

Etude par optimisation de l'impact de la montée en tension sur la topologie des onduleurs aéronautiques

Adrien VOLDOIRE^{1,2}, Jean-Paul FERRIEUX¹, Jean-Luc SCHANEN¹, Cyrille GAUTIER², Marwan ALI²

¹Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab 38000 Grenoble, France

²Safran Tech 78772 Magny-les-Hameaux, France

RESUME – Cet article compare le dimensionnement d'onduleurs 2 niveaux et 3 niveaux NPC en vue de la montée en tension dans le contexte aéronautique. Le dimensionnement s'effectue avec des méthodes d'optimisation déterministes. De nombreux modèles analytiques ont été choisis pour être compatibles avec l'algorithme d'optimisation. Parmi ces modèles, les équations permettant de calculer les pertes dans les interrupteurs sont développés ici. Un banc de mesure calorimétrique est utilisé pour valider ces modèles de perte. Les résultats d'optimisation permettent de comparer le dimensionnement d'un onduleur 2 niveaux et d'un onduleur NPC, et de discuter sur le bénéfice de la montée en tension.

Mots-clés—*Electronique de puissance, Optimisation, Onduleur de tension, Composants passifs, Structures multiniveaux*

1. INTRODUCTION

Les émissions de CO₂ liées au marché de l'aéronautique représentent entre 3 et 4% des émissions globales de CO₂, mais pourraient atteindre 20% d'ici 2050. Ainsi, les études européennes les plus ambitieuses fixent pour objectif une baisse des émissions de CO₂ de 75% par kilomètre et par passager [1]. Un des premiers objectifs, synthétisé au sein du projet More Electric Aircraft (MEA), consiste à augmenter la part du vecteur électrique embarqué à bord des avions pour les applications non-propulsives. Cette stratégie « plus électrique » commence à apparaître dans les avions modernes, et en particulier chez Airbus avec l'A380 embarquant 600 kVA de puissance électrique, et chez Boeing avec le B787 avec près d'1 MVA. L'augmentation de la puissance électrique embarquée est clairement identifiée sur la figure 1, qui indique également les projets d'avion à propulsion électrique.

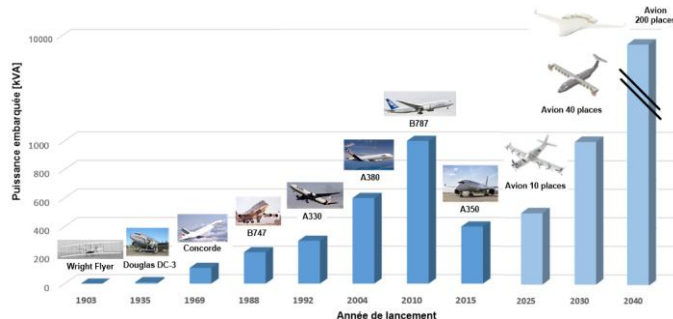


Fig. 1. Evolution de la puissance électrique embarquée dans les avions : historique et futures tendances

Embarquer de telles puissances demande de repenser le système de distribution électrique. Les convertisseurs de puissance sont particulièrement affectés car ils doivent convertir une puissance toujours plus grande en conservant les tensions standardisées : 540 V_{DC} et 115 V_{AC}. Pour soulager les composants soumis à de forts courants, l'augmentation des tensions apparaît comme une solution prometteuse. Cependant,

cela demande de renouveler l'intégralité des systèmes embarqués, ce qui représente un certain coût. Dans ce contexte, cet article propose de quantifier le gain de la montée en tension sur les convertisseurs. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser des méthodes de pré-dimensionnement performantes.

La méthode traditionnelle pour réaliser un convertisseur statique, débute généralement par un dimensionnement séquentiel des différents éléments. Cependant, les performances d'un convertisseur sont souvent la résultante de plusieurs compromis. Par exemple, la fréquence de découpage a un impact opposé sur les pertes dans les semi-conducteurs et sur le dimensionnement des filtres. Comme il est assez difficile de résoudre tous les compromis simultanément, les outils d'optimisation peuvent aider à comparer les solutions candidates à un cahier des charges donné.

Dans la littérature, la plupart des méthodes utilisées pour optimiser les convertisseurs statiques sont dites stochastiques [2]. Les méthodes d'optimisation déterministes sont également utilisables, et permettent une convergence plus rapide vers la solution, notamment pour les systèmes fortement contraints. Ces méthodes nécessitent d'adapter les modèles pour les rendre continus et dérivables. On travaille ainsi dans un « monde imaginaire » [3]. Dans ces travaux nous avons utilisé ces méthodes avec l'algorithme SQP [4].

Le cas d'étude proposé dans cet article concerne un convertisseur DC/AC triphasé de 100kVA. En considérant la possibilité d'augmenter les tensions, les topologies retenues sont les onduleurs de tension 2 niveaux et 3 niveaux. De nombreuses topologies 3 niveaux existent, avec chacune leurs avantages et leurs inconvénients [5]. Parmi celles-ci, la topologie Neutral Point Clamped (NPC), commandé en Phase Disposition (PD) a été retenue pour sa facilité de mise en œuvre. Les schémas des 2 convertisseurs étudiés sont donnés sur les figures 2 et 3.

De nombreux modèles sont utilisés pour construire l'outil d'optimisation. Cet article traitant de la comparaison des structures multiniveaux, seuls les modèles relatifs aux semi-conducteurs seront présentés ici car leur dimensionnement est assez différent. Les autres modèles utilisés prennent en compte :

- le dimensionnement d'inductance torique avec noyau en poudre en considérant un état de saturation variable du noyau [6]
- le calcul du spectre de la tension AC filtrée à l'aide d'une double série de Fourier [7]
- le calcul du spectre du courant DC à l'aide de la transformée de Fourier [8]

Ces modèles, disponibles dans la littérature, ne seront pas développés ici, mais ont été validés expérimentalement à

puissance réduite (10kW). Les mesures de pertes relevées sur les composants passifs, ainsi que les mesures d'ondulations, ont permis de valider les modèles intégrés dans l'outil d'optimisation.

