 12V. Le BUCK est considéré comme le convertisseur principal tandis que le BOOST est appelé auxiliaire. Ces fonctions de transfert permettent ensuite d'établir la loi de commande pour chaque convertisseur.

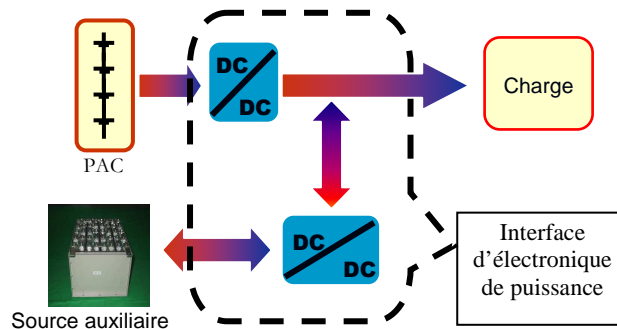


Fig 4.0 : Structure globale de l'interface d'électronique de puissance.

4.1.1. Fonction de transfert du BUCK :

Une des techniques utilisables pour la modélisation du convertisseur BUCK est le modèle moyen. Le modèle moyen du BUCK s'écrit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{PAC} \cdot \alpha - V_s \\ C_s \frac{dV_s}{dt} = i_L - \frac{V_s}{R} \end{cases}$$

La première équation donne :

$$V_s = V_{PAC} \cdot \alpha - L \frac{di_L}{dt}$$

En remplaçant cette expression de V_s dans l'expression de sa dynamique, nous avons :

$$C_s \cdot V_{PAC} \frac{d\alpha}{dt} - LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} = i_L - \frac{V_{PAC}}{R} \alpha + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt}$$

En effectuant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$C_s \cdot V_{PAC} \cdot p \cdot \alpha - L \cdot C_s \cdot p^2 i_L = i_L - \frac{V_{PAC}}{R} \alpha + \frac{L}{R} p i_L$$

$$\left(C_s \cdot V_{PAC} \cdot p + \frac{V_{PAC}}{R} \right) \cdot \alpha = \left(L \cdot C_s \cdot p^2 + \frac{L}{R} p + 1 \right) i_L$$

On en déduit le fonction de transfert liant le courant i_L au rapport cyclique α :

$$\frac{i_L}{\alpha} = \frac{C_s \cdot V_{PAC} \cdot p + \frac{V_{PAC}}{R}}{L \cdot C_s \cdot p^2 + \frac{L}{R} p + 1} = \frac{\frac{V_{PAC}}{R} (C_s \cdot R \cdot p + 1)}{L \cdot C_s \cdot p^2 + \frac{L}{R} p + 1} \quad (4.1)$$

En général, lorsque la tension d'entrée est constante, cette fonction de transfert peut être considérée comme linéaire car elle ne dépend que des paramètres du circuit. Malheureusement, puisque la PAC réagit comme une source non linéaire, cette fonction 4.1 devient non linéaire. Malgré tout, cette fonction de transfert 4.1 nous permet d'asservir le courant dans l'inductance. Une fois que le courant i_L est asservi à la valeur I_{Lref} , la dynamique de V_s s'écrit :

$$C_s \cdot p \cdot V_s = I_{Lref} - \frac{V_s}{R}$$

$$\frac{V_s}{I_{Lref}} = \frac{R}{R \cdot C_s \cdot p + 1} \quad (4.2)$$

Cette fonction de transfert n'est valable que lorsque la dynamique de la tension est suffisamment lente devant celle du courant. Cette condition assure que le courant calculé par la fonction de transfert 4.2 peut être considéré comme la valeur de référence pour asservir le courant dans 4.1. Les deux relations 4.1 et 4.2 nous permettent de construire la loi de commande des interrupteurs.

4.1.2. Fonction de transfert du BOOST :

La même technique de modélisation est applicable au BOOST. Le modèle moyen du BOOST dans le domaine fréquentiel s'écrit :

$$\begin{cases} p \cdot i_L = \frac{E}{L} - \frac{V_S}{L} + \frac{\alpha \cdot V_S}{L} \\ p \cdot V_S = \frac{i_L}{C_S} - \frac{\alpha \cdot i_L}{C_S} - \frac{V_S}{R \cdot C_S} \end{cases}$$

Posons $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_S \end{bmatrix}$ comme des variables d'état

Le système est linéarisé autour d'un point équilibre : V_{Se} , I_{Le} et α_e avec : $i_L = I_{Le} + \tilde{i}_L$, $v_S = V_{Se} + \tilde{v}_S$ et $\alpha = \alpha_e + \tilde{\alpha}$

$$A = \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1+\alpha}{L} \\ \frac{1-\alpha}{C_S} & \frac{-1}{R \cdot C_S} \end{bmatrix}_{I_{Le}, V_{Se}, \alpha_e} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1+\alpha_e}{L} \\ \frac{1-\alpha_e}{C_S} & \frac{-1}{R \cdot C_S} \end{bmatrix}; \quad B = \frac{\partial f}{\partial \alpha} = \begin{bmatrix} \frac{V_S}{L} \\ \frac{-i_L}{C_S} \end{bmatrix}_{I_{Le}, V_{Se}, \alpha_e} = \begin{bmatrix} \frac{V_{Se}}{L} \\ \frac{-I_{Le}}{C_S} \end{bmatrix}$$

Le modèle petits signaux est de forme :

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + B \cdot \tilde{\alpha}$$

En remplaçant A et B, nous arrivons au modèle petits signaux du BOOST autour d'un point équilibre :

$$\begin{cases} p \cdot \tilde{i}_L = \frac{-1+\alpha_e}{L} \tilde{v}_S + \frac{V_{Se}}{L} \tilde{\alpha} \\ p \cdot \tilde{v}_S = \frac{1-\alpha_e}{C_S} \tilde{i}_L - \frac{1}{R \cdot C_S} \tilde{v}_S - \frac{I_{Le}}{C_S} \tilde{\alpha} \end{cases}$$

Comme pour le BUCK, nous calculons la fonction de transfert du courant :

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{\alpha}} = \frac{C_S \cdot V_{Se}}{(1-\alpha_e)^2} \frac{p + \frac{2}{R \cdot C_S}}{\frac{LC_S \cdot p^2}{(1-\alpha_e)^2} + \frac{Lp}{R \cdot (1-\alpha_e)^2} + 1} \quad (4.3)$$

Une fois que le courant dans l'inductance est asservi, nous avons : $\tilde{i}_L = I_{Lref}$

La fonction de transfert de \tilde{v}_S est établie en considérant $\tilde{\alpha}$ comme une perturbation :

$$p \cdot \tilde{v}_S = \frac{1-\alpha_e}{C_S} I_{Lref} - \frac{1}{R \cdot C_S} \tilde{v}_S$$

D'autre part : $1 - \alpha_e = \frac{E}{\tilde{V}_s}$. Nous avons donc :

$$p \cdot \tilde{V}_s = \frac{E \cdot I_{Lref}}{\tilde{V}_s \cdot C_s} - \frac{\tilde{V}_s}{R \cdot C_s}$$

$$\frac{1}{2} p \cdot \tilde{V}_s^2 = \frac{E \cdot I_{Lref}}{C_s} - \frac{\tilde{V}_s^2}{R \cdot C_s}$$

Posons $X = \tilde{V}_s^2$, nous obtenons : $\left(p + \frac{2}{R \cdot C_s} \right) X = \frac{2E \cdot I_{Lref}}{C_s}$

$$\frac{X}{I_{Lref}} = \frac{R \cdot E}{\frac{R \cdot C_s}{2} p + 1} \quad (4.4)$$

Les deux équations 4.3 et 4.4 permettent d'asservir la tension de sortie V_s du BOOST en contrôlant le courant dans l'inductance. Si nous ne voulons qu'asservir la tension en ne nous intéressant pas au courant, nous pourrions utiliser directement la fonction de transfert de la tension V_s . Le détail du développement se trouve annexe A4.

$$\frac{\tilde{V}_s}{\tilde{\alpha}} = \frac{V_{Se}}{1 - \alpha_e} \frac{1 - \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{(1 - \alpha_e)^2} p}{\left(\frac{L \cdot C_s}{(1 - \alpha_e)^2} \cdot p^2 + \frac{L}{R(1 - \alpha_e)^2} p + 1 \right)} \quad (4.5)$$

4.2. Gestion de la puissance dans un convertisseur :

L'objectif de la gestion de la puissance dans un convertisseur est de garantir la bonne valeur de la tension de sortie tout en assurant la bonne répartition de la puissance entre les différentes branches de celui-ci. Pour cela, deux boucles imbriquées vont être nécessaires afin d'assurer ces deux missions.

4.2.1. Construction de la loi de commande :

Les deux relations 4.1 et 4.2 nous permettent de construire la loi de commande des interrupteurs. En effet, cette commande sera réalisée par deux boucles imbriquées : une boucle interne de courant (figure 4.1) et une boucle externe de tension (figure 4.2). L'ensemble de la boucle d'asservissement est présenté dans la figure 4.3.

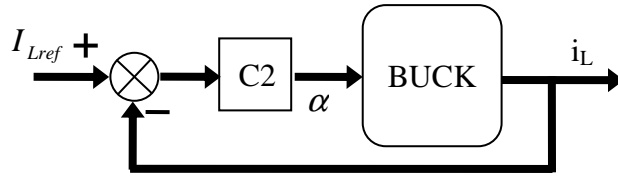


Fig. 4.1. Représentation de la boucle de courant

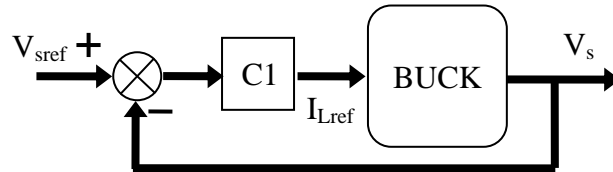


Fig. 4.2. Représentation de la boucle de tension

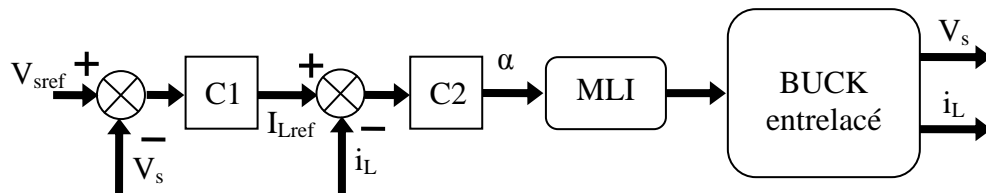


Fig. 4.3. Ensemble du système d'asservissement du BUCK entrelacé

L'asservissement de la tension et le contrôle de la répartition des courants élémentaires sont réalisés par deux correcteurs C1 et C2.

4.2.2. *Equilibrage des courants élémentaires :*

Comme nous l'avons mentionné, notre convertisseur est de type entrelacé. Il est donc nécessaire d'équilibrer le courant élémentaire dans chaque branche car un déséquilibre conduit en général à la surcharge de quelques branches tandis que les autres sont sous-utilisées. Ce phénomène dégrade généralement le rendement du système et des défaillances risquent de se produire à cause des surcharges. Nous allons donc proposer deux stratégies de commande pour faire face à ce problème.

Dans la première stratégie, le courant de référence dans les inductances est calculé par la boucle de tension et est comparé avec le courant total des inductances. Le rapport cyclique calculé par la boucle de courant est ensuite modulé et envoyé pour commander les transistors (figure 4.4). Dans cette stratégie, tous les transistors élémentaires commutent avec un même rapport cyclique et la mesure du courant est effectuée seulement en un point. En tenant compte qu'il existe toujours des résistances parasites dans le circuit, les courants élémentaires seront équilibrés automatiquement si ces résistances sont identiques. L'avantage de cette mesure est que nous pouvons, surtout dans le cas d'un grand nombre de branches

d'entrelacement, économiser les capteurs de courant en mesurant en un point au lieu de m points dans m branches élémentaires. En revanche, comme il n'est pas mis en œuvre de boucles d'équilibrages actives, cet équilibre n'est assuré que si les pertes sont suffisantes et identiques.

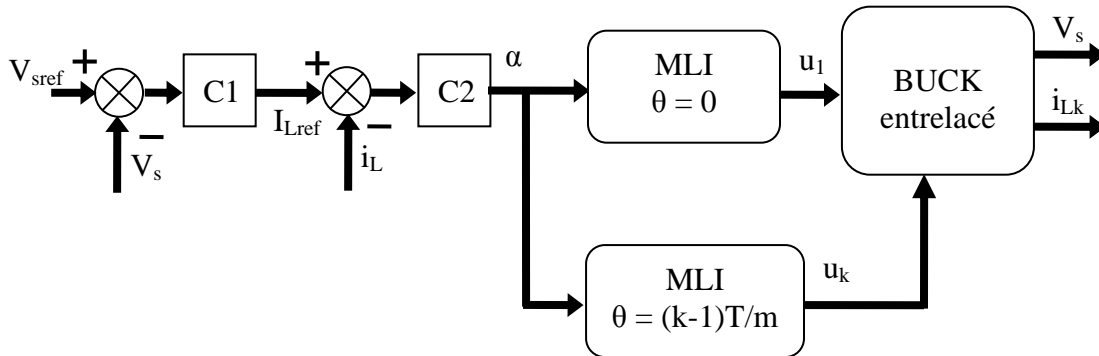


Fig. 4.4. Equilibrage automatique des courants élémentaires par les pertes

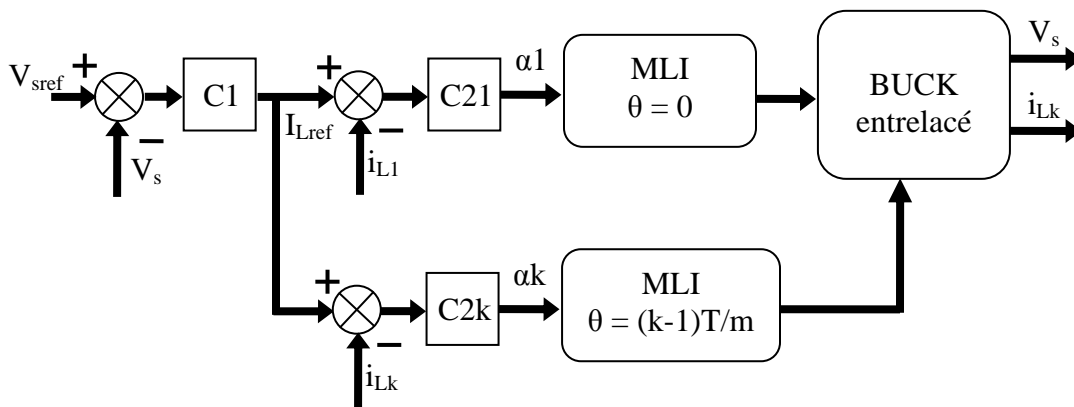


Fig. 4.5. Equilibrage des n courants élémentaires des n branches par n boucles

Dans la deuxième stratégie, le courant de référence calculé par la boucle de tension est comparé avec tous les courants élémentaires (figure 4.5). Cette solution garantit une précision absolue de l'équilibre. Par contre, il faut utiliser autant de capteurs de courant qu'il y a de branches. Le circuit est plus complexe, non seulement en raison du nombre de capteurs, mais aussi par le nombre de correcteurs. Toutefois, il faut noter que toutes ces boucles sont identiques ce qui simplifiera la tâche de l'automaticien.

4.2.3. Application numérique :

Le chapitre 2 nous a permis de déterminer que la structure optimale pour le convertisseur nécessaire pour répondre au cahier des charges demandé par la PAC est le BUCK entrelacé 2,5 kW à deux branches.

Pour ce dimensionnement, les paramètres du circuit de puissance sont : $L_1 = L_2 = 36 \mu\text{H}$; $C_s = 4.4 \mu\text{F}$; $L_f = 2.5 \mu\text{H}$; $C_f = 10 \mu\text{F}$; $F = 50\text{kHz}$; $V_s = 50\text{V}$.

Les niveaux de charge étudiés sont $R = 1, 2, 4, 8$ et 10 Ohms correspondant avec les niveaux de tension $V_{\text{PAC}} = 60, 65, 70, 75$ et 80 V.

Les correcteurs PI utilisés dans les boucle de régulation sont écrits sous la forme : $\text{PI} = \frac{K_i}{p} \left(1 + p \frac{K_p}{K_i} \right)$

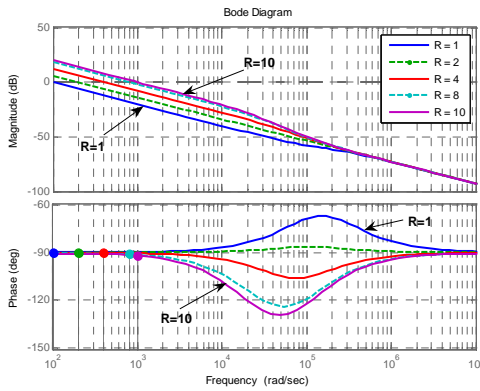


Fig. 4.6. Diagramme de Bode de la boucle de tension pour plusieurs niveaux de charge

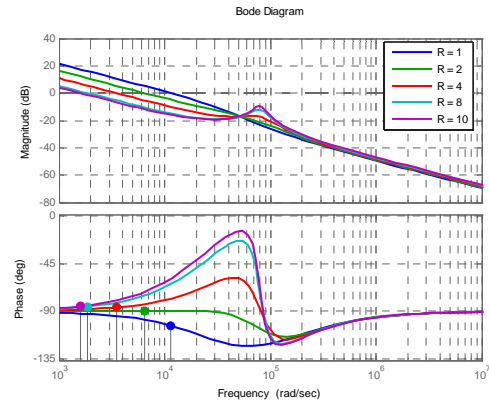


Fig. 4.7. Diagramme de Bode de la boucle de courant pour plusieurs niveaux de charge

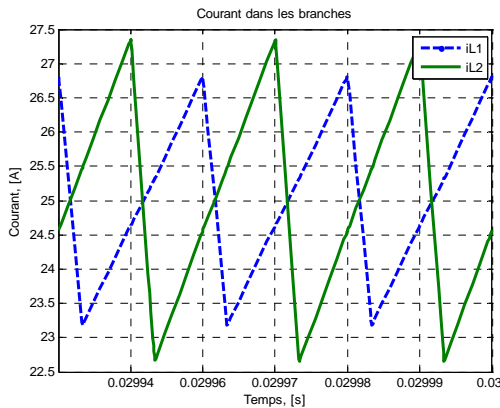


Fig. 4.8. Courant dans les branches

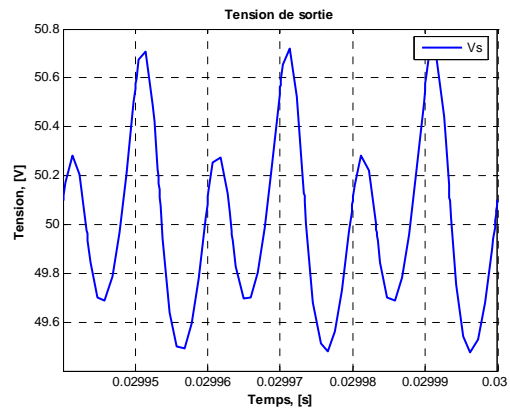


Fig. 4.9. Tension de sortie

Les paramètres des correcteurs que nous avons déterminé, en utilisant l'outil Sisotool du MATLAB (annexe A5) sont les suivants :

- Boucle de tension : $K_{pV} = 1e-5$; $K_{iV} = 2e-3$
- Boucle de courant : $K_{pI} = 1e-5$; $K_{iI} = 2e-3$

Ce qui donne les diagrammes de Bode des boucles de tension et de courant présentés figures 4.6 et 4.7. On peut constater que ces boucles sont stables pour plusieurs niveaux de charge. La figure 4.8 montre que

le courant moyen est correctement équilibré dans les branches même lorsque les inductances et les résistances parasites ne sont pas strictement identiques (l'amplitude de l'ondulation est différente dans les deux branches). La tension moyenne de sortie est asservie à 50 V (figure 4.9). Ces résultats montrent que les boucles mises en œuvre remplissent bien les objectifs visés

4.3. Gestion de l'équilibrage de la puissance entre les modules :

4.3.1. Problématique et méthodologie :

La gestion de l'équilibrage de la puissance entre les modules se pose lorsque plusieurs convertisseurs sont mis en parallèle. Le système de contrôle – commande doit alors assurer le bon fonctionnement de tout le système en maintenant la tension de sortie constante égale à ce que demande la charge et en répartissant la puissance entre les différentes sources selon la capacité de chacune ou bien tout simplement selon des critères à définir.

