

Introduction au dossier « électronique de puissance »

François COSTA^{1,2}

Édité le
22/01/2024

¹ Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE UMR8029, 91190 Gif-sur-Yvette, France

² Université Paris Est Créteil UPEC, 94000 Créteil, France

Cette introduction fait partie du N° 111 de La Revue 3EI de janvier 2024.

L'électronique de puissance est une branche relativement récente du génie électrique : les premiers convertisseurs statiques à semiconducteurs de puissance sont en effet apparus industriellement au début des années 1960 avec la mise sur le marché du thyristor, comme l'illustrent les quelques exemples ci-dessous.

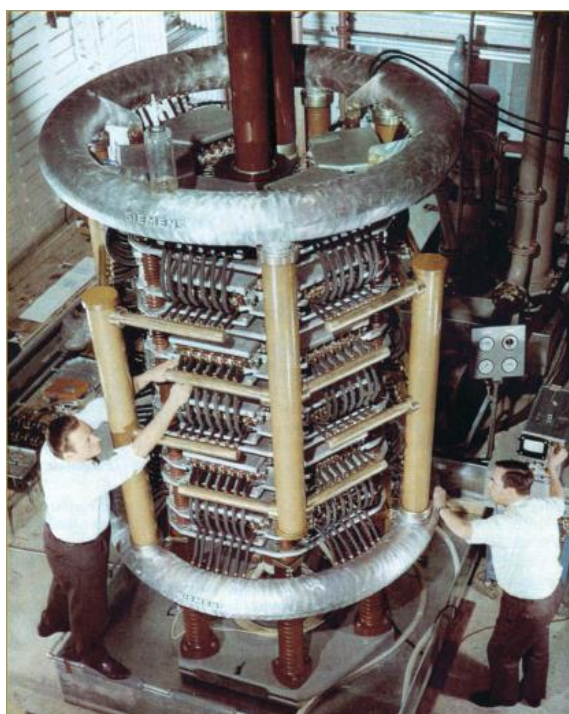


Figure 1a : 100 kV, 1 kA prototype de valve thyristor (192 thyristors 1,6 kV en série)
(photo : Siemens Corporate Archives, 1967)

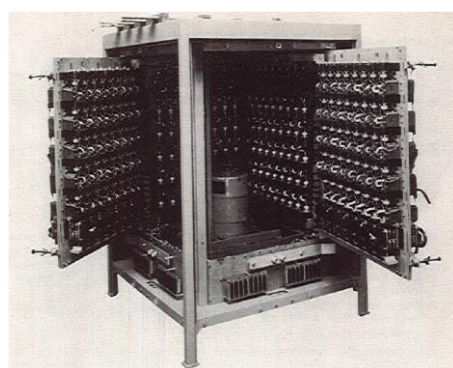


Figure 1b : locomotive BB16685 4,1 MW, bloc de puissance à thyristors, 2x1900 A 1100 V, marche et récupération, doc Alstom

Cette discipline a connu depuis 60 ans un développement extraordinaire en termes de concepts scientifiques, de technologies et de domaines d'application. Elle a permis de développer un usage à haute efficacité de l'énergie électrique grâce à l'excellent rendement de conversion et à la souplesse de contrôle qu'elle autorise : limitée initialement à la traction électrique ferroviaire (figure 1b) et à quelques usages industriels lourds, elle envahit aujourd'hui tous les secteurs et tous les niveaux de puissance : gestion des réseaux, transports terrestres aériens et maritimes, traitement de l'information, domotique, éclairage, etc.

Ainsi, le convertisseur électronique de puissance n'est pas seulement un assemblage de composants qu'on étudie comme tel, mais sa structure, ses composants et sa loi de commande sont le résultat d'un formalisme qui prend en considération l'environnement, la fonction à réaliser, les technologies disponibles et les performances souhaitées. De cette méthodologie résulte le concept de fonctions de conversion qui, assemblées entre elles permettent l'élaboration de systèmes électriques complexes, par exemple pour piloter un réseau électrique ou assurer avec efficacité l'interfaçage de panneaux photovoltaïques.

L'électronique de puissance est aussi une technologie invisible mais dont l'impact sociétal est très fort grâce à l'amélioration de l'efficacité énergétique sans égal dans des secteurs très impactant (transports, bâtiment, industrie). On peut citer les quelques chiffres¹ ci-dessous, correspondant à des valeurs moyennes mondiales sur 25 ans (1990-2015) :

- **Secteur automobile** : l'allumage et le contrôle électronique ont réduit la consommation des moteurs thermiques de plus de 10%, soit environ 4800 TWh et évité la production de 10 MdT CO₂, (pour référence : la consommation électrique annuelle en France est d'environ de 430 TWh, l'émission de CO₂ est d'environ 0,33 MdT en 2018)

- **Secteur industriel** : l'usage de la variation de vitesse électrique dans l'industrie a réduit la consommation en énergie primaire carbonée d'environ 42 000 TWh (soit environ 1 700 TWh par an à mettre en regard des 160 000 TWh de besoin mondial annuel en énergie primaire)

- **Secteur du bâtiment** : l'usage de sources d'éclairage basse consommation a réduit la consommation d'environ 9100 TWh.

C'est donc une technologie clé qui joue un rôle majeur pour accroître la soutenabilité des activités humaines en favorisant la progression rapide de l'électricité dans le mix énergétique mondial. Ainsi, les progrès technologiques successifs ont permis des avancées très importantes en termes d'efficacité énergétique, de miniaturisation et de réduction des coûts.

L'électronique de puissance est une discipline enseignée depuis les années 60 : initialement dans les lycées (ouverture des BTS en 1962) et les écoles d'ingénieurs (ENSEEIH Toulouse, ENSIEG Grenoble pour les premières) puis dans les universités. Elle constitue un domaine scientifique et technologique à part entière qui agrège de nombreux principes physiques et techniques pour concevoir, commander et réaliser des convertisseurs statiques performants généralement inclus dans des systèmes : l'automobile électrique, qui fait l'objet de l'article « Apport des convertisseurs multiniveaux modulaires aux véhicules électriques » [1] présenté dans ce dossier, est un exemple d'une telle approche qui met en évidence la problématique d'architecture de conversion de puissance, de lois de commandes et de technologies des semiconducteurs de puissance.

Actuellement, face à l'électrification rapide et massive des usages sociétaux (transport, habitat, industrie) on assiste à une demande accrue de formation dans tous les domaines du génie électrique et en particulier en électronique de puissance.

Un enjeu technologique fort réside encore et toujours dans l'intégration de puissance : les dispositifs doivent être peu volumineux (ou peu lourds), peu polluants électromagnétiquement, à haut rendement et d'une fiabilité bien contrôlée. La figure ci-dessous donne quelques valeurs de

¹ webinar de J. Baliga, 26/08/2015, Engineering a sustainable society with power semiconductor devices, North Carolina State University, Raleigh, <https://www.youtube.com/watch?v=TC2C9NCrva4>

densité volumique de puissance atteintes dans différents domaines applicatifs pour des dispositifs industriels et pour des dispositifs de recherche.

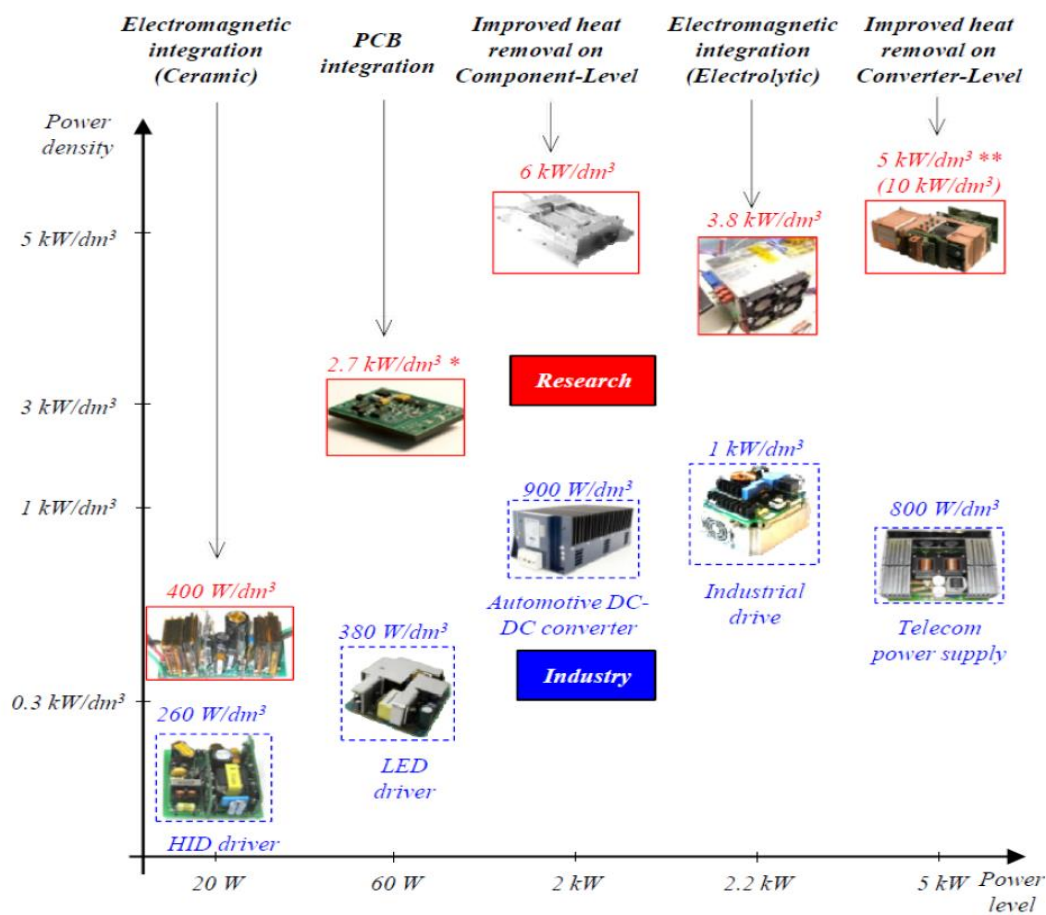


Figure 2 : densité volumique de puissance en fonction de la puissance d'un convertisseur, comparaison des technologies disponibles (doc. ECPE Tutorial "Power Electronics Packaging" Delft Septembre 2014).

Pour illustrer cette évolution, l'article du dossier «Caractérisation Thermoélectrique et Thermomécanique d'Assemblages PCB Intégrant des Puces de Puissance » [2] aborde ce thème de l'accroissement de la densité massique/volumique de puissance en s'intéressant à une nouvelle technique de prise des contact sur les semiconducteurs enfouis dans le circuit imprimé par des mousses métalliques qui remplacent les traditionnels fil de bonding, mutualisant ainsi les fonctions d'amenée de courant et de drainage thermique tout en réduisant fortement les inductances parasites sources de perturbations électromagnétiques.

Le potentiel d'évolution du domaine reste donc très important alors que se profile la révolution des semiconducteurs à large bande interdite (encore appelés grands gap) : carbure de silicium (SiC) pour les hautes tensions et nitrure de gallium (GaN) pour les basses et moyennes tensions ouvrent la voie des hautes fréquences (> MHz) et des hautes températures (> 150°C) !

La figure suivante présente une fresque historique des semiconducteurs de puissance dans laquelle on peut observer la diversification croissante des composants notamment liée leur facilité de commande et aux domaines d'usages de plus en plus larges (calibres de tension et courant, vitesse de commutation).

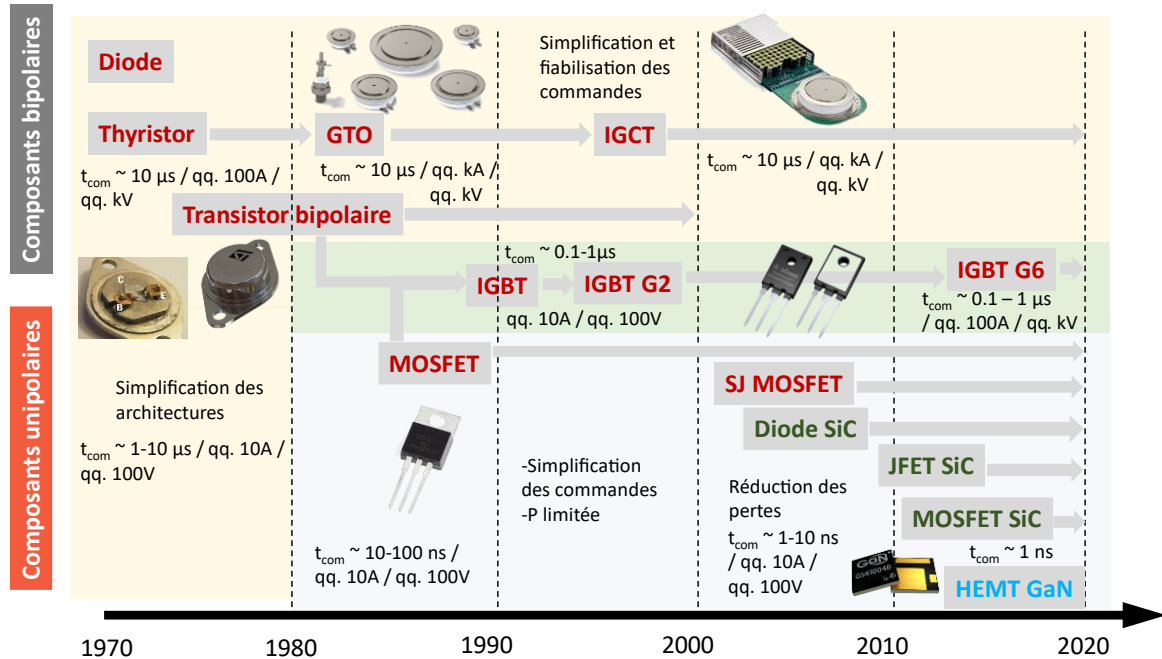


Figure 3 : fresque historique des semiconducteurs de puissance, d'après Hong LIN, YOLE, PCIM Asia 2015.

L'article « Technologie des transistors au nitrure de gallium » [3] présente ces nouveaux semiconducteurs GaN et montre leurs potentialités mais aussi leurs défauts de jeunesse et les nouvelles perspectives qu'ils offrent en termes d'accroissement de densité massique de puissance mais aussi de contraintes, notamment en compatibilité électromagnétique (CEM).

L'électronique de puissance a permis une gestion toujours plus efficace et fiable de l'énergie électrique dans des applications de plus en plus larges : électromobilités, industrie, smart grids, liaisons HVDC etc... L'évolution de ses performances est liée aux matériaux semiconducteurs (Si, SiC, GaN, diamant...), à l'inventivité en termes d'architectures, aux procédés de fabrication et au packaging avec des limitations dues au drainage thermique et à la CEM. La figure suivante permet de situer les technologies mises en œuvre selon les applications dans un repère fréquence de commutation/puissance apparente commutée.

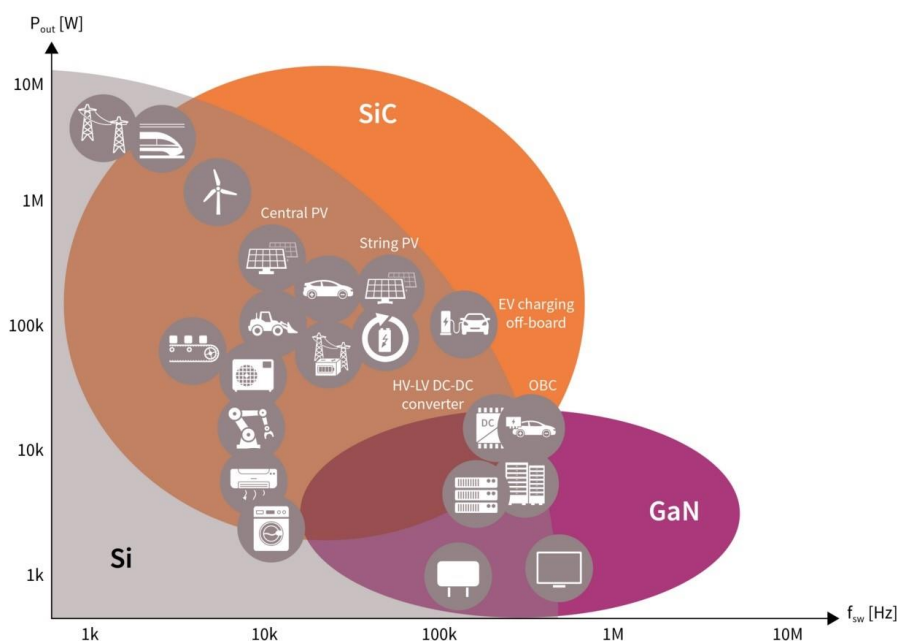


Figure 4 : domaines applicatifs selon les technologies de semiconducteurs :

<https://www.infineon.com/cms/en/product/technology/wide-bandgap-semiconductors-sic-gan/>

Conclusion

La dynamique d'évolution de l'électronique de puissance reste importante, en partie grâce aux nouveaux semiconducteurs et aux progrès des matériaux diélectriques et magnétiques. Cependant, les impératifs de développement durable imposent à présent de considérer, lors de la phase d'étude et de conception d'un convertisseur électronique de puissance, des critères de minimisation des impacts environnementaux sur cycle de vie, ce qui nécessite une approche système, une meilleure compréhension des mécanismes de défaillance et de dégradation, mais également de considérer la recyclabilité et la réparabilité des dispositifs.

L'objectif de ce dossier « électronique de puissance » est de fournir aux lecteurs les éléments de compréhension des évolutions en cours et les enjeux technologiques et sociétaux de cette discipline grâce à quelques exemples illustratifs d'applications innovantes.

Références

- [1] Gaël Pongnot et al. « Apport des convertisseurs multiniveaux modulaires aux véhicules électriques », https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay/ressources_pedagogiques/apport-des-convertisseurs-multiniveaux-modulaires-aux-ve
- [2] Mounira Bouarroudj et al., « Caractérisation Thermoélectrique et Thermomécanique d'Assemblages PCB Intégrants des Puces de Puissance », https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay/ressources_pedagogiques/caracterisation-thermoelectrique-thermomecanique-assemblages-pcb-puces-puissance
- [3] Matthieu Landel, « Technologie des transistors au nitrure de gallium », https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay/ressources_pedagogiques/technologie-des-transistors-au-nitrure-de-gallium

Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>

Apport des convertisseurs multiniveaux modulaires aux véhicules électriques

Gaël PONGNOT¹ - Anatole DESREVEAUX^{1,3} - Clément MAYET²
Denis LABROUSSE^{1,3} - Francis ROY⁴ - Thomas PEUCHANT⁵

Édité le
22/01/2024

¹ Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, F-91190, Gif-sur-Yvette, France

² Univ. Lille, Arts et Métiers Institute of Technology, Centrale Lille, Junia, ULR 2697 - L2EP, Lille, F-59000, France

³ Le Cnam, Paris, F-75003, France, HESAM Université

⁴ Stellantis

⁵ Saft

Cet article fait partie du N° 111 de La Revue 3EI de janvier 2024. Les travaux présentés ont été réalisés dans le cadre du projet IBIS, un projet d'investissement d'avenir de l'ADEME.

Cet article expose le fonctionnement d'un véhicule électrique à batterie actuel, en particulier sa chaîne de traction, et s'intéresse à une structure innovante fusionnant les batteries avec l'étage de conversion DC-AC pour créer un convertisseur multiniveau modulaire. Le principe de fonctionnement de ce convertisseur est détaillé, avec les enjeux associés à sa mise en œuvre. Un certain nombre d'atouts potentiels face aux véhicules actuels sont présentés, et une modélisation des pertes de la chaîne de traction est proposée. Ce travail se base sur les recherches effectuées dans le cadre du projet IBIS, regroupant des industriels et des chercheurs.

1 - Développement des véhicules électriques

Les véhicules électriques (à batterie et hybrides rechargeables) représentent 21% des ventes en 2022 en Europe, part en constante augmentation. Cet élan est porté par l'essor de ces véhicules en Allemagne, au Royaume-Uni et en France notamment qui représentent une part importante du marché européen. Sur le marché français, 26% des véhicules vendus en 2023 étaient électriques, plus d'un quart du marché, dont 16.8% pour les véhicules électriques à batterie [1]. Le premier marché mondial restant la Chine (Figure 1), avec 14 millions de véhicules électriques en circulation cette même année, contre 8 millions en Europe [2].

