

Méthode globale de pré-dimensionnement de convertisseurs

Corentin RIZET⁽¹⁾, Stéphane VIGHETTI⁽¹⁾

⁽¹⁾ SIREPE, 540 route de la Tour 73460 Montailleur, corentin.rizet@sirepe.fr

RESUME – La conception de convertisseurs denses et performants exige une approche rationnelle et abordable. En attendant des outils d'optimisation simples, la méthode proposée ici permet de relier le pré-dimensionnement et les exigences d'un cahier des charges avec des outils déjà utilisés par les concepteurs, tout en formalisant la démarche de manière à anticiper une optimisation future. Cette méthode est illustrée par le pré-dimensionnement d'un convertisseur DC/DC isolé dédié à l'aéronautique.

Mots-clés—Conception, convertisseurs, densité de puissance, optimisation.

1. INTRODUCTION

Le concepteur de convertisseur connaît de longue date l'insondable perplexité qu'entraîne un problème présentant un nombre important de variables hétérogènes et interdépendantes. Il le résout habituellement en le scindant de manière à simplifier chaque partie, au prix cependant de l'abandon probable des interdépendances et d'une solution globale potentiellement meilleure. La phase de pré-dimensionnement, ou d'esquisse, doit permettre de faire des choix, si possible raisonnables, entre divers composants, architectures et conditions de fonctionnement. Dans ce contexte, il est important de pouvoir les comparer dans des délais raisonnables. L'informatique a d'abord permis le développement d'outils d'aide à la conception adressant chaque partie du problème, d'une manière de plus en plus précise. Mais elle permet aussi d'envisager une résolution globale du problème que l'on s'accorde à appeler optimale.

Nonobstant, les différents outils d'optimisation actuellement disponibles ne diminuent pas tellement la perplexité du concepteur, en présentant soit un important travail de modélisation, parfois à renouveler périodiquement (Méthode des gradients, variables continues et dérivables [1,2]), soit une limitation du nombre de variables qui ramène au dilemme initial [3]. D'autre part, il nous faut prendre en compte les incertitudes sur les paramètres comme sur les modèles, notamment en phase d'esquisse, afin de ne pas choisir un objectif irréalisable [4]. L'attente d'un outil maniable et efficace peut être mis à profit en développant la démarche de pré-dimensionnement manuel proposée ici.

L'idée directrice étant de réduire suffisamment les variables pour que le nombre de calculs soit humainement envisageable, en les choisissant de telle sorte que le résultat reste pertinent, et en formalisant la démarche pour qu'un processus d'optimisation soit facilement intégrable par la suite.

L'exemple choisi pour illustrer cette méthode est la recherche d'une masse minimale pour une fonction de conversion donnée, le contrôle d'un bus continu dans l'aéronautique (28V, 5kW) depuis le réseau de bord triphasé. L'architecture générale étudiée prévoit un redresseur commandé alimentant un bus continu intermédiaire suivi d'un convertisseur DC/DC isolé qui illustre ici la méthode proposée. Dans ce cadre, il nous semble que la fréquence de découpage est la variable majeure, arbitrant entre les pertes en commutation (donc la masse du refroidisseur) et la masse des composants passifs. Il est alors intéressant de comparer plusieurs topologies mettant en œuvre plusieurs types de composants et plusieurs calibres. Le tableau Tableau résume le cahier des charges de cette étude.

Tableau 1. Cahier des charges

Grandeur	Valeur nominale	Plage de variation
Tension d'entrée	800 V	[700;1000] V
Tension de sortie	28 V	[18;32] V
Ondulation résiduelle	500 mV	[500;1000] mV
Courant de sortie	200 A	[0;400@10s] A

Cet article présentera la démarche globale de pré-dimensionnement, les modèles utilisés, puis les topologies et architectures comparées, avant de proposer quelques résultats obtenus par cette méthode.