Supposons que nous ayons n modules de PAC – convertisseur et qu'il sont mis en parallèle en les connectant à un bus commun. A une puissance demandée par la charge, nous voulons que le module k participe $x_k\%$ de la puissance totale fournie par le système. Pour cela, un convertisseur, en général le convertisseur de plus forte puissance, sera choisi comme *maître*, les autres seront *esclaves*. Le convertisseur *maître* sera commandé en mode de tension tandis que les autres seront commandés en mode courant grâce à une consigne calculée par le convertisseur *maître*. Cette consigne est envoyée vers les autres modules et est adaptée en fonction de la puissance de chacun d'eux afin de devenir leur référence en courant. Ce système de commande est présenté figure 4.10.

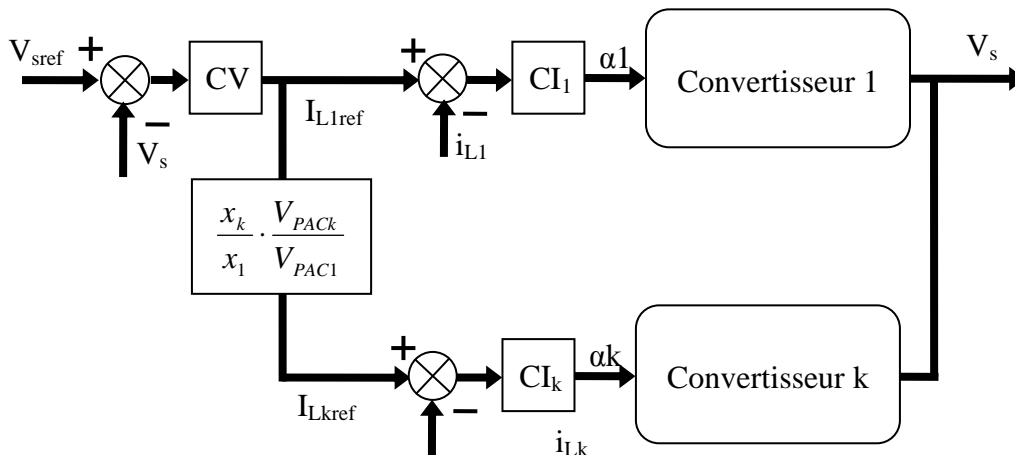


Fig. 4.10. Gestion d'énergie entre les modules

Ainsi, nous devons prévoir pour chaque convertisseur un interrupteur permettant de changer de mode de commande. S'il travaille indépendamment ou bien comme convertisseur maître, le mode tension est activé. Si non, il fonctionne en mode courant.

4.3.2. **Equilibrage du courant d'entrée ou de sortie :**

La façon la plus classique pour équilibrer la charge de chaque module lors d'une mise en parallèle est d'équilibrer les courants fournis par chaque module. Pourtant, il peut aussi être intéressant d'équilibrer le courant qu'absorbe chaque module afin d'équilibrer les courant fournis par les stack de la PAC. Dans cette partie, nous présentons des résultats de simulation correspondant à ces deux possibilités.

a) Equilibrage des courants d'entrée :

Supposons que nous ayons 2 modules de PAC – BUCK de 2,5 kW. Les caractéristiques statiques de ces deux PAC peuvent être différentes. Supposons que nous utilisons deux PAC dont les caractéristiques sont données dans le tableau ci-dessous :

P_{PAC1}	900 W	1860 W	2500 W
V_{PAC1}	86 V	81 V	73 V
P_{PAC2}	840 W	1725 W	2500 W
V_{PAC2}	80 V	75 V	60 V

Ces deux modules sont connectés en parallèle pour alimenter une charge de puissance nominale 5 kW mais dont la puissance instantanée varie comme suit :

Pour t compris entre 0s et 0.01s : $P_{charge} = 5000/3$ W

Pour t compris entre 0.01s et 0.02s : $P_{charge} = 2*5000/3$ W

Pour t compris entre t = 0.02s et 0.03s : $P_{charge} = 5000$ W

Les figures de 4.11 à 4.14 présentent les résultats de simulation lorsque nous voulons équilibrer le courant fourni par les PAC. Nous nous intéressons uniquement au régime permanent. Nous constatons qu'à faible charge (pour t compris entre 0 et 0,02s), le courant de deux PAC est le même et la PAC1 fournit plus de puissance parce que sa tension est plus élevée que celle de la PAC2. En revanche, à pleine charge, des limitations de courants dans les PAC doivent être prévues afin de ne pas surcharger une PAC. Chaque module fournit sa puissance nominale. Le courant dans les deux PAC ne sont plus les mêmes.

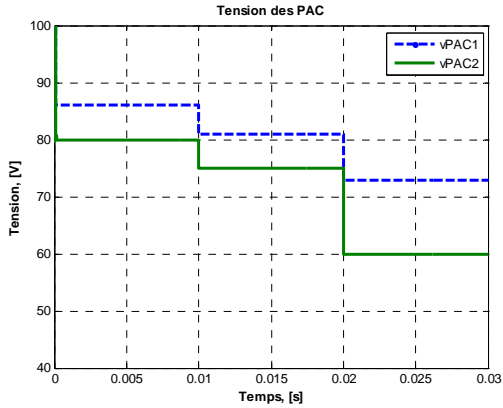


Fig. 4.11. Tension des PAC

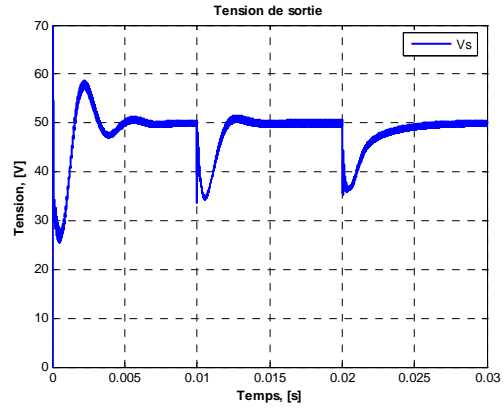


Fig. 4.12. Tension de sortie

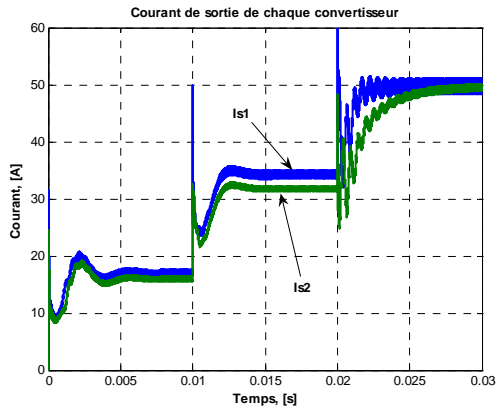


Fig. 4.13. Courant de sortie de chaque module

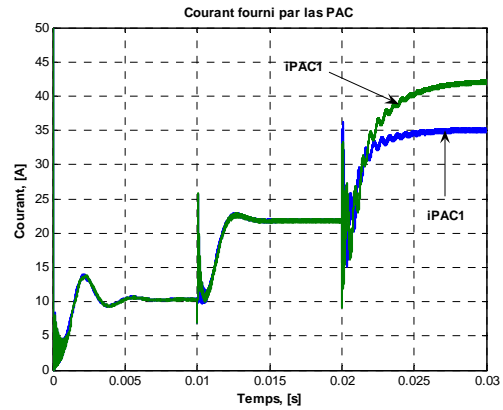


Fig. 4.14. Courants des PAC

b) Equilibrage de la puissance de sortie :

Considérons les mêmes conditions de fonctionnement que dans le paragraphe précédent, mais maintenant la stratégie est d'équilibrer la puissance fournie par chaque module.

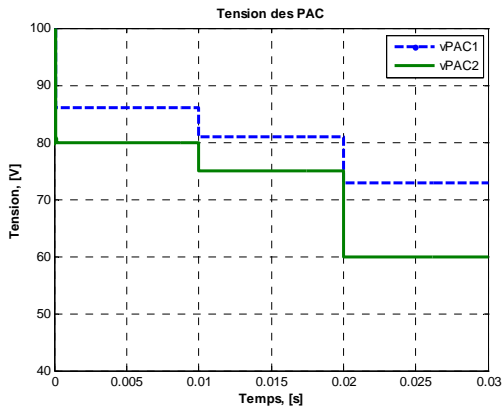


Fig. 4.15. Tension de la PAC

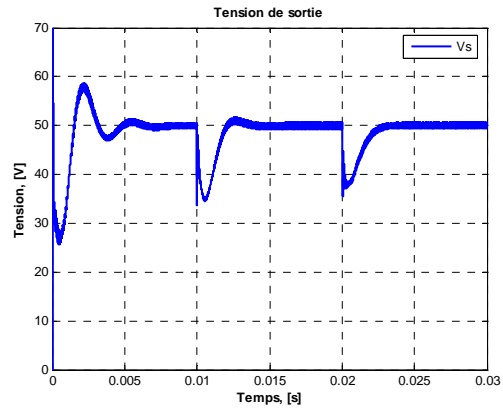


Fig. 4.16. Tension de sortie

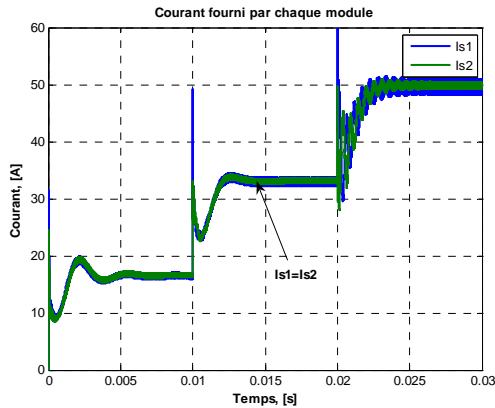


Fig. 4.17. Courant fourni par chaque module (courant de sortie)

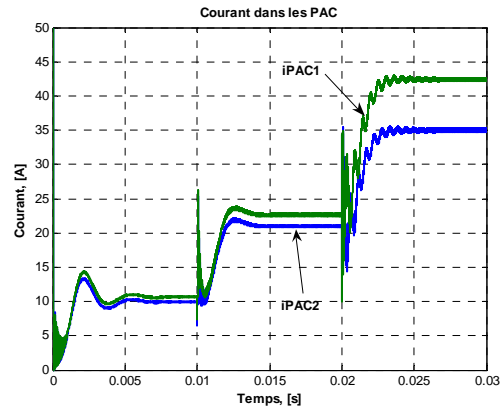


Fig. 4.18. Courant des PAC (courant en entrée)

Avec cette stratégie, le courant fourni par chaque module est identique. En revanche le courant d'entrée est plus important pour le module alimenté par la PAC fournissant la tension la plus faible. Cela aura pour conséquence de charger plus le module le plus faible ce qui pourra poser des problèmes de fiabilité. La tension de sortie est là aussi bien régulée.

Ainsi, nous venons d'étudier les deux scénarii pour la gestion de l'énergie entre des modules placés en parallèle. Il ressort de cette étude qu'il est plus intéressant, pour le cas de la PAC, d'équilibrer le courant fourni par les PAC que celui de sortie des convertisseurs. Par contre, ceci n'est pas généralisable mais dépend de la caractéristique statique de la source.

4.4. Gestion des transitoires de charge :

La gestion des transitoires consiste en la compensation de la puissance lors de variations rapides de la charge. En effet, le changement du point de fonctionnement (niveau de puissance fournie) de la PAC est achevé seulement au bout d'un certain temps. Cette lenteur est due essentiellement à l'inertie mécanique du compresseur d'alimentation en air et varie selon chaque système de PAC. En général, ce temps est d'environ quelques dizaines de millisecondes à quelques secondes. Le système de générateur à PAC est donc incapable de satisfaire instantanément une demande en puissance de la charge. Il est donc nécessaire d'avoir recours à une source auxiliaire suffisamment rapide pour qu'elle compense les insuffisances de la PAC.

La source auxiliaire peut être une batterie, un super condensateur ou bien les deux ensembles. La batterie est économique mais ces caractéristiques dynamiques sont limitées. En effet, pour assurer une durée de vie importante, il est nécessaire de limiter les à-coups de charge sur celle-ci. Cette contrainte peut faire que la batterie peut ne pas satisfaire nos besoins. Le super condensateur, quant à lui, présente des caractéristiques dynamiques très intéressantes. De plus, sa durée de vie ne dépend pas trop des décharges

importantes que l'on peut lui imposer. D'un point de vue technologique, il apparaît donc le mieux adapté. En revanche, son coût élevé est toujours une barrière, en particulier pour des puissances élevées. Ainsi il est possible que nous devions faire un compromis entre ces deux technologies.

4.4.1. Position de la source auxiliaire :

Nous discutons dans cette partie de la position de la source auxiliaire. Trois solutions les plus intéressantes sont présentées dans les figures 4.19, 4.20 et 4.21. En effet, la source auxiliaire peut être :

- Connectée en parallèle avec la sortie du convertisseur principal (Fig. 4.19).
- Connectée en parallèle avec la PAC à travers d'un convertisseur auxiliaire (Fig. 4.20).
- Intermédiaire entre deux étages en cascade du convertisseur principal (Fig. 4.21).

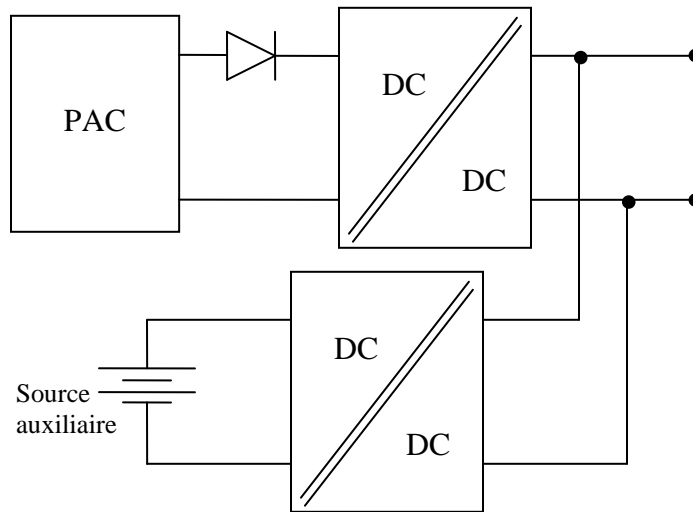


Fig. 4.19. Mise en parallèle de la sortie de convertisseur principal et auxiliaire.

Dans les deux premières solutions, le convertisseur auxiliaire (connecté avec la source auxiliaire) doit être bidirectionnel et le contrôle – commande est plus complexe que dans la troisième. Par contre, ils sont intéressants du point de vue des pertes car en régime établi un seul convertisseur existe entre la source et la charge. De plus, la source auxiliaire est activée seulement lors des transitoires. La durée de vie des ces équipements est donc sûrement meilleure. Le choix entre la première et la deuxième solution est fait de manière à optimiser le dimensionnement du convertisseur auxiliaire. Ce choix dépend essentiellement de la tension en entrée ou en sortie du convertisseur principal (celui connecté avec la PAC) et des caractéristiques de la source auxiliaire.

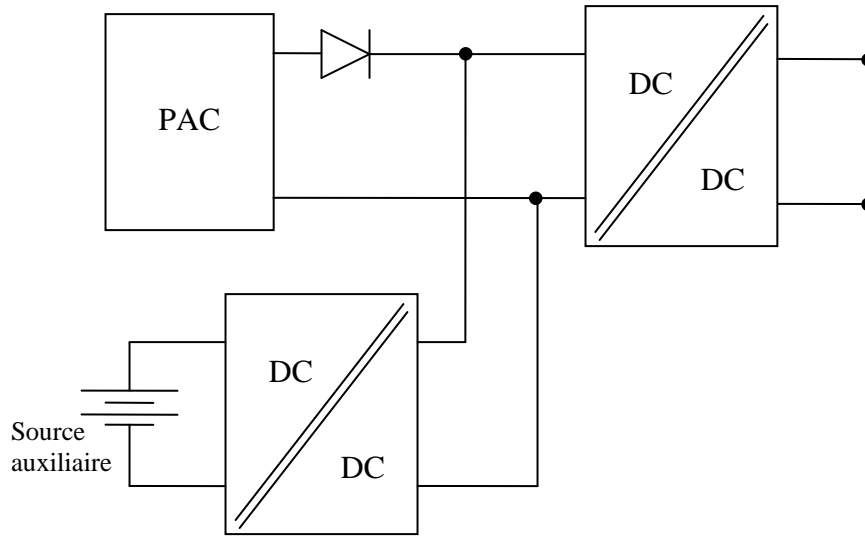


Fig. 4.20. Convertisseur auxiliaire connecté à l'entrée du convertisseur principal.

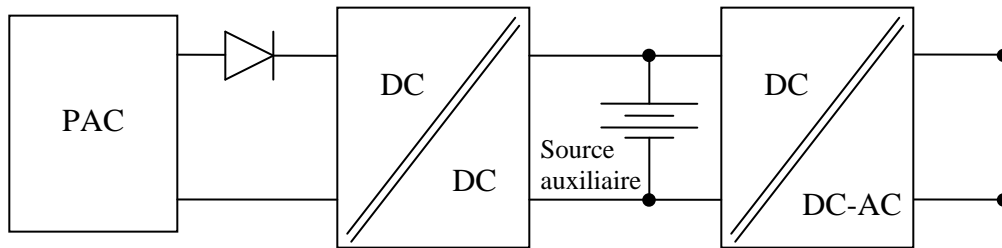


Fig. 4.21. Source auxiliaire à l'intermédiaire entre deux étages en cascade.