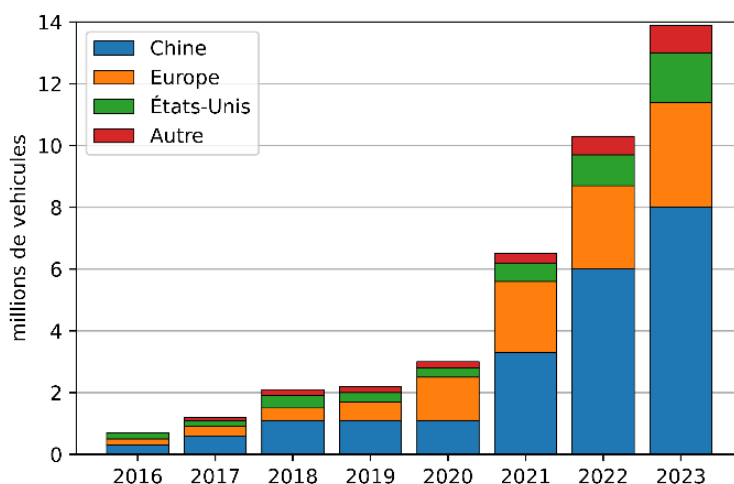


Figure 1 : Ventes annuelles de véhicules électriques dans le monde

Cependant une pénétration profonde du marché exige que les véhicules électriques (VE), et en particulier les véhicules électriques à batterie (VEB), aient une autonomie et un coût acceptables. Cela est permis, principalement, par l'augmentation de la densité énergétique des batteries grâce aux technologies Li-ion et à la maîtrise croissante de leurs procédés de fabrication [3]. Un autre axe développé est l'amélioration de l'efficacité énergétique de l'ensemble de la chaîne cinématique afin de réduire toujours plus la consommation des véhicules, l'effort étant porté par la recherche sur l'amélioration des chaînes de traction électrique [4].

De plus, l'augmentation de la part des énergies intermittentes sur le réseau électrique conduit au nécessaire accroissement des capacités de stockage d'énergie [5]. Dans cette perspective, la création de centres de stockage stationnaire d'énergie dans des batteries commence à être mise en œuvre [6], [7]. En complément, les VEB pourraient alors être mis à contribution dans de futurs réseaux électriques communicants (Vehicule to Grid, V2G) [8]. Ce dernier point nécessite la réversibilité en puissance du chargeur embarqué, ce qui n'est pas toujours le cas.

Dans la suite de cet article, nous allons mettre de côté la recherche sur les technologies de batterie pour nous concentrer sur l'utilisation de l'énergie embarquée et les architectures de VEB associés à ces usages. En particulier, nous regarderons le cas d'un véhicule électrique conventionnel et celui d'un véhicule qui exploiterait une nouvelle architecture modulaire. Nous nous intéresserons à ses atouts en termes de performance, mais également de polyvalence et de résilience.

2 - Architecture des véhicules électriques à batterie

Un véhicule électrique doit répondre à deux principaux cas d'utilisation : le conducteur doit pouvoir le conduire et le recharger. La Figure 2 décompose la conduite en trois actions : accélérer, ralentir et diriger le véhicule, ceci est commun à tout type de véhicule. La recharge peut également être décomposée en trois modes : monophasée, triphasée ou continue, tous les véhicules ne sont pas compatibles avec tous les modes de recharge [9].

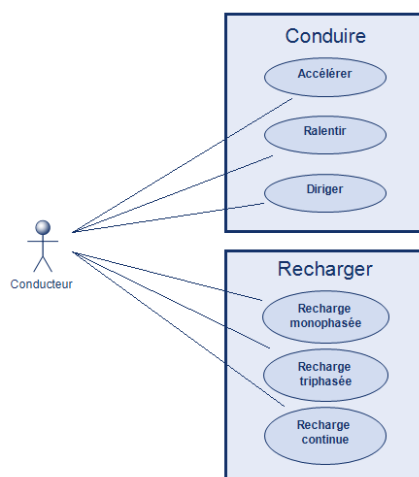


Figure 2 : Diagramme des cas d'utilisation d'un véhicule électrique

Dans un véhicule électrique à batterie conventionnel, on retrouve les éléments présentés à la Figure 3. L'énergie stockée dans la batterie est distribuée aux différents organes du véhicule par le biais d'un bus de tension continue. La traction et la récupération d'énergie au freinage sont assurées par l'ensemble : onduleur de traction, machine de traction et transmission mécanique.

Le réseau de bord (calculateurs, interface avec l'utilisateur, système multimédia, climatisation, etc...) est alimenté grâce à une batterie de servitude comme dans le cas d'un véhicule thermique. Cette batterie est rechargée, non pas avec un alternateur relié au moteur comme sur un véhicule thermique, mais via un convertisseur DC-DC qui fait le lien entre bus haute tension (batterie

principale) et bus basse tension (servitude). Enfin la recharge s'effectue soit à travers un chargeur embarqué (convertisseur AC-DC), soit en se connectant directement au bus haute tension (recharge rapide en courant continu).

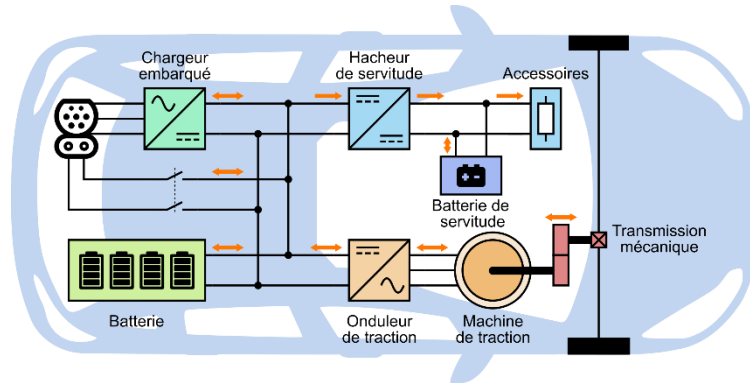


Figure 3 : Schéma synoptique d'un véhicule électrique conventionnel

2.1 - Transferts de puissance et mode d'utilisation

Le recours à un bus de tension permet de connecter des sources de puissance entre elles, ici on compte : un élément de stockage (batterie), un consommateur final (réseau de bord) et deux interfaces de transfert (réseau électrique et machine de traction). Selon les cas d'utilisation, les transferts de puissances différent, Figure 4.

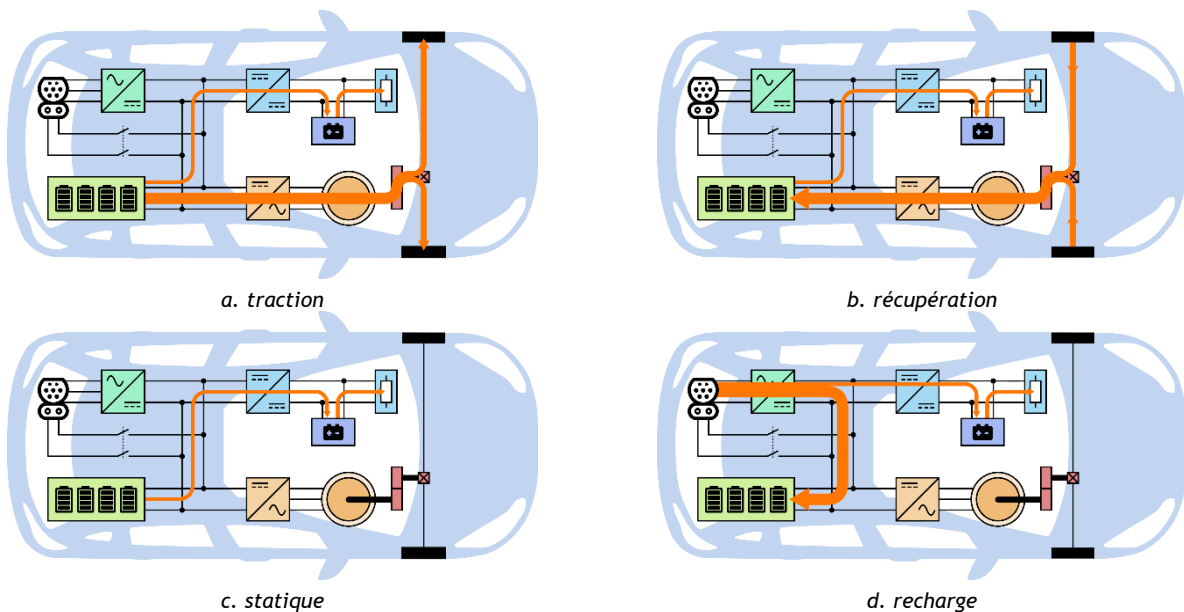


Figure 4 : Transferts de puissance dans différents modes d'utilisation

En traction, la machine électrique fournit de la puissance aux roues pour mettre en mouvement le véhicule, Figure 4a. Lorsque le conducteur ralentit, les véhicules électriques ont la particularité de pouvoir récupérer une partie de l'énergie cinétique pour la stocker dans la batterie, Figure 4b. Cette récupération est possible, car toute la chaîne énergétique (onduleur, machine, transmission) est réversible en puissance. Les freins mécaniques sont alors moins sollicités.

Le cas statique se superpose à ces deux cas de mouvement. Aucun transfert d'énergie n'est réalisé avec les roues, le seul transfert présent est dirigé vers le réseau de bord, nécessitant une puissance bien plus faible que la traction, mais de manière permanente, Figure 4c.

Enfin, en recharge AC, la majorité du flux de puissance traverse le chargeur embarqué pour atteindre la batterie, Figure 4d. En recharge DC, ce convertisseur ne perçoit plus le flux de

puissance qui arrive directement de la prise vers la batterie. Le recours au V2G est essentiellement envisagé dans le cas alternatif et nécessite que le chargeur embarqué soit réversible pour inverser le flux de puissance par rapport à la recharge, la batterie du véhicule fournit alors de l'énergie au réseau.

2.2 - Structure de la chaîne de traction

L'utilisation essentielle d'un véhicule est la conduite. Dans ce cadre, l'essentiel du flux de puissance transite par la chaîne de traction qui transforme l'énergie stockée sous forme chimique dans les batteries en énergie mécanique en sortie de machine en passant par le vecteur énergétique *électricité*. Les machines utilisées dans les véhicules étant pour la plupart triphasées [10], un onduleur de tension est nécessaire pour convertir la tension continue du bus batterie en tension triphasée alternative de fréquence et d'amplitude variable pour alimenter la machine électrique.

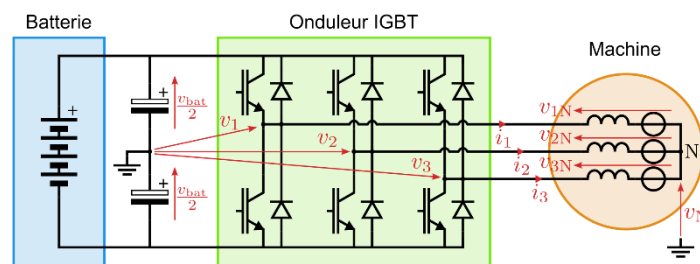


Figure 5 : Schéma électrique d'une chaîne de traction conventionnelle

Mise en équation

Chaque bras d'onduleur dans une architecture triphasée classique comporte deux interrupteurs de puissance pilotés qui forment une cellule de commutation (Figure 5) : à tout instant, ces deux interrupteurs sont dans des états complémentaires, dépendant de la fonction de modulation f_{mi} binaire (pouvant prendre les valeurs 0 ou 1). Lorsque $f_{mi} = 1$ le transistor du haut du bras i est passant et celui du bas est bloqué, conduisant ainsi à écrire :

$$v_i = V_{bat} \left(f_{mi} - \frac{1}{2} \right) \quad (1)$$

Les tensions perçues par la machine dépendent du potentiel du point neutre, qui s'exprime, dans le cas d'une machine équilibrée à neutre non relié :

$$v_N = \frac{v_1 + v_2 + v_3}{3} = V_{bat} \left(\frac{f_{m1} + f_{m2} + f_{m3}}{3} - \frac{1}{2} \right) \quad (2)$$

Ainsi on peut écrire la relation entre les tensions perçues par les enroulements de la machine et les ordres de commande des bras d'onduleur.

$$\begin{pmatrix} v_{1N} \\ v_{2N} \\ v_{3N} \end{pmatrix} = \frac{V_{bat}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_{m1} \\ f_{m2} \\ f_{m3} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Les paragraphes suivants présentent trois stratégies de commande courantes pour ce type de structure : la commande pleine onde, la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la commande vectorielle.

Commande pleine onde

Dans le mode de fonctionnement, les interrupteurs sont alternativement bloqués ou passants pendant la moitié de la période T . Les tensions v_i sont alors des créneaux de rapport cyclique 50%

et d'amplitude $\frac{V_{bat}}{2}$, déphasés deux à deux de $\frac{2\pi}{3}$. De par l'équation (3), les harmoniques multiples de 3 ne sont pas présents dans les tensions v_{iN} , ce qui amène aux formes d'onde présentées par la Figure 6a. Le fondamental des tensions v_{iN} a pour valeur $V_{1,F} = \frac{2}{\pi} V_{bat}$ [11].

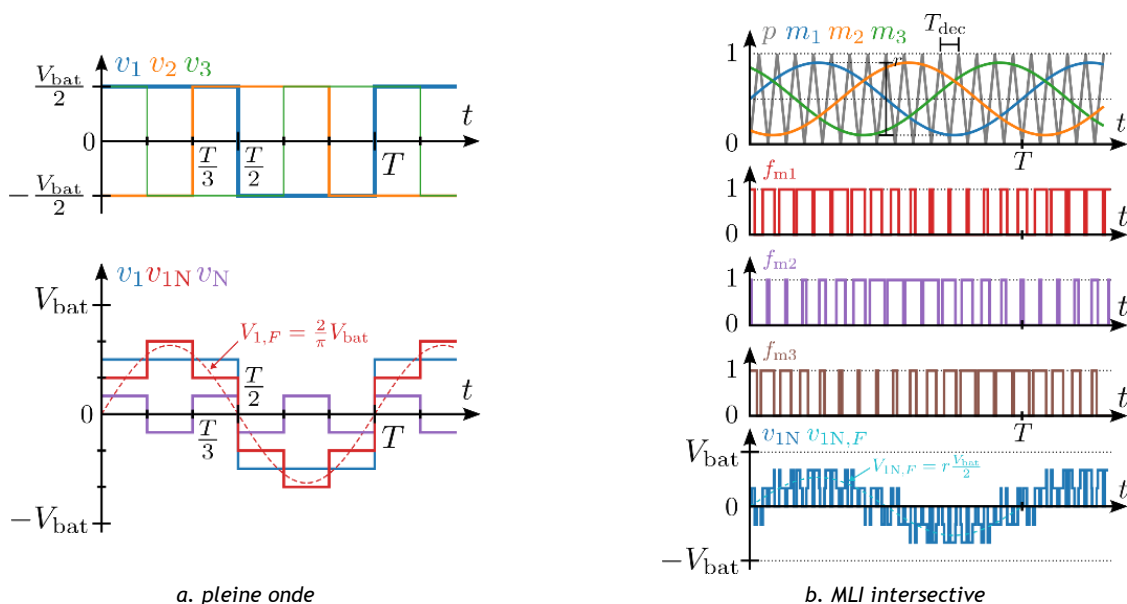


Figure 6 : Allure des tensions pour des commandes scalaires

La tension produite a un spectre très riche en basse fréquence. Celui-ci contient les harmoniques de $F = 1/T$ non-multiples de 3, ce qui a des effets néfastes sur le rendement de la machine. En outre, la fréquence est bien réglable, mais l'amplitude de la tension de sortie ne l'est pas, elle est proportionnelle à la tension du bus continu. C'est pourquoi cette solution n'est pas retenue dans le cadre des véhicules, car elle nécessiterait l'ajout d'un convertisseur DC-DC en amont.

Commandes par modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) d'une cellule de commutation peut être obtenue par comparaison d'un signal triangulaire (porteuse p) qui détermine la fréquence de découpage avec le signal de modulation m_i , on parle alors de MLI intersective [12]. La Figure 6b présente le cas d'une MLI centrée (porteuse triangulaire symétrique).

Le spectre de la tension de sortie est riche en contenu haute fréquence, autour de $F_{dec} = 1/T_{dec}$ et ses multiples, qui sont plus facilement filtrables. L'amplitude du fondamental de cette tension est donnée par $V_{1,F} = r \frac{V_{bat}}{2}$ avec $r \in [0,1]$. L'amplitude et la fréquence sont alors réglable, avec une amplitude maximale de $V_{1,F}^{max} = \frac{V_{bat}}{2}$.

Commandes vectorielles

Les commandes précédentes traitent chaque phase indépendamment, elles sont alors qualifiées de scalaires. Les commandes vectorielles utilisent la transformation de Clarke (4) ou de Concordia pour représenter les tensions dans le plan complexe α, β . Les 8 configurations possibles de l'onduleur triphasé délimitent alors 6 secteurs, comme le montre la Figure 7a, deux configurations conduisant à la tension nulle. La transition d'un point à un voisin ne nécessite la commutation que d'un seul bras.

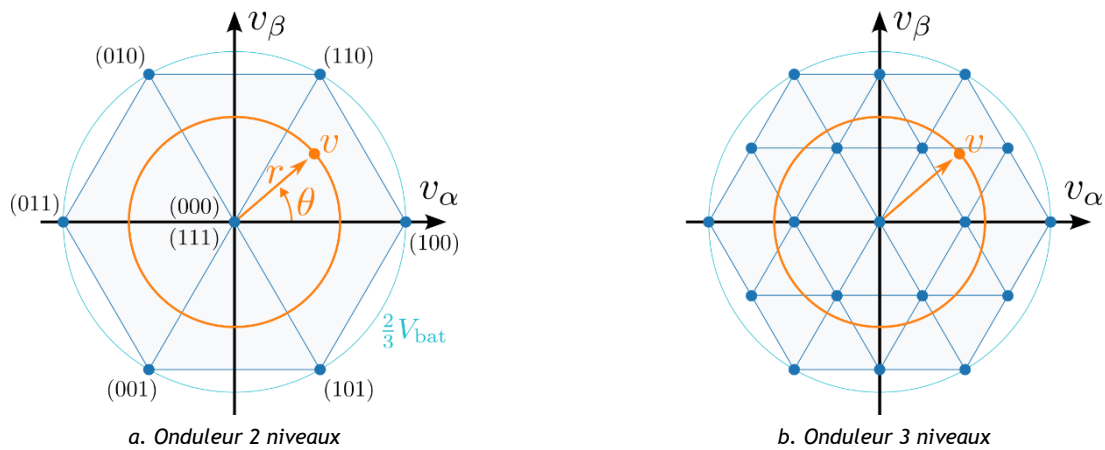


Figure 7 : Principe de la commande vectorielle

Pour synthétiser la tension complexe souhaitée, une pondération des trois points délimitant le secteur est calculée pour faire correspondre leur barycentre avec le point désiré. Ces pondérations correspondent aux fractions de période de commutation à consacrer à chaque état [13].

$$x_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} x_{123} \quad (4)$$

Le régime linéaire de la commande vectorielle se limite au cercle inscrit à l'hexagone, Figure 7a. Dès lors, l'amplitude de tension maximale possible avec cette commande est de $V_{1,F}^{\max} = \frac{V_{\text{bat}}}{\sqrt{3}}$.

Dans le cadre d'onduleur multiniveau, la constellation de points s'enrichit et le nombre de secteurs augmente, Figure 7b. Si bien que lorsque le nombre de niveaux est suffisant, il est possible de s'affranchir du découpage pour se placer sur le point le plus proche de l'objectif avec une marge d'erreur acceptable. Cette commande est appelée par vecteur le plus proche (NVC).

Perspective technologique

La plupart des onduleurs de tractions sont aujourd'hui basés sur des transistors IGBT silicium. Or les transistors à base de silicium (Si) font aujourd'hui face à leurs limites physico-chimiques. Des technologies émergentes apparaissent, regroupées sous le nom de matériaux à large bande interdite (WBG : *Wide-Band Gap*) [14]. La bande interdite est une caractéristique quantique des semi-conducteurs, son augmentation repousse les limites physiques actuelles, en particulier en termes de résistance à l'état passant, Figure 8.