2. DÉMARCHE

Dans sa recherche d'une solution de conversion minimisant la masse utile, le concepteur se pose plusieurs questions, sans être exhaustif : quelle topologie, quels composants actifs, souvent quelle fréquence, puis quels composants magnétiques et quels condensateurs. Par ces questions, le sujet se trouve de fait circonscrit à la partie « puissance » du convertisseur, en excluant la commande (dont la masse varie faiblement avec

les paramètres précédents) et le filtrage CEM (qui n'ont pas été traités par contingence uniquement).

Le cahier des charges va imposer l'espace de fonctionnement, c'est-à-dire les plages de tension en entrée et/ou en sortie et la plage de puissance, ainsi que la qualité des signaux en entrée et en sortie, soit par un taux d'ondulation, soit par un gabarit fréquentiel, soit par les deux. Donc le cahier des charges impose les contraintes de fonctionnement. La topologie va quant à elle répartir ces contraintes sur ces différents composants, de manière plus ou moins équilibrée. Ce choix est souvent fait a priori, sur une comparaison qualitative ou des habitudes (ce qui se justifie lorsqu'il faut minimiser le risque et le temps du projet), mais ces travaux prétendent tenir la comparaison a posteriori, ou au moins après une phase d'esquisse permettant de quantifier la masse des différentes solutions. En effet, l'analyse massique doit prendre garde aux procédés intuitifs. Par exemple, vouloir à tout prix réduire le nombre de composants peut entraîner un surpoids par la concentration des contraintes. Ainsi, la masse tendancielle des refroidisseurs (profils extrudés à 2 m/s, Aavid Thermalloy [5]) en fonction de leur résistance thermique (Fig. Figure) permet de constater que la masse augmente très rapidement lorsque la résistance thermique doit être faible (la puissance inverse de x est supérieure à 1).

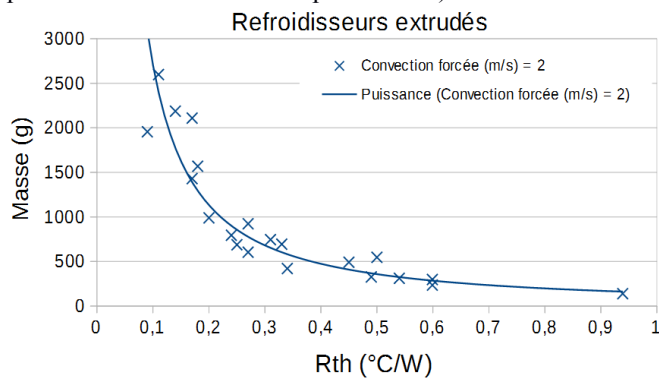


Fig. 1 Masse des refroidisseurs en fonction de la résistance thermique

Partant, deux approches sont possibles. D'une part, utiliser des courbes de tendances, soit empiriques comme la courbe puissance de la figure précédente, soit analytique (dans [6], les auteurs déduisent le volume, la masse et les pertes des contraintes de composants passifs, via le produit des aires et certaines hypothèses). L'avantage de cette approche est sa rapidité, les résultats se déduisant des contraintes par calcul, sans se soucier des aspects concrets, bien qu'il faille faire ce calcul pour chaque type de composants ou matériau que l'on souhaite comparer. Mais l'abstraction entraîne à la fois une perte de précision (obtenir des tendances générales implique forcément de s'éloigner par endroit de la réalité) ; un écart entre le résultat théorique et le prototype réel, puisqu'il faut bien choisir des composants existants pour réaliser un convertisseur. Cette approche permet d'utiliser des algorithmes d'optimisation continus [1,2].

D'autre part, il est possible d'utiliser des composants réels, mais la discrétisation du domaine d'étude devient inévitable, surtout sans l'utilisation d'algorithmes d'optimisation. Ceux-ci

sont nécessairement discrets (génétiques par exemple). Néanmoins, les résultats sont plus proches de la réalité, et directement exploitables dans un prototype. La complexité se trouve dans ce cas dans l'utilisation de bases de données importantes et dans l'optimisation.