La troisième solution, quant à elle, est intéressante quand le deuxième étage est obligatoire. C'est le cas où la charge est de type alternatif ou bien si un deuxième convertisseur DC/DC est introduit afin de satisfaire la contrainte d'un gain en tension élevé entre la charge et la PAC. Le contrôle – commande est plus simple que pour les deux premières solutions. La compensation à des variations de charge est faite naturellement par la batterie intermédiaire. Des convertisseurs unidirectionnels sont suffisants. En revanche, deux étages en série peuvent être une source de pertes importantes. De plus, la source auxiliaire est toujours en fonctionnement et en ligne. Par conséquent, sa durée de vie peut être réduite.

Dans le cas de notre convertisseur BUCK, nous allons choisir la première solution. C'est-à-dire, la batterie sera connectée avec un BOOST réversible en courant. La sortie de ce convertisseur auxiliaire sera mise en parallèle avec celle du BUCK. L'ensemble du système est illustré dans la figure 4.22.

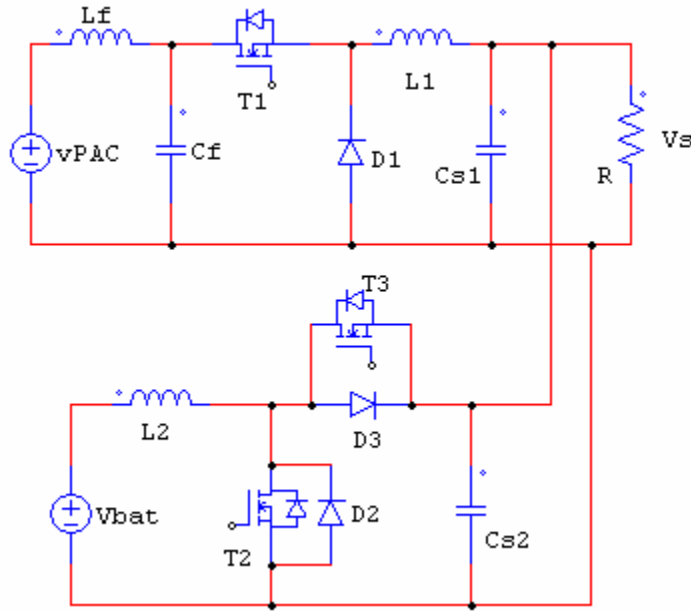


Fig. 4.22. Mise en parallèle de la source auxiliaire et principale

4.4.2. Construction de la commande :

La figure 4.22 présente l'ensemble du système PAC, son convertisseur principal et la source auxiliaire. La source auxiliaire est connectée avec un BOOST réversible en courant. La sortie du BOOST et celle du BUCK sont mises en parallèle. Le convertisseur principal, le BUCK, fonctionne en mode de tension tandis que le convertisseur auxiliaire, le BOOST, en mode de courant. La boucle de tension du BUCK calcule le courant que doit fournir la sortie des convertisseurs I_{s-ref} . En régime transitoire, puisque la vitesse de variation du courant appelé de la PAC est limitée, il est possible que cet ensemble ne puisse pas fournir suffisamment de courant, c'est le BOOST et la source auxiliaire qui prendront alors le relais. Afin de protéger la PAC contre des variations trop rapides de la charge, le courant de référence du BUCK voit sa dérivée être limitée à la valeur maximale que peut tolérer la PAC. Le courant de référence du BOOST, quant à lui, sera la différence entre le courant demandé par la charge I_{s-ref} et celui que peut fournir le BUCK $I_{LBUCK-ref}$ ramenée en consigne de courant d'entrée du BOOST grâce au rapport des tensions V_s/V_{bat} . Le schéma du système de commande est illustré dans la figure 4.23.

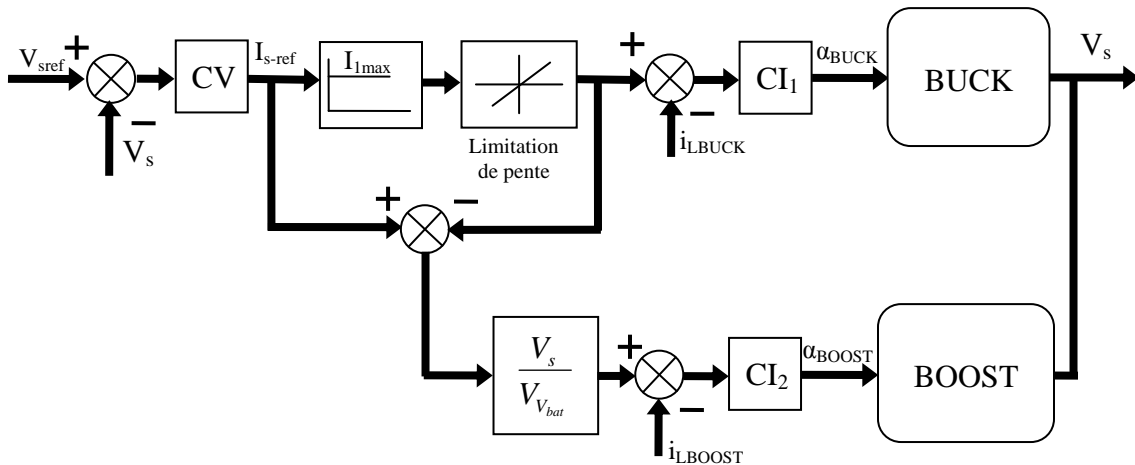


Fig. 4.23. Gestion d'énergie en transitoire

4.4.3. Comportement de l'ensemble lors de variations de charge :

Afin de tester cette stratégie de régulation entre l'ensemble convertisseur principal – PAC et convertisseur auxiliaire – source auxiliaire, nous avons soumis le système à plusieurs à-coups de charge. Ainsi la consigne en courant imposée par la charge passe à 25 A à $t = 0$ s pour descendre ensuite à 12.5 A à $t=0,04$ s. On peut constater que pour ces deux variations, la dérivée maximale du courant de PAC a été respectée (1kA/s dans cet exemple) et que c'est l'ensemble BOOST source auxiliaire qui a fourni ou absorbé le courant nécessaire de sorte que la tension de sortie a pu être correctement régulée. Le même comportement peut être observé à $t= 0,07$ s pour une transition de charge plus importante. A $t = 0,12$ s on peut constater que cet ensemble peut répondre aussi à des demandes ponctuelles de puissance supérieures à la puissance maximale que peut fournir la PAC.

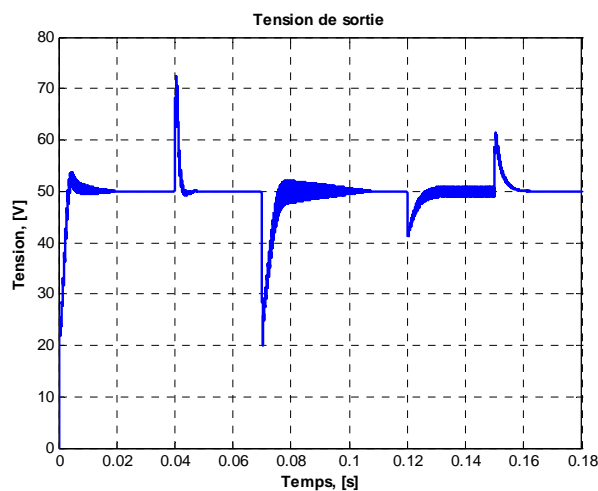


Fig. 4.24. Asservissement de tension

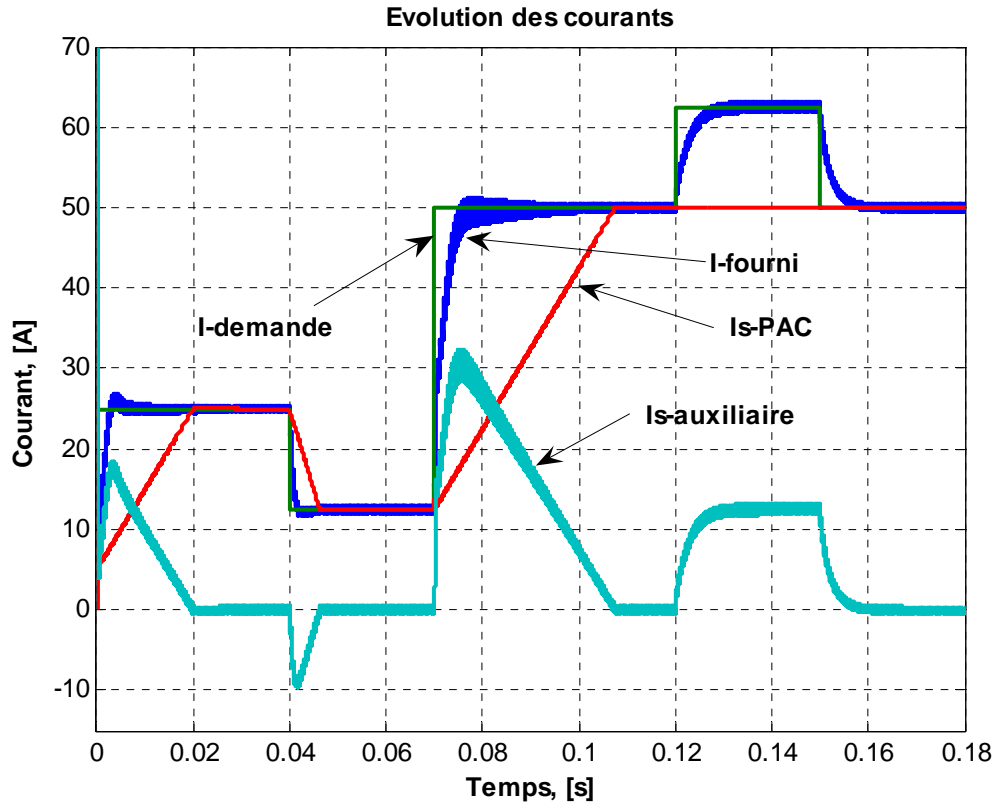


Fig. 4.25. Compensation du courant en régime transitoire

4.5. Réalisation de deux BUCK de 2,5 kW :

Toutes les prédéterminations conduites dans ce chapitre ou dans les chapitres précédents ont été faites de façon théorique. Cette approche nous a permis de déterminer quelques configurations optimales pour le convertisseur principal et la PAC que ce soit pour la gamme moyenne puissance ou pour la forte puissance. Pourtant, si l'on veut pouvoir vérifier la pertinence de nos résultats, il nous faut confronter nos prédéterminations à des résultats pratiques. C'est ce que nous proposons ici. Le chapitre 2 a montré que dans le cas de la gamme moyenne puissance, le BUCK de 2,5 kW est la structure optimale de cette gamme de puissance. Pour vérifier ces résultats, nous allons réaliser deux BUCK de 2 branches (tels que ceux étudiés au chapitre 2) et les faire fonctionner en parallèle afin de réaliser un convertisseur de 5kW constitué de deux convertisseurs unitaires de 2,5kW. La figure 2.26 présente les deux convertisseurs réalisés. La figure 2.27 montre notre convertisseur en comparaison avec la PAC de 2.5 kW chez AXANE et l'onduleur fourni avec.



Fig. 2.26. Les deux convertisseurs réalisés



Fig. 2.27. Deux convertisseurs réalisés avec la PAC et l'onduleur fourni avec la PAC

4.5.1. Fonctionnement indépendant :

Nous présentons dans cette partie les résultats expérimentaux sur les convertisseurs réalisés. Nous allons regarder à chaque niveau de puissance les formes d'ondes des courants. Le régime de dysfonctionnement est aussi testé en désactivant une branche d'entrelacement pour le fonctionnement à puissance nominale. Ensuite, nous allons mesurer et comparer le rendement du convertisseur pour plusieurs points de fonctionnement. Ces résultats nous permettront d'obtenir des propositions sur la conception de la PAC.

4.5.1.1. Régime normal :

Dans ce régime, les deux branches d'entrelacement sont en fonctionnement. Nous allons regarder les formes d'ondes des courants et des tensions à plusieurs points de fonctionnement afin de valider la qualité de notre convertisseur ainsi que d'apercevoir l'apparition des phénomènes spéciaux.

a) Cas 2500 W :

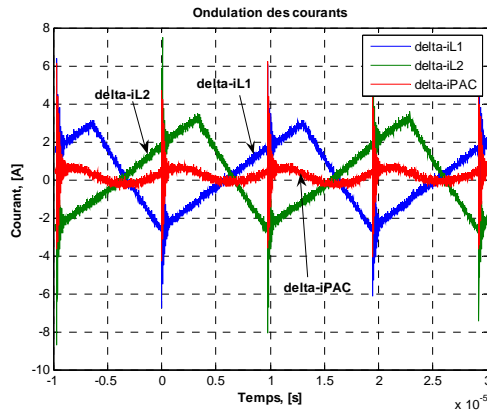


Fig. 4.28. Ondulation du courant dans les inductances et du courant en entrée

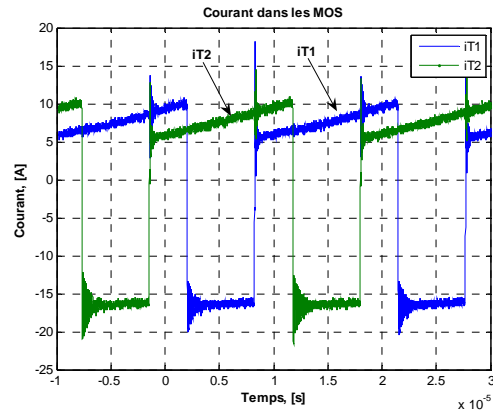


Fig. 4.29. Courant dans les transistors

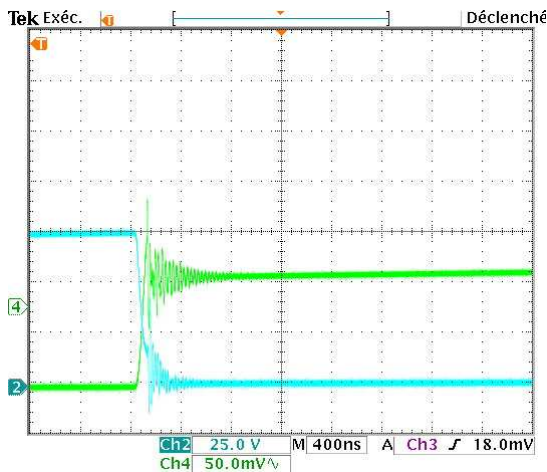


Fig. 4.30. Courant et tension à la fermeture du MOS

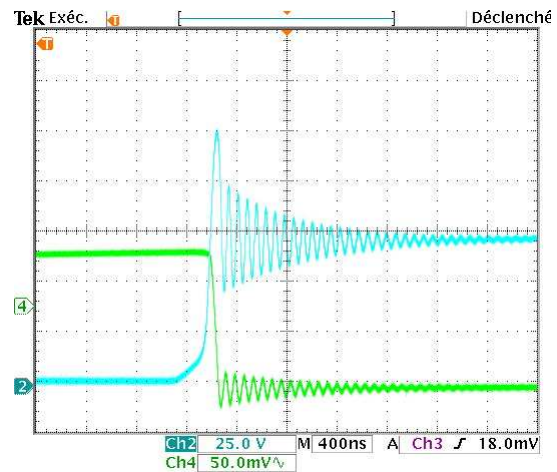


Fig. 4.31. Tension et courant à l'ouverture du MOS

Il s'agit du fonctionnement à puissance nominale. Nous constatons que les courants dans les branches (figures 4.28 et 4.29) sont bien équilibrés. L'ondulation du courant en entrée (notée delta-iPAC dans la figure 4.28) est très faible. Le phénomène de recouvrement dû à la diode lors de la fermeture des transistors est faible.

b) Cas 860 W :

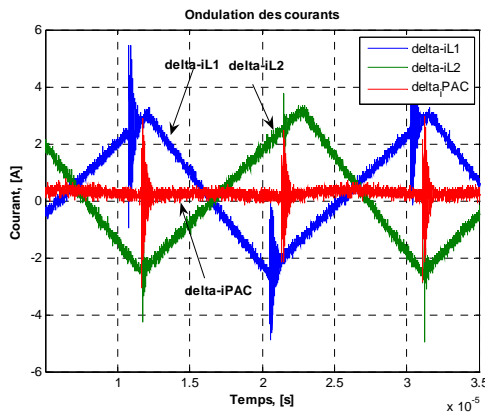


Fig. 4.32. Ondulation du courant dans les inductances et du courant en entrée

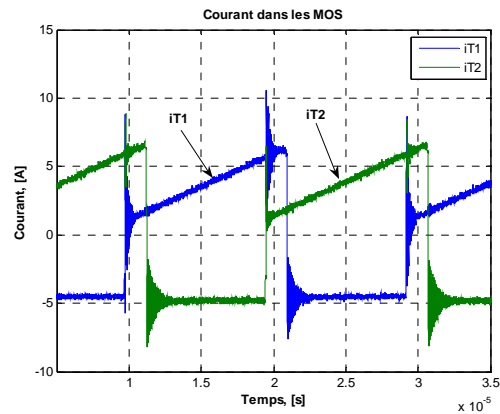


Fig. 4.33. Courant dans les transistors

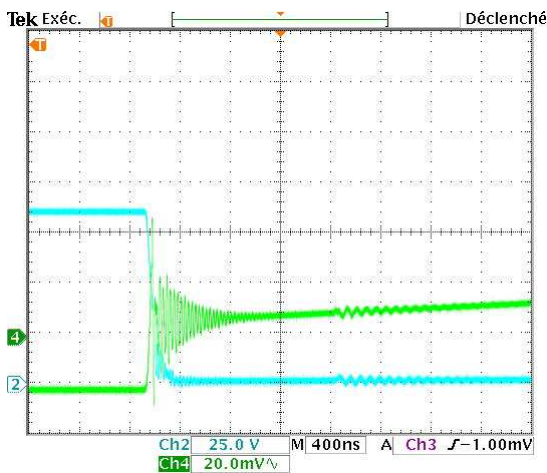


Fig. 4.34. Courant et tension du MOS à la fermeture

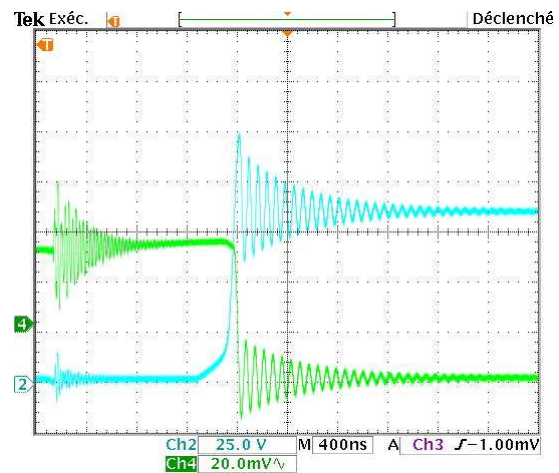


Fig. 4.35. Courant et tension du MOS à l'ouverture

Nous avons testé le fonctionnement du convertisseur à plusieurs niveaux de puissance. On peut constater que pour des puissances élevées (2,5kW) et dans le cas d'une tension d'entrée faible (60V), les courants dans les branches d'entrelacement sont bien équilibrés. En revanche, à partir d'une puissance de 860W, avec une tension en entrée voisine de 92V, les courants élémentaires commencent à être déséquilibrés. Ceci est dû au fait que nous avons contrôlé uniquement le courant total et laissé les courants élémentaires s'auto équilibrer en envoyant aux transistors les mêmes consignes de courants. Toutefois, nous pouvons

remarquer le cas très intéressant pour la technique de l'entrelacement lorsque $\alpha \cdot m (\approx 0,5 \cdot 2 = 1)$ est entier. Dans ce cas, le courant en entrée du convertisseur est presque constant malgré des fortes ondulations des courants élémentaires.

c) 400 W :

A ce point de fonctionnement, nous remarquons un déséquilibre entre les branches (figure 4.37). Le rapport cyclique est de 0,5, donc nous sommes en présence d'une très faible ondulation du courant en entrée malgré des fortes ondulations des courants élémentaires (figure 4.36).