Notamment, des transistors à base de carbure de silicium (SiC) et de nitrure de gallium (GaN) sont aujourd'hui sur le marché. Les transistors SiC sont cependant dans un état de développement plus avancé que les GaN. L'utilisation de tels transistors octroie une amélioration des rendements des convertisseurs [15].

La technologie est encore peu répandue, en particulier à cause d'un coût élevé. Malgré cela, les transistors SiC sont déjà dans les véhicules. Tesla a fait le choix du SiC dès 2017 pour son Model 3, cela avec une augmentation espérée de l'autonomie du véhicule de 10% [16].

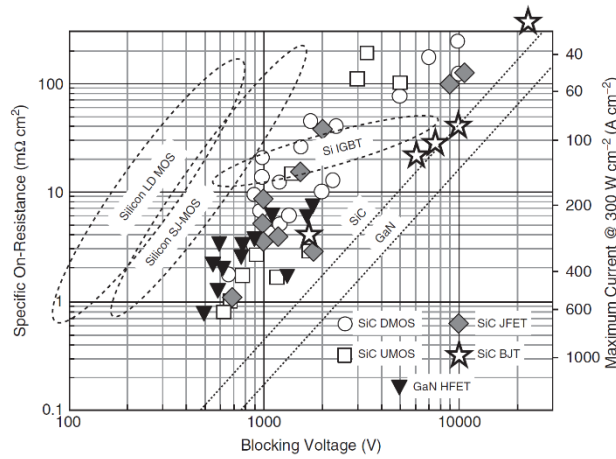


Figure 8 : Limites théoriques des résistances à l'état passant en fonction de la tension de claquage, issue de [14]

En parallèle, certains constructeurs envisagent d'augmenter la tension de batterie, pour passer d'une tension aujourd'hui autour de 400 V à 800 V. Cela afin d'améliorer le rendement de la chaîne, mais surtout d'accélérer la recharge rapide des véhicules.

3 - Convertisseur multiniveaux : fusion des batteries et de l'onduleur

Face à ces dynamiques orientées sur les technologies nouvelles et l'augmentation de la tension, une autre stratégie est envisageable : concevoir un convertisseur multiniveaux modulaire sur la base de transistors silicium basse tension et de faible coût.

3.1 - Le projet IBIS

Les convertisseurs multiniveaux modulaires (MMC) sont exploités aujourd'hui sur les réseaux pour les liaisons haute tension en courant continu (France-Espagne notamment). L'idée d'utiliser cette technologie dans les véhicules électriques a émergé à la fin du XXe siècle [17], mais elle a trouvé son réel intérêt en l'associant à la technologie des cellules Li-ion.

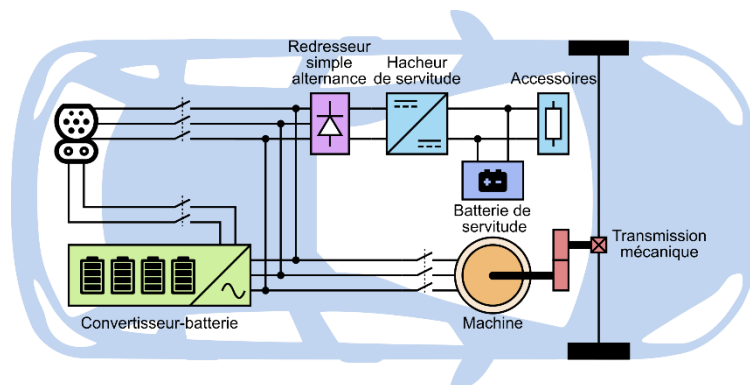


Figure 9 : Schéma synoptique d'un véhicule électrique IBIS

Dans les années 2010, les recherches et les idées développées autour de ces structures dans les laboratoires ont rencontré les acteurs industriels qui ont trouvé un intérêt potentiel dans cette nouvelle approche. C'est ainsi que le projet IBIS (*Intelligent Battery-Inverter System*) est né en associant deux grands acteurs industriels (Stellantis et Saft), quatre laboratoires de recherche (Satie, GeePs, LEPMI et Institut Lafayette) et deux PME (E2CAD et Sherpa Engineering). Ce projet, en partie financé par l'ADEME, permet un transfert technologique des laboratoires vers l'industrie de par l'étude et la réalisation de prototypes, jusqu'à une potentielle commercialisation dans les années à venir [18], [19].

La particularité de la structure, détaillée juste après, est de fusionner le convertisseur DC-AC avec la batterie, créant ainsi un convertisseur-batterie (IBIS) qui distribue une tension triphasée pour le véhicule. Ce système peut alors être directement connecté à la machine de traction ou au réseau électrique selon le cas d'utilisation. L'emploi de ce même système est envisagé par Saft pour le stockage stationnaire d'énergie pour le réseau. Celui-ci pourrait utiliser les batteries du véhicule en seconde vie.

3.2 - Principe de fonctionnement

La structure étudiée est un convertisseur multiniveau modulaire de type « onduleur à ponts en H cascades », avec la particularité que les sources de tension isolées sont ici des batteries Li-ion de faible tension. Le schéma électrique présenté à la Figure 10 illustre le cas du prototype actuellement en fonctionnement.

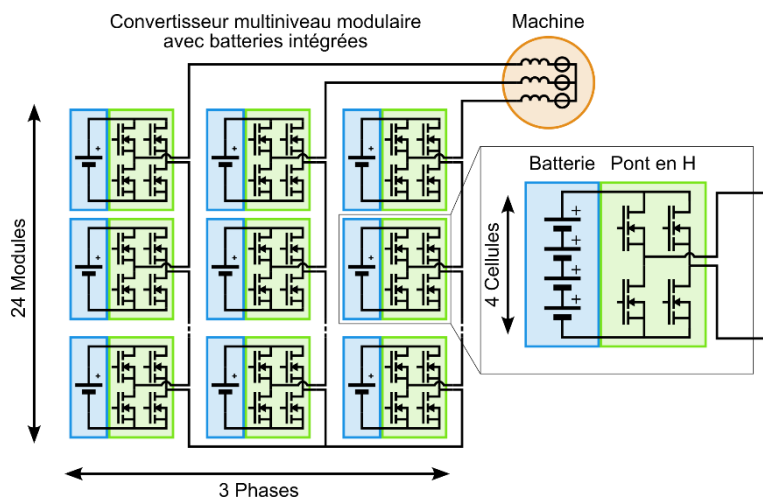


Figure 10 : Schéma électrique d'une chaîne de traction à convertisseur multiniveau modulaire

Chaque module peut fournir trois niveaux de tension différents en fonction de l'état du pont en H. En notant $N = 4$ le nombre de cellules de batterie dans un module, $M = 24$ le nombre de modules dans une phase, $V_{\text{cell}} = 3,3 \text{ V}$ la tension d'une cellule de batterie et $u_{p,m} \in \{-1,0,1\}$ l'ordre de commande du module, avec $m \in \{1 \dots M\}$ de la phase $p \in \{1,2,3\}$, on exprime alors la tension de sortie d'un module :

$$v_{p,m} = u_{p,m} N V_{\text{cell}} \quad (5)$$

Les modules d'une phase sont reliés en série, ce qui conduit à :

$$v_p = N V_{\text{cell}} \sum_{m=1}^M u_{p,m} \quad (6)$$

Comme précédemment, il est possible de réaliser une commande pleine onde. Pour cela, tous les modules d'une même phase sont dans le même état ($\forall m, u_{p,m} = u_{p,1}$). Les créneaux auront ici une amplitude plus élevée qu'une structure classique comportant une batterie ayant le même nombre de cellules, mais en série ($S = N M$). En effet, la structure présentée est capable de produire une tension $\pm V_{\text{bat}} = \pm N M V_{\text{cell}}$, contrairement à un onduleur classique limité aux tensions $\pm \frac{V_{\text{bat}}}{2}$.

Pour exploiter les différents niveaux du convertisseur, plusieurs stratégies existent [20] : les commandes MLI, la commande par niveau le plus proche (NLC) et la commande par vecteur le plus proche (NVC). Dans le cadre du projet, la commande NLC a été retenue pour son faible nombre de commutations par période et sa simplicité de mise en œuvre.

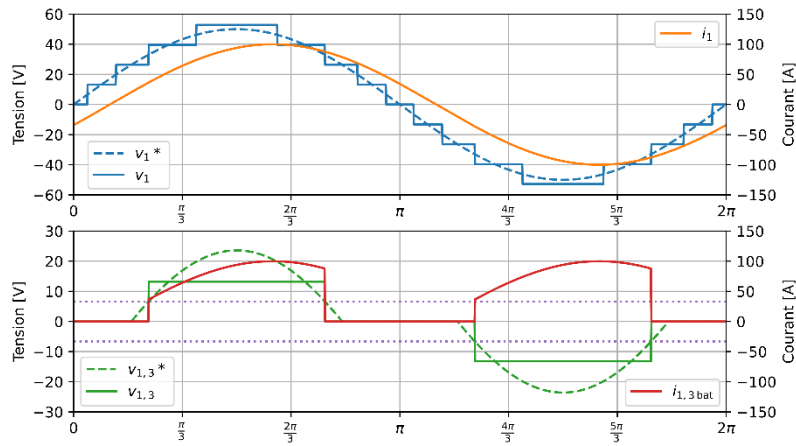


Figure 11 : Exemple de mise en œuvre de la commande NLC

La Figure 11 présente une mise en œuvre de la commande NLC pour une tension de consigne v_1^* d'amplitude 50 V et un courant sinus i_1 de 100 A d'amplitude. L'analyse de la tension de sortie du 3^e module sollicité $v_{1,3}$ illustre bien les 3 états possibles, on dénombre alors 4 commutations par période électrique. Ces transitions sont déterminées en comparant la tension de référence du module $v_{1,3}^*$ avec $\pm NV_{\text{cell}}/2$. Le courant traversant les cellules $i_{p,m \text{ bat}}$ est quant à lui fluctuant : nul, égal ou opposé au courant de phase selon l'état du module.

Onduleur triphasé classique			Architecture IBIS		
Nombre de cellules	$S = 120$ $P = 2$	$V_{\text{bat}} = S V_{\text{cell}}$ $= 396 \text{ V}$	Nombre de cellules	$M = 20$ $N = 4$	$V_{\text{bat}} = MN V_{\text{cell}}$ $= 264 \text{ V}$
Commande pleine onde	$\frac{2}{\pi} V_{\text{bat}}$	252 V	Commande pleine onde	$\frac{4}{\pi} V_{\text{bat}}$	336 V
Commande MLI	$\frac{V_{\text{bat}}}{2}$	198 V	Commande NLC	V_{bat}	264 V
Commande vectorielle	$\frac{V_{\text{bat}}}{\sqrt{3}}$	227 V	Commande NVC	$\frac{2 V_{\text{bat}}}{\sqrt{3}}$	305 V

Tableau 1 : Comparaison des tensions fondamentales simples maximales

La comparaison d'IBIS avec un onduleur triphasé classique associé à une batterie de capacité similaire est présentée au Tableau 1. Le pack batterie classique est une architecture série-parallèle avec S et P les nombres de cellules en série et en parallèle. Le nombre total de cellules embarquées est $SP = 3MN = 240$. Dans cette configuration, la structure permet d'accéder à des niveaux de tension plus élevés et donc de diminuer le courant de phase à puissance équivalente. Cela est dû principalement à l'utilisation de ponts en H, qui permettent une tension de sortie des modules bidirectionnelle. En contrepartie, le nombre de cellules en série sollicitées pour produire une tension intermédiaire est plus faible, ce qui conduit à l'augmentation du courant traversant ces cellules. Ces différences de niveaux de tension ont une incidence sur le point de fonctionnement couple-vitesse de la machine électrique et par conséquent cela nécessite une adaptation de la chaîne de traction.

3.3 - Degrés de liberté et communications

Là où les configurations possibles pour un onduleur classique sont au nombre de 8, elles sont de 3^{3M} soit environ 10^{30} dans le cas $M = 24$. Cela conduit à un nombre impressionnant de configurations microscopiques possibles permettant d'obtenir la même configuration macroscopique. Que faire de

ces possibilités ? On peut commencer par gérer indépendamment chaque phase et imposer une règle simple : tous les ordres de commandes $u_{p,m}$ d'une même phase sont de même signe.

Les degrés de liberté peuvent ensuite être utilisés pour équilibrer les états de charges des modules entre eux et réguler la température des modules. Ce nombre impressionnant de configurations, associé à la nécessité d'une intelligence centralisée, requiert des communications à haut débit qui sont un enjeu majeur de la mise en œuvre d'une telle structure.

3.4 - Équilibrage des cellules

L'équilibrage des cellules est réalisé en sollicitant en priorité les modules les plus chargés en phase de traction, et les moins chargés en phase de régénération [21]. Cela passe par une gestion centralisée des états de charge des modules par le calculateur central. Ce dernier trie les modules selon cette valeur et détermine les modules à activer en fonction de la tension de consigne et du signe de la puissance.

Deux stratégies sont alors possibles, s'intéresser à la puissance moyenne ou la puissance instantanée. Cette dernière permet de mieux équilibrer les cellules, mais au prix d'une augmentation du nombre de commutations. Une fois la stratégie déterminée, la quantité d'informations à transmettre est ainsi réduite et le débit requis est diminué.

3.5 - Recharge

Une des particularités de ce système est la suppression du chargeur embarqué. De fait, avec un nombre de cellules de batterie adapté, il est possible pour IBIS de se connecter directement à un réseau électrique triphasé domestique (230 V en tension simple). C'est cet aspect qui intéresse particulièrement les acteurs du stockage d'énergie pour le réseau. La recharge monophasée ou en courant continu nécessite une légère reconfiguration, mais reste possible : les trois « phases » sont alors connectées en série.

4 - Estimation des pertes

Afin de comparer la pertinence de la structure IBIS pour une utilisation automobile, la comparaison aux onduleurs deux niveaux IGBT et SiC est cruciale. Le critère pertinent est alors la consommation sur cycle, qui semble être à l'avantage d'IBIS dans l'article de Chang [15], bien que la commande utilisée soit une MLI. Le calcul des pertes par commutation dans le cas NLC est plus complexe et nécessite la connaissance des instants de commutation. Le calcul analytique étant trop complexe, la méthode présentée passe par le développement d'un simulateur numérique permettant de prendre en compte les différentes dynamiques électriques [22].

4.1 - Modélisations

La modélisation du système et sa commande sont organisées à l'aide du formalisme REM : Représentation Énergétique Macroscopique [23], Figure 12. La chaîne de conversion d'énergie est alors décomposée en blocs représentant les fonctions énergétiques des différents éléments physiques selon les principes d'interaction (action et réaction) et de causalité (intégrale).

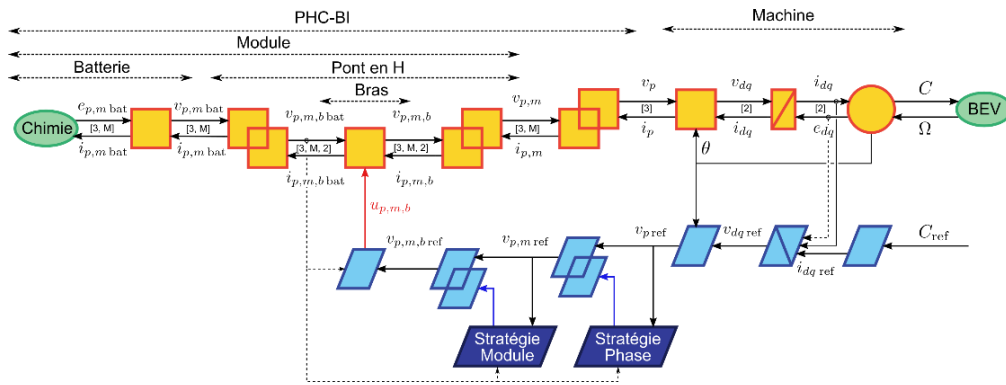


Figure 12 : Représentation énergétique macroscopique de la chaîne de traction

Batterie

Les batteries au Lithium sont des systèmes électrochimiques complexes encore difficilement modélisés. On représente généralement le comportement dynamique des batteries à l'aide de réseau RC série, avec une résistance statique. Ce modèle permet de décrire suffisamment fidèlement le comportement des cellules.

$$v_{p,m \text{ bat}} = e_{p,m \text{ bat}} - R_{bat} i_{p,m \text{ bat}} \quad (7)$$

$$e_{p,m \text{ bat}} = NV_{cell} \quad (8)$$

Des études ont montré que la prise en compte des comportements dynamiques conduit à une amélioration du rendement dans le cas des ponts en H cascades (PHC) grâce à la composante basse fréquence du courant [24]. Pour simplifier la simulation, nous considérons ici un modèle statique (7), car les dynamiques chimiques sont lentes devant les dynamiques électriques. Cela conduit à une surestimation des pertes estimée à environ 20% [24].

Électronique de puissance

Les ponts en H sont constitués de deux bras à base de MOSFET Si basse tension. Ces quatre transistors induisent des pertes par conduction et des pertes par commutation. Un transistor MOSFET à l'état passant se comporte comme une résistance notée R_{mos} . Cette résistance dépend fortement de la température, ce qui complexifie le calcul des pertes par conduction en introduisant un couplage thermique. Ici, la température de fonctionnement est considérée comme constante et égale à celle d'un régime permanent cible : 80°C.

$$v_{p,m,b} = u_{p,m,b} v_{p,m,bat} - R_{mos} i_{p,m,b} \quad (9)$$

La prise en compte des pertes par commutation est complexe dans le cas des MOSFET, contrairement aux IGBT les constructeurs ne fournissent pas de caractéristique des énergies dissipées. Des modèles analytiques existent, mais impliquent un grand nombre de paramètres [25]. Cependant, la commande NLC implique une forte réduction du nombre de commutations par période électrique. Les pertes induites deviennent alors négligeables face aux pertes par conduction. Elles ne seront pas prises en compte dans le modèle.

Machine

La machine considérée est une machine synchrone à aimants permanents et à pôles saillants. Des simulations par éléments finis (EF), non détaillées ici, fournissent les informations caractéristiques de la machine ainsi que la loi de commande. Le comportement de la machine est alors exprimé dans Park par les équations suivantes. Les effets dynamiques sont calculés à partir des inductances L_d et L_q déterminées par les simulations EF statiques, en fonction des courants.

$$\begin{cases} L_d(i_d, i_q) i_d = \int (v_d - e_d - R_{Cu}(\omega) i_d) dt \\ L_q(i_d, i_q) i_q = \int (v_q - e_q - R_{Cu}(\omega) i_q) dt \end{cases} \quad (10)$$

Les pertes cuivre sont modélisées par une résistance en série avec les enroulements $R_{Cu}(\omega)$. Cette résistance présente une composante continue, représentative des pertes en courant continu, et une composante quadratique avec la vitesse ω , caractéristique de l'effet de peau dans les conducteurs. Elle intervient dans l'équation des inductances, représentées sur la Figure 12 par l'élément d'accumulation d'énergie.

Les simulations EF fournissent les flux magnétiques Φ_d et Φ_q en fonction des courants i_d et i_q . Ces flux conduisent aux expressions des forces électromotrices (fem) e_d et e_q , et du couple électromagnétique C_{em} :

$$\begin{cases} e_d = -\omega \Phi_q(i_d, i_q) \\ e_q = +\omega \Phi_d(i_d, i_q) \end{cases} \quad (11)$$

$$C_{em} = n_p (\Phi_d(i_d, i_q) i_q - \Phi_q(i_d, i_q) i_d) \quad (12)$$

$$\omega = n_p \Omega \quad (13)$$

La prise en compte des pertes fer s'effectue via un couple résistant C_{Fe} calculé pour un point de fonctionnement couple-vitesse. Cet élément est particulièrement dépendant à la loi de commande.