Dans le cadre d'un bureau d'étude, il nous a semblé plus pratique de maintenir des bases de données de composants réels que des courbes de tendances. D'autre part, le fait d'obtenir des résultats réalisables est important. Nous avons donc retenu la deuxième approche, c'est-à-dire que les différentes solutions ont été dimensionnées pour 3 fréquences : 50, 100 et 150 kHz. Cette plage permet de comparer des composants silicium et carbure de silicium, au vu de leur pertes en commutation.

3. MODÉLISATION

3.1. Conditions de fonctionnement

Au sein de chaque topologie, et entre elles, peut se discuter un compromis entre les contraintes en conduction et en commutation, déterminées par la topologie et par l'énergie stockée dans les passifs. Typiquement, le choix entre un étage mono-interrupteur et un pont complet modifie les contraintes de conduction/commutation. Ce choix dépend de la fréquence et des composants par leurs réactions aux contraintes. Ou encore, le compromis entre condensateurs et inductances d'un filtre LC influence les contraintes du filtre et de la cellule de commutation adjacente.

Afin de réduire (drastiquement) le nombre de variables, ce compromis est fixé à une fréquence (100 kHz) et maintenu sur la plage de fréquence. Concrètement, la valeur des composants passifs varient avec la fréquence pour maintenir constantes les contraintes, par exemple, l'ondulation de courant. C'est un point limitant de cette méthode puisque évidemment, plus la fréquence est élevée et plus les contraintes en commutation deviennent pesantes. Un processus d'optimisation devrait revoir ce compromis avec la fréquence.

Les contraintes des composants sont déterminées par l'application et la topologie, mais la forme sous laquelle elles sont calculées dépend des modèles retenus. Afin de faciliter la démarche de comparaison, les modèles sont identiques pour chaque type de composants (actifs, magnétiques, capacitifs) et les contraintes sont déterminées de manière analytique en fonction des conditions de fonctionnement. La méthode retenue permet de les rendre constantes, puisque seule la fréquence varie.

3.2. Composants passifs

Les composants passifs ne sont pas fabriqués sur mesure. Le concepteur dispose de catalogues, soit directement de composants dans le cas des condensateurs, soit de pièces à assembler dans le cas des composants magnétiques. Dès lors, les passifs sont choisis pour chaque topologie sur la plage de fréquence. C'est un peu fastidieux mais accessible, et permet de mieux tenir compte de l'apparition des effets haute fréquence (effet de proximité, pertes fer), la détermination de

la masse devenant triviale. Ces effets sont modélisés dans les composants magnétiques par des plaques équivalentes selon les méthodes dérivées de Dowell [7]. Les pertes fer sont estimées d'après les données fournies par les constructeurs à la fréquence fondamentale d'excitation. Les pertes dans les condensateurs sont évaluées uniquement par leur impédance équivalente série à la fréquence d'excitation et le courant RMS les traversant.

Dans le cas des inductances et des transformateurs, l'évacuation des pertes se fait en convection forcée, en prenant un coefficient d'échange constant sur toutes les faces de 10 W/K/m^2 .

3.3. Composants actifs

Les modèles retenus pour modéliser les pertes sont des modèles polynomiaux de degré 2, habituels pour la conduction et largement répandus pour la commutation [8]. Les paramètres sont déterminés d'après les données constructeurs selon leur protocole de test (test en mono-coup et mesures temporelles pour la commutation, tracé des caractéristiques statiques). Ce choix rend évidemment l'étude rapide, mais plusieurs sources d'erreurs sont à noter. Les inter-connexions de la cellule de commutation influencent la répartition des énergies entre le blocage et l'amorçage. De ce fait, si une topologie permet un fonctionnement en commutation douce, la commutation duale pourrait être surestimée ou sous-estimée. Néanmoins, la levée de ces indéterminations dépasse le cadre de cet étude et nous en sommes réduits à espérer de faibles différences entre les types de composants. D'autre part, les pertes en commutation sont considérées proportionnelles à la tension commutée, ce qui est bien établi sur la plage de tension considérée [8].