Seules les contraintes harmoniques basse fréquence sont considérées. Les normes CEM définies dans la norme DO160, entre 150 kHz et 30 MHz, ne sont pas intégrées.

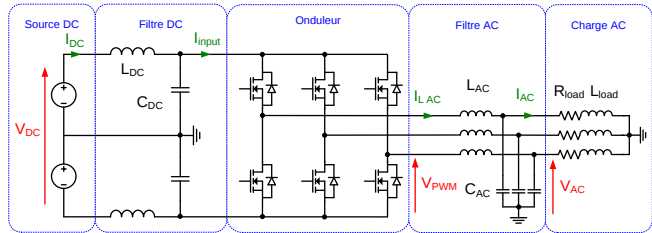


Fig. 2. Onduleur triphasé 2 niveaux

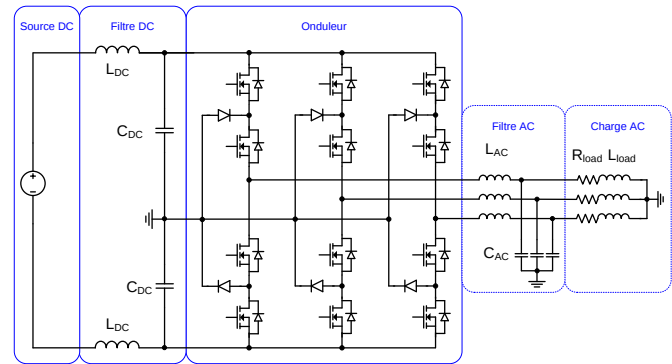


Fig. 3. Onduleur triphasé NPC

2. STRUCTURE 2 NIVEAUX

2.1. Choix des interrupteurs

Des MOSFETs et des diodes en carbure de silicium (SiC) sont retenus pour construire les cellules de commutation. La tension DC de référence en aéronautique est de 540V. Cette étude va également s'intéresser au cas de la montée en tension DC, jusqu'à 900V. Le besoin critique de fiabilité en aéronautique impose de prendre une marge plus importante que dans d'autres domaines : le calibre en tension d'un interrupteur doit être au moins égal à deux fois la tension à supporter. Par conséquent, le calibre en tension des interrupteurs doit être adapté pour chaque cas, ce qui est résumé dans le Tableau 1.

Tableau 1. Choix du calibre en tension des interrupteurs pour chaque cas

Cas d'étude	Tension aux bornes d'un interrupteur	Calibre en tension retenu
2 niveaux 540V → 115V*	540V	1200V
2 niveaux 900V → 230V*	900V	1700V
3 niveaux 900V → 230V*	450V	900V

* tension simple efficace

A la différence du choix du calibre en tension qui s'impose rapidement, le calibre en courant est bien plus difficile à choisir car il dépend de beaucoup de facteurs. Plusieurs variables d'entrée (fréquence de découpage, dissipateur) et plusieurs contraintes (rendement, température de jonction, prix) ont été identifiées pour guider ce choix. Le choix du calibre résulte alors d'un compromis qui sera résolu en optimisation. Il est impossible de prédire quel sera le calibre en courant optimal satisfaisant toutes les contraintes.

En pratique, il n'existe pas un choix infini de calibre en courant sur le marché. Seules quelques références existent, surtout dans le cas des MOSFET SiC. Cette discrétisation pose

un problème dans le cadre de la modélisation analytique et continue en vue de l'optimisation. Cette considération amène à introduire le concept de puce à taille variable, ou puce imaginaire. La puce imaginaire est créée en mettant en parallèle Nt puces, à partir d'une puce de référence. En effet, le calibre en courant d'un interrupteur est directement lié à la surface de la puce semi-conducteur. Un transistor de calibre 20 A a une surface de puce deux fois plus grande qu'un interrupteur 10 A. Les propriétés d'énergie de commutation varient également avec la taille de la puce. Cette méthodologie définissant la puce imaginaire est validée dans [9]. En pratique, on ne réalise pas l'interrupteur en mettant Nt puces en parallèle, mais en choisissant un interrupteur de calibre en courant Nt fois plus grand, ce qui revient strictement au même.

Dans les études qui suivent, le module de référence (Nt=1) est le module APTMC120AM55CT1AG du fabricant Microsemi [10], qui sera utilisé dans la réalisation du convertisseur pour les validations expérimentales. Pour les applications utilisant la montée en tension et la structure NPC, d'autres boîtiers du même fabricant sont utilisés dans la gamme de tension adaptée.

2.2. Pertes en conduction

Les pertes en conduction viennent du fait que la résistance à l'état passant d'un interrupteur n'est jamais nulle. Pour évaluer les pertes en conduction, il est nécessaire de connaître le courant efficace dans les MOSFET, ainsi que le courant moyen et efficace dans les diodes.

L'étude s'intéresse aux pertes du transistor du haut d'un bras de pont. Par symétrie sur toute la période, les pertes dans le transistor complémentaire, en bas, sont identiques. La forme d'onde du courant dans un interrupteur (association d'un MOSFET et d'une diode) est donnée sur la figure 4.

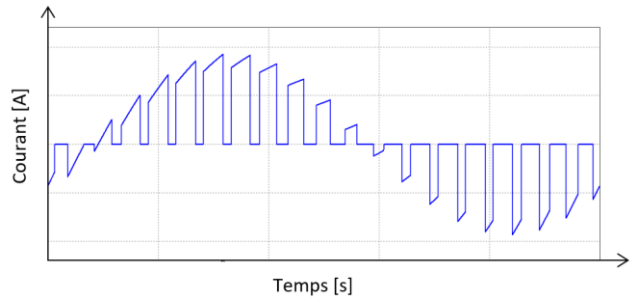


Fig. 4. Forme d'onde du courant dans un interrupteur

Le temps de conduction d'un transistor dépend du rapport cyclique, variable au cours du temps en MLI bipolaire.

$$\alpha(\theta) = \frac{1 + r \cdot \sin(\theta)}{2} \tag{1}$$

Le courant commuté est assimilé à un signal sinusoïdal parfait.

$$I_{commuté}(\theta) = I_{AC} \sqrt{2} \sin(\theta - \varphi) \tag{2}$$

avec φ le déphasage courant-tension de la charge.