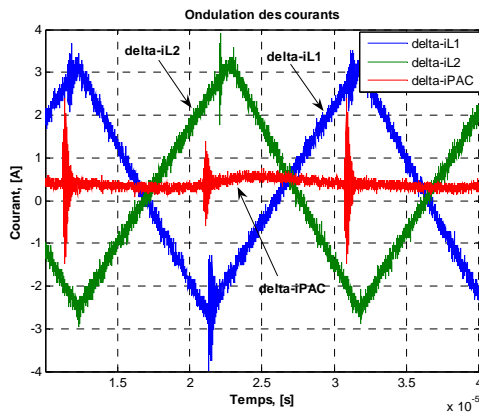


Fig. 4.36. Courant dans les inductances et en entrée

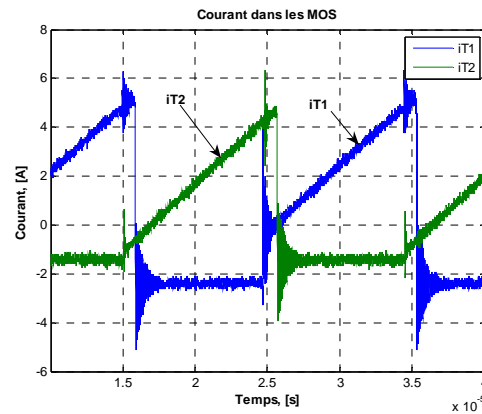


Fig. 4.37. Courant dans les transistors

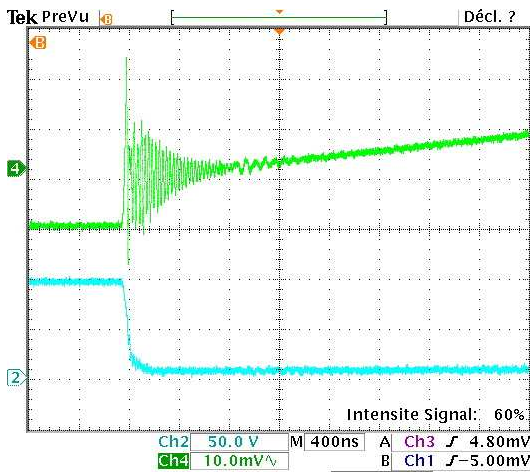


Fig. 4.38. Courant et tension du MOS à la fermeture

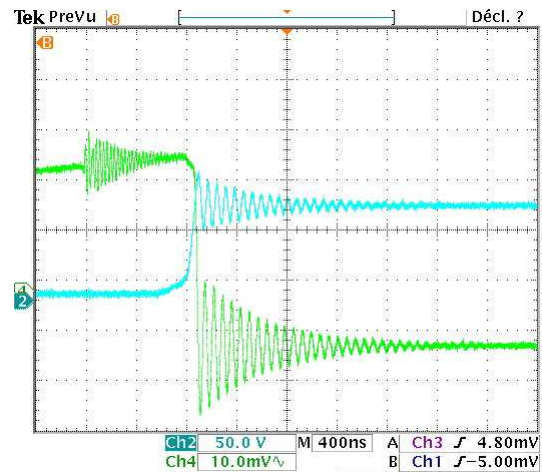


Fig. 4.39. Courant et tension du MOS à l'ouverture

4.5.1.2. Régime de défaut d'une branche :

C'est le régime lorsqu'une branche est ouverte. Le convertisseur travaille avec une seule branche. Pour ce régime, nous allons regarder seulement à puissance nominale car c'est le cas le plus contraignant. Nous remarquons une ondulation du courant en entrée de 15%. Cette ondulation est élevée mais acceptable pendant un temps court de fonctionnement. Toutefois, ce régime impose à la branche restante une surcharge en courant de 100% qu'elle ne pourra supporter que si son dimensionnement le permet.

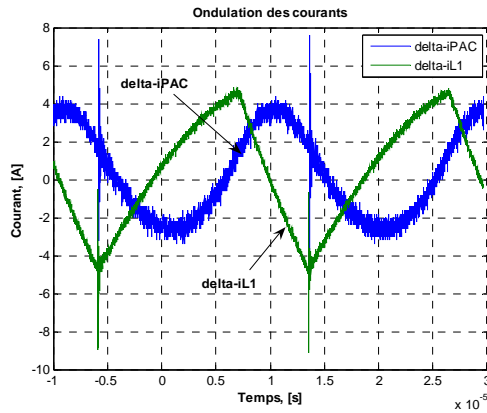


Fig. 4.40. Courant dans l'inductance et en entrée

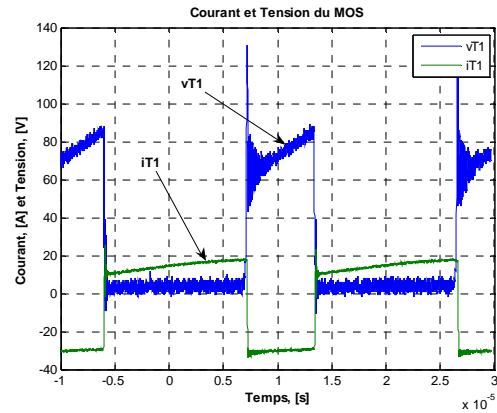


Fig. 4.41. Courant et tension du MOS

4.5.1.3. Rendement :

Nous allons mesurer le rendement du convertisseur à plusieurs niveaux de charge. La caractéristique de la PAC est donnée dans la figure 4.42. Elle est typique d'une caractéristique d'un stack de 110 cellules à 2.5kW.

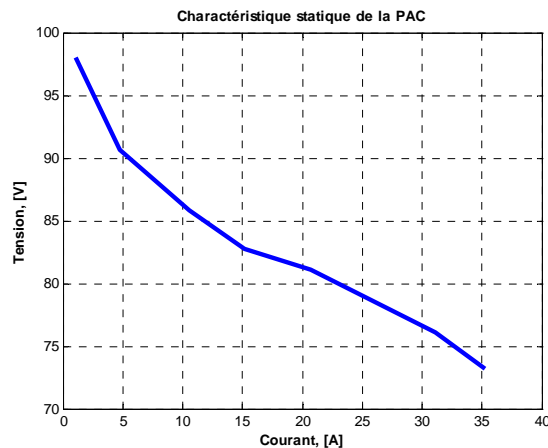


Fig. 4.42. Caractéristique de la PAC

a) Précautions à prendre en compte lors de la mesure du rendement :

Afin de limiter les erreurs de mesure, nous avons effectué les mesures de la façon suivantes :

- Unification des multimètres : tous les multimètres doivent donner un même résultat pour un même signal de mesure. Les mesures sont vérifiées par des permutations circulaires des appareils.
- Extraction en même temps des résultats de mesure : en effet, afin de mesurer le rendement du convertisseur, nous avons mesuré les courants et les tensions en entrée et en sortie. Ces grandeurs devront être lus à un même instant. Pour cela, nous avons utilisé un appareil photo afin de prendre une photo de tous les multimètres et de lire les résultats sur celle-ci (figure 4.43).

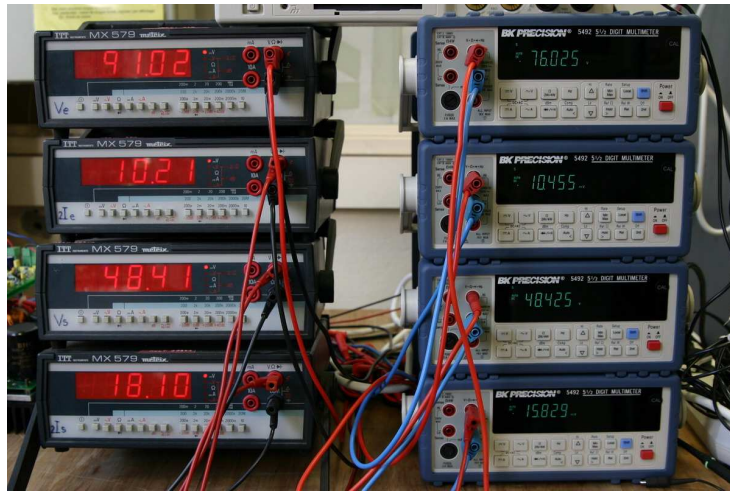


Fig. 4.43. Unification et extraction en même temps des résultats

b) Mesure du rendement :

Les deux modes de fonctionnement ont été testés : un régime normal sans défaut et un régime de défaut d'une branche d'entrelacement. Les résultats de mesures sont présentés dans la figure 4.44. Nous remarquons qu'en régime sans défaut, notre convertisseur donne un rendement assez élevé (97.01%) et reste constant pour une plage de puissance comprise entre 1 kW et 2,5 kW. Ce rendement diminue pour des charges plus faibles. Le rendement à la charge nominale est de 97.01%. Ce résultat diffère de celui de la prédétermination en raison de tensions d'entrée différentes : dans la prédétermination $V_{PAC} = 60$ V, dans la mesure $V_{PAC} = 73$ V au point nominal.

Nous constatons également que le rendement du convertisseur à forte puissance lors du fonctionnement sur une seule branche est inférieur à celui en fonctionnement normal. En revanche, pour quelques puissances plus faibles, c'est le cas du fonctionnement à une seule branche qui est le plus intéressant. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'à forte puissance, les pertes par conduction des SC sont plus importantes. Par conséquent, le manque d'une branche, donc de la moitié des SC en parallèle, fait augmenter la

résistance $R_{DS(on)}$ équivalente et dégrade le rendement du convertisseur. En revanche, à faible puissance, ce sont les pertes par commutation qui sont majoritaires et la diminution de ces pertes est plus nette que l'augmentation des pertes par conduction. Le rendement du convertisseur s'en trouve donc amélioré.

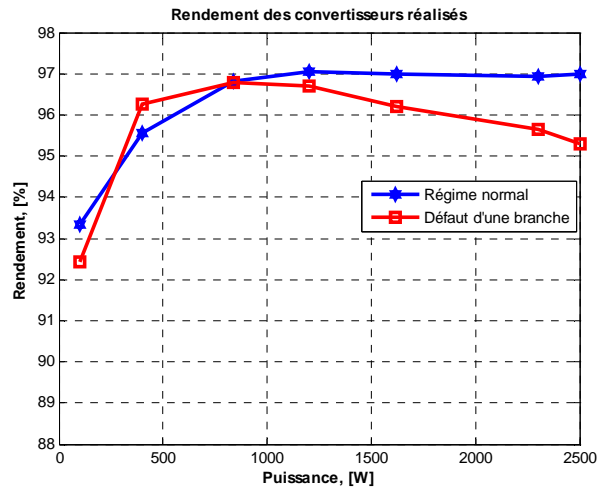


Fig. 4.44. Rendement du convertisseur réalisé

La figure 4.45 présente l'évolution du rendement du convertisseur en fonction de la tension d'entrée, autrement dit en fonction du rapport cyclique, pour quelques niveaux de charge. Le rendement du convertisseur à 2,5kW pour une tension d'entrée de 60 V est de 97.35 %. Ceci est très proche de la prédétermination du rendement de 97.75% effectuée chapitre 2. Nous constatons également une diminution assez linéaire de celui-ci lors de l'augmentation de la tension d'entrée (environ 0,35% par 5V d'accroissement de la tension). Ce qui nous conduit à vérifier un résultat déjà connu : plus l'écart entre la tension en entrée et en sortie est faible, meilleur est le rendement.

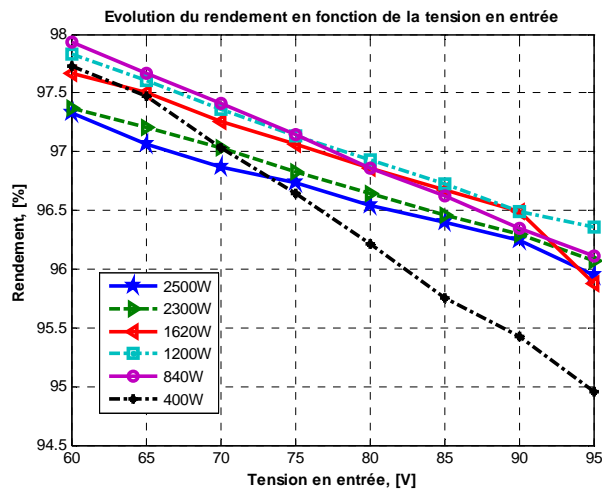


Fig. 4.45. Evolution du rendement en fonction de la tension en entrée à plusieurs niveaux de charge

4.5.2. Fonctionnement en parallèle :

Pour alimenter une charge de 5kW et tester notre mode de régulation, deux convertisseurs sont mis en parallèle. Pour cela, la commande des convertisseurs est changée en mode de travail en parallèle. Un écart entre les deux tensions d'entrée des deux convertisseurs est imposé pour simuler des PAC dont les caractéristiques seraient différentes (figure 4.46) et pour tester l'équilibrage du courant fourni par chaque source.

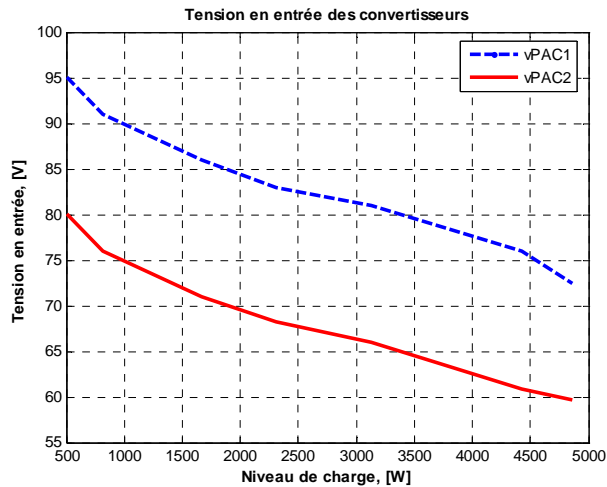


Fig. 4.46. Tension en entrée des convertisseurs

Les figures 4.47 et 4.48 montrent les résultats de mesure de la répartition de puissance ainsi que de courant en entrée entre deux convertisseurs et nous pouvons constater que ces courants sont correctement équilibrés.

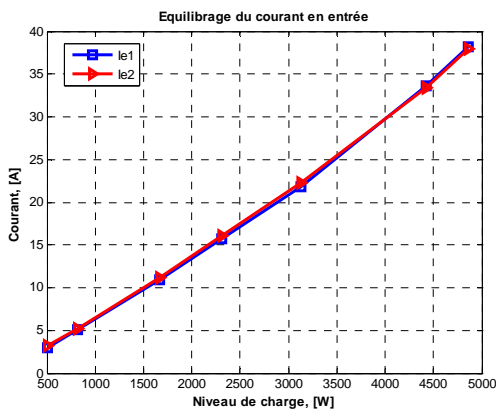


Fig. 4.47. Courant en entrée des convertisseurs

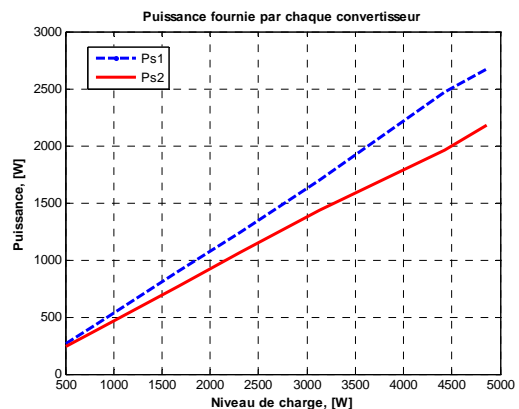


Fig. 4.48. Puissance fournie par chaque convertisseur

4.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différents modes de fonctionnement des convertisseurs ainsi que élaboré des lois de contrôle – commande correspondantes que nous avons testées par simulations. Nous avons également réalisé deux BUCK identiques de 2,5 kW à 2 branches d'entrelacement afin de valider les résultats de prédiction du rendement, les lois de commande ainsi que les différents modes de fonctionnement.

Les principales conclusions que nous avons obtenues à travers ce chapitre sont :

- Qu'il est possible d'obtenir un bon équilibrage des courants entre les branches dans un convertisseur dès lors que les pertes permettent cet équilibrage
- Qu'il est possible d'équilibrer le courant d'entrée de deux convertisseurs alimentés par 2 sources indépendantes et dont les sorties sont connectées en parallèle.
- Que l'ondulation du courant débité par la source est faible même en régime de défaut d'une branche.
- Que le rendement du convertisseur est élevé et peu variable sur une grande plage de puissance (de 1kW à 2,5 kW). Ce rendement reste élevé même en cas de défaut d'une branche.
- Le rendement mesuré du convertisseur réalisé correspond bien avec la prédiction théorique.

Ceci permet d'envisager une conception modulaire des convertisseurs nécessaires à l'interfaçage d'une PAC avec la charge. Ce chapitre aura permis, outre de valider les prédéterminations du chapitre 2, de montrer quelles sont les boucles de régulations qui doivent être mises en œuvre et d'en effectuer un réglage théorique. D'autre part, nous avons aussi pu étudier la stratégie à adopter lors de la mise en parallèle de plusieurs ensembles PAC convertisseur afin d'équilibrer le courant fourni par chaque PAC.

Conclusion générale

La conception d'un convertisseur d'électronique de puissance passe encore de nos jours par un dimensionnement adapté au cahier des charges pour lequel il est réalisé. Cela implique une étude nouvelle pour chaque application qui conduira à une structure et à un choix de composants spécifique à ce cahier des charges. Malgré tout, si cette approche est encore aussi répandue c'est qu'elle est la seule, à l'heure actuelle, capable de fournir une réponse en terme de dimensionnement toujours adaptée au problème posé en permettant des choix optimum pour tous les cas de figure. Les dispositifs conçus pour la pile à combustible n'échappent pas à cette règle. Pourtant, les intérêts économiques ainsi que la source particulière qu'est une PAC nous conduisent à penser qu'il est possible de d'envisager une conception modulaire de l'ensemble PAC – convertisseur sans pour autant sacrifier le rendement de l'ensemble. Ces travaux de thèse ont été menés dans ce cadre là et font partie des études menées au LEG sur la conception et l'optimisation de l'association entre une PAC, un convertisseur d'électronique de puissance et la charge

Afin de proposer une autre approche, nous avons orienté notre recherche vers une démarche modulaire de la conception du convertisseur. Cette démarche modulaire comporte deux aspects interdépendants, le choix d'une structure unitaire optimale qui, associée avec une PAC, va constituer le module de base et les modes de connexion de ces modules pour réaliser le convertisseur nécessaire à l'application. Bien sûr, les critères d'optimisation de l'ensemble du système sont le rendement, le volume, le coût et la fiabilité.