Le refroidissement des composants actifs est dimensionné par rapport aux pertes critiques du composant le plus contraint sur un même refroidisseur, en régime permanent. Cependant, les boîtiers discrets ou les modules ne présentent pas une capacité calorifique suffisante pour absorber les surcharges, contrairement aux refroidisseurs. L'élévation de température entre le refroidisseur et la partie active est donc calculée en cas de surcharge. Les résistances thermiques sont issues des données constructeurs. La masse des refroidisseurs est extrapolée à partir d'une base de données issue des composants extrudés d'Aavid Thermalloy (Fig. Figure), ce qui permet d'avoir une courbe de masse continue avec la fréquence. Il serait plus précis, et plus cohérent avec la méthode utilisée pour les passifs de dimensionner à chaque point de fréquence avec des refroidisseurs réels, mais cela aurait imposé de modifier la plage selon les composants. Nous avons manqué de temps pour cela, mais la prochaine fois sera la bonne.

3.4. Composants auxiliaires

Plusieurs composants auxiliaires dépendent de la topologie et du nombre de composants utilisés. Les commandes rapprochées présentent une masse unitaire faible mais, multipliée par le nombre de composants actifs, peuvent compter.

Sur la base de plusieurs réalisations, la masse unitaire est fixée à 10 g, en tenant compte des composants et du circuit imprimé. La masse des interconnexions varie aussi avec la surface à relier, donc avec les composants actifs. Le projet s'y prêtant, des circuits imprimés peuvent être utilisés, toujours en 4 couches afin de minimiser l'inductance des mailles de commutation. Nous faisons l'hypothèse que le cuivre occupe toute la surface du circuit imprimé et que le support est en époxy. Côté haute tension, il est possible d'utiliser une épaisseur de $35 \mu\text{m}$, ce qui correspond à une masse de 2500 g/m^2 . Côté basse tension, une épaisseur de $210 \mu\text{m}$ est indispensable pour les signaux de puissance. Les couches internes étant dédiées aux signaux de commande, $35 \mu\text{m}$ sont suffisants. La masse surfacique d'un tel assemblage est de 5800 g/m^2 .

4. TOPOLOGIES / ARCHITECTURE

Nous souhaitons illustrer la méthode proposée en comparant deux topologies, un redresseur de tension et un redresseur de courant, tous deux en pont complet, excités par un pont complet au primaire. En effet, en réduisant les contraintes en tension, le pont complet permet de réduire les calibres en tension, diminuant ainsi les pertes totales, même à très fort courant. La figure Figure illustre la topologie du redresseur de tension, où l'on peut constater que l'inductance de filtrage supporte le courant de sortie DC avec une faible ondulation et le condensateur de filtrage uniquement cette faible ondulation. L'énergie massique des condensateurs étant bien plus faible que celle des inductances, minimiser la valeur de l'inductance réduit la masse totale, tant que le courant efficace n'impose pas de surdimensionner la capacité. Néanmoins, le passage de la conduction continue à discontinue rend le contrôle du convertisseur plus difficile. Le compromis adopté ici est de fixer le passage en conduction discontinue à 50 % de la charge nominale. Les contraintes de l'inductance mènent à utiliser des poudres de fer (HighFux et MPP, Magnetics) ainsi que des fils multibrins en aluminium. La technologie la plus intéressante pour les condensateurs de sortie est le film polypropylène. Les condensateurs céramiques seraient plus légers mais on manque encore de données sur leur fiabilité en très fort courant. L'inductance de fuite du transformateur permet un fonctionnement en thyristor-dual du pont au primaire sur une large plage de puissance. Cette topologie est contrôlée par le déphasage entre les deux bras du pont primaire.