Le transistor conduit sur une demi-période à la fréquence réseau quand le courant commuté est positif, entre φ et $\varphi + \pi$. Le courant efficace dans un transistor se calcule alors en fonction du courant commuté, pondéré par le rapport cyclique $\alpha(\theta)$.

$$i_{T\ RMS\ direct}(\theta) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \alpha(\theta) I_{commut\acute{e}}(\theta)^2 d\theta} \quad (3)$$

Une fois l'intégrale calculée, le courant efficace s'exprime analytiquement ainsi :

$$i_{T\ RMS\ direct} = I_{AC} \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{r}{3\pi} \cos(\varphi)} \quad (4)$$

Les MOSFETs étant des composants unipolaires, le courant peut traverser le composant en inverse [11]. Lorsque le courant commuté est négatif, il existe donc plusieurs chemins possibles:

- La diode Schottky SiC ajoutée en antiparallèle du MOSFET
- La diode body du MOSFET
- Le MOSFET lui-même.

Le courant se répartit entre ces 3 chemins en fonction de l'impédance. La diode Schottky est modélisée par une résistance à l'état passant R_{diode} et une source de tension représentant la tension de seuil, proche de 0.9 V. La diode body est représentée avec le même modèle, mais sa tension de seuil est bien souvent plus importante (de l'ordre de quelques Volts). La caractéristique du MOSFET en inverse est supposée identique à sa caractéristique en direct, modélisée par sa résistance à l'état passant R_{dson} . Ces trois caractéristiques sont représentées sur la figure 5 dans le 3^{ème} quadrant, c'est-à-dire lorsque le courant circule en inverse dans le MOSFET.

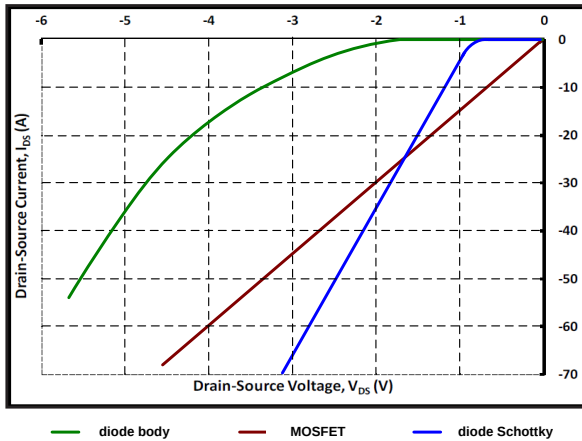


Fig. 5. Caractéristiques des composants dans le troisième quadrant

La répartition dépend donc fortement des caractéristiques des composants. Néanmoins, dans le cas du SiC, certaines tendances se dégagent, comme la mauvaise qualité des diodes body devant celle du MOSFET ou d'une éventuelle diode Schottky en antiparallèle. Sur la figure ci-dessus, il apparaît que la diode body ne conduira qu'une très faible fraction du courant car, à courant égal, la chute de tension à ses bornes est au moins deux fois plus importante que pour les autres composants. C'est pourquoi la caractéristique de la diode body ne sera pas retenue pour l'étude par soucis de simplification.

Le schéma équivalent en inverse est alors dessiné sur la figure 6.

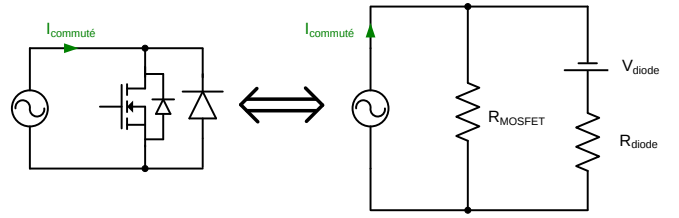


Fig. 6. Modèle équivalent retenu des composants dans le troisième quadrant

Le MOSFET est représenté par sa résistance R_{dson} , la diode est représentée par sa tension de seuil et une résistance. Les composants sont excités par une source de courant, qui représente le courant commuté. La répartition du courant se ramène alors à un diviseur de courant en considérant les impédances de chaque composant.

$$i_{T\ inverse}(\theta) = \frac{R_{diode} I_{commut\acute{e}}(\theta) - V_{diode}}{R_{diode} + R_{MOSFET}} \quad (5)$$

$$i_D(\theta) = \frac{R_{MOSFET} I_{commut\acute{e}}(\theta) + V_{diode}}{R_{diode} + R_{MOSFET}} \quad (6)$$

Il est alors possible d'utiliser l'expression simple du courant commuté donné en (2) pour calculer le courant efficace circulant en inverse, entre $\varphi + \pi$ et $\varphi + 2\pi$.

$$i_{T\ RMS\ inverse} = \sqrt{\frac{R_{diode}^2 (I_{AC} \sqrt{2})^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{r}{3\pi} \cos(\varphi)\right)}{(R_{diode} + R_{MOSFET})^2} + \frac{V_{diode} \cdot R_{diode} \cdot I_{AC} \sqrt{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{r}{4} \cos(\varphi)\right)}{(R_{diode} + R_{MOSFET})^2} + \frac{V_{diode}^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{r}{2\pi} \cos(\varphi)\right)}{(R_{diode} + R_{MOSFET})^2}} \quad (7)$$

Le courant efficace total circulant dans le MOSFET correspond à la somme quadratique du courant direct et du courant inverse, ce qui permet de calculer les pertes en conduction.