Afin de mener à bien ce travail, notre étude commence par la construction des modèles de pertes des principaux composants d'un convertisseur d'EP à savoir : les inductances, les semi conducteurs et les condensateurs. De plus, un processus d'optimisation du dimensionnement de l'inductance est présenté et permet de faire un compromis entre le volume et les pertes dans celles-ci.

Le choix de la structure unitaire qui permettra cette conception modulaire est aussi un des points clés de cette étude. Pour faire face au problème de fort courant, nous avons proposé et approfondi la technique de l'entrelacement. Cette technique est bien plus intéressante qu'une mise en parallèle de convertisseurs car elle permet, non seulement, la répartition du courant moyen et des pertes des inductances élémentaires mais aussi apporte la possibilité d'optimiser le dimensionnement de celles-ci. En effet, comme nous l'avons vu, il est possible de réduire la somme des pertes dans les inductances par l'augmentation du

nombre de branches d'entrelacement. En revanche, cette augmentation a peut-être des effets contradictoires : les pertes peuvent diminuer alors que le volume augmente. Il s'agit bien là d'un problème d'optimisation où il faut, selon le cahier des charges, choisir les critères prépondérants. Ainsi, pour la gamme moyenne puissance, nous avons abouti à une structure, le hacheur série, et à un nombre de branches optimal de 2 pour une puissance de 2,5kW.

Si les inductances influencent principalement le volume et le poids du convertisseur réalisé, les semi conducteurs contribuent pour une part très importante dans les pertes d'un convertisseur. Pour cela, nous avons étudié la répartition des pertes dans un semi conducteur afin d'élaborer des stratégies de choix des SC raisonnables non seulement sur les caractéristiques (pertes par commutation et pertes en conduction) mais encore sur le rapport qualité – prix. A la fin de cet étude, nous avons pu choisir des SC pour chaque niveau de puissance de la gamme moyenne puissance.

Lors de l'analyse des pertes dans un SC, nous avons pu noter que la tenue en tension est un facteur primordial qui décide des caractéristiques d'un SC. Plus cette tension est faible, meilleurs sont les SC. La démarche proposée dans le chapitre 3 est dédiée à ce point. Ainsi, nous nous sommes concentrés sur la réduction de la tension de dimensionnement des SC et sur l'influence du rapport cyclique sur les performances des structures de types BOOST pour la gamme forte puissance. Nous avons comparé les trois structures non isolées les mieux adaptées : le BOOST entrelacé, le double BOOST entrelacé et une nouvelle structure que nous avons proposée : le double BOOST dual entrelacé (IDD BOOST). En résumé de cette étude il ressort qu'en ce qui concerne les performances des structures en fonction des tensions en entrée et en sortie, le BOOST est intéressant pour les cas faible tension de sortie et faible rapport de tension. Quand la tension de sortie est plus élevée mais que le rapport des tensions d'entrée et de sortie reste relativement faible, le double BOOST est toutefois préférable car il permet d'abaisser la tension de dimensionnement des SC. Pour obtenir une tension élevée à la sortie pour une faible tension en entrée, l'IDD BOOST est une solution sans transformateur particulièrement intéressante car elle permet, non seulement d'abaisser la tension de dimensionnement des SC mais autorise aussi des rapports cycliques plus faibles que le BOOST ou le double BOOST pour un même rapport tension d'entrée tension de sortie. Afin d'effectuer une comparaison, nous avons dimensionné ces trois structures pour le cas typique de 100 kW et les bonnes performances obtenues ont prouvé nos efforts d'optimisation. Les résultats de cette comparaison nous montrent aussi que le IDD BOOST est la meilleure solution pour la modularité car il peut convertir pour des rapports de tension élevés tout en garantissant un très bon rendement. Cette caractéristique permet un grand nombre de possibilités en terme de choix de module élémentaire car il est possible de concevoir un convertisseur 100kW ou 20kW optimal en partant de cette structure.

Dans le dernier chapitre, nous avons construit le système de contrôle – commande adapté à la technique de l'entrelacement et à la modularité des convertisseurs. En effet, les lois de régulation proposées permettent de bien répartir le courant entre les branches tout en assurant la tension de sortie constante désirée. Elles permettent également de répartir les puissances selon la capacité des sources dans une alimentation multi-sources. Sur ce point, deux approches ont été proposées, soit l'équilibrage du courant fourni par les stacks ou bien de la puissance fournie par ceux-ci. Les lois de commande lors du régime transitoire ont aussi été implantées et testées par des simulations.

Enfin, nous avons présenté les résultats expérimentaux de la réalisation de deux BUCK identiques de 2,5 kW à 2 branches tels qu'ils ont été choisis et dimensionnés dans le chapitre 2. Cette réalisation nous a permis, non seulement, de vérifier le dimensionnement effectué mais aussi d'étudier les performances et les contraintes imposées par la conception modulaire. Il en ressort que les bonnes performances obtenues ont très bien validé les résultats de prédiction du rendement, et que les lois de commande ainsi que les différents modes de fonctionnement proposés permettent d'envisager une réalisation industrielle de convertisseurs modulaires permettant de couvrir toute une gamme de puissance d'ensembles PAC – convertisseurs.

Ce travail montre que l'approche modulaire peut tout à fait être envisagée pour la conception de convertisseurs car elle peut, sans dégrader les performances, remplacer la conception classique. Toutefois, il est à noter que, dans le cadre de cette thèse, ce dimensionnement a été effectué pour une application particulière ou les sources peuvent être subdivisées. Il serait maintenant intéressant d'imaginer ce mode de conception pour n'importe quel type de convertisseur associant n'importe quelle source à n'importe quelle charge. Mais nous rentrons là dans un sujet beaucoup plus vaste où tous les choix restent à faire et à justifier que ce soit pour la structure unitaire son calibre en courant et en tension ou ses caractéristiques.

Les perspectives générales liées aux générateurs à PAC concernent avant tout le cœur de la pile. Beaucoup de travaux visent à améliorer la durée de vie de ces piles et à en réduire le coût. L'électronique de puissance est prête à suivre cette évolution selon deux axes liés aux particularités de cette source :

- le caractère basse tension – fort courant et le fonctionnement possible des stacks qui ouvrent des possibilités d'associations, à l'image des piles photovoltaïques.
- La faible dynamique impose une source et convertisseur auxiliaires. L'interpénétration de ce convertisseur auxiliaire au convertisseur principal est une voie d'optimisation qui doit être étudiée.

REFERENCES

Références du chapitre 1

[Axane]

Axane – Air Liquide
Website: <http://www.axane.fr/>

[Blaabjerg]

Frede Blaabjerg, Zhe Chen, Soeren Baekhoej Kjaer
Power electronics as efficiency interface in dispersed power generation systems
IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, September 2004

[Bruijn]

Frank de Bruijn
The current status of fuel cell technology for mobile and stationary applications
Journal of The Royal Society of Chemistry 2005

[Candusso]

D. Candusso
Hybridation du groupe électrogène à pile à combustible pour l'alimentation d'un véhicule électrique
Thèse de doctorat INPG - LEG 2002

[CEA44]

Clefs CEA No 44 – hiver 2000 - 2001

[Chu]

Deryn Chu, RongZhong Jiang
Performance of polymer electrolyte membrane fuel cell (PEMFC) stacks
Journal of Power Sources, Vol. 83, No. 1-2, 1999

[Electric&hybrid]

Electric & Hybrid : Vehicle technology international
Annual review 2005

[Emadi]

Ali Emadi, Kaushik Rajashekara, Sheldon S. Williamson, Srdjan M. Lukic
Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations
IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 54, No. 3, May 2005

[European]

European Commission
Hydrogen Energy and Fuel cells – A vision of our future
Final report of the high level group, 2003

[FC Handbook]

J.H. Hirschenhofer, D.B. Stauffer, R.R. Engleman M.G. Klett
Fuel Cell Handbook (4th Ed.). U.S. - 1998
Department of Energy, Office of Fossil Energy, Federal Energy Technology Center: Morgantown, VA

[FC today]

Website <http://www.fuelcelltoday.com/>
- Fuel Cell Today Market Survey: Portable Applications, August 2005
- Fuel Cell Today Market Survey: Large stationary applications, November 2005
- Fuel Cell Today Market Survey: Small stationary applications, December 2005
- A survey of 2004 financial results of public fuel cell companies, 2005 fuel cell industry survey

[FEBUSS]

Progress report of FEBUSS project
Août, 2006

[Fontès]

Guillaume Fontès
Modélisation et caractérisation de la pile PEM pour l'étude des interactions avec les convertisseurs statiques
Thèse de doctorat INPT – LEEI 2005

[Fueller]

Thomas F. Fueller, John Newman

- Water and thermal management on Solid Polymer Electrolyte Fuel cells
Journal of Electro-analytical Chemistry, Vol. 140, No. 5, 1993
- [Gerbaux]**
L. Gerbaux
Modélisation d'une pile à combustible de type hydrogène – air et validation expérimentale
Thèse de Doctorat INPG – préparée au CEA de Grenoble - 1996
- [Ivanos01]**
Aude IVANES
Conception de convertisseurs d'électronique de puissance pour la gestion d'énergie de piles à combustible
DEA en Génie électrique – INPG 2005
- [Joon]**
K. Joon
Fuel cells, a 21st century power system.
Journal of Power Sources 71 - 1998
- [Kirmann]**
C. Kirmann, M. Gueschir, D. Goffe
Etat de l'art des technologies de piles à combustible pour la propulsion de minidrones », Aerospace
Energetic Equipment 2002
- [Kong]**
Xin Kong, Ashwin M. Khambadkone, Soy Kee Thum
A hybrid model with combined steady-state and dynamics characteristics of PEMFC stack
Conf. IEEE PESC, September 2005
- [Morisot]**
Olivier Morisot
EASYPAC – Evaluation et analyse technico – économique des systèmes piles à combustible
Laboratoire ELYO Cylergie, 2001
- [Nguyen]**
T.V. Nguyen and White,
A water and heat management model for proton exchange membrane fuel cells
Journal of Electrochemical Society - Vol. 140 - 1993
- [PAC8000]**
Description du projet de recherche et développement PAC8000
Réseau PACo
- [PACo]**
Réseau PACo
Website : <http://veille.reseaupaco.org/>
- [Pukrushpan]**
J.T. Pukrushpan, A.G. Stefanopoulou, H. Peng
Modelling and Control for PEM Fuel Cell Stack System
Proceedings of the American Control Conference, Anchorage, AK May 8-10, 2002
- [Torrero]**
E. Torrero, R. McClelland
Evaluation of the field performance of residential Fuel cells
NREL – National Renewable Energy Laboratory, 2004
- [Viet02]**
DANG Bang Viet, Yves LEMBEYE, Jean Paul FERRIEUX, Jean BARBAROUX
Optimisation de l'interface d'électronique de puissance pour Pile à Combustible
Conf. EPF, June 2006
- [Walter]**
A. Walter
DEA de Génie Electrique sur la modélisation et la commande des systèmes pile à combustible
INPG 2001
- [Watanabe]**
Masahiro Watanabe, Hiroshi Igarashi, Hiroyuki Uchida, Fumitaka Hirasawa
Experimental analysis of water behaviour in Nafion electrolyte under fuel cell operation
Journal of Electro-analytical Chemistry, Vol. 399, No. 1-2, 1995

Références des chapitres 2 et 3

[Andrzej]

Andrzej M. Trzynadlowski
Introduction to modern power electronics
Editor Wiley, 1998

[Akhbari]

Mahdi Akhbari
Modèle de cellule de commutation pour études de pertes et de performances CEM
Thèse de doctorat INPG – LEG 2000

[Ashkan]

Ashkan Rahimi-Kian, Ali Keyhani, Jeffrey M. Powell
Minimum loss design of a 100kHz Inductor with Litz wire
Conf. IEEE IAS 1997

[Boggetto]

J.M. Boggetto, Y. Lembeye, J.P. Ferrieux
Copper Losses in Power Integrated Inductors on Silicon
Conf. IEEE IAS 2002

[Cacciato]

Mario Cacciato, Alfio Consoli, Rosario Attanasio Francesco Gennaro
A multi-stage converter for domestic generation systems based on fuel cells
Conf. IEEE IAS, October 2006

[Chang]

Chin Chang
Interleaving technique in Distributed Power Conversion Systems
IEEE Transactions on circuit and systems, Vol. 42, No. 5, May 1995

[Destraz]

Blaise Destraz, Yannick Louvrier, Alfred Rufer
High efficient interleaved multi-channel DC-DC converter dedicated to mobile applications
Conf. IEEE IAS, October 2006

[Dowell]

P.L. Dowell,
Effects of eddy currents in transformer windings
Proceedings IEE, August 1966, vol.133, n°8, pp 1387-1394

[Farnel]

Farnell in one
Website : <http://fr.farnell.com/jsp/home/homepage.jsp>

[Ferrieux]

J.P. Ferrieux, F. Forest
Alimentation à découpage, convertisseurs à résonances, Editions Dunod, 3^{ième} édition, 1999

[Gerber]

M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsjager, N. Seliger
Interleaving Optimisation in Synchronous rectified DC-DC converters
Conf. IEEE PESC, 2004

[IRF]

International Rectifier
Website : <http://www.irf.com>

[Ivanos02]

A. IVANES, DANG. B.V, Y. LEMBEYE, J. P. FERRIEUX, J. BARBAROUX
Comparison of two soft switching DC-DC converters for fuel cell applications
Conf. IEEE IAS, October 2006

[IXYS]

IXYS Corporation
Website : <http://www.ixys.com/>

[Jeanin]

- Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée
Thèse de doctorat INPG, Mai 2001
- [Larouci]**
C. Larouci
Dimensionnement et optimisation de convertisseurs statiques
Thèse de doctorat INPG - LEG 2001
- [Laurent]**
Laurent AUBARD
Modélisation des transistors MOS de puissance pour l'électronique de commutation
Thèse de doctorat INPG – LEG, 1999
- [Lefèvre01]**
G. Lefèvre
Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible
Thèse de doctorat INPG – LEG 2004
- [Lefèvre02]**
G. Lefèvre, Dang B. Viet, J. P. Ferrieux, J. Babaroux, Y. Lembeye
New soft switching ZVS and ZCS half-bridge inductive DC-DC converters for fuel cell applications
Conf. IEEE CIEP, October 2006
- [Lembeye]**
Yves LEMBEYE
Métrologie de la commutation de puissance rapide. Contribution à la caractérisation et à la recherche d'un modèle d'IGBT
Thèse de doctorat INPG – LEG, Janvier 1997
- [Li]**
Hui Li, Fang Z. Peng, J. S. Lawler
A natural ZVS medium power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices
IEEE transaction on industry applications, vol. 39, p.525-534, Mars 2003.
- [Magnetics]**
Magnetics Inc.
Website: <http://mag-inc.com>
- [Martin]**
Christian MARTIN
Vers une méthodologie de conception des interconnexions pour les dispositifs de l'électronique de puissance
Thèse de doctorat UJF, Juillet 2005
- [Nan]**
Xi Nan, Charles R. Sullivan
An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors
Conf. IEEE PESC, June 2003
- [Palma]**
L. Palma, M. Harfman Todorovic, P. Enjeti
A high gain transformer-less DC-DC converter for fuel cell applications
Conf. IEEE PESC, September 2005
- [Pankow]**
Y. Pankow, P. Le Moigne
Alimentation sans interruption à Pile à combustible associée à des super condensateurs
Conf. EPF, Juin 2006
- [Park]**
Nam-Ju Park, Dong-Seok Hyun
N interleaved Boost converter with a novel ZVT cell using a single resonant inductor for high power applications
Conf. IEEE IAS, October 2006
- [Perret]**
Robert Perret, Pierre Aloisi, Daniel Chatroux, Dominique Lafore, Jean-Michel Li, Marie-Laure Locatelli, Dominique Planson, Bertrand Rivet, Jean-Luc Schanen

Interrupteurs électroniques de puissance
Editions Lavoisier, 2003

[Radio]

Radiosapres
Website : <http://www.radiosapres.fr/>

[Raël]

S. Raël
Méthodologie de conception des modules de puissance : étude électrothermique de l'association parallèle
Thèse de doctorat INPG, LEG 1996

[Reatti]

Alberto Reatti, Marian K. Kazimierczuk
Comparison of Various Methods for calculating the AC resistance of inductors
IEEE Transactions on Magnetics, vol 38, No3, May 2002

[Schanen]

Jean-Luc SCHANEN
Electronique de puissance, au cœur de la commutation
Habilitation à Diriger des Recherche, November 2000

[Schutz]

Jean SCHUTZ
Méthodologie de conception d'une alimentation à découpage
Thèse de doctorat INPG – LEG, Juin 1999

[ST]

ST Microelectronics
Website : <http://www.st.com/stonline/>

[Viet 03]

DANG Bang Viet, Yves LEMBEYE, Jean BARBAROUX, Jean Paul FERRIEUX
Design of a modular DC/DC converter for Fuel cell applications
Conf. ELMA, September 2005

[Viet 04]

D. Bang Viet, Y. Lembeye, J. Ferrieux, J. Barbaroux, Y. Avenas
New high power - high ratio non isolated DC-DC boost converter for Fuel cell applications
Conf. IEEE PESC, June 2006

Références du chapitre 4

[Peng]

Peng Li
A design method for paralleling current mode controlled DC-DC converters
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 3, May 2004

[Krein]

Philip T. Krein, Joseph Bentsman, Richard M. Bass, Bernard L. Lesieutre
On the use of averaging for the analysis of power electronic systems
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 2, April 1990

[Liu]

Danwei Liu, Hui li
Dynamic modelling and control design for Bidirectional DC-DC converter for fuel cell vehicles with battery as energy storage element
Conf. IEEE PESC, September 2005

[Luo]

Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee, Fred C. Lee
Classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules
Conf. IEEE PESC, Vol. 2, June 1999

[Napoli]

A. Di Napoli, F. Crescimbeni, L. Solero, F. Caricchi, F. Giulii Capponi
Multiple – input DC-DC power converter for power – flow management in hybrid vehicles
Conf. IEEE PESC, Vol. 4 June 2002

[Tolbert]

Leon M. Tobert, Fang Z. Peng
Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems
Conf. IEEE PES, Vol. 2, July 2000

[Peng]

Fang Z. Peng, hui Li, Gui-Jia Su, Jack S. Lawler
A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application
IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 19, No. 1, January 2004

[Solero]

Luca Solero, Alessandro Lidozzi, Josè Antenor Pomilio
Design of multiple – input power converter for hybrid vehicles
IEEE transaction on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, September 2005

[Franzoni]

D. Franzoni, E. Santi, A. Monti, F. Ponci, D. Patterson, N. Barry
An active filter for fuel cell applications
Conf. IEEE PESC, September 2005

[Wang]

Chuanyun Wang, Yonghan kang, Bing Lu, Juanjuan Sun, Ming Xu, Wei Dong, Fred C. Lee, Wesley C. Tipton
A high power-density, high efficiency front-end converter for capacitor charging applications
Conf. IEEE PESC, September 2005

[Thounthong]

Phatiphat Thounthong, Stéphane Raël, Bernard Davat
Utilizing fuel cell and supercapacitors for automotive hybrid electrical system
Conf. IEEE PESC, September 2005

[Xu]

Haiping Xu, Li Kong, Xuhui Wen
Fuel cell power system and high power DC-DC converter
IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, September 2004

[Wang]

Jin Wang, Fang Z. Peng, Joel Anderson, Alan Joseph, Ryan Buffenbarger
Low cost fuel cell converter system for residential power generation
IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, September 2004

[Sun]

Chunxiao Sun, Brad Lehman
Discussions on control loop design in average current mode control
Conf. IEEE IAS, October 2000

[Zhang]

J. M. Zhang, X. G. Xie, X. K. Wu, Zhaoming Qian
Stability study for paralleled DC-DC converters
Conf. IEEE PESC, June 2004

[Loh]

Poh Chiang Loh, Donald Grahame Holmes
Analysis of multi-loop control strategies for power conversion applications
Conf. IEEE IAS, October 2003

[TI D3280]

G. Mouriès
Condensateurs utilisés en électronique de puissance
Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique - D3280

[Bacha]

Seddik Bacha
Modélisation des convertisseur d'électronique de puissance - Commande à structure variable
Cours de DEA de Génie électrique, 1999

[Valero]

Ianko VALERO EXPOSITO

Interfaçage et control commande de pile à combustible pour applications stationnaires et transport

Thèse de doctorat UJF – LEG 2004

ANNEXE

<u>A.1.</u>	<u>Dimensionnement analytique des condensateurs de filtrage côté semi conducteurs :</u>	<u>150</u>
<u>A.2.</u>	<u>Dimensionnement global du BUCK entrelacé :</u>	<u>154</u>
<u>A.3.</u>	<u>Dimensionnement des structures de forte puissance :</u>	<u>155</u>
<u>A.4.</u>	<u>Fonction de transfert du BUCK et du BOOST :</u>	<u>158</u>
<u>A.5.</u>	<u>Un outil pour la conception du système de régulation</u>	<u>162</u>
<u>A.6.</u>	<u>Formes d'ondes du BUCK 2.5 kW réalisé :</u>	<u>164</u>
<u>A.7.</u>	<u>Pertes cuivre dans les inductances :</u>	<u>169</u>

A.1. Dimensionnement analytique des condensateurs de filtrage côté semi conducteurs :

Lors du chapitre 2, nous avons exprimé la relation entre l'ondulation du courant total et celle des courants élémentaires dans les branches et nous avons dimensionné les condensateurs de filtrage du côté des semi conducteurs par simulation. Dans cette partie, nous allons présenter une procédure de dimensionnement analytique de ces condensateurs. Bien que cette méthode n'est pas aussi simple et pratique que le dimensionnement expérimental par les simulations pour les études de type cas par cas, elle est peut-être intéressante pour les études de type optimisation du dimensionnement.