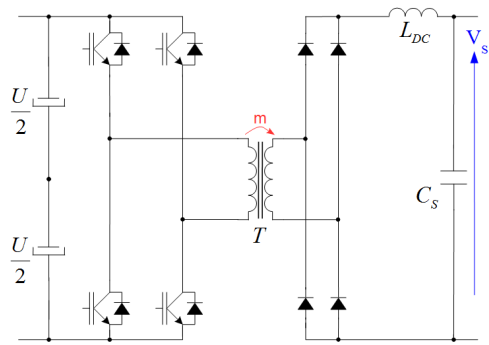


Fig.2 Topologie redresseur de tension (PCV)

La figure Figure illustre un redresseur de courant. Il est commandé en triangle [9], ce qui permet un fonctionnement en quasi-thyristor-dual du pont primaire sur toute la plage de puissance. De plus, le fonctionnement est identique dans les deux sens du flux de puissance (HT>BT ou BT>HT). L'inductance subit des contraintes d'excitation HF très fortes, avec un courant moyen nul. Ces contraintes rendent obligatoire l'utilisation de noyaux en ferrite avec entrefer (3C95 et 3F3, Ferroxcube). La technologie retenue est le planar avec des circuits imprimés en aluminium pour faciliter l'intégration avec le transformateur. Le condensateur de sortie absorbe un courant HF très important qui le dimensionne, ce qui rend avantageuse la technologie film polypropylène.

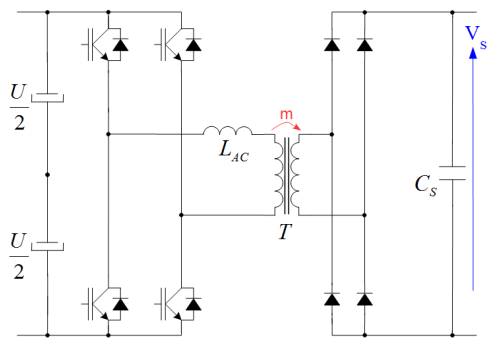


Fig.3 Topologie redresseur de courant (PCC)

Dans les deux cas, les transformateurs sont semblables. Ils sont réalisés avec des noyaux planars de ferrite (3C95 et 3F3, Ferroxcube). Les conducteurs sont des clinquants en aluminium.

La notion d'architecture renvoie aux étages, et c'est bien ce dont il s'agit ici. Les architectures multicellulaires, séries ou parallèles, permettent de répartir les contraintes en tension ou en courant sur plusieurs étages, ou cellules. Évidemment, le partage de la basse tension n'apparaît pas salvateur, à l'inverse de celui du courant. Côté primaire, l'apparition de composants en SiC rend le multicellulaire parallèle encore plus intéressant, tandis que le multicellulaire série reste intrinsèquement intéressant à ce niveau de tension. Les deux topologies étudiées présentent 3 niveaux (résultats intitulés 3N) en sortie du fait de la structure en pont complet. Nous avons évalué les architectures doublant le nombre de niveaux des structures (ce qui fait 5, le niveau de référence restant constant), en série

(5S, Fig Figure) et en parallèle (5P, Fig Figure), avec toujours les secondaires en parallèle. Le couplage des transformateurs ou des inductances n'a pas été étudié ici, mais il pourrait apporter un gain significatif sur la masse de l'ensemble.

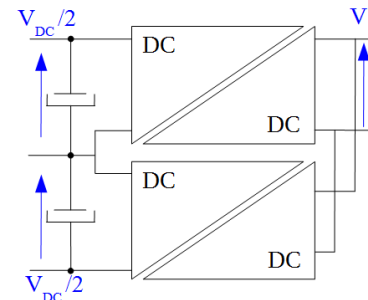


Fig.4 Architecture 5 niveaux série (5S)

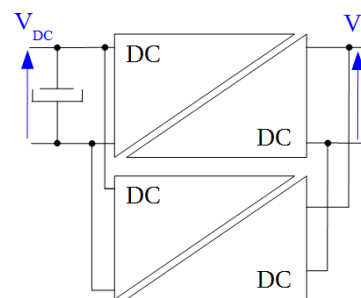


Fig.5 Architecture 5 niveaux parallèle (5P)

Enfin, le tableau Tableau résume les différentes valeurs des composants passifs (à 100 kHz) et le tableau Tableau les références des composants actifs de l'étude.