$$I_{T\ RMS} = \sqrt{i_{T\ RMS\ direct}^2 + i_{T\ RMS\ inverse}^2} \quad (8)$$

$$P_{T\ conduction} = \frac{R_{MOSFET} \cdot I_{T\ RMS}^2}{Nt} \quad (9)$$

De la même façon, il est possible d'écrire le courant dans la diode de la manière suivante.

$$I_{D\ RMS} = \sqrt{\frac{R_{MOSFET}^2 (I_{AC} \sqrt{2})^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{r}{3\pi} \cos(\varphi)\right)}{(R_{diode} + R_{MOSFET})^2} - \frac{V_{diode} \cdot R_{MOSFET} \cdot I_{AC} \sqrt{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{r}{4} \cos(\varphi)\right)}{(R_{diode} + R_{MOSFET})^2} + \frac{V_{diode}^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{r}{2\pi} \cos(\varphi)\right)}{(R_{diode} + R_{MOSFET})^2}} \quad (10)$$

$$I_{D\ moyen} = \frac{I_{AC} \sqrt{2}}{2\pi} \left(1 - \frac{r}{4} \cos(\varphi)\right) \quad (11)$$

Ces expressions conduisent au calcul des pertes dans les diodes. Les pertes par recouvrement sont négligées grâce aux propriétés des diodes Schottky.

$$P_D = V_{D0} \cdot I_{D \text{ moyen}} + \frac{R_{D0} \cdot I_{D \text{ RMS}}^2}{Nd} \quad (12)$$

2.3. Pertes en commutation

Les énergies de commutation E_{on} et E_{off} dépendent notamment du courant et de la tension commutée. Dans le cas de l'onduleur de tension 2 niveaux, la tension commutée est constante : c'est la tension V_{DC} . En revanche, le courant commuté varie sinusoïdalement sur une période réseau. Il est alors nécessaire de modéliser la variation des énergies de commutation en fonction du courant. Cette variation est donnée par le constructeur du module, et est modélisée là encore par une interpolation quadratique au moyen de coefficients a_T , b_T , et c_T . V_{ref} correspond à la tension d'essai, I au courant commuté.

$$E_{tot} = E_{Ton} + E_{Toff} = a_T \frac{I^2}{Nt} + b_T I + c_T \cdot Nt \quad (13)$$

Les pertes en commutation dans un transistor se calculent sur une demi-période réseau car les transistors ne commutent pas quand le courant est négatif.

$$P_{T \text{ com}} = \frac{V_{DC}}{V_{ref}} \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} E_{tot}(\theta) \cdot F_{dec} d\theta \quad (14)$$

En considérant que le courant commuté est sinusoïdal, c'est-à-dire que $I = \widehat{I}_{AC} \sin(\theta - \varphi)$, et en utilisant la variation quadratique de l'énergie en fonction du courant, les pertes en commutation s'expriment analytiquement de la manière suivante :

$$P_{T \text{ com}} = \frac{V_{DC}}{V_{ref}} F_{dec} \left(\frac{a_T}{4 \cdot Nt} \widehat{I}_{AC}^2 + \frac{b_T}{\pi} \widehat{I}_{AC} + \frac{c_T \cdot Nt}{2} \right) \quad (15)$$

A ce stade de l'analyse, il est possible de d'illustrer un premier compromis dans le choix du calibre en courant. Il est clair que les pertes en conduction diminuent avec la surface de puce. Pour les pertes en commutation, le constat est moins évident. Les pertes en commutation diminuent dans un premier temps à cause du caractère quadratique de l'interpolation des énergies en fonction du courant. Cependant, pour une grande surface de puce, les pertes augmentent. Cela s'explique par la présence du terme constant dans l'interpolation c_T qui est strictement positif.

Il existe donc un compromis pour minimiser les pertes dans un transistor sur le choix du calibre en courant, à fréquence de découpage fixe, comme illustré sur la figure 7.

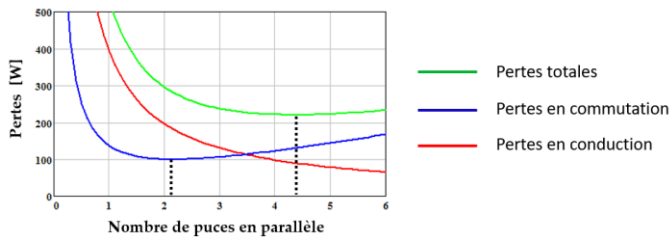


Fig. 7. Pertes dans un transistor en fonction de la surface de puce

L'évaluation des pertes participe non seulement à l'évaluation du rendement du convertisseur, mais aussi au calcul de la température de jonction des composants, qui ne doit pas dépasser 125°C pour des raisons de fiabilité. Les interrupteurs sont montés sur un dissipateur refroidi par circulation d'eau. Dans notre cas d'application, on prendra comme hypothèse que la densité massique globale de refroidissement est de l'ordre de 1.5kg/kW de pertes [12].

3. STRUCTURE NPC

Ce paragraphe s'intéresse au calcul des pertes semi-conducteurs dans le cas du NPC. On appelle Q1 et Q4 les interrupteurs externes, Q2 et Q3 les interrupteurs internes, D_p et D_n les diodes de clamp. A l'aide des formes d'onde présentées sur la figure 8, il apparaît que l'interrupteur interne aura plus de pertes en conduction, alors que l'interrupteur externe aura plus de pertes en commutation.