4.2 - Simulations

Les modèles présentés sont simulés à l'aide de Matlab/Simulink sur différents points de fonctionnement mécaniques couple-vitesse. La loi de commande de la machine a été déterminée, grâce à des simulations par élément finis, afin de minimiser l'amplitude du courant (MTPA : *Maximum Torque per Ampere*). Elle fournit les courants de références $i_{d\text{ref}}$ et $i_{q\text{ref}}$ en fonction du couple de référence C_{ref} et de la vitesse mesurée Ω .

L'inversion de l'élément d'accumulation représentant les inductances de la machine est réalisée à l'aide d'un correcteur PI pour asservir les courants. Enfin la suite de la chaîne de commande est réalisée par inversion de modèle en utilisant la commande NLC. La Figure 13 présente les formes d'onde obtenues pour trois points de puissance identiques (3 kW), mais avec une répartition couple-vitesse différente [22].

La Figure 13a illustre un point de fonctionnement à basse vitesse et fort couple. Dans cette configuration, le nombre de modules utilisés est réduit : ici deux modules pour cinq niveaux de tension. Lorsque la vitesse augmente, la tension augmente également, conséquence de la fem, et donc le nombre de niveaux de tension s'accroît, Figure 13b et c. Cela induit une amélioration du contenu spectral du courant, et donc une réduction de l'ondulation de couple.

La puissance apparente est plus élevée sur la Figure 13c. Cela est dû à la stratégie de commande de la machine qui impose un défluxage, injection de courant i_d en opposition aux aimants, à haute vitesse. L'important courant et le faible nombre de niveaux rendent visible l'effet des pertes par conduction sur la Figure 13a. Le fort courant qui traverse les résistances séries des batteries et des transistors déforme les paliers de tensions qui ne sont plus constants comme espérés. Cet effet est moins marqué sur la Figure 13b.

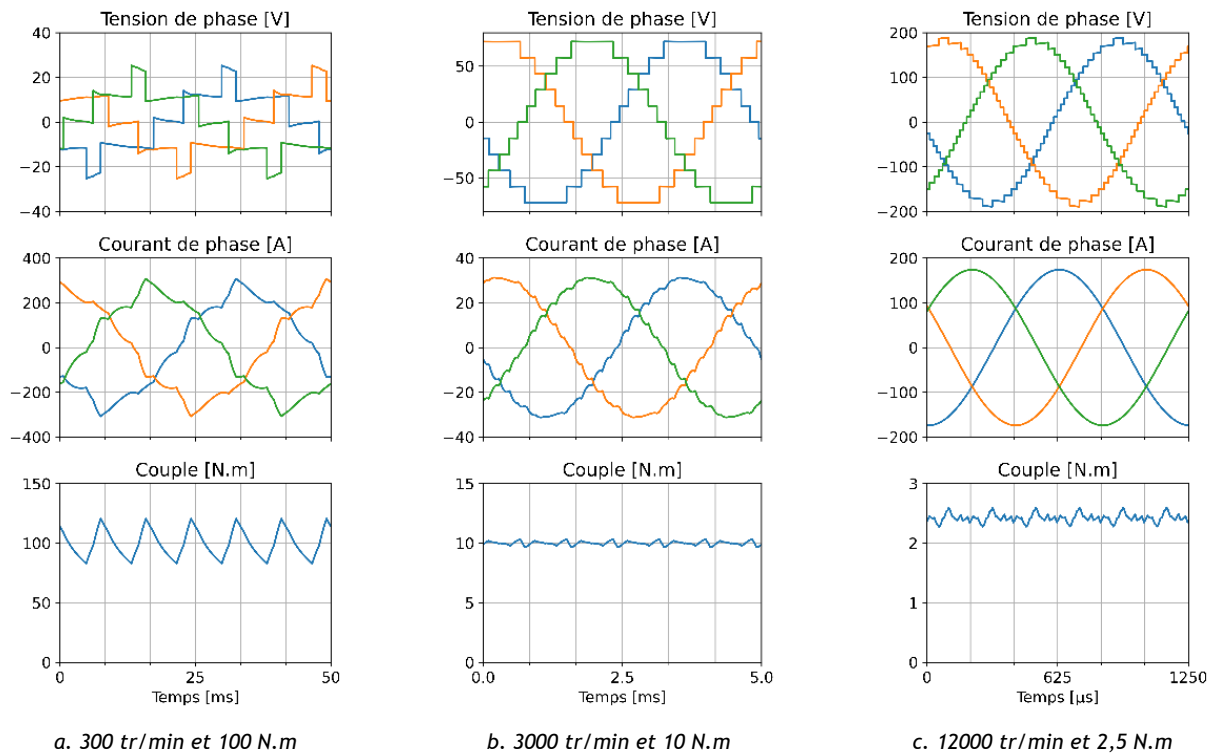


Figure 13 : Formes d'onde simulées

5 - Perspectives de développement

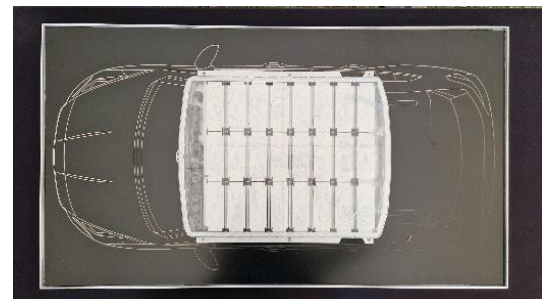
5.1 - Le futur d'IBIS

Un démonstrateur statique a été réalisé et a permis de démontrer la faisabilité technique du système. Ce système modulaire, dont on peut voir un module sur la Figure 14a, est installé au laboratoire GeePs. Des essais de connexion au réseau (recharge) et de traction/récupération avec une machine de traction réelle (conduite) y sont réalisés.

Un démonstrateur du véhicule est en cours de conception et devrait être opérationnel à l'été 2024. Son objectif sera de démontrer la faisabilité de l'intégration d'un tel système dans un véhicule et d'étudier son comportement en conditions réelles. C'est une étape supplémentaire vers la commercialisation d'un premier véhicule à l'horizon 2030 [19].



a. phase 1, démonstrateur statique



b. phase 2, démonstrateur véhicule

Figure 14 : Prototypes expérimentaux

5.2 - Résilience, maintenance et réutilisation

La force de la modularité du système est dans sa résilience. En cas de défaut d'une cellule de la batterie, le véhicule est immobilisé et le pack batterie doit être entièrement remplacé. Avec IBIS, le module contenant la cellule défectueuse est isolé (bypass) et le véhicule peut continuer à fonctionner (en mode légèrement dégradé) jusqu'à un passage au garage.

La maintenance est également rationalisée puisqu'il suffit alors de remplacer uniquement les modules défectueux ou en fin de vie. Dans une application véhicule, les cellules sont considérées en fin de vie lorsqu'elles ont perdu 20% de leur capacité initiale, la densité d'énergie stockée devient alors trop faible pour cette utilisation. Cependant la capacité restante demeure suffisante pour des applications où l'encombrement est un enjeu secondaire : le stockage sur le réseau. Ainsi, les mêmes modules pourront être réutilisés (seconde vie) dans ce type d'installation.



Figure 15 : Vue d'artiste d'un parc de stockage d'énergie connecté au réseau électrique, issue de [26]

5.3 - Hybridation

La structure en pont en H cascadié n'impose pas la nature des sources de tension continue. On peut donc imaginer mélanger des cellules de batterie de natures différentes (forte densité de puissance ou d'énergie) ou introduire d'autres technologies de stockage comme des supercondensateurs. Une hybridation avec une pile à combustible est également envisageable. Sur des installations stationnaires, des panneaux photovoltaïques peuvent être intégrés comme source d'alimentation de certains modules [27].

Conclusion

Les véhicules électriques sont en plein développement à l'échelle mondiale, mais font face dans leurs améliorations aux limites imposées par les systèmes existants : batterie, électronique de puissance, machine, etc. Certains constructeurs s'orientent vers les transistors WBG dans l'espoir d'améliorer les rendements, mais ceux-ci restent coûteux. Une autre voie est d'utiliser des convertisseurs multiniveaux modulaires en fusionnant la batterie et l'étage de conversion DC-AC. Cette voie, explorée par Stellantis dans le cadre du projet IBIS, semble prometteuse en termes de performance, mais elle comporte également des atouts en matière de soutenabilité.

Remerciements

Cette étude a été effectuée dans le cadre du projet IBIS, lequel est financé par l'Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie (ADEME) grâce au programme d'Investissement d'Avenir (PIA).

Références

- [1] A. Aloisi, « Plus d'un quart des véhicules vendus en 2023 en France étaient électriques ! », *Electroniques*. Consulté le: 8 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.electroniques.biz/auto-train/plus-dun-quart-des-vehicules-vendus-en-2023-en-france-etaient-electriques/>
- [2] IEA, « Global EV Outlook 2023 : Trends in electric light-duty vehicles », IEA. Consulté le: 8 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.iea.org/energy-system/transport/electric-vehicles>
- [3] V. Sauvant-Moynot, F. Orsini, et A. Juton, « État de l'art et perspectives des batteries de voitures électriques », *La Revue 3EI*, n° 99, janvier 2020.
- [4] X. Rain, « Les solutions actuelles de motorisations pour véhicules électriques », *La Revue 3EI*, n° 99, janvier 2020.
- [5] RTE, « Futurs énergétiques 2050 _ rapport complet.pdf », févr. 2022.
- [6] TotalEnergies, « Stockage par batteries : nos projets et réalisations », TotalEnergies. Consulté le: 8 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://totalenergies.com/fr/projets/electricite/stockage-batteries-nos-projets-realizations>
- [7] B. Crépin, « Stockage d'énergie par batteries : « On est au début d'une nouvelle ère » », *Techniques de l'Ingénieur, Énergie*. Consulté le: 8 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.techniques-ingenieur.fr/actualite/articles/stockage-denergie-par-batteries-on-est-au-debut-dune-nouvelle-ere-111535/>
- [8] ENEDIS, « Pilotage de la recharge de véhicules électriques », ENEDIS, déc. 2020. Consulté le: 8 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.enedis.fr/sites/default/files/documents/pdf/enedis-rapport-pilotage-de-la-recharge-de-vehicules-electriques.pdf>
- [9] C. Saber et N. Rouhana, « Chargeurs de batteries de véhicule électrique », *La Revue 3EI*, n° 99, janvier 2020.
- [10] A. Juton *et al.*, *Technologies des voitures électriques: Motorisations, batteries, hydrogène, interactions réseau*, Illustrated édition. Malakoff: Dunod, 2021.
- [11] J.-P. Louis et C. Bergmann, « Commande numérique des machines - Systèmes triphasés : régime permanent », *Tech. Ing. Convers. Lénergie Électr.*, nov. 1996, doi: 10.51257/a-v1-d3642.
- [12] H. Foch, F. Forest, et T. Meynard, « Onduleurs de tension - Structures. Principes. Applications », *Tech. Ing. Convers. Lénergie Électr.*, p. 21, 1998.
- [13] P.-É. Vidal, B. Trajin, et F. Rotella, « Stratégie et technique pour le pilotage en modulation des convertisseurs statiques », *Tech. Ing. Électronique*, n° E3969, déc. 2019, doi: 10.51257/a-v1-e3969.
- [14] T. Kimoto et J. A. Cooper, *Fundamentals of Silicon Carbide Technology: Growth, Characterization, Devices and Applications*, vol. 9781118313527. in *Fundamentals of Silicon Carbide Technology: Growth, Characterization, Devices and Applications*, vol. 9781118313527. 2014, p. 538. doi: 10.1002/9781118313534.
- [15] F. Chang, O. Ilina, M. Lienkamp, et L. Voss, « Improving the Overall Efficiency of Automotive Inverters Using a Multilevel Converter Composed of Low Voltage Si mosfets », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 4, p. 3586-3602, avr. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2854756.
- [16] C. Morris, « Silicon carbide is becoming the material of choice for EV power electronics », *Charged EVs*. Consulté le: 4 septembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://chargedevs.com/newswire/silicon-carbide-is-becoming-the-material-of-choice-for-ev-power-electronics/>

- [17] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, et T. G. Habetler, « Multilevel converters for large electric drives », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, n° 1, p. 36-44, janv. 1999, doi: 10.1109/28.740843.
- [18] ENS Paris-Saclay, « Projet IBIS, une coopération exemplaire pour des batteries révolutionnaires | ENS-PARIS-SACLAY », ENS Paris-Saclay. Consulté le: 10 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://ens-paris-saclay.fr/actualite/projet-ibis-une-cooperation-exemplaire-pour-des-batteries-revolutionnaires>
- [19] J. Leblanc, « Batterie IBIS. Stellantis travaille sur des voitures électriques plus simples et plus durables », L'argus. Consulté le: 28 août 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.largus.fr/actualite-automobile/batterie-ibis-stellantis-travaille-sur-des-voitures-electriques-plus-simples-et-plus-durables-30028369.html>
- [20] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, et M. A. M. Prats, « The age of multilevel converters arrives », *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 2, n° 2, p. 28-39, juin 2008, doi: 10.1109/MIE.2008.923519.
- [21] C. Mayet, D. Labrousse, A. Dittrick, B. Revol, R. Bkekri, et F. Roy, « Simulation and Control of a New Integrated Battery System for Automotive Applications », in *PCIM Europe digital days 2021*, mai 2021, p. 1-6.
- [22] G. Pongnot, C. Mayet, et D. Labrousse, « Répartition des pertes dans une chaîne de traction utilisant un onduleur à ponts en H cascades avec batteries intégrées », in *Symposium de Génie Électrique*, Lille, France, juill. 2023. Consulté le: 18 octobre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.science/hal-04158082>
- [23] W. Lhomme, P. Delarue, A. Bouscayrol, et P. Barrade, « La REM, formalisme multiphysique de commande de systèmes énergétiques », *Tech. Ing. Convers. Lénergie Électr.*, n° D3066, nov. 2014, doi: 10.51257/a-v1-d3066.
- [24] O. Theliander, A. Kersten, M. Kuder, W. Han, E. A. Grunditz, et T. Thiringer, « Battery Modeling and Parameter Extraction for Drive Cycle Loss Evaluation of a Modular Battery System for Vehicles Based on a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, n° 6, p. 6968-6977, nov. 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.3026662.
- [25] D. Christen et J. Biela, « Analytical Switching Loss Modeling Based on Datasheet Parameters for mosfets in a Half-Bridge », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 4, p. 3700-3710, avr. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2851068.
- [26] J.-C. Lefebvre et V. Gillot, « IBIS : Stellantis et Saft dévoilent une 'batterie intelligente' et plus efficace pour les véhicules électriques et le stockage stationnaire », Stellantis. Consulté le: 8 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.stellantis.com/fr/actualite/communiqués-de-presse/2023/july/ibis-stellantis-et-saft-devoilent-une-batterie-intelligente-et-plus-efficace-pour-les-vehicules-electriques-et-le-stockage-stationnaire>
- [27] C. Sirico *et al.*, « PV Module-Level CHB Inverter with Integrated Battery Energy Storage System », *Energies*, vol. 12, n° 23, Art. n° 23, janv. 2019, doi: 10.3390/en12234601.



Caractérisation Thermoélectrique et Thermomécanique d'Assemblages PCB Intégrant des Puces de Puissance

Mounira BOUARROUDJ^{1,2} - Mickaël PETIT¹ - Said BENSEBAA^{1,4}
Stéphane LEFEBVRE¹ - Nicolas SCHMITT^{2,3}

Édité le
29/01/2024

¹ SATIE, ENS Paris-Saclay, CNRS, UCP, Cnam, 91190, Gif-sur-Yvette

² Université Paris Est Créteil UPEC, 94000 Créteil, France

³ LMPS, ENS Paris-Saclay, 91190, Gif-sur-Yvette, France

⁴ Synchrotron SOLEIL, Gif-sur-Yvette, France

Cet article fait partie du N° 111 de La Revue 3EI de janvier 2024.

Un procédé d'intégration PCB (printed circuit board) basé sur l'utilisation d'une mousse métallique pressée pour assurer le contact électrique des puces de puissance est présenté. Ce procédé permet de réduire l'inductance parasite qui est liée aux connectiques (fils de bonding), il permet également de réduire les contraintes mécaniques dans la puce comparée à un assemblage avec prise de contact face arrière par brasure. Le principal avantage de ce procédé est la simplicité de sa réalisation et son faible coût.

Cet article propose une description du procédé de fabrication suivie d'une partie de caractérisation électrique et thermique des différents contacts et matériaux utilisés dans l'assemblage. À l'issue de cette étude un choix du matériau approprié est effectué (Mousse Nickel et/ou cuivre), enfin des résultats de tenue au cyclage passif sont présentés.

1 - Introduction

Les modules de puissance standards utilisant les fils de bonding, figure 1, pour la prise de courant présentent certaines limitations, à savoir : i) l'inductance parasite (de l'ordre de 5 à 20 nH) qui génère des surtensions lors des commutations, particulièrement pour les composants à grand gap (GaN), ii) une limitation thermique, où la dissipation de la chaleur se fait uniquement par la face arrière, iii) en terme de fiabilité, ces fils présentent une zone de fragilité limitant ainsi la durée de vie de ces modules.

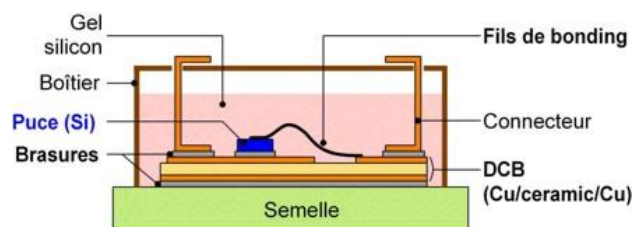


Figure 1 : Assemblage montrant les connectiques (fil de bonding en face avant et brasure en face arrière) de la puce dans un assemblage de puissance standard.

L'enfouissement des puces au cœur du PCB semble être une alternative intéressante en vue de remédier aux contraintes énoncées précédemment. Dans ce cas, l'amenée de courant se fait généralement par des Vias en cuivre réalisés par électro déposition et la puce est brasée sur le substrat PCB [1][2]. L'utilisation de la mousse métallique pour assurer le contact supérieur de la puce a été vérifiée et peut être une alternative simple et pas chère [3]. Dans cet article, nous

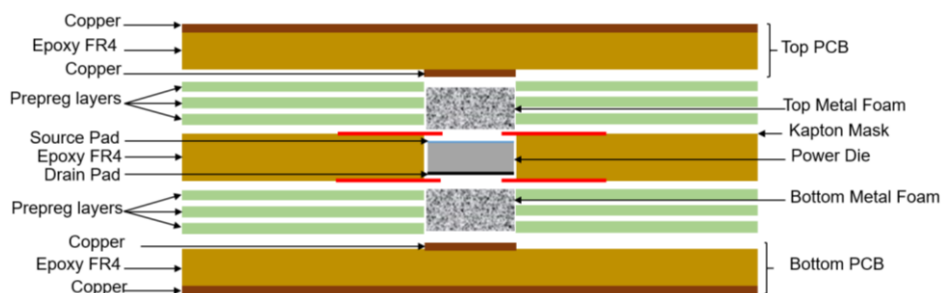
proposons un assemblage pour les puces enfouis au cœur du PCB avec une prise de contact supérieur et inférieur assurée par des mousses métalliques pressées sans l'utilisation de brasure. Nous présentons des travaux de caractérisations électriques et thermiques de l'assemblage ainsi que des résultats de tests de vieillissement thermiques passifs selon les normes PCB [MIL-STD-883E].

2 - Procédé d'intégration

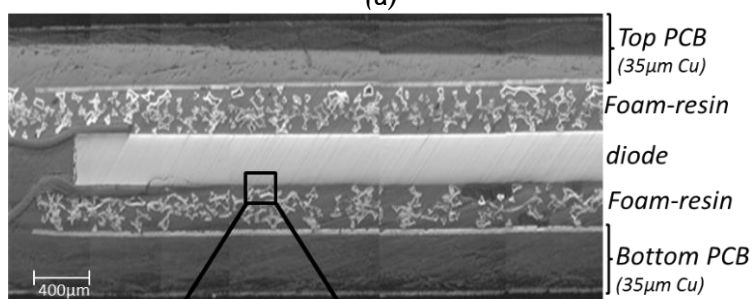
L'assemblage proposé comprend une diode enfouie entre deux mousses métalliques au cœur du PCB. Ces mousses assurent le contact entre les faces avant et arrière de la puce. Le procédé peut être décrit en deux étapes. La première étape, figure 2.a, consiste à effectuer un empilement de bas en haut des couches suivantes :

- PCB inférieur (Bottom PCB),
- Mousse métallique (Contact inférieur), entourée par des couches de Prepreg,
- Puce,
- Mousse métallique (Contact supérieur) entourée par des couches de Prepreg,
- PCB supérieur (Top PCB).