Tableau 2. Composants passifs

Composants	PCV			PCC		
	3N	5S	5P	3N	5S	5P
Niveaux	3N	5S	5P	3N	5S	5P
L_{DC} ou L_{AC} (μH)	0,88	2*1,09	2*1,09	10	2*5	2*20
C_s (μF)	180	60	60	1000	250	250
$m @ T$	1/10	1/5	1/10	1/10	1/5	1/10

Tableau 3. Composants actifs

Topologies	Niveaux	Type / calibre	Références (Fabricant)
PCV	3N	IGBT Si 1200V MOSFET SiC 1200V Schottky Si 200V	IKW25N120H3 (Infineon) C2M0080120D (Cree) DSA300I200NA (Ixys)
	5S	MOSFET Si 650V Schottky Si 200V	IPZ65R019C7 (Infineon) DSA300I200NA (Ixys)
	5P	IGBT Si 1200V MOSFET SiC 1200V Schottky Si 200V	IKW25N120H3 (Infineon) C2M0080120D (Cree) DSA300I200NA (Ixys)
PCC	3N	IGBT Si 1200V MOSFET SiC 1200V MOSFET Si 60V	IKW25N120H3 (Infineon) C2M0080120D (Cree) IPT007N06N (Infineon)
	5S	MOSFET Si 650V MOSFET SiC 1200V MOSFET Si 60V	IPZ65R019C7 (Infineon) C2M0080120D (Cree) IPT007N06N (Infineon)

	5P	IGBT Si 1200V MOSFET SiC 1200V MOSFET Si 60V	IKW25N120H3 (Infineon) C2M0080120D (Cree) IPT007N06N (Infineon)
--	----	--	---

5. RÉSULTATS

Les résultats sont obtenus de manière ponctuelle (à 3 fréquences), mais il est possible d'extrapoler ces résultats sous la forme de courbes de masses ou de rendement en fonction de la fréquence, pour faire apparaître des minimums.

Pour commencer, on pose la question du calibre en courant pour chaque type de composants au sein de chaque topologie. Par exemple, la Figure Figure illustre l'impact du calibre en courant des IGBT primaires sur la masse totale du convertisseur pour la topologie PCC 3 niveaux, selon la fréquence. On peut constater que passer de 160A à 200A n'augmente la masse totale que de 100 g sur 3 kg, ce qui est négligeable. Les ruptures de pentes se produisent lorsque le composant critique (dimensionnant le refroidisseur) change. Dans cette topologie, il y a un bras au primaire qui commute mais conduit 2 fois moins que l'autre. Selon la fréquence, c'est l'un ou l'autre qui est critique.

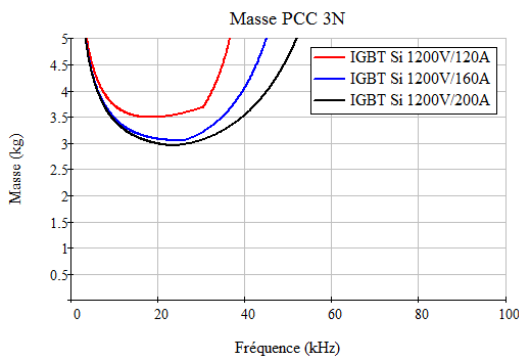
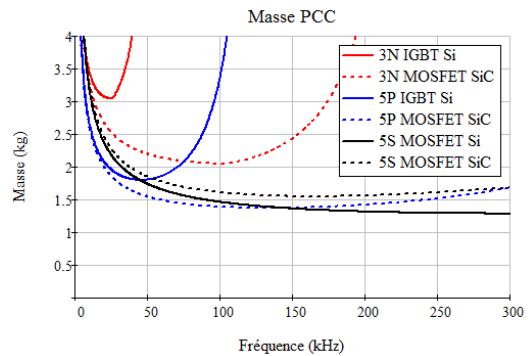