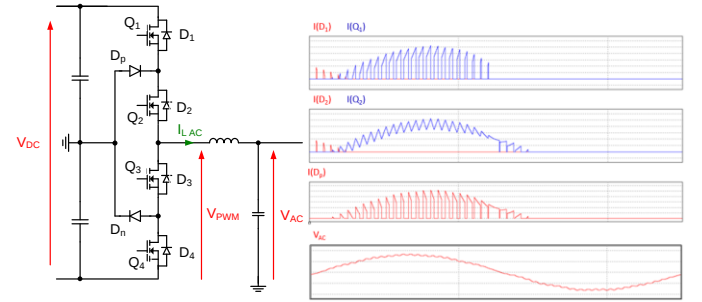


Fig. 8. Formes d'onde en courant dans les interrupteurs d'un onduleur NPC

La méthode de calcul des pertes en conduction et en commutation reste identique aux méthodes développées précédemment, c'est pourquoi seuls les résultats sont indiqués ici. Les courants dans les diodes anti-parallèles sont très faibles si le facteur de puissance de la charge est proche de 1. Ainsi, par soucis de simplification, la conduction inverse ne sera pas modélisée pour les onduleurs 3 niveaux, bien que ce soit tout à fait possible.

L'équation suivante indique le courant efficace dans un transistor externe (Q1 et Q4).

$$I_{RMS \text{ Q1NPC}} = I_{AC} \cdot (1 + \cos(\varphi)) \sqrt{\frac{r}{3\pi}} \quad (16)$$

L'équation suivante indique le courant efficace dans un transistor interne (Q2 et Q3).

$$I_{RMS \text{ Q2NPC}} = I_{AC} \sqrt{\frac{1}{2} - (1 - \cos(\varphi))^2 \frac{r}{3\pi}} \quad (17)$$

Les équations suivantes indiquent le courant dans une diode de clamp (D_p et D_n).

$$I_{RMS \text{ DpNPC}} = I_{AC} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2r}{3\pi} (1 + \cos(\varphi))^2} \quad (18)$$

$$I_{\text{moyen } D_p \text{ NPC}} = \frac{I_{AC} \sqrt{2}}{2\pi} \left(2 + r \left(\left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right) \cos(\varphi) - \sin(\varphi) \right) \right) \quad (19)$$

Les pertes par commutation sont calculées de la manière suivante pour un transistor externe (Q1 et Q4) et pour un transistor interne (Q2 et Q3).

$$P_{Q1\ com} = \frac{V_{DC}}{2 \cdot V_{ref}} \frac{F_{dec}}{2\pi} \cdot \left(\frac{a_T}{Nt} I_{AC}^2 \left(\pi - \varphi + \frac{\sin(2\varphi)}{2} \right) + b_T \cdot I_{AC} \sqrt{2} \cdot (\cos(\varphi) + 1) + c_T \cdot Nt(\pi - \varphi) \right) \quad (20)$$

$$P_{Q2\ com} = \frac{V_{DC}}{2 \cdot V_{ref}} \frac{F_{dec}}{2\pi} \cdot \left(\frac{a_T}{Nt} I_{AC}^2 \left(\varphi - \frac{\sin(2\varphi)}{2} \right) + b_T \cdot I_{AC} \sqrt{2} \cdot (-\cos(\varphi) + 1) + c_T \cdot Nt \cdot \varphi \right) \quad (21)$$

Finalement, la figure 9 montre l'évolution des pertes en fonction du calibre en courant des puces.

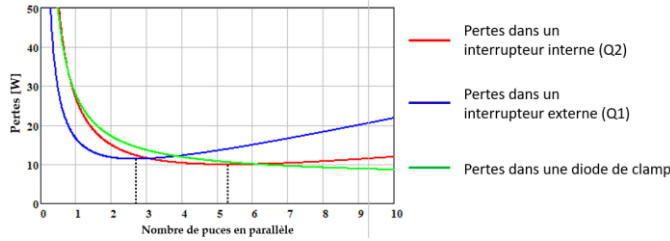


Fig. 9. Pertes dans chaque interrupteur en fonction d'une surface de puce variable

Il apparaît que le calibre en courant optimal n'est pas le même pour les 3 composants principaux. Le calibre en courant optimal du transistor interne est plus important que pour le transistor externe. Cela s'explique par la répartition différente entre les pertes en conduction et les pertes en commutation, comme pressenti en regard des formes d'ondes. Ainsi il est possible d'utiliser des composants radicalement différents, comme des IGBTs pour les transistors internes, et des MOSFETS pour les transistors externes [9]. Bien sûr ceci est à mettre en regard des surcoûts de réalisation et d'approvisionnement apportés par la multiplication de puces différentes.

4. VALIDATION EXPERIMENTALE DES MODELES

4.1. Banc de mesure calorimétrique

Cette section présente les expériences qui permettent de valider les modèles de pertes dans les interrupteurs dans le cas de l'onduleur 2 niveaux. La méthode employée dans le cas du NPC étant la même, des validations par simulation ont été considérées comme suffisantes. Les expériences permettant de valider les autres modèles ne sont pas présentées dans cet article.

Le convertisseur présenté sur la figure 10, utilisant des modules MOSFETs SiC, est utilisé.



Fig. 10. Onduleur 10kW réalisé pour valider les modèles

Il existe plusieurs méthodes pour mesurer les pertes issues des transistors de puissance : mesure électrique, méthode d'opposition ou méthode calorimétrique, chacune ayant ces avantages et inconvénients [13], [14].

Le choix s'est ici porté sur la méthode calorimétrique, utilisée dans le cas du refroidissement par un fluide. Le fluide retenu ici est l'eau, qui circulera dans un dissipateur sur lequel les semi-conducteurs sont assemblés. L'équation suivante relie les pertes et les propriétés du fluide :

$$\Phi = Q \cdot Cp \cdot \Delta T \quad (22)$$

Avec : Φ la quantité de pertes, Q le débit du fluide, Cp la capacité calorifique du fluide et ΔT le gradient de température entre l'eau froide entrante et l'eau chaude sortante.

L'utilisation de ce principe physique pour la mesure implique la mesure précise du débit d'eau, ainsi que celle des températures d'eau entrante et sortante. Il est également nécessaire d'ajouter un refroidisseur à circulation dans la boucle d'eau, à la fois pour mettre le liquide en mouvement et pour évacuer les pertes du système. Le schéma de principe regroupant ces dispositifs est donné sur la figure 11.