La formule générale permettant de calculer la valeur du condensateur est :

$$C_f = \frac{\int i_{cf} dt}{\Delta V_{cf}} = \frac{A}{\Delta V_{cf}} \quad (1)$$

avec A : l'aire limitée par le courant du condensateur C_f et l'axe horizontal.

ΔV_{cf} : l'ondulation de la tension aux bornes de C_f . Elle est fixée à 10% comme une critère de qualité de la tension.

Nous sommes dans le cas du hacheur série entrelacé et les figures A1-1 à A1-3 montrent pour différents cas l'allure des courants dans chaque branche de ce convertisseur et dans le condensateur de filtrage en sortie des n branches (ici nombre de branches d'entrelacement = 3).

On peut constater que les formes d'ondes des courants dans le condensateur dépendent fortement du nombre de branches et du rapport cyclique et donc l'aire A en dépend. Malgré la variété des valeurs de ces grandeurs, nous pouvons distinguer trois cas de formes d'onde, la première où le courant total de sortie $i_{T\Sigma}$ est discontinu (fig. A1.1), la seconde pour un courant total continu et deux semi conducteurs commutent en même temps (fig. A1.2) et la troisième pour un courant, là aussi, continu et des SC commutant à des instants différents (fig. A1.3).

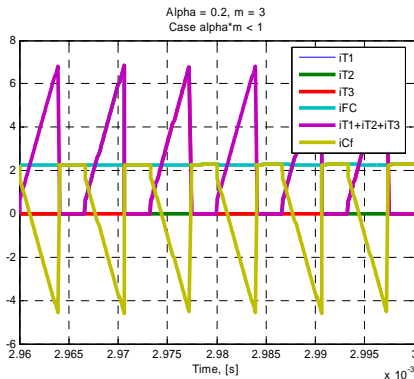


Fig. A1.1. Courant total discontinu

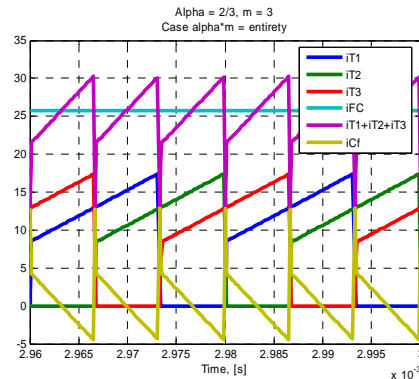


Fig. A1.2. Deux transistors commutent en même temps

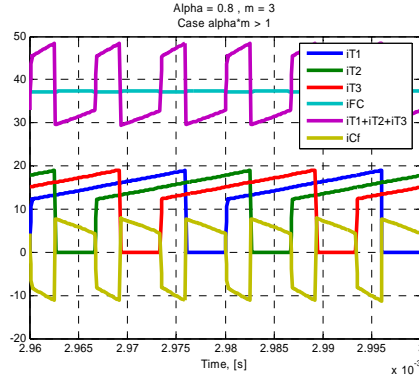


Fig. A1.3. Courant total continu – Seul un transistor commute à un instant donné

- Quand $\alpha m < 1$, $i_{T\Sigma}$ sera discontinu :

$$I_{T\Sigma\text{moy}} = \frac{1}{2} m \alpha \cdot I_{T\text{max}}$$

$$\text{On a, donc : } \frac{I_{T\text{max}} - I_{T\Sigma\text{moy}}}{I_{T\text{max}}} = \left(1 - \frac{\alpha m}{2}\right)$$

$$\text{L'aire } A = \left(1 - \frac{\alpha m}{2}\right)^2 \frac{\alpha T \cdot I_{T\text{max}}}{2}$$

D'autre part, on a :

$$\Delta V_{Cf} = \frac{1}{C_f} \int_{t_1}^{t_2} i_{Cf} dt$$

Cette intégral correspond à l'aire A.

$$\text{Donc, } C_f = \frac{A}{\Delta V_{Cf}} = \left(1 - \frac{\alpha m}{2}\right)^2 \frac{\alpha T \cdot I_{T\text{max}}}{2 \cdot \Delta V_{Cf}}$$

- Quand αm est entier :

Ce sont des cas particuliers.

Le courant dans le condensateur est triangle avec l'ondulation de $(I_{T\text{max}} - I_{T\text{min}})$.

$$\text{L'aire } A = \frac{1}{4} \cdot \frac{T}{m} \cdot \frac{(I_{Tk\text{max}} - I_{Tk\text{min}})}{2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta i_{Lk}}{2 \cdot m \cdot F}$$

- Quand $\alpha m > 1$ et non entier :

La conduction est continue. La fermeture et l'ouverture des interrupteurs n'ont pas lieu en même temps.

La fréquence de l'ondulation du courant total est multipliée par m : $T' = T/m$.

Désignons $\alpha'T'$: intervalle de temps entre l'instant où un transistor est fermé et l'instant où un autre est ouvert

Et $(1-\alpha')T'$: intervalle de temps entre l'instant où un transistor est ouvert et l'instant où un autre est fermé (fig. A1.4) et a_p et a_n sont successivement les pentes de ce courant pendant ce deux intervalles.

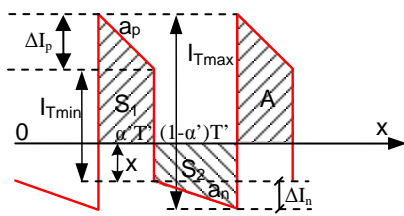


Fig. A1.3.a. l'intersection au milieu

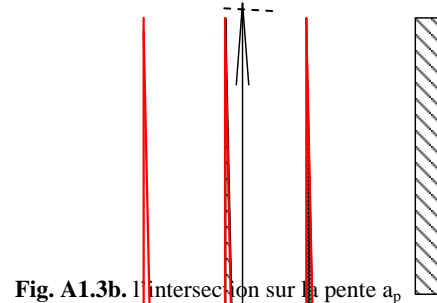


Fig. A1.3.b. l'intersection sur la pente a_p

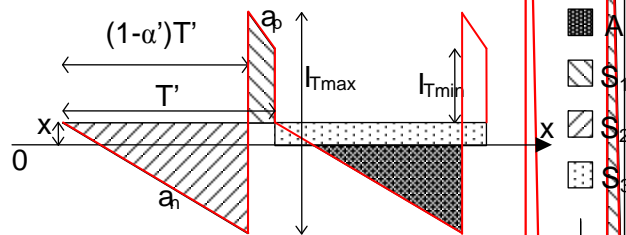


Fig. A1.3.c. l'intersection sur la pente a_n

L'intersection du courant moyen dans l'inductance de filtrage avec le courant total des transistors peut être séparée en 3 cas comme montrés dans les figures ci-dessus : sur la pente a_p (fig. A1.3.b), sur la pente a_n (fig. A1.3.c) ou bien au milieu (fig. A1.3.a).

Nous pouvons déterminer α' par :
$$\alpha' = \frac{\alpha T - [\alpha m] \cdot T/m}{T/m}$$

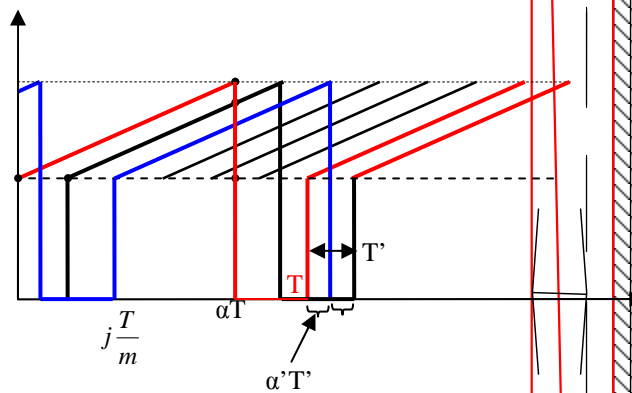


Fig. A1.4. Courant dans les transistors

Nombre d'interrupteurs en conduction en même temps :

$$m_1 = [\alpha m] + 1$$

pente de la partie positive du courant dans le condensateur:

$$a_p = m_1 \cdot \frac{V_e - V_s}{L}$$

pente de la partie négative du courant dans le condensateur :

$$a_n = (m_1 - 1) \cdot \frac{V_e - V_s}{L}$$

$$L'ondulation du courant positif : \Delta I_p = a_p \cdot \alpha' \cdot \frac{T}{m}$$

$$L'ondulation du courant négatif : \Delta I_n = a_n \cdot (1 - \alpha') \cdot \frac{T}{m}$$

- Cas a :

Détermination de x par la comparaison des aires positive et négative

$$S_2 = (x + x + \Delta I_n)(1 - \alpha')T'$$

$$S_1 = (I_{T_{\min}} - x + I_{T_{\min}} - x + \Delta I_p)\alpha'T'$$

$$A = S_1 = S_2 \text{ donc : } (x + x + \Delta I_n)(1 - \alpha')T' = (I_{T_{\min}} - x + I_{T_{\min}} - x + \Delta I_p)\alpha'T'$$

$$x = \frac{\Delta I_p \cdot \alpha' - \Delta I_n \cdot (1 - \alpha') + 2 \cdot I_{T_{\min}} \cdot \alpha'}{2}$$

En remplaçant x dans l'expression de l'aire A, on peut la calculer.

- Cas b :

$$S_1 = \frac{1}{2} \Delta I_p \cdot \alpha' T'$$

$$S_2 = \frac{1}{2} (\Delta I_n + 2 \cdot I_{T_{\min}}) \cdot (1 - \alpha') \cdot T'$$

$$S_3 = x \cdot T' = S_1 - S_2$$

$$x = \frac{S_1 - S_2}{T'}$$

$$A = S_1 - \frac{1}{2} (\alpha' T' + \alpha' T' - \frac{x}{a_p}) x = S_1 - \frac{1}{2} (2\alpha' T' - \frac{x}{a_p}) x$$

- Cas c :

$$S_1 = \frac{1}{2} (\Delta I_p + 2I_{T_{k\min}}) \alpha' T'$$

$$S_2 = \frac{1}{2} \Delta I_n \cdot (1 - \alpha') T'$$

$$S_3 = x \cdot T' \text{ d'où } x = \frac{S_2 - S_1}{T'}$$

$$A = S_2 - \frac{1}{2} \left(2(1 - \alpha') T' - \frac{x}{a_n} \right) x$$

Le condensateur de filtrage en entrée est ensuite déterminé par : $C_f = \frac{A}{\Delta V_{Cf}}$

Alors, en vérifiant le produit $\alpha \cdot m$, nous pouvons distinguer les différents cas et avoir des formules correspondantes pour déterminer la valeur du condensateur C_f .

A.2. Dimensionnement global du BUCK entrelacé :

Nous allons présenter ici les résultats de dimensionnement du BUCK entrelacé pour le cahier des charges de la gamme moyenne puissance. En effet, en entrée du convertisseur, nous allons mettre en série des stacks de PAC. Le nombre de stacks en série « n » varie de 1 à 4 correspondant avec les puissances de 2.5 kW à 10 kW. Le nombre de branches d'entrelacement « m » varie de 1 à 6 branches. Pour chaque configuration, nous allons calculer les courants et les tensions des composants actifs et passifs ainsi que déterminer les valeurs des inductances et des condensateurs nécessaires.

A.3. Dimensionnement des structures de forte puissance :

Cette partie résume les résultats de dimensionnement du convertisseur de 100 kW. En effet, ce convertisseur peut être constitué en associant des convertisseurs élémentaires de 20 kW ou bien un seul convertisseur de 100 kW. Nous pouvons distinguer trois configurations :

- la mise en parallèle de la sortie des convertisseurs élémentaires de 20 kW
- la mise en série de la sortie des convertisseurs élémentaires de 20 kW
- la mise en série des stacks de PAC en entrée d'un convertisseur de 100 kW

1. Mise en parallèle de la sortie des convertisseurs :

1.1. BOOST :

Tableau A3.1. Dimensionnement du BOOST élémentaire à 20 kW dans le système de 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	8	L = 60.7 μ H, 3 noyaux 55908 A2 en parallèle, 25 spires de 3 conducteurs AWG 10 en parallèle
Transistor	48	IGBT IRG4PF50W chez IRF;
Diode	8	STTH6110TV chez ST MicroElectronics
Condensateur	6	1000V – 0.1 μ F, polypropylènes chez BCcomponents

Lors du calcul de la valeur des condensateurs, il faut ajouter le nombre de branches d'entrelacement dans la formule du paragraphe 3.4.4.

1.2. Double BOOST :

Tableau A3.2. Dimensionnement du double BOOST élémentaire à 20 kW dans le système de 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	8	L = 11.3 μ H, 2 noyaux 55908 – A2 en parallèle, 12 spires des 3 conducteurs AWG 10
Transistor	48	MOS STW45NM50 chez ST
Diode	16	BYT260PIV-400 chez ST
Condensateur	6	400V – 1 μ F polyester chez WIMA (3 condensateurs chaque côté)

1.3. IDD BOOST :

Tableau A3.3. Dimensionnement du IDD BOOST élémentaire à 20 kW dans le système de 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	8	L = 47.4 μ H ; 3 noyaux 55908A2 chez MAGNETICS en parallèle ; 22 spires de 3 conducteurs AWG 10 en parallèle
Transistor	48	MOS STW45NM50 chez ST MicroElectronics
Diode	8	STTA2006P chez ST MicroElectronics
Condensateur	6	630V – 1 μ F, polyester chez WIMA (3 condensateurs chaque côté)

2. Mise en série de la sortie des convertisseurs :

2.1. BOOST :

Tableau A3.4. Dimensionnement du BOOST élémentaire à 20 kW dans le système de 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	8	L = 34.8 μ H ; 2 noyaux 55908A2 chez MAGNETICS en parallèle ; 23 spires de 3 conducteurs AWG 10 en parallèle
Transistor	24	MOS IRFP 90N20D chez IRF
Diode	16	60EPU02 chez IRF
Condensateur	4	250V – 2.2 μ F, polyester chez WIMA

2.2. Double BOOST:

Tableau A3.5. Dimensionnement du double BOOST élémentaire à 20 kW dans le système de 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	8	L = 0.91 μ H, 1 noyaux 55440A2 chez MAGNETICS, 4 spires de 3 conducteurs AWG 10 en parallèle.
Transistor	24	MOS IRFB4410 chez IRF
Diode	16	STPS80H100CY chez ST
Condensateur	14	100V – 4.7 μ F, polyester chez WIMA (7 condensateurs chaque côté)

2.3. IDD BOOST :

Tableau A3.6. Dimensionnement du IDD BOOST élémentaire à 20 kW dans le système de 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	8	L = 15 μ H, 2 noyaux 55908A2 chez MAGNETICS en parallèle, 15 spires de 3 conducteurs AWG 10 en parallèle
Transistor	24	MOS IRFB4321 chez IRF
Diode	16	STPS61170C chez ST
Condensateur	10	250V – 4.7 μ F, polyester chez WIMA (5 condensateurs chaque côté)

3. Mise en série des PAC en entrée du convertisseur :

3.1. BOOST :

Tableau A3.7. Dimensionnement du BOOST à 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	16	L = 268.5 μ H, 2 noyaux 55908A2 chez MAGNETICS, 67 spires de 3 conducteurs AWG 12 en parallèle.
Transistor	48	IGBT IRG4PF50W (900V) chez IRF
Diode	16	STTH6110TV chez ST
Condensateur	8	1000V – 0.1 μ F, polypropylènes chez BCcomponents

3.2. Double BOOST:

Tableau A3.8. Dimensionnement du double BOOST à 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	8	L = 11.3 μ H, 2 noyaux 55908A2 chez MAGNETICS en parallèle, 12 spires des 3 conducteurs AWG 10
Transistor	48	MOS STW45NM50 chez ST; 480€
Diode	16	BYT260PIV-400 chez ST ; 387€
Condensateur	8	400V – 1 μ F, polyester chez WIMA (4 condensateurs chaque côté)

3.3. IDD BOOST:

Tableau A3.9. Dimensionnement du IDD BOOST à 100 kW		
Composant	Quantité	Dimensionnement
Inductance	16	L = 146.3 μH, 2 noyaux 55908A2 chez MAGNETICS en parallèle, 50 spires de 2 conducteurs AWG 10 en parallèle
Transistor	48	IGBT IRG4PF50W (900V) chez IRF
Diode	32	STTH30R06CW chez ST
Condensateur	12	630V – 0.47 μF, polyester chez Vishay (6 condensateurs chaque côté)

A.4. Fonction de transfert du BUCK et du BOOST :

Les fonctions de transfert des convertisseurs sont indispensables lors de la construction du système de régulation. Nous allons dans ce paragraphe présenter quelques fonctions de transfert principales du BUCK et du BOOST.