Fig.6 Courbe masse/fréquence en fonction des calibres (PCC_3N)

Se pose ensuite la question du type de composant. Est-il vraiment intéressant d'utiliser des composants à grand gap ? D'ailleurs, l'architecture modifie-t-elle la réponse à cette question ? On retrouve les composants Si en traits pleins (IGBT 1200V/140A et MOSFET 650V/19mΩ//2) et SiC en traits discontinus (MOSFET 1200V/25mΩ//4). L'architecture de base (3N) est en rouge, l'architecture 5 niveaux parallèle/parallèle (5P) en bleu, et 5 niveaux série/parallèle en noir (5S). Si les composants SiC apporte un gain massif en 3 niveaux (33 %), grâce à une fréquence de découpage multipliée par 4 (100 kHz), l'architecture est plus efficace, avec une masse inférieure en 5P avec des IGBT Si qu'en 3N SiC. Évidemment, l'utilisation de composants SiC en multi-niveaux (5p) permet de réduire encore la masse, mais l'effet est moindre. (18 %). Enfin, l'architecture série/parallèle se démarque puisque les MOSFET Si restent meilleurs que les MOSFET SiC (leur calibre en tension est mieux adapté) et qu'elle présente la masse la plus faible.

Fig.7 Courbe masse/fréquence en fonction des composants et de l'architecture

Cependant, la masse ne fait pas tout, et il convient de regarder également le rendement aux conditions nominales



critiques (Fig. Figure). Les tendances sont identiques, puisque la masse est corrélée aux pertes. Néanmoins, les rendements maximaux se situent à des fréquences bien inférieures. On retrouve ainsi un compromis entre masse et pertes.

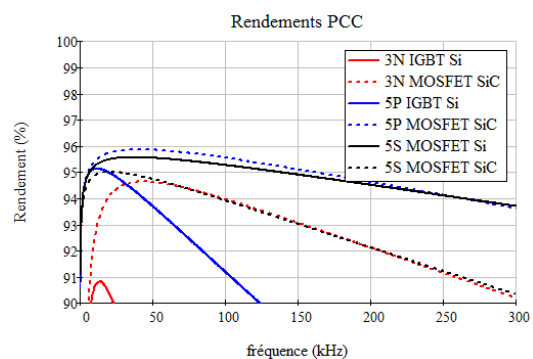
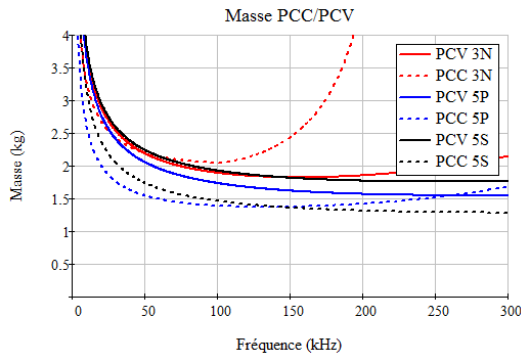


Fig.8 Courbe rendement/fréquence en fonction des composants et de l'architecture

Enfin, nous n'avons pas encore évoqué le changement de topologie. Les figures Figure et Figure montrent les masses et les rendements comparés entre les deux topologies étudiées (PCV et PCC) pour chaque architecture avec les meilleurs composants. Les tendances sur les masses sont assez différentes entre les deux topologies. La masse du redresseur de tension dépend peu de la fréquence (au-delà de 100 kHz), les pertes en commutation étant vraiment limitées. Le changement d'architecture a moins d'effet (16 % pour le parallèle/parallèle). Ceci s'explique par la part importante des diodes Schottky dans la masse, sur lesquelles l'architecture n'a pas d'effet (leur potentiel de jonction entraînant des pertes proportionnelles au courant moyen, la division de ce courant n'a pas d'effet). En 3 niveaux, la topologie PCV atteint une masse plus faible que la topologie PCC. Par contre, en 5 niveaux, l'entrelacement des courants redressés permet de réduire drastiquement les contraintes des condensateurs de sortie, qui représentent une part importante de la masse totale dans la topologie PCC. Elle devient donc plus intéressante.