La deuxième étape consiste à laminer cet empilement de matériaux sous des conditions de pression et de température bien spécifiées (des conditions fournis par le fabricant des couches de Prepreg, voir figure 3). Cette étape est effectuée dans une presse (LPKF MultiPress S).



(a)



(b)

Figure 2 : a) Schémas du procédé d'intégration proposé, b) Coupe microscopique d'une diode intégrée au cœur du PCB, avec zoom sur la zone de contact, observation au MEB (Microscope Electronique à Balayage).

La mousse utilisée sur la face avant ne doit pas court-circuiter la métallisation de la puce et l'anneau de garde. Pour cela un masque isolant en Polyimide est ajouté, il permet de spécifier la surface de contact entre mousse et puce, il peut également d'être utilisé pour isoler la grille et la source dans le cas des transistors. Pour des raisons de symétrie, le masque est également ajouté sur la face arrière de l'assemblage. La figure 2.b présente le schéma de l'assemblage ainsi qu'une micro-section de la zone de contact entre la mousse et puce (observation au MEB).

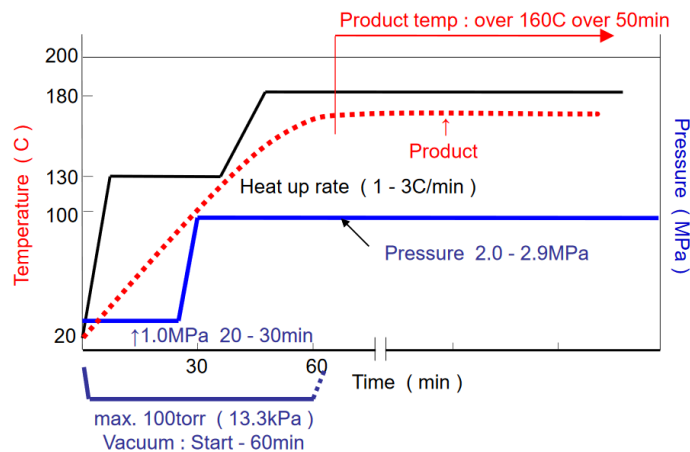


Figure 3 : Recommandations générales sur les conditions de pression et de température appliqués au niveau de la machine de pressage [4].

3 - Caractérisation électrique et thermique

Après laminage, la résine contenue dans le Prepreg pénètre à l'intérieur de la mousse, générant ainsi un nouveau matériau composite (mousse-résine). Les propriétés physiques de ce mélange doivent être déterminées si l'on souhaite estimer la robustesse et les contraintes induites dans cet assemblage. La qualité des contacts entre les différentes couches doit être également évaluée. La démarche et les résultats de ces travaux de caractérisations sont détaillés dans cette section.

3.1 - Caractérisation thermique

Dans un premier temps, nous avons cherché à caractériser les propriétés thermiques du matériau composite obtenu après laminage (constitué d'un mélange de mousse pressée et de la résine). Dans un second temps, nous avons estimé les résistances thermiques de contact.

3.1.1 - Protocole de mesure

Le banc d'essais utilisé est illustré sur la figure 4 [5], où l'échantillon à caractériser est placé entre deux plaques de cuivre (cuivre supérieur et inférieur) à l'intérieur desquelles une sonde de température PT100 est insérée. Cet ensemble est monté sur un cylindre à base de duralumin ayant une résistance thermique connue $R_{th_duralumin}$ (préalablement calibrée). Ce cylindre comporte également deux sondes de température PT100 pour la mesure des températures aux extrémités ($T_{Top-dur}$ et $T_{bottom-dur}$). Cela permet ainsi de mesurer le flux de chaleur qui le traverse. Le dispositif est considéré thermiquement isolé. Sous cette hypothèse, le flux de puissance, P , mesuré dans le cylindre est égal à celui qui traverse l'échantillon. Il peut être exprimé par l'équation (1).

$$P = \frac{T_{Top-dur} - T_{bottom-dur}}{R_{th_duralium}} \quad (1)$$

Connaissant la puissance qui traverse l'échantillon ainsi que la température entre ses bornes (en haut et en bas des plaques de cuivre), on pourra alors calculer la résistance thermique de l'échantillon avec l'équation (2).

$$R_{th_measured} = \frac{T_{top-copper} - T_{bottom-copper}}{P} \quad (2)$$

Pour assurer un meilleur transfert de chaleur entre les plaques de cuivre et l'échantillon, des interface thermique (TIM) sont insérées. Par conséquent, et afin d'obtenir uniquement la résistance de l'échantillon, les résistances thermiques de ces TIM ont d'abord été caractérisées puis soustraites de la résistance mesurée, voir équation (3).

$$R_{th_sample} = R_{th_measured} - 2 \cdot R_{th_TIM} \quad (3)$$

Les résistances thermiques des plaques de cuivre sont négligées (0,0015 et 0,0025 K/W) devant celles de l'échantillon à caractériser. Les résultats sont enregistrés directement sur MATLAB Simulink®, avec un contrôle instantané de la puissance et de la température dans le dispositif.

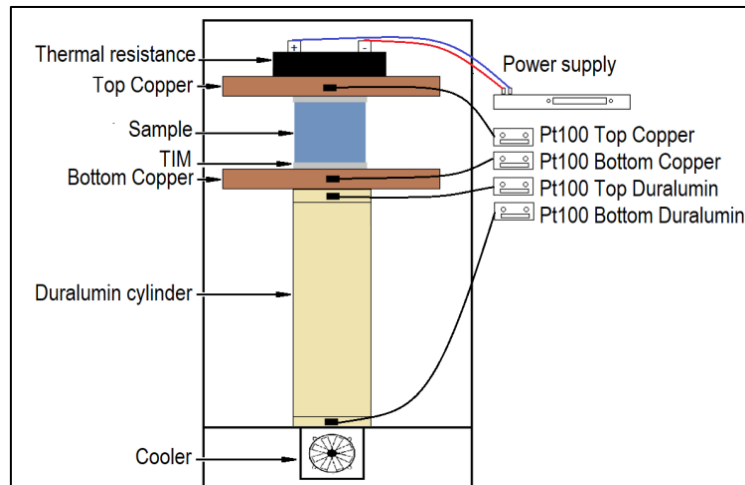


Figure 4 : Schémas du dispositif de mesure de la résistance thermique.

3.1.2 - Caractérisation thermique du mélange mousse-résine

La conductivité thermique du mélange mousse-résine dépend de plusieurs paramètres structuraux, tels que la porosité, la densité relative et la taille des pores de la mousse. Afin d'évaluer l'effet de la proportion de la mousse dans le mélange mousse-résine sur la conductivité thermique, des échantillons sont réalisés avec différentes épaisseurs. L'épaisseur finale de l'échantillon dépend de la pression appliquée lors du pressage, plus elle augmente plus la densité de la mousse dans le mélange augmente. Avant pressage, la densité moyenne initiale de la mousse (solide / air) est connue, ce qui permet de déduire le volume de mousse (V_{foam}) et le volume d'air (V_{air}). Lors du pressage, la résine remplace l'air, donc le volume de résine qui pénètre dans la mousse est égal au volume d'air. Lorsqu'une pression est appliquée sur l'échantillon, le volume de mousse (V_{foam}) est toujours le même, mais le volume de résine diminue (V_{resin}). Ainsi, le rapport entre le volume de mousse (V_{foam}) et le volume total ($V_{foam} + V_{resin}$) du mélange mousse-résine augmente. Cette fraction volumique (X), est donnée par l'équation (4).

$$X = \frac{V_{foam}}{V_{foam} + V_{resin}} \quad (4)$$

La conductivité thermique λ mesurée est ainsi exprimée en fonction de la fraction volumique X . Les résultats obtenus pour le mélange mousse Cuivre-résine sont représentés sur la figure 5.

La conductivité thermique du mélange augmente avec l'augmentation de la fraction volumique, ce qui est logique, car la conductivité thermique du mélange augmente lorsque la densité du cuivre augmente. Les résultats obtenus sont comparés avec le modèle de conductivité thermique "Bhattachaya" d'une mousse à pores ouverts [6], équation (5).

$$\lambda_{eff} = M \cdot (zK_f + (1 - z) \cdot K_s) + \frac{1 - M}{\left(\frac{z}{K_f} + \frac{1 - z}{K_s}\right)} \quad (5)$$

Où K_s et K_f représentent la conductivité thermique du métal et du fluide respectivement, z la proportion du métal dans le mélange et M est à déterminer expérimentalement.

Néanmoins, on observe que pour une forte proportion de cuivre ($X_{cu}=0.7$), la conductivité thermique mesurée est très faible (4.5 W/mK) par rapport à celle du cuivre solide (400 W/mK). Cela est probablement dû à la résistance thermique des contacts entre les différentes couches de l'assemblage.

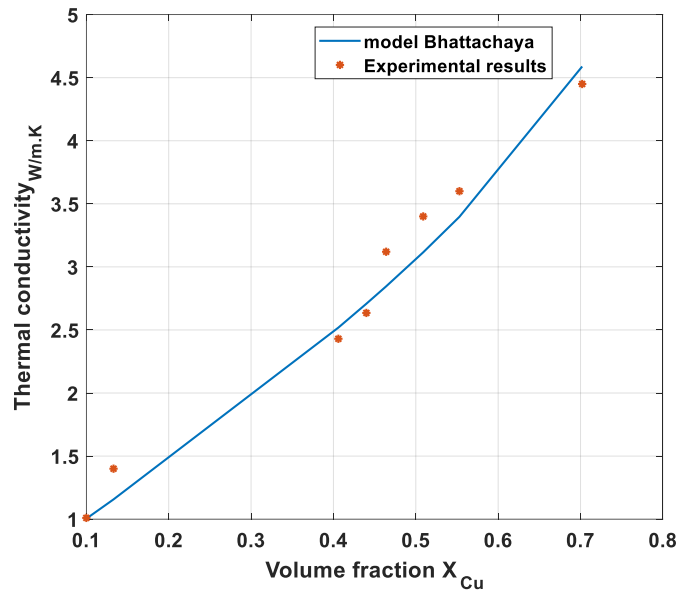


Figure 5 : Conductivité thermique λ du mélange mousse Cuivre-résine en fonction de la fraction volumique (X_{cu}).

3.1.3 - Caractérisation thermique du contact Mousse-Puce

La deuxième partie de la caractérisation thermique consiste à étudier le contact thermique entre la puce et la mousse. Pour cela, la résistance thermique $R_{th(j-case)}$ (jonction-refroidisseur) de l'assemblage est mesurée. Pour effectuer cette mesure, on polarise la puce, cette dernière dissipe une puissance (P). La température du refroidisseur est mesurée avec une sonde de température PT100 et celle de jonction est obtenue en utilisant un paramètre électrique thermosensible (TSEP), basé sur la tension directe V_f de la diode à l'état passant. En effet, il existe une dépendance linéaire entre la tension directe et la température de jonction au niveau de la puce (environ $-2mV/^\circ C$ pour les composants à base de Silicium). Ainsi, pour obtenir l'image de la température de jonction, un faible courant est injecté (2 mA) dans la puce et la mesure de V_f fournit l'image de la température (figure 6).

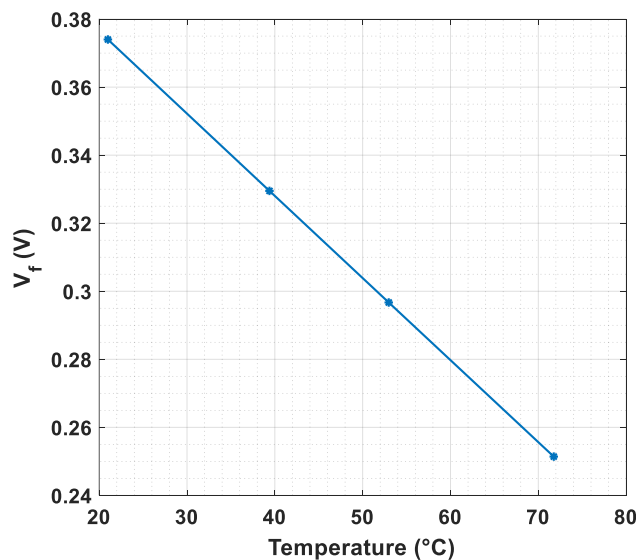


Figure 6 : Résultats de caractérisation de la tension de seuil V_f (évolution de V_f en fonction de la température T).

Une calibration préalable de l'évolution de la tension V_f en fonction de la température est réalisée en utilisant un conditionneur thermique. Les résultats de caractérisation sont donnés par l'équation (6).

$$\frac{\Delta V_f}{\Delta T} = -2,412 \text{ mV} \cdot \text{K}^{-1} \quad (6)$$

La diode possède deux terminaisons différentes, à savoir une métallisation en aluminium sur la face supérieure et une terminaison nickel sur la face inférieure. Le refroidissement par face avant ou arrière peut donc conduire à des résultats différents. Nous avons cherché à caractériser le transfert thermique par les deux faces. Le dispositif de mesure est présenté dans la figure 7. La diode est polarisée en direct et dissipe une puissance contrôlée avec MATLAB Simulink®. Dans un premier temps, le refroidissement se fait par la face avant afin de caractériser le contact supérieur (Al/mousse). Dans un second temps il se fait par la face inférieure pour caractériser le contact Ni/mousse.

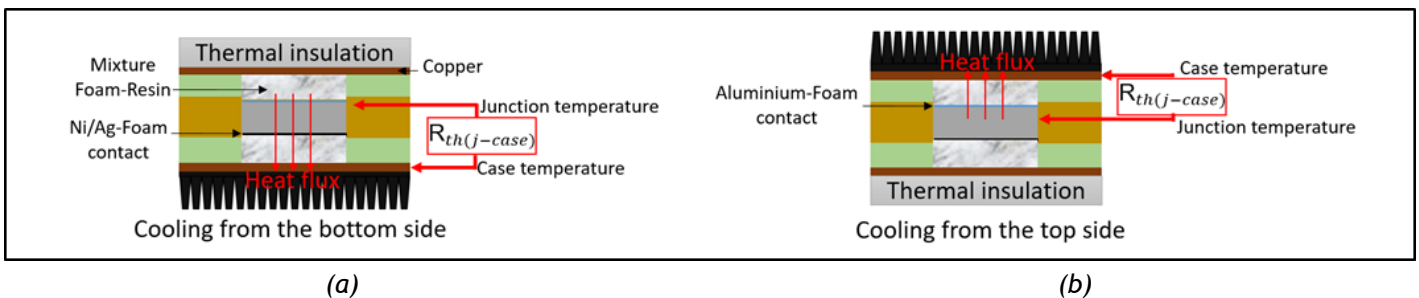


Figure 7 : Dispositif de mesure de $R_{th(j-case)}$, (a) Refroidissement par face arrière, (b) refroidissement par face avant

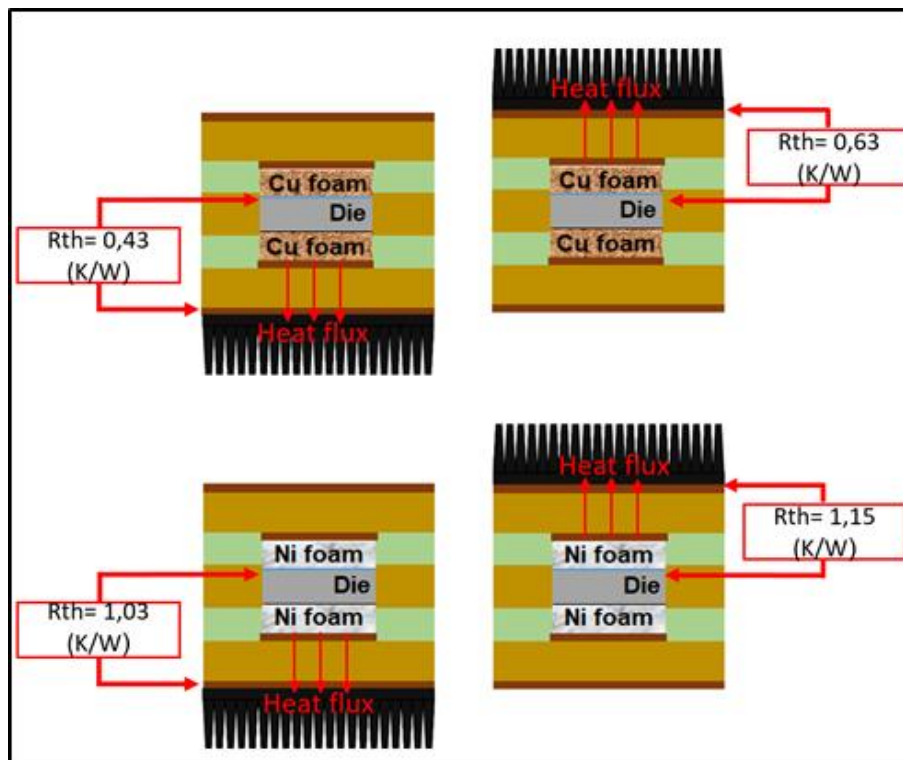


Figure 8 : Résultats de mesure de la résistance thermique $R_{th(j-case)}$

Comme indiqué sur la (figure 8), la résistance thermique mesurée $R_{th(j-case)}$ est plus faible lorsqu'on refroidit par la face arrière et cela quelle que soit la nature de la mousse (cuivre ou nickel). Ce résultat peut être lié à la nature des contacts entre mousse et puce (Ni/Ag face arrière, Al face avant) et/ou à la présence d'anneaux de garde sur la face avant de la puce, ce qui réduit la surface de transfert de chaleur entre la puce et la mousse. De plus, l'utilisation de la mousse de cuivre

permet de réduire la résistance thermique par un facteur de 2 par rapport à la mousse nickel. Ainsi, d'après ces résultats, pour maximiser le transfert de chaleur, il est préférable de refroidir par la face arrière et d'utiliser une mousse pressée à base de cuivre.

3.2 - Caractérisation électrique

Les caractéristiques statiques directes des diodes intégrées ont été tracées à l'aide d'un traceur de courbe Tektronix 371 (mesure 4 fils), (figure 9.a). La résistance électrique à l'état passant de l'assemblage représente la pente de la courbe $I_F = f(V_F)$ pour un courant donné (dans notre cas 40 A, voir figure 9.b).

Dans un premier temps, des assemblages utilisant le même type de mousse sur les deux faces ont été caractérisés (soit Nickel/Nickel ou Cuivre/Cuivre). Les résultats obtenus sont également comparés aux assemblages utilisant une mousse en Nickel sur la face avant et une brasure sur la face arrière [5]. Ces derniers montrent une résistance électrique équivalente à celle des assemblages utilisant une mousse en cuivre sur les deux faces.