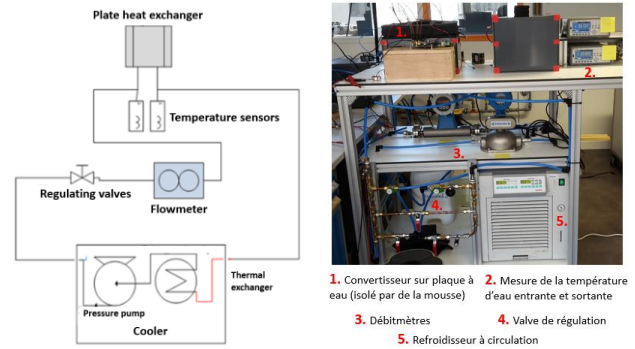


Fig. 11. Principe de la mesure calorimétrique et banc de test développé

Avec cette instrumentation de précision, l'erreur de mesure en fonctionnement classique est de moins de 2%.

La mesure repose sur le principe que la totalité du flux de chaleur (les pertes) passe par la plaque à eau et est évacuée par le fluide. Aucun échange thermique ne doit avoir lieu avec l'environnement, à savoir l'air ambiant. Pour se rapprocher de ce cas idéal, une mousse isolante est placée autour du convertisseur.

4.2. Calibration

Pour s'assurer de la précision de la mesure, le banc a été calibré en injectant un courant continu dans un transistor maintenu à l'état passant et en court-circuit. Une mesure 4 points permet de mesurer la puissance dissipée dans ce transistor. Les pertes mesurées par cette méthode électrique sont comparées avec celles mesurées calorimétriquement. Le tableau 2 représente les données recueillies pour 3 valeurs de pertes différentes. L'erreur ne dépasse pas quelques pourcents, ce qui valide la précision du banc de test.

Tableau 2. Comparaison entre la mesure électrique et calorimétrique pour la calibration

Mesure électrique			Mesure calorimétrique						Comparaison
Tension	Courant	Pertes	Cp	Q	T _{IN}	T _{OUT}	ΔT	Pertes	Erreur
[V]	[A]	[W]	[J/kg/K]	[L/h]	[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[%]
0.492	38.8	19.1	4180	5.00	23.13	26.35	3.22	18.7	+2.1
0.904	67.6	61.1	4180	5.22	23.06	33.29	10.2	62.0	-1.4
1.096	80.3	88.0	4180	7.77	22.89	32.36	9.47	85.4	+3.1

Tableau 3. Paramètres du convertisseur buck utilisé pour mesurer les énergies de commutation

Configuration	Commutation	VIN [V]	VOUT [V]	L [mH]	ΔI [A]	TJ [°C]	Rg [Ω]
Buck	MOSFET-diode	400	200	1.0	< 10%	50	25

4.3. Mesure des énergies de commutation

L'objectif suivant consiste à vérifier les paramètres des interrupteurs fournis par le constructeur. La résistance à l'état passant des transistors à cette température, évaluée par une mesure 4 points, correspond à celle donnée par le constructeur, à savoir 40 mΩ.

En revanche, les énergies de commutation ont toutes les chances d'être différentes de celles données par le constructeur, car l'environnement de commutation est différent. Les énergies de commutation doivent donc être caractérisées précisément. Pour ce faire, un transistor est commandé à rapport cyclique fixe pour réaliser un convertisseur abaisseur (buck). Travailler en configuration abaisseur et non onduleur permet de commuter une tension d'entrée et un courant de sortie constants. Pour garantir un courant constant, l'inductance de lissage du convertisseur utilisée est de valeur importante, pour que l'ondulation de courant reste faible même lorsque la fréquence de découpage est au minimum. Le tableau 3 indique les paramètres nominaux de fonctionnement du convertisseur.

A courant commuté constant, les énergies de commutation peuvent se déduire en faisant varier la fréquence de découpage. La pente de la courbe P(f) correspond aux énergies perdues pendant la commutation, car c'est la seule source de perte dépendant de la fréquence. L'énergie mesurée est celle perdue dans le bras complet, à savoir dans le MOSFET, la diode body, et la diode Schottky complémentaire. Cela correspond au modèle développé, car le constructeur donne l'énergie perdue dans un transistor (MOSFET + diode body); les pertes par recouvrement de la diode Schottky sont considérées comme négligeables. Les autres pertes sont les pertes en conduction dans le transistor et la diode. Le transistor complémentaire n'est pas commandé.

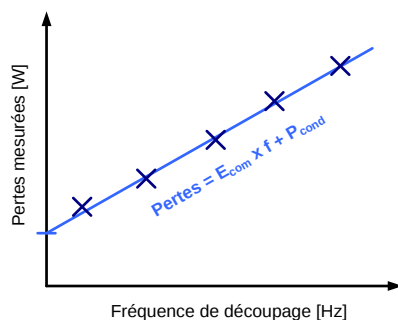


Fig. 12. Principe de caractérisation des énergies de commutation

La figure 13 montre les pertes relevées pour 3 courants commutés sous différentes fréquences de découpage. La pente de la courbe, qui représente les énergies de commutation, est indiquée pour chaque courant commuté.

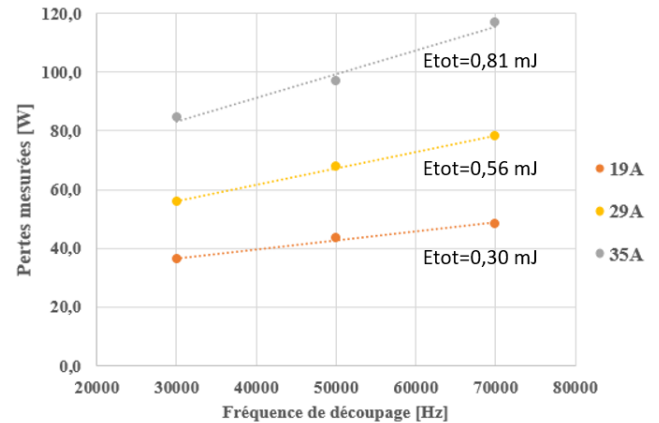


Fig. 13. Pertes mesurées pour plusieurs courants commutés à différentes fréquences et pour différentes résistances de grille

Ces 3 énergies mesurées sont comparées aux données du constructeur sur la figure suivante. Un facteur de correction de 2/3 est appliqué pour prendre en compte le fait que la tension commutée est de 400V et non 600V.