Fig.9 Courbe masse/fréquence en fonction des topologies et de l'architecture



Le rendement permet d'illustrer clairement l'effet topologique. Le redresseur de tension ne permet pas de maîtriser la tension commutée par le pont au secondaire. De ce fait, l'utilisation de MOSFET en redressement synchrone n'est pas très intéressante. Les pertes du redresseur représente 5,4 % de pertes relatives et empêche cette topologie de dépasser les 90 % de rendement. A l'inverse, le redresseur de courant présente d'excellentes cellules de commutation, permettant de dimensionner au mieux le calibre en tension des composants et d'utiliser des MOSFET 60V en redressement synchrone. Finalement, les pertes du redresseur PCC représentent 1% de la puissance utile et une masse plus faible. Les condensateurs de sortie du PCC n'opposent que très peu de pertes, ce qui amène des rendements autour de 95 %.

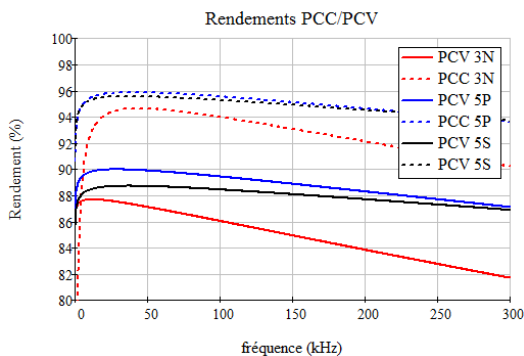


Fig.10 Courbe rendement/fréquence en fonction des topologies et de l'architecture

6. CONCLUSION

La méthode décrite précédemment permet un choix de pré-dimensionnement raisonnable, en fonction de la fréquence, avec des outils disponibles et assez simples à utiliser. Elle demande une mise en forme des données d'entrée des différentes solutions sous forme de base de données avec des paramètres permettant l'utilisation de modèles identiques. En ce sens, elle représente un premier pas vers l'utilisation de processus d'optimisation plus rigoureux et automatisé. L'hypothèse limitante est bien sûr la fixation du point de fonctionnement sur la plage de fréquence, mais c'est aussi ce qui rend la méthode viable.

7. REFERENCES

[1] B. Delinchant, F. Wurtz, D. Magot, L. Gerbaud « A component-based framework for the composition of simulation software modeling

electrical systems », Journal of Simulation, Society for Modeling and Simulation International, Special Issue, Jul 2004; vol. 80: pp 347 - 356.

- [2] Logiciel CADES, <http://www.vesta-system.fr/fr/produits/cades/vesta-cades.html>
- [3] J. Brandelero, « Conception et réalisation d'un convertisseur multicellulaire DC-DC isolé pour application aéronautique », thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 22 juin 2015.
- [4] H.-G. Beyer, B. Sendhoff, « Robust Optimization – A comprehensive survey », Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering - Elsevier, vol.196, issue 33-34, pp.3190-3218, 1 July 2007.
- [5] Aavid Thermalloy, <http://www.aavid.eu/>
- [6] J. Brunello, « Conception de convertisseurs de puissance DC-DC isolés pour l'avion plus électrique », thèse de doctorat de l'université de Montpellier, 19 novembre 2015.
- [7] G. Lefèvre, « Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible », thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier, Novembre 2004.
- [8] C. Rizet, « Amélioration du rendement des alimentations sans interruption », Thèse de doctorat de l'université Joseph Fourier, 2011.
- [9] D.S. Gautam, F. Musavi, W. Eberle, W.G. Dunford, « A Zero-Voltage switching Full-Bridge DC-DC converter with capacitive output filter for plug-in hybrid electric vehicle battery charging », IEEE Transactions on Power Electronics, vol.28, no.12, pp.5728,5735, Dec. 2013.