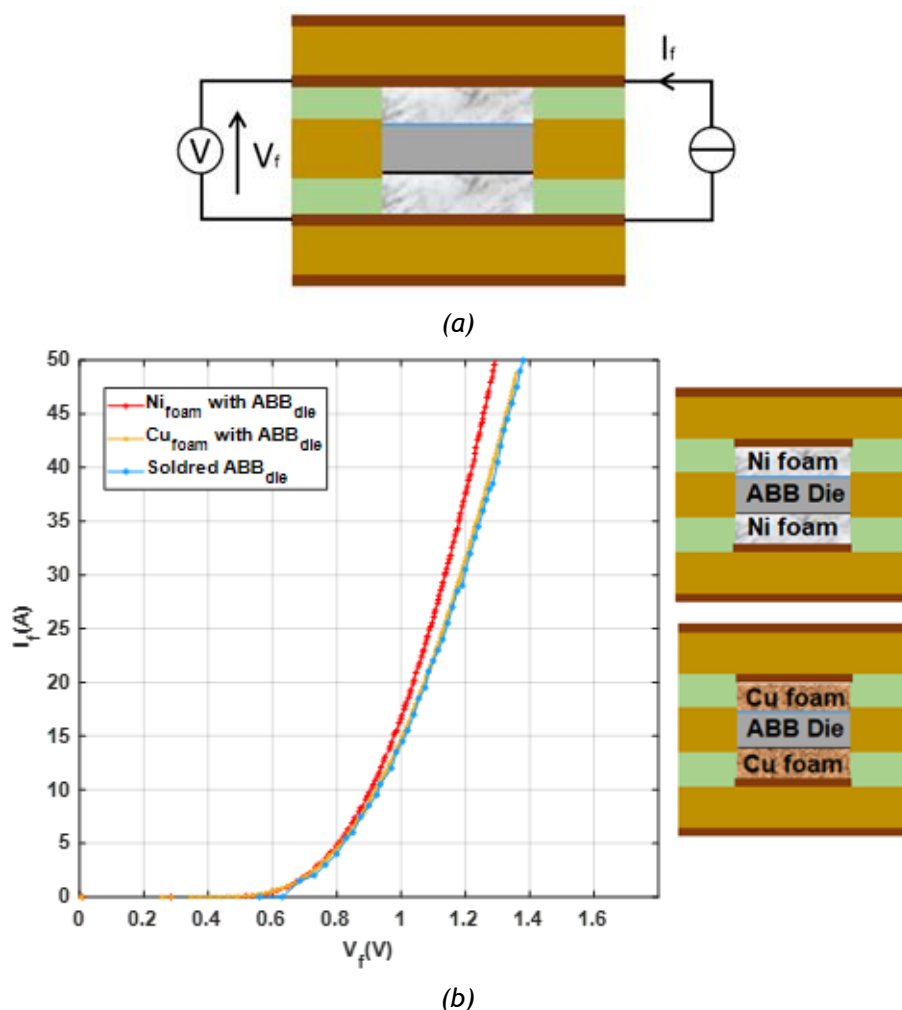


Figure 9 : (a) Circuit de mesure 4 fils, (b) caractéristiques statiques directes $I_F = f(V_F)$ des assemblages utilisant uniquement de la mousse (Cuivre ou Nickel) et ceux utilisant mousse Nickel face avant et brasure face arrière.

Les résultats obtenus sont résumés dans le Tableau 1, ils montrent que les assemblages qui utilisent la mousse en Nickel sur les deux faces possèdent une résistance plus faible comparée à celle obtenue dans le cas des assemblages qui utilisent la mousse en Cuivre. Ce résultat est contradictoire puisque le cuivre est moins résistif que le nickel. On présume alors que le problème n'est pas lié au type de mousse, mais probablement à la nature des contacts aux interfaces entre mousse et puce.

Tableau 1 : Résistances directes moyennes des assemblages (calculées pour un courant de 40 A)

	Echantillons avec mousse Nickel des deux faces	Echantillons avec mousse Cuivre des deux faces	Echantillons avec mousse Nickel et brasure
Résistance (mΩ)	7,4	9,09	9

Dans un second temps, la résistance électrique de contact entre la mousse métallique et les deux faces de la puce est étudiée (métallisation Aluminium sur la face avant et métallisation Nickel sur la face arrière). Pour cela, on a réalisé des assemblages où la puce a été remplacée par un métal ayant les mêmes dimensions que la puce : i) Métal en Al qui correspond à la métallisation avant de la puce et ii) un métal en Al nickelé, ce qui correspond à la métallisation arrière de la puce. La couche de revêtement doit être fine, afin d'avoir approximativement la même résistance électrique pour de l'aluminium et de l'aluminium nickelé (afin d'être représentatif de la terminaison arrière d'une puce).

Dans ce cas, la résistance mesurée représente la somme des résistances du métal, des mousses et des différents contacts entre mousse et métal, tel qu'indiqué dans la figure 10. Les courbes $I=f(V)$ obtenues pour les différents assemblages réalisés sont présentées sur la figure 11.

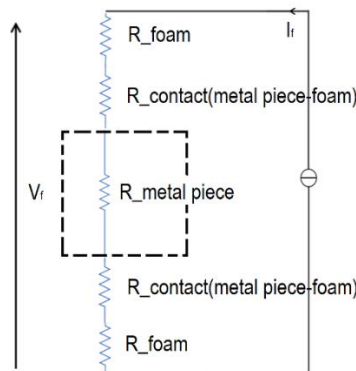


Figure 10 : Différentes résistances dans l'assemblage.

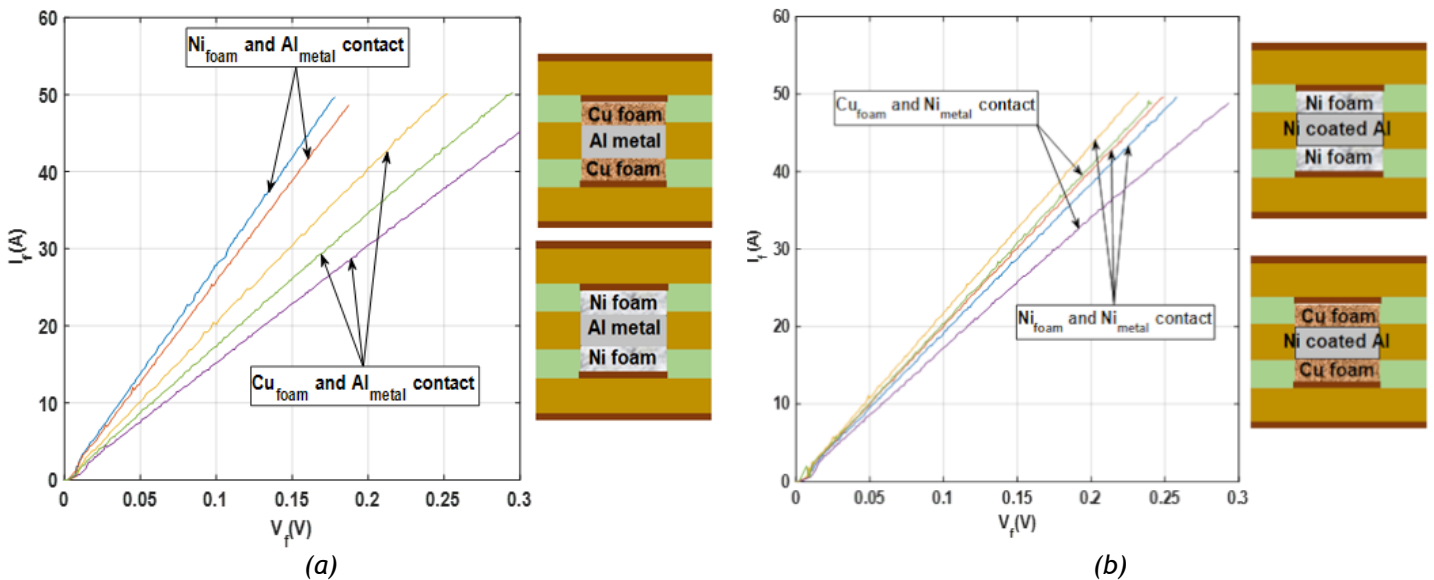


Figure 11 : (a) Caractéristique statique direct des contacts $Cu_{foam}-Al_{m\acute{e}tal}$ et $Ni_{foam}-Al_{m\acute{e}tal}$, (b) Caractéristique statique direct des contacts $Ni_{foam}-Ni_{m\acute{e}tal}$ et $Cu_{foam}-Ni_{m\acute{e}tal}$.

Les résultats sont résumés dans le Tableau 2, ils indiquent que le contact $Cu_{foam}/Al_{m\acute{e}tal}$ possède une résistance électrique plus élevée, environ 1,5 fois, que le contact $Ni_{foam}/Al_{m\acute{e}tal}$. De ce fait, il est préférable d'utiliser la mousse Nickel sur la face avant de la puce (terminaison Al). La résistance électrique du contact lors de l'utilisation de mousse en cuivre ou nickel avec un métal d'aluminium

nickelée (Ni_{métal}) est similaire, alors au niveau de la face arrière de la puce (terminaison Ni/Ag) on peut utiliser indifféremment une mousse en cuivre ou en nickel.

Tableau 2 : Résistance obtenue pour les différents assemblages (calculée à un courant de 40 A)

Package		Résistance (mΩ/cm ²)
Face avant de la puce (métal Al)	Contact Ni - Al	2,18
	Contact Cu - Al	2,84 to 3,55
Face arrière de la puce (métal Ni)	Contact Ni - Ni	2,72
	Contact Cu - Ni	2,67 to 3,25

3.3 - Caractérisation mécanique

Le résumé des résultats précédents nous amène à la conclusion que la mousse de cuivre sur la face inférieure permet une meilleure évacuation de la chaleur et que la mousse de nickel sur le contact supérieur permet de réduire la résistance de contact électrique.

Dans cette partie, nous détaillerons la caractérisation thermomécanique. Même si le mélange Mousse-Résine présente un comportement élasto-plastique, cette étude s'est limitée à l'identification des propriétés thermoélastiques du mélange.

3.3.1 - Coefficient d'expansion thermique du mélange mousse-résine

Le coefficient de dilatation thermique (CTE) α_i dans la direction X_i a été mesuré à l'aide d'un analyseur thermomécanique NETZSCH TMA 402 F1 Hyperion (voir figure 12). Le protocole de mesure consiste à imposer à l'échantillon caractérisé, une variation de température $\Delta T = T - T_0$, (T variant entre 200 et -50 °C et $T_0 = 25$ °C) et en mesurant la variation de la longueur dans la direction donnée, $\Delta l_i = l_i - l_{0i}$. L'équation (7) donne les relations correspondantes :

$$\alpha_i(T) = \frac{\varepsilon_i^{th}}{\Delta T} \quad \text{avec} \quad \varepsilon_i^{th} = \frac{\Delta l_i}{l_{0i}} \quad (7)$$

Le long de l'axe Z, le CTE est d'environ $5 \times 10^{-5} \text{ K}^{-1}$, entre -50 °C et 100 °C. Il augmente ensuite, d'abord lentement jusqu'à 70 ppm/°K à 150 °C et enfin brusquement entre 150 °C et 200 °C pour atteindre 250 ppm/°K à 200 °C et dépasser 250 ppm/°K, une fois que la température de transition vitreuse (T_g) de l'époxy est atteinte. Pour les axes X et Y, le CET est d'environ 46 ppm/°K. Ainsi, la température maximale de fonctionnement de l'assemblage ne doit pas dépasser la T_g de la résine époxy.

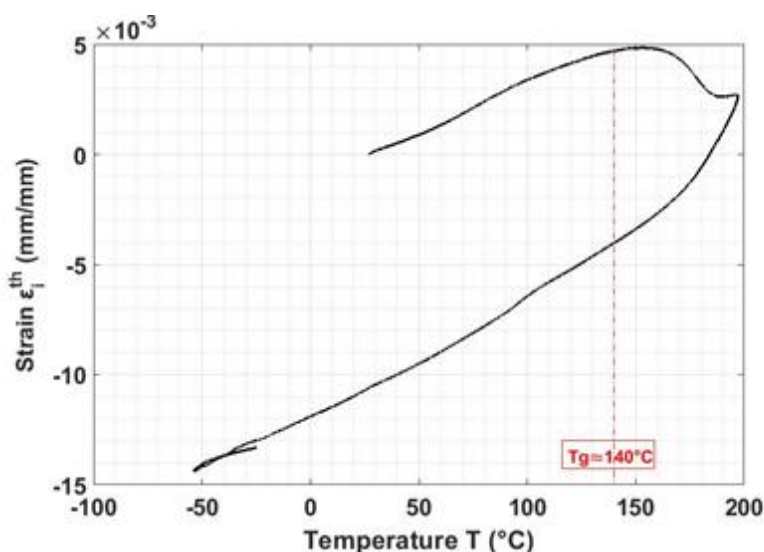


Figure 12 : Essai de dilatométrie pour la mesure du CTE le long de l'axe z en fonction de la température pour le contact de nickel pressé.

3.3.2 - Propriétés élastiques du mélange mousse-résine

Les propriétés élastiques dans les trois directions (X, Y, Z) et pour plusieurs températures ont été caractérisées à l'aide du même analyseur thermomécanique sur des échantillons de dimension 6x6 mm et d'une épaisseur maximale $l_{0i} = 0,79$ mm. Des essais de chargement-relaxation en compression ont été réalisés en appliquant une charge F inférieure à 3 N pour s'assurer que l'échantillon reste élastique. La contrainte normale est calculée par $\sigma_{ii} = F/S_i$ et la déformation normale associée $\varepsilon_{ii} = \Delta l_i/l_{0i}$ à partir de la mesure du changement de longueur de l'échantillon $\Delta l_i = l_i - l_{0i}$. On déduit ainsi, à partir des deux mesures le module d'Young E_i dans la direction X_i , (équation. 8).

$$E_i(T) = \frac{\sigma_{ii}}{\varepsilon_{ii}} \quad (8)$$

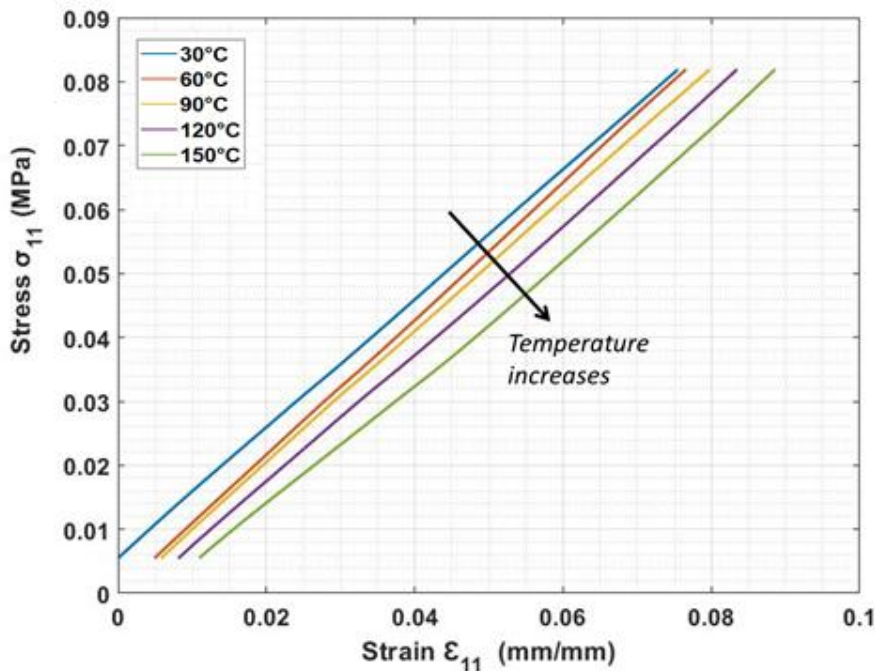


Figure 13 : Diagramme Contraintes-déformations du mélange mousse-résine à différentes températures, dans la direction Z.

Les essais ont été réalisés à plusieurs températures inférieures à 150°C. Pour chaque température, un essai de chargement/déchargement par compression a été appliqué. Comme le montre la figure 13, la température n'affecte pas le module d'Young dans la plage de température considérée.

En raison des faibles valeurs de charge qui peuvent être appliquées par l'analyseur thermomécanique, nous avons rencontré des problèmes liés à la faible rigidité des contacts entre l'échantillon et les plaques et, par conséquent, les valeurs du module d'Young sont trop faibles par rapport à ce que nous aurions dû attendre d'un tel mélange. En effet, avec un mélange constitué de résine (module d'Young de 3.5 GPa) et de cuivre (131 GPa) nous devrions trouver une valeur entre ces deux valeurs. Par conséquent, nous avons utilisé une méthode de caractérisation numérique en utilisant un modèle géométrique 3D de la microstructure obtenu à partir de l'analyse tomographique et nous avons calculé le module d'Young.

Les relations contraintes-déformations effectives sont données par l'équation (9), où ε_{ij} et σ_{ij} sont respectivement la déformation élastique moyenne et la contrainte Cauchy moyenne, et E_i , ν_{ij} et G_i , les paramètres élastiques de tensor.

$$\begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}_{xx} \\ \bar{\varepsilon}_{yy} \\ \bar{\varepsilon}_{zz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E_x} & -\frac{\nu_{xy}}{E_x} & -\frac{\nu_{xz}}{E_x} \\ -\frac{\nu_{yx}}{E_y} & \frac{1}{E_y} & -\frac{\nu_{yz}}{E_y} \\ -\frac{\nu_{zx}}{E_z} & -\frac{\nu_{zy}}{E_z} & \frac{1}{E_z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\sigma}_{xx} \\ \bar{\sigma}_{yy} \\ \bar{\sigma}_{zz} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}_{xy} \\ \bar{\varepsilon}_{yz} \\ \bar{\varepsilon}_{zx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{G_{xy}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{G_{yz}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{G_{zx}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\sigma}_{xy} \\ \bar{\sigma}_{yz} \\ \bar{\sigma}_{zx} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Le module d'Young E_X et les coefficients de Poisson (ν_{xy} et ν_{xz}) ont été identifiés par la simulation d'un essai de traction effectué dans la direction de l'axe X. La figure 14.a montre les conditions aux limites appliquées. Une charge de déplacement uniforme est appliquée sur le bord B1 (dans la direction X). Le déplacement du bord B4 dans la direction X n'est pas autorisé, tandis que les déplacements sur les bords B2 et B3 sont considérés comme étant sans contrainte.

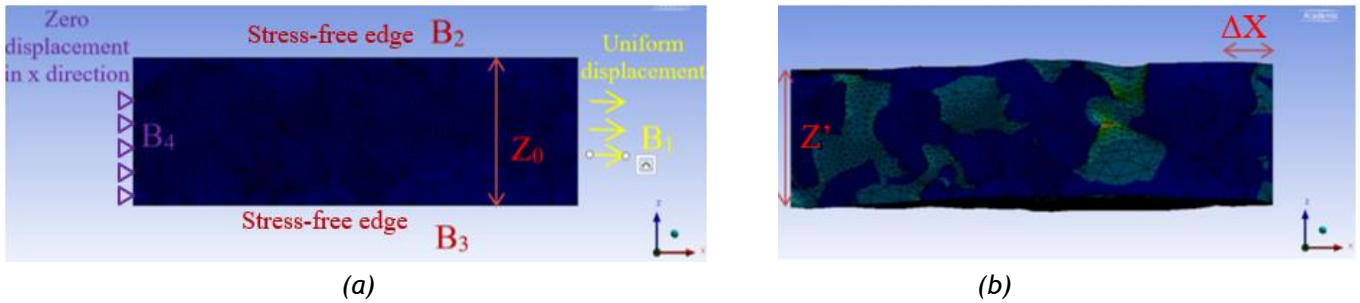


Figure 14 : (a) Conditions aux limites pour l'estimation du module d'Young selon l'axe X, (b) état final après un essai de traction.

Le module d'Young E_X correspond à la pente de la partie linéaire de la courbe $\bar{\sigma}_{xx} - \varepsilon_{xx}$, équation (10). Le coefficient ν_{xz} représente le rapport entre la déformation ε_{zx} mesurée dans la direction z (c'est-à-dire perpendiculaire à la contrainte σ_{xx}) et la déformation mesurée dans la direction x, ε_{xx} , équation (11). De même, le coefficient ν_{xy} est le rapport entre la contrainte ε_{yx} et la contrainte mesurée dans la direction x ε_{xx} , équation (12). Les autres paramètres E_y , E_z et ν_{yz} ont été calculés en modifiant les conditions aux limites et en appliquant des déplacements dans les directions y et z.

$$E_x = \frac{\bar{\sigma}_{xx}}{\bar{\varepsilon}_{xx}} \quad \text{with} \quad \bar{\varepsilon}_{xx} = \frac{\Delta \bar{l}_x}{l_{x0}} = \frac{\bar{l}_x - l_{x0}}{l_{x0}} \quad (10)$$

$$\nu_{xz} = \frac{\bar{\varepsilon}_{xz}}{\bar{\varepsilon}_{xx}} \quad \text{with} \quad \bar{\varepsilon}_{xz} = \frac{\Delta \bar{l}_z}{l_{z0}} = \frac{\bar{l}_z - l_{z0}}{l_{z0}} \quad (11)$$

$$\nu_{xy} = \frac{\bar{\varepsilon}_{xy}}{\bar{\varepsilon}_{xx}} \quad \text{with} \quad \bar{\varepsilon}_{xy} = \frac{\Delta \bar{l}_y}{l_{y0}} = \frac{\bar{l}_y - l_{y0}}{l_{y0}} \quad (12)$$

Les résultats obtenus sont synthétisés dans le tableau 3.