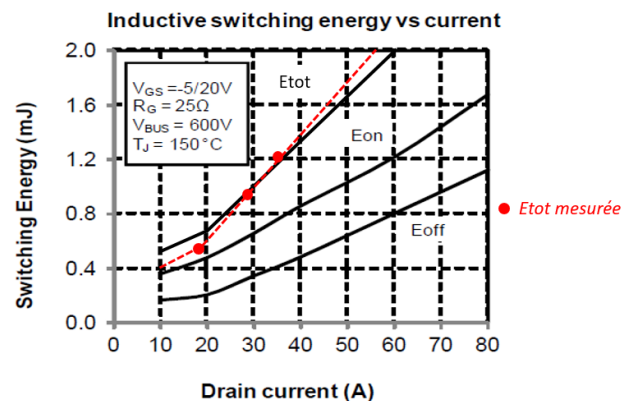


Fig. 14. Comparaison des mesures et des données du fabricant en fonction de la résistance de grille

L'énergie totale mesurée correspond à celle donnée par le constructeur. Cela signifie que l'environnement de commutation du convertisseur développé est proche de celui du constructeur durant ces essais. Des expériences menées avec une résistance de grille plus faible ont mis en évidence des énergies de commutation plus faibles, ce qui est cohérent.

4.4. Comparaison en fonctionnement nominal

Une fois la calibration effectuée, le convertisseur peut fonctionner en onduleur à puissance maximale. Les pertes obtenues sont comparées au modèle dans le tableau suivant pour plusieurs fréquences de découpage.

Tableau 4. Comparaison entre la mesure et le modèle des pertes semi-conducteur

Fréquence de découpage [kHz]	Modèle [W]	Expérience [W]	Ecart [W]
40	118	109	+7.5
50	130	123	+5.4
60	144	143	+0.6
70	175	155	+11

L'erreur est assez variable entre le modèle et l'expérience. L'hypothèse est faite que ces erreurs viennent de la précision du banc de test ainsi que de l'interpolation qui a été faite sur les énergies de commutation mesurée. Néanmoins, l'erreur maximale relevée sur toutes les mesures est de 11%, ce qui permet de valider les modèles utilisés.

5. OPTIMISATION ET COMPARAISON DE DIFFERENTES SOLUTIONS

Le résultat est présenté sous forme de front de Pareto, représentation de l'ensemble des solutions non-dominées de l'espace, avec le rendement en abscisse et la masse en ordonnée. Dans ce cas, la variable à minimiser (fonction objectif) est la masse totale du convertisseur, correspondant à la somme des masses des composants passifs, de l'échangeur thermique et des modules de puissance. À puissance égale, la masse des drivers et des parties mécaniques est supposée indépendante du dimensionnement et n'est pas prise en compte. La valeur de masse affichée ne doit donc pas être prise comme une valeur absolue, mais comme un indicateur de comparaison, information jugée suffisante pour comparer des topologies.

Le cahier des charges utilisé pour l'exemple retenu est défini dans le tableau 5

Tableau 5. Cahier des charges de l'étude

Cahier des charges	Unité	Valeur	
Puissance apparente	kVA	100	
Facteur de puissance de la charge	-	0.9	
Fréquence réseau	Hz	400	
Tension DC	V	540 ou 900	
Tension efficace AC	V	115 ou 230	
Contraintes	Unité	Valeur min	Valeur max
Masse du convertisseur	kg	à minimiser	
rendement	%	paramétrique	100
THD sur la tension AC	%	0	3
Ondulation de tension DC	%	0	1
Ondulation de courant dans la source	%	0	2
Pertes volumiques dans L_{AC}	mW/cm ³	0	500
Courant efficace dans un C_{DC}	%	0	100
Courant efficace dans un C_{AC}	%	0	100
Température de jonction du MOSFET	°C	0	125
Température de jonction de la diode	°C	0	125

La figure 15 présente les résultats d'optimisation sous forme de front de Pareto masse-rendement pour les 3 cas d'étude. Plus le rendement demandé est élevé, plus la masse augmente. Si le rendement est trop faible, la masse du système de refroidissement devient trop importante, et la solution devient sous-optimale. Ainsi, le tracé s'arrête sur les parties gauches de chaque front. Chaque courbe est composée d'environ 10 points optimaux, qui ont nécessité chacun environ

1 minute de résolution à l'algorithme. On note donc la performance de la méthode.

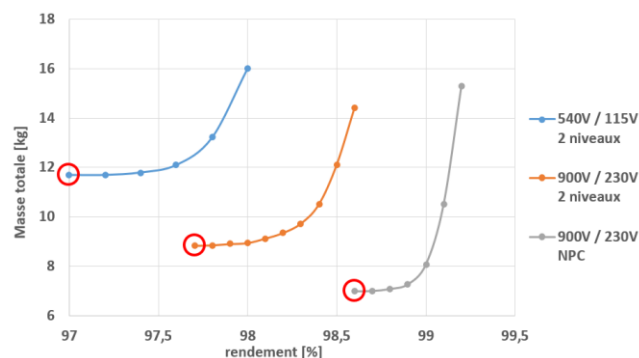


Fig. 15. Fronts de Pareto masse – rendement dans 3 cas différents à 100kVA

La figure 15 confirme que la montée en tension apporte un gain en densité massique et en rendement sur le convertisseur. Augmenter la tension permet également d'envisager l'utilisation de structure 3 niveaux, ce qui permet d'augmenter encore les performances. Pour les points de masse minimale (entourés en rouge), on gagne 30% en masse en augmentant les niveaux de tension, et même 45% si on choisit une structure NPC, le tout en augmentant sensiblement le rendement.