1. BUCK :

Modèle moyen du hacheur :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_e \cdot \alpha - V_s \\ C \frac{dV_s}{dt} = i_L - \frac{V_s}{R} \end{cases}$$

avec : α est le rapport cyclique

La première relation donne : $V_s = V_e \cdot \alpha - L \frac{di_L}{dt}$

En remplaçant V_s dans sa dynamique, nous obtenons :

$$C \cdot V_e \frac{du}{dt} - LC \frac{di_L^2}{dt} = i_L - \frac{V_e}{R} \alpha + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt}$$

En transformant en domaine fréquentiel on a :

$$C \cdot V_e \cdot p \cdot \alpha - LCp^2 i_L = i_L - \frac{V_e}{R} \alpha + \frac{L}{R} p i_L$$

$$\left(C \cdot V_e \cdot p + \frac{V_e}{R} \right) \cdot \alpha = \left(LCp^2 + \frac{L}{R} p + 1 \right) i_L$$

$$\frac{i_L}{\alpha} = \frac{C \cdot V_e \cdot p + \frac{V_e}{R}}{LCp^2 + \frac{L}{R}p + 1} = \frac{\frac{V_e}{R}(C \cdot R \cdot p + 1)}{LCp^2 + \frac{L}{R}p + 1} \quad (1)$$

(1) décrit la fonction de transfert du courant dans l'inductance du BUCK.

Le contrôle directe de V_s en fonction du rapport cyclique est impossible parce que la condition de commandabilité de cette variable n'est pas satisfaite. Alors, le contrôle de V_s doit être réalisé par l'intermédiaire d'une boucle de courant.

2. BOOST :

- $0 - \alpha T$: le transistor est en conduction

$$E = L \cdot p \cdot i_L$$

$$0 = C_s \cdot p \cdot v_s + \frac{v_s}{R}$$

- $\alpha T - T$: le transistor est bloqué

$$E = L \cdot p \cdot i_L + v_s$$

$$i_L = C_s \cdot p \cdot v_s + \frac{v_s}{R}$$

⇒ la modélisation du hacheur par modèle moyen : $\alpha A + (1 - \alpha)B$

$$\begin{cases} E = L \cdot p \cdot i_L + (1 - \alpha)v_s \\ (1 - \alpha)i_L = C_s \cdot p \cdot v_s + \frac{v_s}{R} \end{cases}$$

$$\begin{cases} p \cdot i_L = \frac{E}{L} - \frac{v_s}{L} + \frac{\alpha \cdot v_s}{L} \\ p \cdot v_s = \frac{i_L}{C_s} - \frac{\alpha \cdot i_L}{C_s} - \frac{v_s}{R \cdot C_s} \end{cases}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_s \end{bmatrix} : \text{variables d'état}$$

On va faire la linéarisation de ce système autour d'un point équilibre : V_s, I_L et α_e avec

$$i_L = I_L + \tilde{i}_L, v_s = V_s + \tilde{v}_s \text{ et } \alpha = \alpha_e + \tilde{\alpha}$$

$$A = \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1 + \alpha}{L} \\ \frac{1 - \alpha}{C_s} & \frac{-1}{R \cdot C_s} \end{bmatrix} \Bigg|_{I_L, V_s, \alpha_e} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1 + \alpha_e}{L} \\ \frac{1 - \alpha_e}{C_s} & \frac{-1}{R \cdot C_s} \end{bmatrix}; B = \frac{\partial f}{\partial \alpha} = \begin{bmatrix} \frac{v_s}{L} \\ \frac{-i_L}{C_s} \end{bmatrix} \Bigg|_{I_L, V_s, \alpha_e} = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ \frac{-I_L}{C_s} \end{bmatrix}$$

Le système linéarisé est alors :

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + B \cdot \tilde{\alpha}$$

$$\begin{cases} p \cdot \tilde{i}_L = \frac{-1 + \alpha_e}{L} \tilde{v}_s + \frac{V_s}{L} \tilde{\alpha} \\ p \cdot \tilde{v}_s = \frac{1 - \alpha_e}{C_s} \tilde{i}_L - \frac{1}{R \cdot C_s} \tilde{v}_s - \frac{I_L}{C_s} \tilde{\alpha} \end{cases}$$

* recherche de $\frac{\tilde{v}_s}{\tilde{\alpha}}$:

A partir de la deuxième équation du système linéarisé, nous pouvons retirer

$$\tilde{i}_L = \frac{C_s \cdot p \cdot \tilde{v}_s + \frac{1}{R} \tilde{v}_s + I_L \cdot \tilde{\alpha}}{1 - \alpha_e} \text{ et remplaçons cette expression à la première équation de celui-ci,}$$

on obtient :

$$p \cdot \frac{C_s \cdot p \cdot \tilde{v}_s + \frac{1}{R} \tilde{v}_s + I_L \cdot \tilde{\alpha}}{1 - \alpha_e} = \frac{-1 + \alpha_e}{L} \tilde{v}_s + \frac{V_s}{L} \tilde{\alpha}$$

$$\left(L \cdot C_s \cdot p^2 + \frac{L}{R} p + (1 - \alpha_e)^2 \right) \tilde{v}_s = [(1 - \alpha_e) V_s - L \cdot I_L \cdot p] \tilde{\alpha}$$

$$\frac{\tilde{v}_s}{\tilde{\alpha}} = \frac{(1 - \alpha_e) V_s - L \cdot I_L \cdot p}{L \cdot C_s \cdot p^2 + \frac{L}{R} p + (1 - \alpha_e)^2} = \frac{E - \frac{L \cdot V_s^2}{R \cdot E} \cdot p}{L \cdot C_s \cdot p^2 + \frac{L}{R} p + (1 - \alpha_e)^2}$$

$$= \frac{E \cdot \left(1 - \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{(1 - \alpha_e)^2} p \right)}{(1 - \alpha_e)^2 \left(\frac{L \cdot C_s}{(1 - \alpha_e)^2} \cdot p^2 + \frac{L}{R(1 - \alpha_e)^2} p + 1 \right)} = \frac{V_s}{1 - \alpha_e} \frac{1 - \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{(1 - \alpha_e)^2} p}{\left(\frac{L \cdot C_s}{(1 - \alpha_e)^2} \cdot p^2 + \frac{L}{R(1 - \alpha_e)^2} p + 1 \right)}$$

$$\text{Alors : } \frac{\tilde{v}_s}{\tilde{\alpha}} = \frac{V_s}{1 - \alpha_e} \frac{1 - \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{(1 - \alpha_e)^2} p}{\left(\frac{L \cdot C_s}{(1 - \alpha_e)^2} \cdot p^2 + \frac{L}{R(1 - \alpha_e)^2} p + 1 \right)}$$

Ce qui représente la fonction de transfert de la tension de sortie sur le rapport cyclique.

* recherche de $\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{\alpha}}$:

$$\begin{aligned}
 (1) \Rightarrow \tilde{v}_s &= \frac{L}{-1+\alpha_e} \left(p \cdot \tilde{i}_L - \frac{V_s}{L} \tilde{\alpha} \right) = \frac{-Lp}{1-\alpha_e} \tilde{i}_L + \frac{V_s}{1-\alpha_e} \tilde{\alpha} \\
 \Rightarrow p \cdot \left(\frac{-Lp}{1-\alpha_e} \tilde{i}_L + \frac{V_s}{1-\alpha_e} \tilde{\alpha} \right) &= \frac{1-\alpha_e}{C_s} \tilde{i}_L - \frac{1}{R \cdot C_s} \left(\frac{-Lp}{1-\alpha_e} \tilde{i}_L + \frac{V_s}{1-\alpha_e} \tilde{\alpha} \right) - \frac{I_L}{C_s} \tilde{\alpha} \\
 \Rightarrow \frac{-Lp^2}{1-\alpha_e} \tilde{i}_L + \frac{pV_s}{1-\alpha_e} \tilde{\alpha} &= \frac{1-\alpha_e}{C_s} \tilde{i}_L + \frac{Lp}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} \tilde{i}_L - \frac{V_s}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} \tilde{\alpha} - \frac{I_L}{C_s} \tilde{\alpha} \\
 \Rightarrow \frac{Lp^2}{1-\alpha_e} \tilde{i}_L + \frac{1-\alpha_e}{C_s} \tilde{i}_L + \frac{Lp}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} \tilde{i}_L &= \frac{pV_s}{1-\alpha_e} \tilde{\alpha} + \frac{V_s}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} \tilde{\alpha} + \frac{I_L}{C_s} \tilde{\alpha} \\
 \Rightarrow \left(\frac{Lp^2}{1-\alpha_e} + \frac{Lp}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} + \frac{1-\alpha_e}{C_s} \right) \tilde{i}_L &= \frac{pV_s}{1-\alpha_e} \tilde{\alpha} + \frac{V_s}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} \tilde{\alpha} + \frac{I_L}{C_s} \tilde{\alpha} \\
 \Rightarrow \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{\alpha}} = \frac{\frac{pV_s}{1-\alpha_e} + \frac{V_s}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} + \frac{I_L}{C_s}}{\frac{Lp^2}{1-\alpha_e} + \frac{Lp}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} + \frac{1-\alpha_e}{C_s}} &= \frac{\frac{pV_s}{1-\alpha_e} + \frac{V_s}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} + \frac{V_s^2}{C_s \cdot R \cdot E}}{\frac{Lp^2}{1-\alpha_e} + \frac{Lp}{R \cdot C_s(1-\alpha_e)} + \frac{1-\alpha_e}{C_s}} \\
 &= \frac{\frac{V_s}{1-\alpha_e} \left(p + \frac{2}{R \cdot C_s} \right)}{\frac{1-\alpha_e}{C_s} \left(\frac{LC_s \cdot p^2}{(1-\alpha_e)^2} + \frac{Lp}{R \cdot (1-\alpha_e)^2} + 1 \right)} = \frac{C_s \cdot V_s}{(1-\alpha_e)^2} \frac{p + \frac{2}{R \cdot C_s}}{\frac{LC_s \cdot p^2}{(1-\alpha_e)^2} + \frac{Lp}{R \cdot (1-\alpha_e)^2} + 1} \\
 \text{Enfin, nous obtenons : } \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{\alpha}} &= \frac{C_s \cdot V_s}{(1-\alpha_e)^2} \frac{p + \frac{2}{R \cdot C_s}}{\frac{LC_s \cdot p^2}{(1-\alpha_e)^2} + \frac{Lp}{R \cdot (1-\alpha_e)^2} + 1}
 \end{aligned}$$

A.5. Un outil pour la conception du système de régulation

La construction du système de régulation du convertisseur est toujours une préoccupation lors de la conception de celui-ci. Nous présentons dans cette partie un outil de MATLAB d'aide à la construction et à l'analyse de la qualité des correcteurs d'un système rebouclé. Cet outil se nomme SISOTOOL. Nous allons traiter un exemple simple avec cet outil.

Supposons que nous devons construire la boucle de courant pour un BOOST. La fonction de transfert est déterminée par :

$$FTiL = \frac{0.012s + 60}{2 \cdot 10^{-8} s^2 + 0.0001s + 1}$$

Dans la fenêtre Command du MATLAB, nous exécutons la commande

```
>>sisotool(FTiL)
```

La fenêtre de cet outil apparaît comme dans la figure A5.1.

- 1 : choix de la position du correcteur
- 2 : diagramme Bode du système en boucle ouvert
- 3 : position des racines
- 4 : fonction de transfert du correcteur

En cliquant sur la fonction de transfert C(s), nous obtenons la fenêtre de définition des paramètres du correcteur C(s) (fig. A5.2). Nous allons définir le type du correcteur C(s) en ajoutant les zéros et les pôles de celui-ci. Seul le type du correcteur est important. Les valeurs seront réglées après. Ensuite, nous allons modifier les courbes de phase et de gain afin d'obtenir le diagramme Bode désirée. Nous pouvons également faire apparaître les réponses et les diagrammes (fig. A5.3) afin de voir mieux le résultat. En effet, en modifiant les courbes du diagramme Bode de la boucle ouverte, nous obtenons tout de suite les réponses et les diagrammes correspondants dans figure A5.3.

- 5 : ajout d'un zéro
- 6 : ajout d'un pôle
- 7 : réponse à un échelon du système en boucle fermé
- 8 : réponse à un échelon parasite
- 9 : diagramme de Bode du correcteur
- 10 : diagramme de Nyquist du système en boucle ouverte

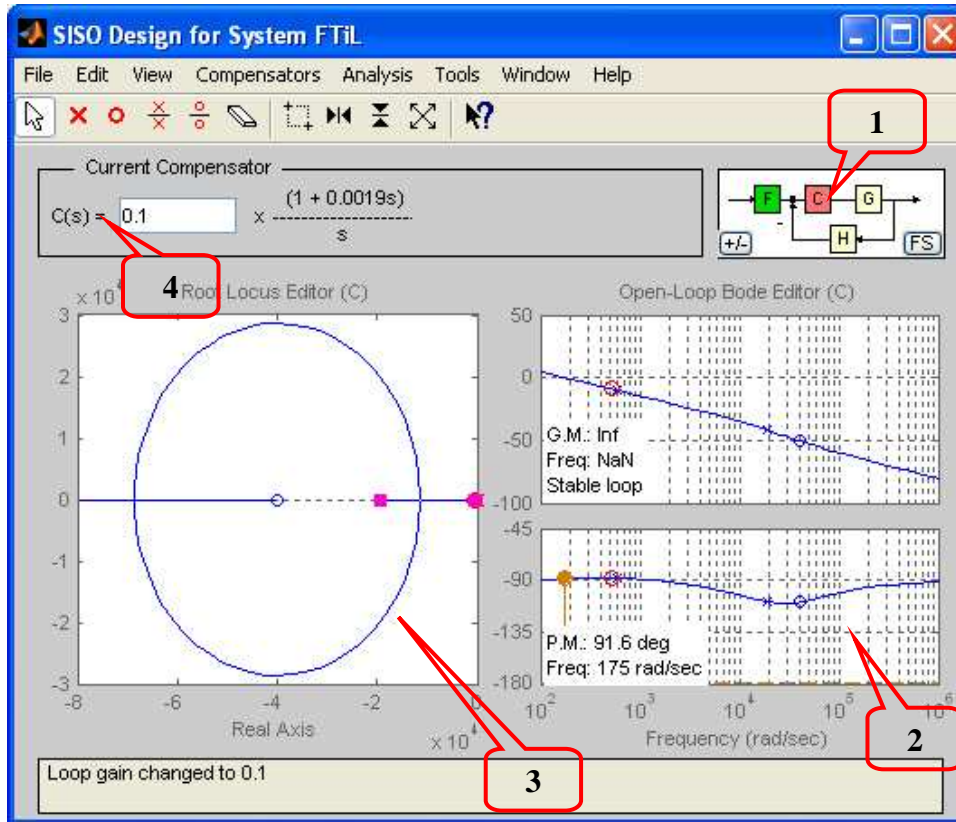


Fig. A5.1. Fenêtre de l'outil SISOTOOL

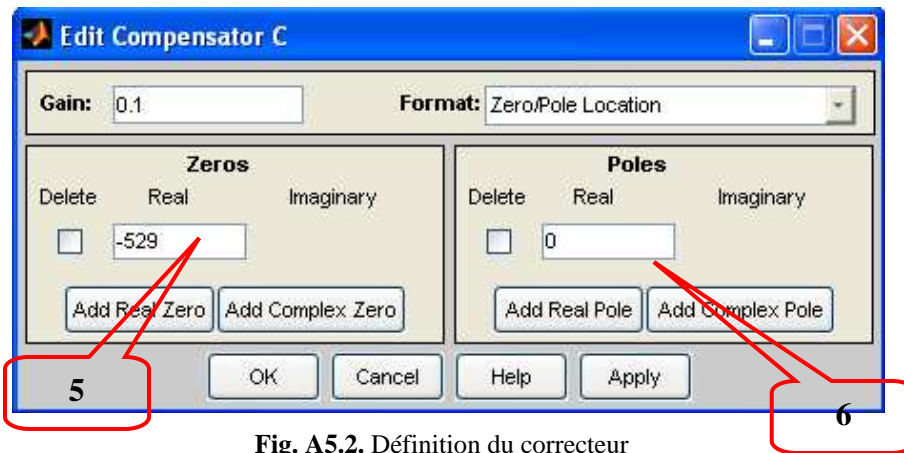


Fig. A5.2. Définition du correcteur

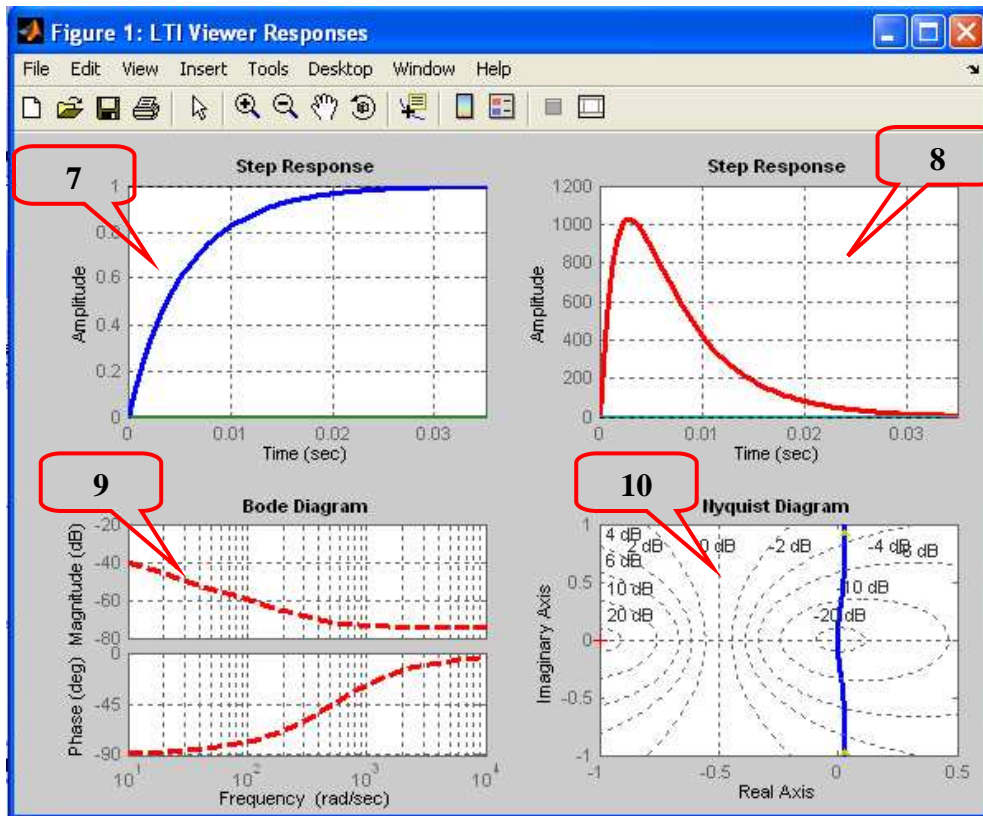


Fig. A5. 3. Analyse des réponses et des diagrammes pour mieux voir la qualité du correcteur

A.6. Formes d'ondes du BUCK 2.5 kW réalisé :

Dans cette annexe, nous présentons les différentes formes d'ondes des courants et des tensions de notre convertisseur à plusieurs niveaux de charge. Les deux régimes sont testés : le régime normal pour lequel les deux branches fonctionnent et le régime de défaut lorsqu'une seule branche fonctionne.