Tableau 3 : Estimation numérique des paramètres mécaniques effectifs du mélange mousse(Ni)-résine.

	Young modulus (GPa)	Poisson ratio	CTE (ppm.K ⁻¹)
Mélange mousse- Resin (Numerical value)	37,6 (z-axis)	0,2 (XY)	47,9 (z-axis)
	37,9 (x-axis)	0,22 (YZ)	35,8 (x-axis)
	44,8 (y-axis)	0,17 (ZX)	39,9 (y-axis)
Nickel (Datasheet)	204	0,31	12,7
Resin (Datasheet)	3,36	0,4	61

4 - Conclusions

Dans cet article, nous avons montré la faisabilité d'une prise de contact électrique sur une puce enfouie au cœur du PCB, en utilisant uniquement des mousses métalliques pressées, ce qui a permis

de s'affranchir des fils de bonding et de la brasure. Des travaux de caractérisations thermiques et électriques ont été réalisés et montrent des performances électriques et thermiques prometteuses. Selon les résultats, l'utilisation d'une mousse cuivre pour le contact arrière assure de bonnes performances thermiques et une mousse nickel sur la face avant permet de réduire les pertes électriques.

Références :

- [1] T. Huesgen, "Printed circuit board embedded power semiconductors: A technology review," *Power Electron. Devices Components*, vol. 3, no. July, p. 100017, 2022, doi: 10.1016/j.pedc.2022.100017.
- [2] C. Chen, "A Review of SiC Power Module Packaging: Layout, Material System and Integration," *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 2, no. 3, pp. 170-186, 2017, doi: 10.24295/cpsstpea.2017.00017.
- [3] Y. Pascal, A. Abdedaim, D. Labrousse, M. Petit, S. Lefebvre, et F. Costa, « Using Laminated Metal Foam as the Top-Side Contact of a PCB-Embedded Power Die », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 38, no 10, p. 1453-1456, oct. 2017, doi: 10.1109/LED.2017.2748223.
- [4] P. G. Panasonic Corporation, "Pressur Process." https://industrial.panasonic.com/content/data/EM/PDF/processguideline_R-1766GH.pdf
- [5] S. Zhang, "Intégration dans un substrat PCB de composants à semi-conducteur grand gap pour le développement d'un convertisseur d'électronique de puissance à forte densité To cite this version: HAL Id: tel-02275807 Wide Bandgap Semiconductor Components Integrat," 2018.
- [6] A. Bhattacharya, V. V. Calmide, and R. L. Mahajan, "Thermophysical properties of high porosity metal foams," *Int. J. Heat Mass Transf.*, vol. 45, no. 5, pp. 1017-1031, 2002, doi: 10.1016/S0017-9310(01)00220-4.

¹ Ingénieur à l'IFPEN, docteur de l'Université Paris-Saclay

Cet article fait partie du N° 111 de La Revue 3EI de janvier 2024.

Cet article vise à donner au lecteur les éléments nécessaires pour appréhender les enjeux de la révolution qui s'opère actuellement en électronique de puissance avec l'arrivée de cette nouvelle technologie de composants, tant en termes de structures de conversion qu'en termes d'enjeux sociétaux [1] [2], d'applications et de performances mais aussi de contraintes nouvelles notamment en compatibilité électromagnétique.

Les convertisseurs électroniques de puissance reposent sur des composants à semi-conducteur, et notamment les transistors et les diodes, qui sont réalisés à partir du silicium depuis plus d'un demi-siècle. Remplacer le silicium par des semiconducteurs à grand gap comme le nitru de gallium (GaN) est une rupture technologique qui est susceptible de présenter de nombreux avantages [3] [4]. Ainsi, cette nouvelle technologie permet de réduire les pertes par conduction et par commutation, diminuant les besoins de refroidissement. De plus, les transistors GaN commutent très rapidement (à l'échelle de 1-10 ns), ce qui permet d'augmenter la fréquence de travail des convertisseurs et donc de diminuer le volume des éléments passifs. Ainsi, l'adoption du GaN permettrait de réduire le poids des convertisseurs et d'augmenter leur rendement, autrement dit d'accroître leur densité massique de puissance.

1 - Propriétés du nitru de gallium

1.1 - Bref historique

Le Nitru de Gallium (GaN) est un matériau semi-conducteur à grand gap ayant une structure cristalline hexagonale nommée wurzite [8] comme le montre la Figure 1. Cette structure confère au GaN des propriétés piézoélectriques autorisant à l'interface GaN/AlGaN une conductivité supérieure aux autres matériaux semi-conducteurs.

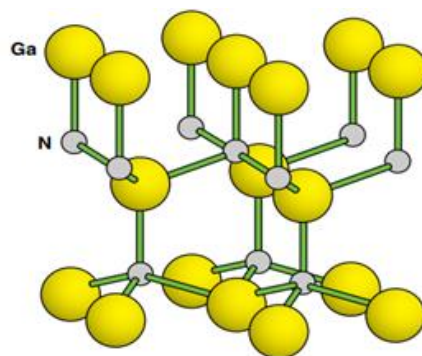


Figure 1 : structure hexagonale du GaN (tiré de [8]).

En 1969, le laboratoire RCA (New York, USA) parvient à déposer du GaN sur un substrat saphir en utilisant la méthode de l'épitaxie en phase vapeur hybride [9]. Il faudra attendre 1993 pour que les premières LED bleues au GaN soient fabriquées. Les transistors GaN à haute mobilité d'électrons (*High Electron Mobility Transistor* ou *HEMT*) sont apparus en 2004 dans le domaine RF (Eudyna Corporation, Japon). Ces transistors avaient un substrat SiC. En 2005, la société Nitronex parvient à faire croître du GaN sur des wafers en silicium. Depuis 2009, on trouve des semiconducteurs de puissance moyenne tension en GaN, grâce aux progrès réalisés sur les matériaux et les procédés de fabrication [4]. A titre d'exemple, la société *EPC* commence à produire des transistors GaN de puissance normalement bloqués cette année-là. Depuis, de grands fondeurs comme Infineon et TI développent de tels transistors.

En comparaison, les *MOSFET* de puissance au silicium ont été introduits en 1976, et ils ont peu à peu remplacé les transistors bipolaires. Il aura fallu environ 30 années pour que les *MOSFET* atteignent leurs limites théoriques en termes de résistance spécifique [3]. La résistance passante spécifique (ou figure de mérite) $R_{DS,ON} \times S_{active}$ a diminué d'un facteur 50 environ entre l'IRF100 et un *MOSFET* moderne [8]. La fréquence de commutation des *MOSFET* est limitée à quelques centaines de *kHz*. Les transistors GaN, eux, permettent d'atteindre des fréquences de l'ordre du *MHz* (l'article [3] indique un facteur 30 entre la fréquence de commutation maximale du silicium et celle du GaN).

1.2 - Avantages du matériau GaN

Les composants à semiconducteur jouent un rôle central en électronique de puissance, et le silicium reste aujourd'hui le matériau le plus utilisé. Cependant, les semiconducteurs à grand gap comme le Carbure de Silicium (SiC) et le Nitrure de Gallium (GaN) possèdent des propriétés physiques supérieures [4] [10] [11] [12] [13] [14] [15] [16] [17], comme le montre la Figure 2. Ces semiconducteurs permettent de concevoir des convertisseurs de puissance à plus haut rendement, plus haute température de fonctionnement, plus haute tension et plus haute vitesse de commutation que ceux basés sur les composants au silicium [3] [18] [19] [20]. Aujourd'hui, le matériau GaN est principalement utilisé pour des tensions comprises entre 100 V et 650 V. Au-delà de 1200 V, ce sont plutôt les composants SiC qui sont privilégiés, mais les transistors GaN pourraient bien les remplacer lorsque des composants 1200 V apparaîtront sur le marché, ce qui risque de prendre un certain temps selon [6].

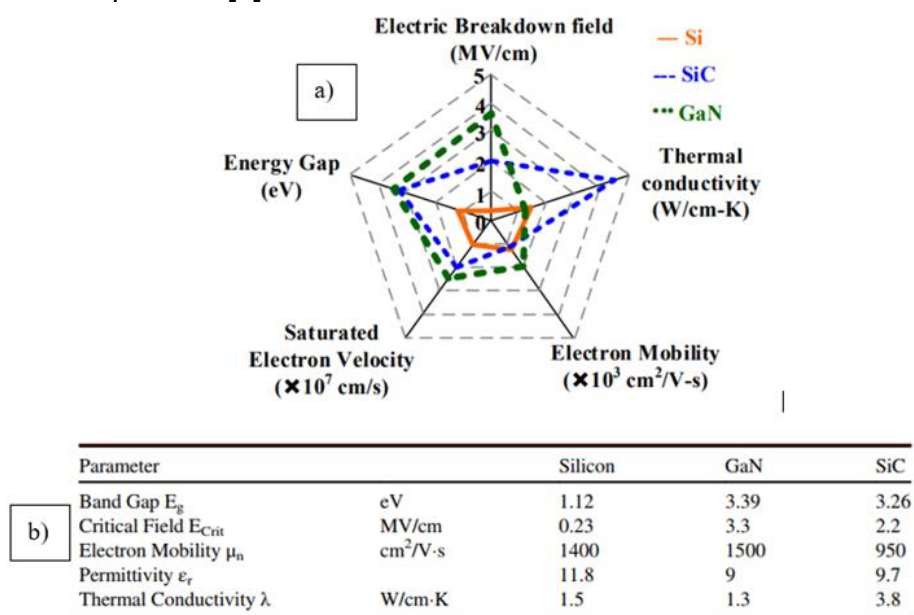


Figure 2 : a) comparaison des propriétés physiques du silicium, du GaN et du SiC (tiré de [10]) ; b) valeurs typiques de ces grandeurs (tiré de [8]).

Concentrons-nous sur le GaN. La plupart de ses propriétés physiques sont supérieures à celles du SiC [3], sauf pour la conductivité thermique qui est nettement plus faible. La forte rigidité diélectrique du GaN permet de réduire la distance drain-source du transistor, ce qui diminue la résistance à l'état passant. Cette diminution est encore accrue par la forte mobilité des électrons, notamment dans le gaz d'électrons 2D des transistors au GaN. Ces derniers peuvent ainsi atteindre des résistances passantes spécifiques très inférieures à celles du Si et du SiC (Figure 3). La taille de la puce est ainsi environ dix fois plus faible pour un transistor GaN que pour un transistor Si [3] [21].

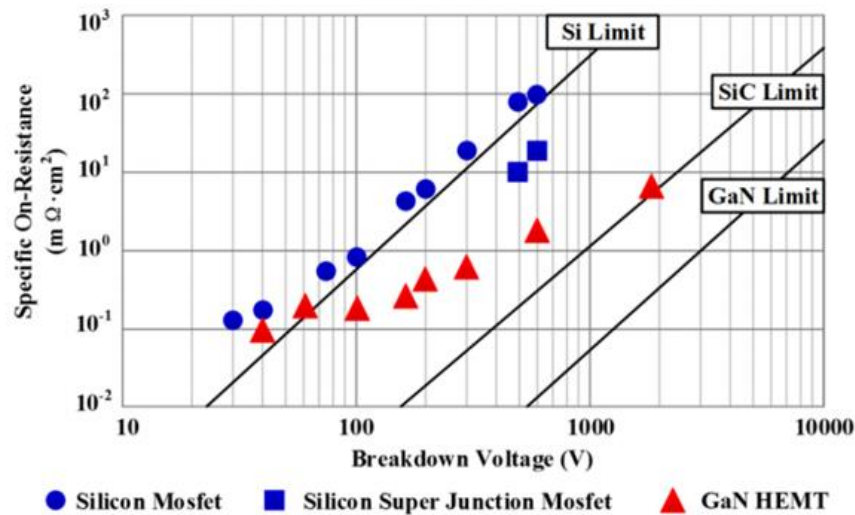


Figure 3 : résistance spécifique en fonction de la tension de claquage pour les MOSFETs silicium, les MOSFETs à superjonction et pour les HEMTs au GaN (tiré de [13]).

Cet effet de réduction de la taille de la puce (pour un calibre en courant donné) par rapport à un transistor au silicium, a pour conséquence de diminuer les capacités parasites. De plus, la structure latérale des transistors GaN leur procure naturellement une faible capacité de transfert C_{GD} et une faible capacité C_{GS} [3] [13]. Ainsi, la capacité d'entrée ($C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$) est environ 30 fois plus faible pour un transistor GaN que pour un composant au silicium [3] de même caractéristiques et la charge totale de la grille, bien plus faible [13] (Figure 4), explique la diminution des pertes de commande et l'augmentation de la vitesse de commutation. Par ailleurs, la capacité de sortie C_{OSS} est environ dix fois plus faible pour un transistor GaN que pour un MOSFET à superjonction [22]

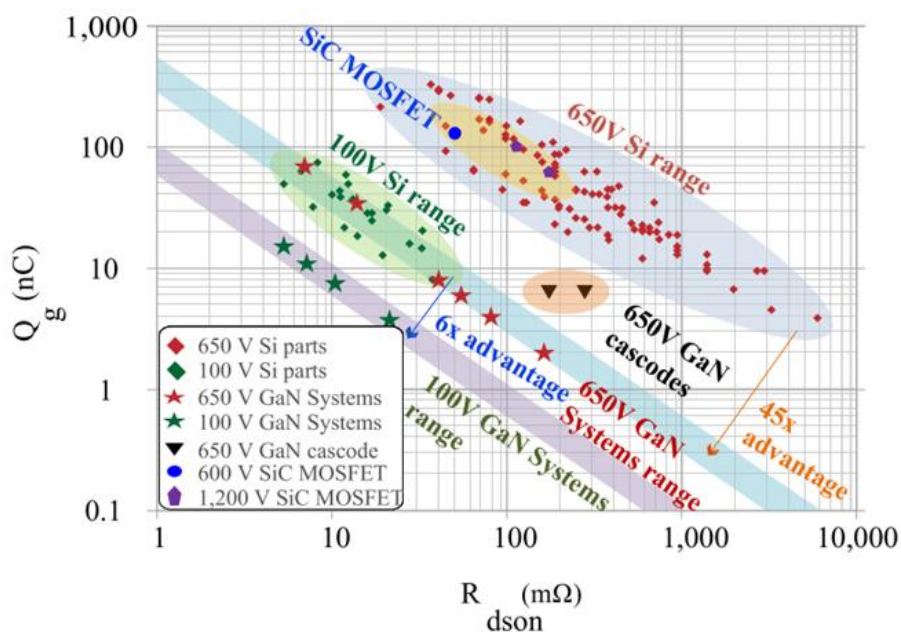


Figure 4 : charge de grille Q_g en fonction de la résistance passante pour des transistors Si, SiC et GaN (tiré de [3]).

La vitesse de saturation élevée dans le GaN, combinée avec la faible valeur des capacités parasites, autorise des commutations plus rapides que le silicium. A titre d'exemple, sous 400 V, il est possible de commuter en moins de 10 ns [10]. Le fondeur GaN Systems indique que la vitesse de commutation d'un transistor GaN est quatre fois plus grande à l'amorçage, et deux fois plus grande au blocage par rapport à un transistor SiC [22] de calibre similaire.

La conduction inverse d'un transistor GaN diffère de celle des MOSFETs silicium. Ces derniers possèdent une diode de corps de type PIN, qui est lente et oblige dans la plupart des applications à leur adjoindre une diode antiparallèle de type Schottky ou à les utiliser en mode redresseur synchrone. Du fait de leur structure, les transistors GaN n'ont pas de diode de corps, et donc pas de pertes par recouvrement inverse. En revanche, ces transistors présentent une chute de tension source-drain en conduction inverse lorsque la tension grille-source V_{GS} est inférieure à la tension de seuil V_{TH} , comme le décrivent Jones et al. dans [10]. La chute de tension est égale à : $V_{SD} = V_{TH} - V_{GS-OFF}$. Utiliser une tension V_{GS} négative permet de bloquer efficacement le composant mais cela augmente donc les pertes en conduction inverse.

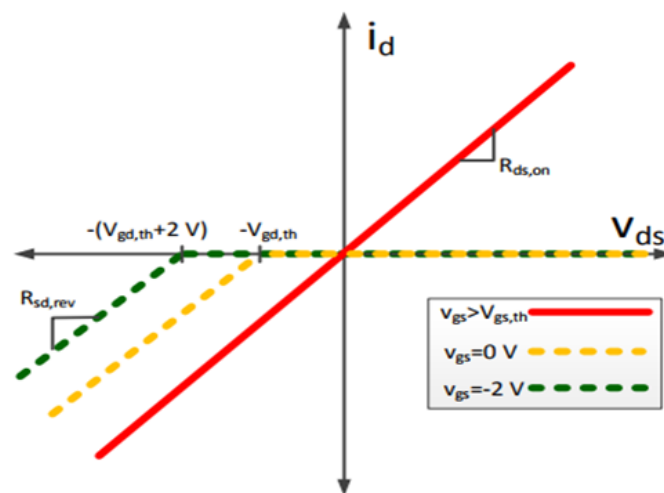


Figure 5 : caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ pour un transistor GaN conduisant en inverse (tiré de [10]).

Enfin, du fait de leurs structures, la tension de seuil des différentes familles de transistors GaN est plus basse qu'un transistor MOSFET Si (1,5 V environ pour un transistor GaN 650 V, contre 4 V pour un MOSFET Si 650 V), et la tension de grille optimale est de 5 V à 6 V seulement [22], ce qui diminue aussi les pertes de commande car les IGBTs, les MOSFETs silicium et SiC nécessitent des tensions de l'ordre de 15 à 20 V (Tableau 1).

Tableau 1 : comparaison des tensions de commande des transistors GaN de GaN Systems avec les MOSFETs Si, les IGBT et les MOSFETs SiC [18].

Gate Bias Level	GaN Systems GaN E-HEMT	Si MOSFET	IGBT	SiC MOSFET
Maximum rating	-20/+10V	-/+20V	-/+20V	-8/+20V
Typical gate bias values	0 or -3/+5-6V	0/+10-12V	0 or -9/+15V	-4/+15-20V

Le GaN est donc un très bon candidat pour des applications à fort rendement et/ou de découpage à haute fréquence [23]. Dès 2013, l'article [24] indiquait que ces transistors commençaient déjà à se répandre sur le marché grâce à leurs propriétés supérieures à celles du silicium.

1.3 - Importance du substrat

Une étape cruciale dans la fabrication d'un transistor GaN est le dépôt du GaN sur un substrat. Ce dernier peut être du GaN (homo-épitaxie) ou bien un matériau étranger (hétéro-épitaxie).

L'homo-épitaxie sur substrat GaN est la solution idéale structurellement parlant [25] et assure une faible densité de défauts cristallins, mais sa fabrication est difficile. La méthode Czochralski (utilisée avec succès pour faire croître du silicium) n'est pas adaptée car elle demanderait de très hautes températures et pression [4]. L'épitaxie hybride en phase vapeur (HVPE) sur un matériau étranger comme le saphir reste la méthode la plus utilisée, par exemple dans [26]. Elle est décrite en détails dans [27] où les auteurs fabriquent un wafer de GaN de trois pouces. Le saphir est ensuite supprimé. D'autres techniques permettent de se passer de ce matériau étranger et font l'objet de recherches [10] : la méthode HNPSSG (*High Nitrogen Pressure Solution Growth*), la méthode Na-Flux (solution à basse pression avec du sodium) et la méthode ammonothermale, qui semble prometteuse en termes de coût dans un futur proche. Dans l'article [28] de 2021, les auteurs présentent une technique innovante nommée FFC, mélange de la technique « Na Flux » et HVPE ; ils fabriquent ainsi un wafer GaN de deux pouces. La fabrication de ces derniers est encore un sujet actif de recherche.