La figure 16 présente la répartition de masse optimale dans les 3 solutions optimales. Pour les structures 2 niveaux, l'inductance et le dissipateur représente la majeure partie de la masse totale. Dans le cas du NPC, la masse des condensateurs DC n'est plus négligeable, à cause de la présence d'harmonique 3 qui implique d'augmenter la valeur de capacité.

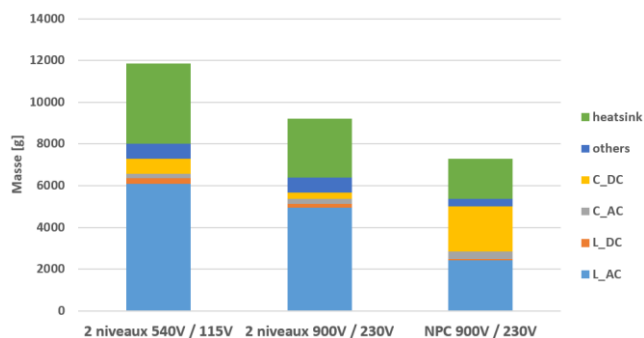


Fig. 16. Répartition optimale de la masse pour les 3 solutions

La figure 17 présente la répartition optimale des pertes pour les 3 solutions entourées en rouge. La principale source de perte vient des semi-conducteurs, suivi par l'inductance AC.

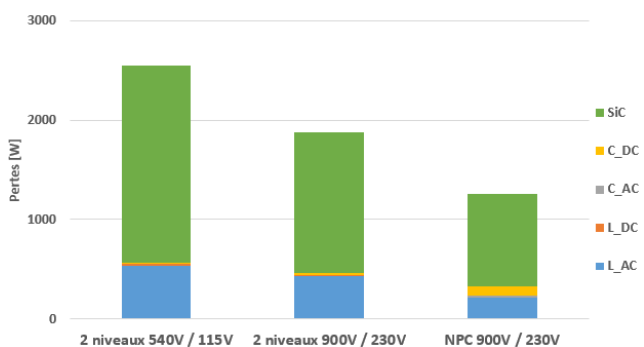


Fig. 17. Répartition optimale des pertes pour les 3 solutions

6. CONCLUSION

Les travaux présentés permettent la comparaison de 2 structures d'onduleurs (2 niveaux et NPC) et de quantifier le gain apporté par une éventuelle montée des tensions pour les onduleurs dans le secteur de l'aéronautique. Des modèles permettant le calcul des pertes dans les interrupteurs sont utilisés. La mesure de ces pertes à l'aide d'un banc de test calorimétrique valide ces modèles. La comparaison est réalisée aux moyens d'un outil d'optimisation déterministe qui permet de répondre rapidement à des questions de pré-design. Les résultats montrent l'intérêt de la montée en tension et fournissent des arguments quantitatifs, qui sont à opposer à la complexité pratique d'un changement du niveau de tension, incluant par exemple les problèmes diélectriques ou le besoin de renouvellement des actionneurs.

7. REFERENCES

- [1] Commission Européenne, *ACARE Flightpath 2050 - Europe's Vision for Aviation*. Luxembourg: Publ. Off. of the Europ. Union, 2011.
- [2] V. Dos Santos, "Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique: Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM," PhD, Toulouse, INPT, 2019.
- [3] M. Delhommais, "Preliminary Design Method in Power Electronics," PhD, Université Grenoble Alpes, 2019.
- [4] P. T. Boggs and J. W. Tolle, "Sequential Quadratic Programming," *Acta Numer.*, vol. 4, pp. 1–51, Jan. 1995, doi: 10.1017/S0962492900002518.
- [5] C. Rizet, "Amélioration du rendement des alimentations sans interruption," PhD, Université de Grenoble, 2011.
- [6] A. Voldoire, J.-P. Ferrieux, J.-L. Schanen, C. Rizet, C. Gautier, and C. Saber, "Validation of Inductor Analytical Loss Models under Saturation Conditions for PWM inverter," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, p. P.1-P.9, doi: 10.23919/EPE.2019.8915174.
- [7] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Modulation of ThreePhase Voltage Source Inverters," in *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, IEEE, 2003, pp. 215–258.
- [8] A. Voldoire, J.-L. Schanen, J.-P. Ferrieux, C. Gautier, and C. Saber, "Analytical Calculation of DC-Link Current for N-Interleaved 3-Phase PWM Inverters Considering AC Current Ripple," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, p. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE.2019.8915183.
- [9] N. Kesbia, J. Schanen, L. Garbuio, and M. Ameziani, "Impact of the number of phases on losses of a multiphase inverter for electric vehicle drive," in *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, Feb. 2019, pp. 589–594, doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697524.
- [10] Microsemi, "APTC120AM55CT1AG." <https://www.microsemi.com/existing-parts/parts/112756?catid=1349#resources> (accessed Mar. 24, 2020).
- [11] M. Dbeiss, Y. Avenas, and H. ZARA, "Estimation des contraintes électrothermiques sur les composants semi-conducteurs dans les onduleurs photovoltaïques," in *Symposium de Génie Electrique*, Grenoble, France, Jun. 2016, Accessed: Mar. 28, 2019. [Online]. Available: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01361672>.
- [12] Y. Fefermann *et al.*, "Hybrid-Electric Motive Power Systems for Commuter Transport Applications," Sep. 2016.
- [13] F. Forest *et al.*, "Use of opposition method in the test of high-power electronic converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 530–541, Apr. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.870711.
- [14] S. Vighetti, C. Rizet, B. Cogitore, and B. Iamamura, "Étude et réalisation d'un calorimètre isotherme - Mesure des pertes d'un transformateur planar de 5,5kW," in *Symposium de Génie Électrique 2014*, Cachan, France, Jul. 2014, Accessed: May 15, 2020. [Online]. Available: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01065312>.