1. Régime normal :

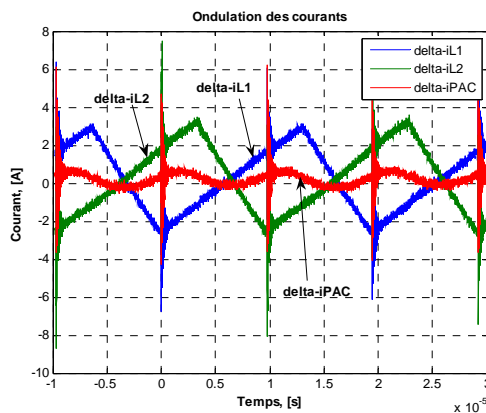


Fig. A6.1. Ondulation des courants – Cas 2500 W

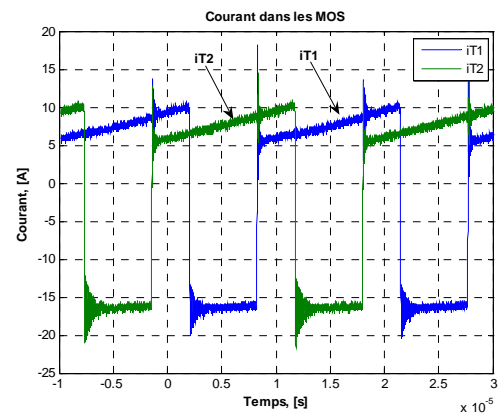
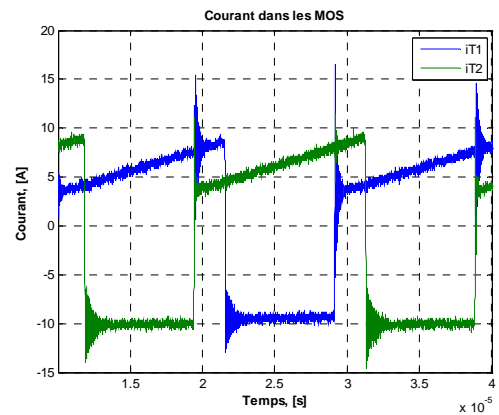
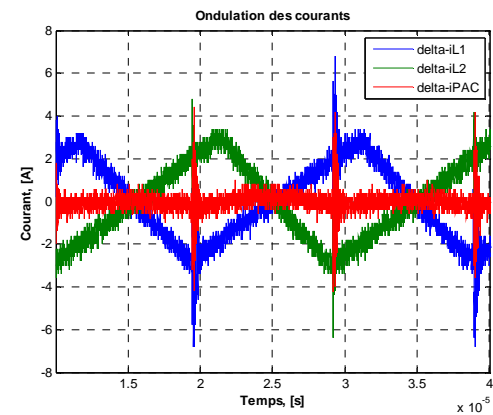
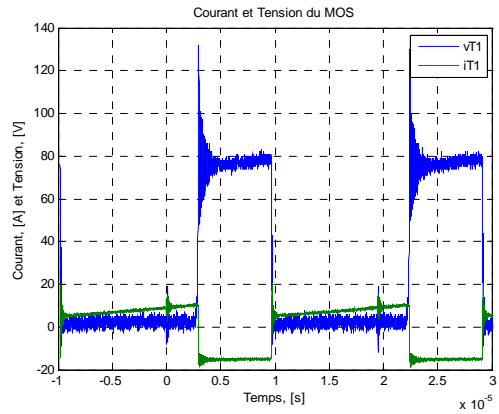
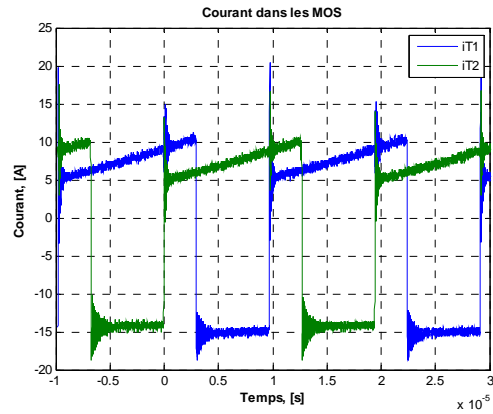
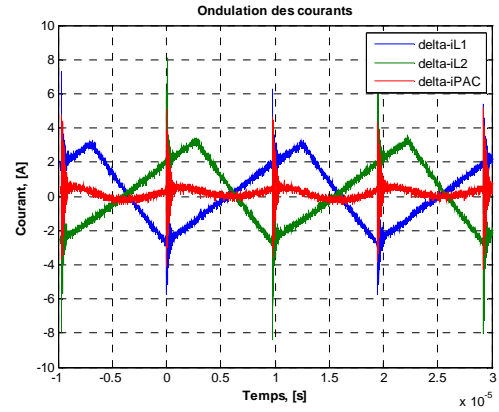
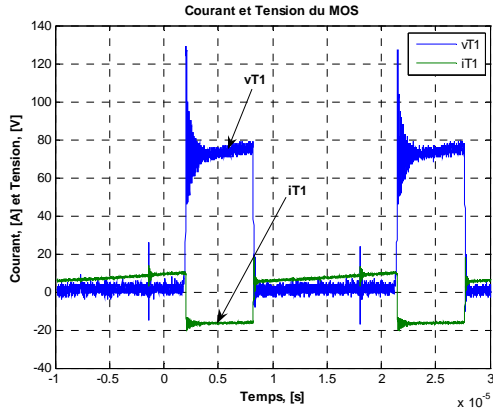


Fig. A6.2. Courant dans les MOS – Cas 2500 W



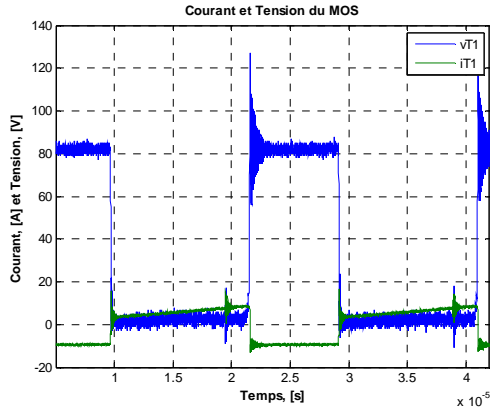


Fig. A6.9. Courant et tension du MOS – Cas 1620 W

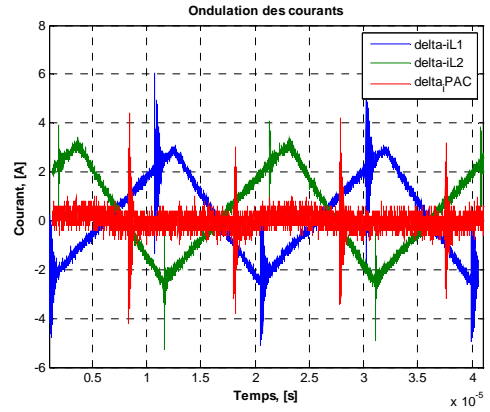


Fig. A6.10. Ondulation des courants – Cas 1200 W

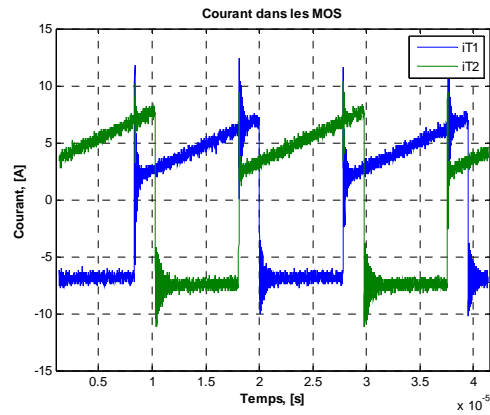


Fig. A6.11. Courant dans les MOS – Cas 1200 W

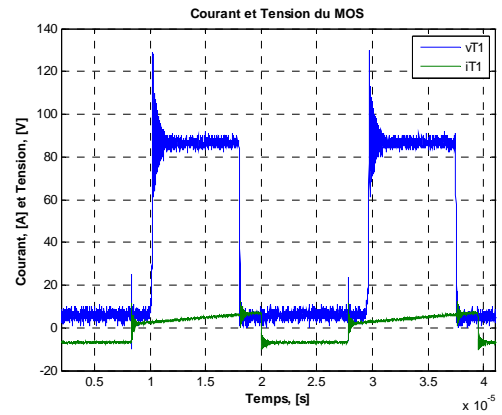


Fig. A6.12. Courant et tension du MOS – Cas 1200 W

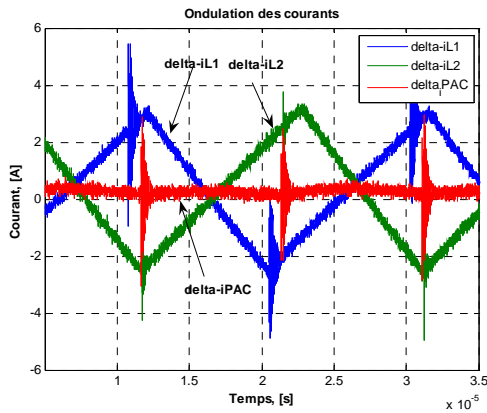


Fig. A6.13. Ondulation des courants – Cas 860 W

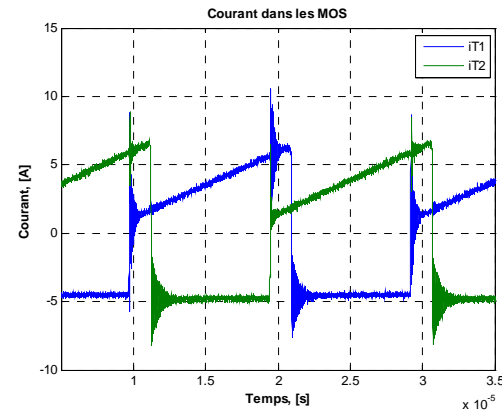


Fig. A6.14. Courant dans les MOS – Cas 860 W

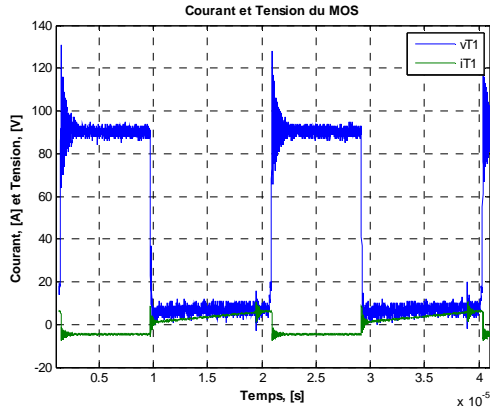


Fig. A6.15. Courant et tension du MOS – Cas 860 W

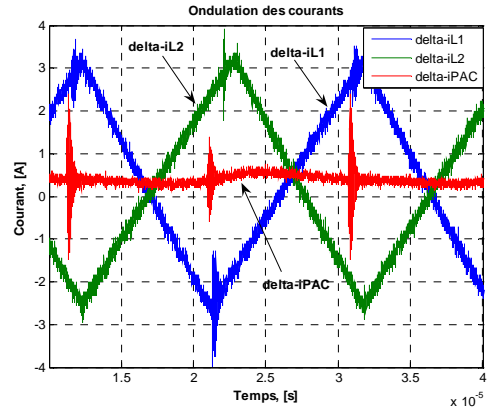


Fig. A6.16. Ondulation des courants – Cas 400 W

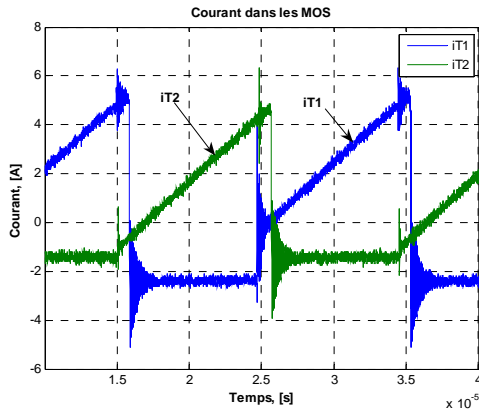


Fig. A6.17. Courant dans les MOS – Cas 400 W

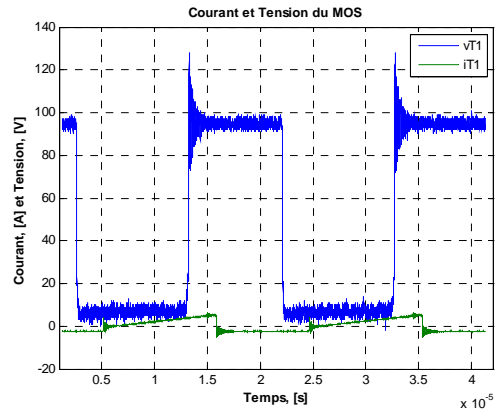


Fig. A6.18. Courant et tension du MOS – Cas 400 W

2. Régime de défaut d'une branche :

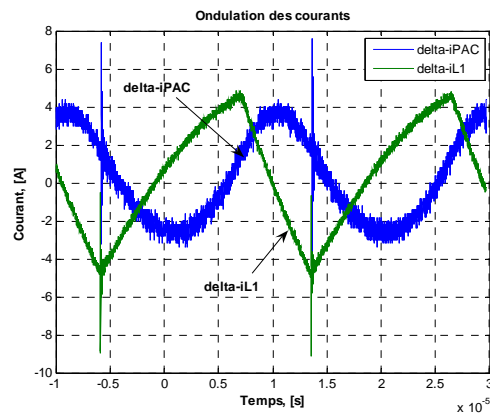


Fig. A6.19. Ondulation des courants – Cas 2500 W

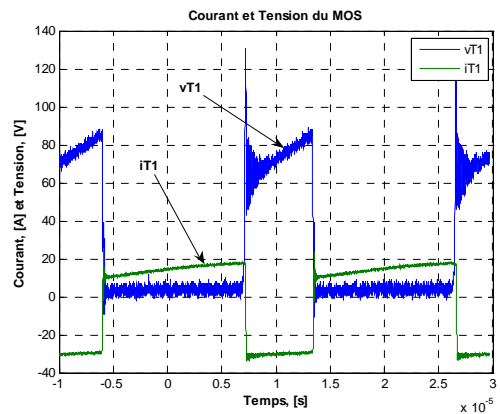


Fig. A6.20. Courant et tension du MOS – Cas 2500 W

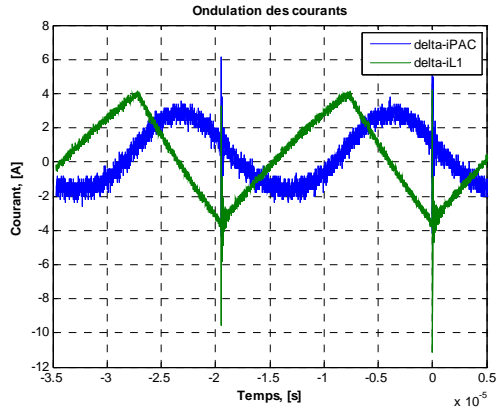


Fig. A6.21. Ondulation des courants – Cas 1620 W

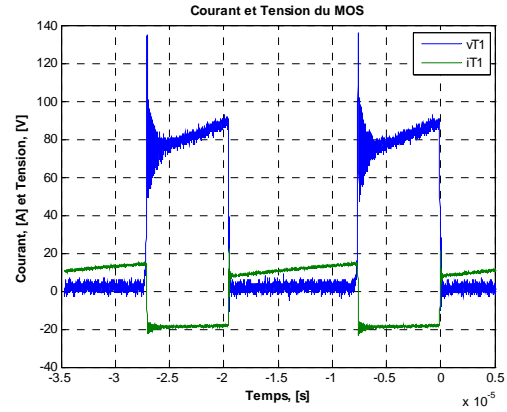


Fig. A6.22. Courant et tension du MOS – Cas 1620 W

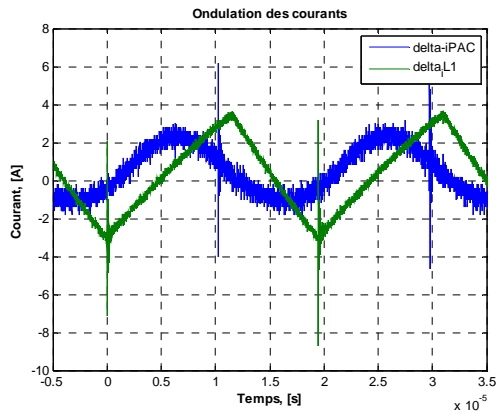


Fig. A6.23. Ondulation des courants – Cas 1200 W

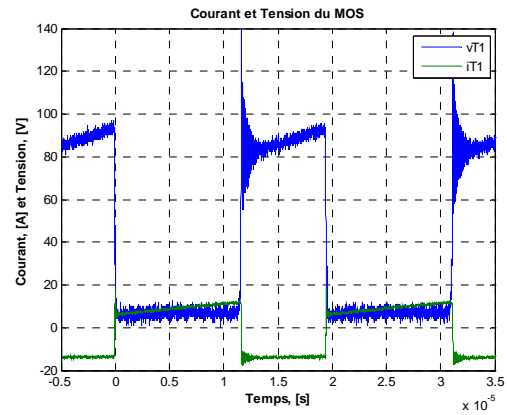


Fig. A6.24. Courant et tension du MOS – Cas 1200 W

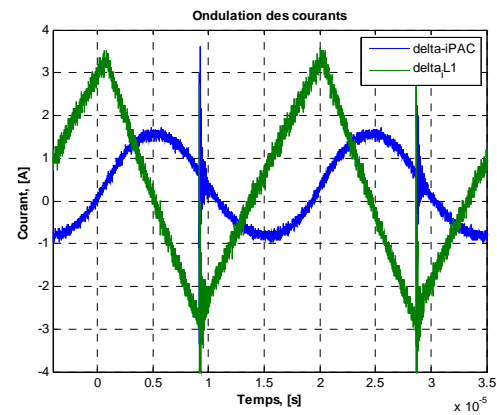


Fig. A6.25. Ondulation des courants – Cas 860 W

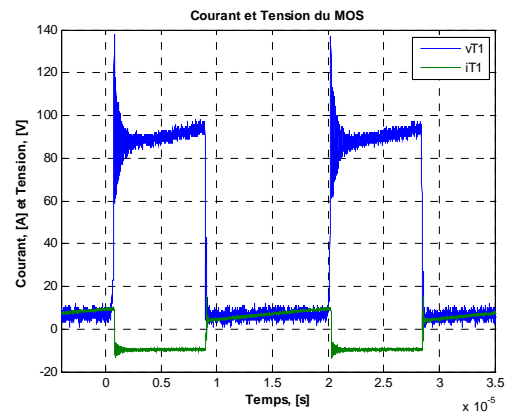


Fig. A6.26. Courant et tension du MOS – Cas 860 W

A.7. Pertes cuivre dans les inductances :

Nous présentons dans cette annexe un exemple de calcul des pertes cuivre dans les inductances toriques par la méthode de Dowell présentée dans le chapitre 2.