L'hétéro-épitaxie est moins coûteuse et c'est la solution retenue industriellement aujourd'hui. Le GaN est généralement déposé par hétéro-épitaxie sur un matériau étranger comme le SiC, le saphir ou le silicium, mais les distances atomiques et les propriétés thermiques du GaN sont différentes de ces derniers, ce qui engendre des contraintes et des dislocations [4] [3]. Il est donc nécessaire de placer une couche tampon sur le substrat, qui absorbe les contraintes mécaniques. Des couches alternées de GaN, d'AlGaIn et d'AlN peuvent être utilisées [10], formant une épaisseur totale de quelques micromètres. La Figure 6 présente les caractéristiques physiques de trois matériaux pouvant être utilisés comme substrat.

	SiC	Sapphire	Si
Lattice constant mismatch	3.1%	15%	17%
Linear thermal expansion coefficient ($\times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$) (GaN value = 5.6)	4.16 (c-axis)	7.5	2.6
Thermal conductivity ($\text{W cm}^{-1} \text{ K}^{-1}$)	3.8–4.9	0.25	1.56
Typical epitaxial GaN dislocation density	$>10^8 \text{ cm}^{-2}$	$>10^8 \text{ cm}^{-2}$	$>10^9 \text{ cm}^{-2}$
Cost	Expensive	Less expensive	Cheap

Figure 6 : comparaison des substrats possibles pour un transistor GaN (tiré de [4]).

Le SiC est le meilleur choix, mais reste très cher. On le réserve aux très hautes densités de puissance. Le saphir est moins cher mais sa conductivité thermique est très inférieure au SiC. De plus, les wafers de saphir sont limités à une taille de deux pouces. Pour des applications commerciales sensibles au coût, le substrat Si est un bon compromis [3], et les wafers sont disponibles en grand diamètre. Pour rester compétitifs, les transistors GaN doivent être fabriqués sur des wafers de diamètre 150 mm minimum (comme c'est le cas dans [29]), sachant que les IGBTs Si sont fabriqués sur des wafers de 200 mm voire 300 mm en pleine production. L'article [30] présente ainsi la fabrication de transistors GaN sur un wafer silicium de 300 mm. On réalise une hétéro-épitaxie par MOCVD (*Metal Organic Chemical Vapor Deposition*). La suite des étapes de fabrication du transistor dépend de la structure choisie (partie 2 -).

Les transistors GaN sont pour l'heure encore coûteux, mais leur diffusion massive devrait permettre de réduire leur prix [3], peut-être au niveau de celui du silicium [19].

2 - Structures de transistors GaN de puissance

Les transistors GaN normalement passants peuvent être utilisés pour des applications basse tension à haute fréquence de commutation, mais le domaine de l'électronique de puissance exige un comportement normalement bloqué pour des raisons de sécurité [3] [10] [20] [23]. Cela permet aussi de simplifier la commande du transistor. Nous allons nous focaliser sur ce type de composants.

Les structures verticales sont également prometteuses, nous les aborderons brièvement dans la partie 2.2 - .

2.1 - HEMT (HFET)

Ces transistors seront désignés par le terme *HEMT* (*high electron mobility transistor*), même si on trouve le terme *HFET* (*Heterojunction Field Effect Transistor*) dans la littérature, qui est équivalent.

2.1.1 - HEMT à grille gravée (*recessed gate*)

La structure *HEMT* est la plus étudiée et la plus répandue chez les industriels [10]. Elle est basée sur un phénomène spontané de polarisation piézoélectrique apparaissant à l'interface d'une hétérostructure AlGa_N/Ga_N [8] [10]. La couche d'AlGa_N a une épaisseur généralement comprise entre 20 nm et 30 nm. Un gaz 2D d'électrons très dense et à haute mobilité (1500 – 2000 cm².V⁻¹.s⁻¹ [8]) est alors créé. Les *HEMTs* sont ainsi de très bons candidats pour des applications de forte puissance et/ou de découpage haute fréquence. Cependant, le gaz 2D rend ces transistors normalement passants. Le canal existe en permanence, même en l'absence d'une polarisation de grille positive.

Il existe plusieurs façons d'appauvrir le gaz 2D et ainsi fabriquer un transistor normalement bloqué, chacune ayant ses limitations et ses compromis [4] [23]. La méthode la plus répandue est de graver partiellement la couche d'AlGa_N pour y loger la grille (*recessed gate*). On amincit en général cette couche uniquement sous la grille, en gravant avec du plasma (méthode *ICP-RIE* pour *Inductive Coupled Plasma Reactive Ion Etching* [31]). La concentration en aluminium de la couche d'AlGa_N peut aussi être modifiée. La gravure diminue l'effet piézoélectrique et coupe le gaz 2D. La structure *HEMT* est assez difficile à fabriquer car elle exige un contrôle précis de la profondeur de gravure, ce paramètre influant directement sur la tension de seuil [23]. Si la gravure est mal contrôlée, cela peut générer un courant de fuite de grille et impacter l'uniformité de la tension de seuil. La Figure 7 montre la structure d'un *HEMT* à grille gravée.

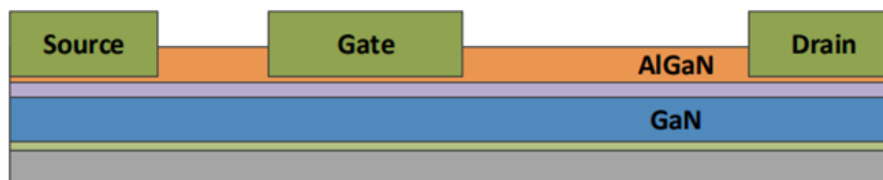


Figure 7 : structure *HEMT* à grille gravée, où la couche d'AlGa_N est gravée partiellement pour recevoir la grille (tiré de [10]).

Les *HEMTs* de ce type présentent de très faibles valeurs de résistance à l'état passant.

2.1.2 - MOS-HEMT (ou MIS-HEMT)

Les termes *MOS-HEMT* (*Metal Oxyde Semiconductor High Electron Mobility Transistor*) et *MIS-HEMT* (*Metal Insulator Semiconductor High Electron Mobility Transistor*) désignent tous les transistors Ga_N *HEMT* possédant un isolant sous la grille. Si l'isolant est un oxyde, on parle de *MOS-HEMT*. Si ce n'est pas le cas, on parle de *MIS-HEMT*. Différentes structures de *MOS(MIS)-HEMT* existent.

La première structure possible est le *recessed gate MOS(MIS)-HEMT*. Cette structure est identique au *recessed gate HEMT*, à la différence près qu'il y a un isolant sous la grille (Figure 8).

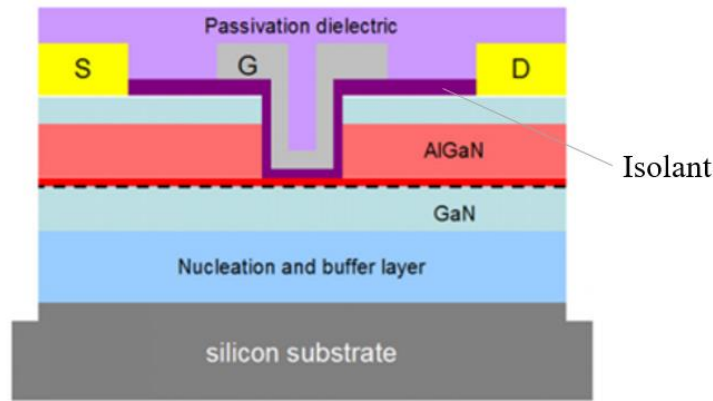


Figure 8 : structure recessed gate MOS(MIS)-HEMT, où la couche d'AlGaN est gravée partiellement (tiré de [4]).

Une deuxième structure possible est le MOS(MIS)-HEMT à gravure profonde, où la couche d'AlGaN est supprimée complètement sous la grille [4], comme présenté en Figure 9. Le gaz 2D est alors coupé. Le drain et la source doivent être connectés par une couche d'inversion pour rendre passant le composant [10] [32]. Le choix de l'isolant est critique : il impacte à la fois la mobilité du canal et la stabilité de la tension de seuil.

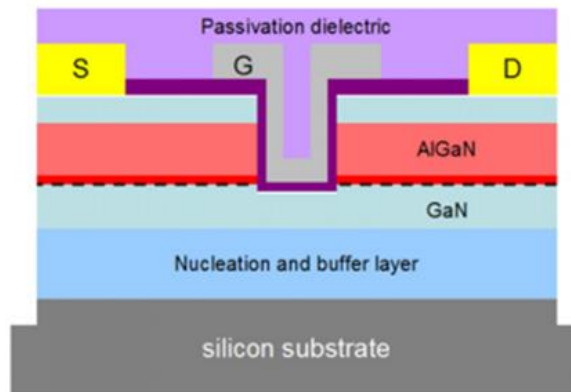


Figure 9 : structure MOS(MIS)-HEMT, où la couche d'AlGaN est gravée complètement (tiré de [4]).

La résistance spécifique des MOS(MIS)-HEMT à gravure profonde est supérieure à celle des recessed gate HEMTs puisque ces derniers bénéficient du gaz 2D d'électrons. Les premiers sont toutefois moins sensibles à la profondeur précise de gravure que les HEMTs et possèdent des tensions de seuil comprises entre 2 V et 5 V, ce qui peut éviter les remises en conduction intempestives [23].

On trouve aussi une autre structure hybride, dont la grille comprend à la fois une couche de p-GaN et un isolant, décrite dans l'article [33] notamment (Figure 10). Le diélectrique est critique pour la fiabilité et mesure une dizaine de nanomètres d'épaisseur. La tension de seuil peut souffrir d'instabilité car des charges peuvent se piéger sur les bords du diélectrique [33]. La grille peut souffrir d'un effet tunnel qui contribue à augmenter la valeur du courant de grille.

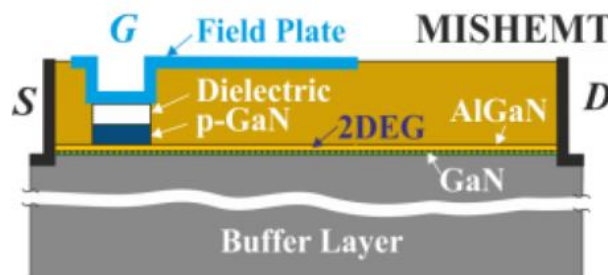


Figure 10 : structure d'un MIS-HEMT (tiré de [33]).

2.1.3 - HEMT avec grille p-GaN

Tout en restant dans la famille des *HEMT*, on peut appauvrir le gaz 2D en insérant une couche de p-GaN (ou p-AlGaN) sous la grille [8] [4]. Cette dernière possibilité reste la plus prometteuse, et est utilisée notamment chez les fondeurs GaN Systems et Panasonic [23]. Cela forme avec le métal de l'électrode de grille un contact métal/semiconducteur. Ce dernier peut se comporter comme un contact ohmique ou comme un contact schottky, en fonction du métal choisi et d'autres paramètres liés au procédé de fabrication. Si le contact est ohmique, il existe en permanence un courant de grille lorsque le transistor est à l'état passant (c'est le cas des transistors du fondeur Panasonic). Au contraire, si le contact est de type Schottky, ce courant est négligeable en dehors des phases de charge et de décharge de la grille (cette structure est celle du fondeur GaN Systems). Il faut noter que la fabrication d'un contact ohmique est délicate ; si celui-ci n'est pas parfaitement réalisé, la caractéristique électrique peut être de type contact Schottky. Il est possible qu'un fondeur annonce un contact d'un certain type (ohmique ou Schottky), mais qu'en réalité la grille se comporte différemment.

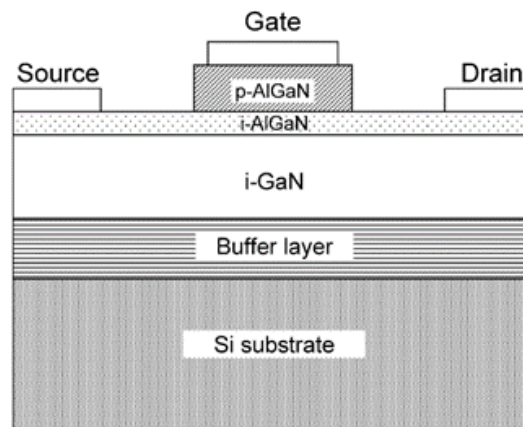


Figure 11 : Structure d'une grille de type P-AlGaN. Tiré de [34].

La grille p-GaN se comporte comme une diode, et est assez fragile. Un courant de grille trop important peut la détruire. La tension V_{GS} admissible est donc assez faible ($-10\text{ V}/+7\text{ V}$ pour le fondeur GaN Systems par exemple).

Certains fondeurs combinent plusieurs techniques pour fabriquer leurs transistors. Il est possible de graver légèrement la couche d'AlGaN et d'utiliser en plus une grille p-GaN (cas de GaN Systems).

2.1.4 - HEMT avec injection de fluor (implanted gate)

Une autre possibilité est d'injecter du fluor en dessous de la grille (*implanted gate*) avec un traitement par plasma [8] [4] [23]. La charge négative des ions fluorés appauvrit le gaz 2D. Cela a pour inconvénient de dégrader la stabilité de la tension de seuil à haute température. On peut aussi introduire une couche à base d'oxydes de nickel en dessous de la grille, mais cette approche est peu répandue.

2.1.5 - Cascode

Pour obtenir un transistor normalement bloqué, une autre solution est d'associer en série un transistor GaN normalement passant avec un *MOSFET* silicium basse tension : c'est la structure cascode [13] (Figure 12). Elle est adaptée aux tensions supérieures à 200 V , sinon la résistance passante ramenée par le *MOSFET* est trop importante [8]. Le transistor GaN peut être rendu passant ou bloqué en appliquant une tension de grille sur le *MOSFET* basse tension. La tension de seuil est de l'ordre de 5 V , la commande est donc moins sensible aux bruits [14] [33] et il est possible d'utiliser un driver de *MOSFET* silicium classique fournissant une tension de commande égale à 15 V . Cette structure est intéressante car la structure d'un transistor GaN normalement passant est

plus simple que celle d'un transistor normalement bloqué et qu'il est aisé d'ajouter en série un *MOSFET* silicium basse tension pour en faire un interrupteur normalement bloqué. Les pertes au blocage sont très faibles, ce qui en fait un bon choix pour des convertisseurs à fort courant [35]. La résistance passante spécifique est similaire à celle des structure p-GaN. Un autre avantage de cette structure est une meilleure robustesse car les grilles des transistors GaN à appauvrissement ne sont pas dopées et donc exemptes de défauts dans le cristal [36]. Les performances en commutation dépendent beaucoup des inductances parasites du package (connexion entre le *HEMT* et le *MOSFET* silicium) et de l'accord entre les capacités parasites des deux transistors [10].

Cette structure souffre cependant de certains inconvénients. Tout d'abord, la complexité du boîtier est accrue [3] puisqu'il y a deux puces à connecter entre elles. Dans le circuit de grille du transistor GaN, les inductances parasites des fils de bounding et les capacités parasites forment un circuit résonant très peu amorti [35]. Cela peut générer des oscillations qui sont parfois auto-entretenues [3], et d'autant plus fortes que la tension V_{DS} est grande. Ceci peut affecter les commutations. En conduction inverse, la diode du *MOSFET* conduit et il y a un temps de recouvrement non nul, ce qui augmente les pertes [13]. Le fait d'utiliser deux transistors pose aussi des soucis de coût [4].

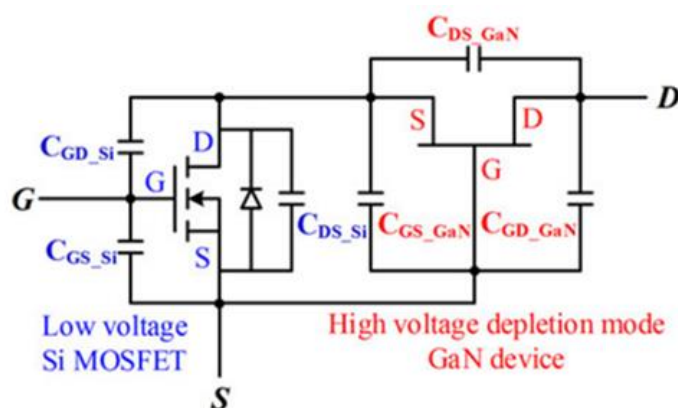


Figure 12 : structure cascode avec les capacités parasites (tiré de [37]).

J'ai réalisé des essais de court-circuit sur des transistors cascode du fondeur Transphorm.

2.2 - Structures verticales

Les structures verticales ont des caractéristiques supérieures aux structures latérales, mais exigent en général une homo-épitaxie, c'est-à-dire un substrat en GaN, qui est coûteux, difficile à fabriquer et encore peu répandu [10]. Ces structures ont beaucoup moins de défauts dans la structure cristalline, et n'ont aucune différence de paramètre de maille. Ceci augmente leur fiabilité [3] et supprime le phénomène de résistance passante dynamique (partie 3 -). Par ailleurs, cette structure est capable de résister au phénomène d'avalanche, contrairement à la structure latérale. En général, les niveaux de courant des transistors verticaux sont plus élevés que ceux de leurs homologues latéraux [3]. La taille de la puce sur le wafer est plus petite car il suffit d'augmenter l'épaisseur de la zone de drift pour augmenter la tenue en tension [38]. Les structures verticales seraient plutôt adaptées à de fortes puissances [3]. La gestion de la thermique est aussi facilitée par rapport aux structures latérales [3].

La société Avogy a déposé de nombreux brevets dans ce domaine et proposait des échantillons de diodes 600 V, 1200 V et 1700 V. Plus récemment, l'entreprise Nexgen montre sur son site des datasheets de transistors verticaux avec une tension de claquage de 700 V ou 1200 V [39]. Cependant, ces composants ne sont pas encore industrialisés. Par ailleurs, un transistor vertical à nanostructure 3D est présenté dans [40]. D'autres structures utilisant du GaN comme le *CAVET* (*Current Aperture Vertical Electron Transistors*) [41] [38] ou le *MOSFET* à tranchées [42]

permettent d'atteindre des tensions de claquage supérieures à 1200 V, mais utilisent de coûteux substrats en GaN, et font parfois appel à des étapes de croissance de cristal spécifiques.

Il existe cependant des structures verticales à substrat silicium, étudiées notamment par le MIT (*Massachusetts Institute of Technology*, USA) et par l'entreprise Cambridge Electronics Inc [10]. Cependant, en 2020, l'article [3] indiquait qu'aucun transistor GaN vertical n'était encore commercialisé même si ces composants font l'objet de beaucoup de recherches [3].

3 - Phénomène d'effondrement du courant (*current collapse*)

Les transistors GaN latéraux souffrent généralement de défauts dans la couche de GaN ou d'AlGaN, comme des dislocations ou des atomes étrangers (impuretés). On parle de pièges, qui s'activent ou se désactivent selon la tension appliquée. Ces pièges correspondent à des niveaux d'énergie dans le *gap* du GaN ou de l'AlGaN. Des charges peuvent se piéger et se dépiéger. La thèse de Fadi Zaki [43] indique que le phénomène de piégeage de charges est réversible mais peut affecter le comportement statique et dynamique des *HEMTs*.

Aussi appelé « résistance passante dynamique », le phénomène d'effondrement du courant dans les structures GaN latérales est directement lié aux pièges et reste un frein à la diffusion des transistors GaN [15]. Cela consiste en une augmentation temporaire de la résistance à l'état passant, qui est fonction de la tension drain-source V_{DS} supportée à l'état bloqué [10] et de la durée d'application de cette tension. Quand le transistor est bloqué, des charges peuvent se piéger dans les défauts du cristal ou aux interfaces entre couches dans la puce [44]. Cela génère des zones chargées négativement au sein du transistor, ce qui a deux effets : la répartition du champ électrique dans le transistor est modifiée, et le gaz 2D est perturbé. La résistance à l'état passant augmente alors, ainsi que les pertes [15], pouvant aller jusqu'à la destruction du composant [45].

On distingue deux types de piégeage [10]. Tout d'abord, des charges situées en surface peuvent se piéger à côté du bord de la grille ou du côté du drain quand le composant est à l'état bloqué. Ces charges se comportent comme une grille virtuelle et affaiblissent le gaz 2D. Le second mécanisme est le piégeage d'électrons à haute énergie en profondeur, dans la couche tampon située au-dessus du substrat notamment. Cela affaiblit aussi le gaz 2D, augmente la résistance à l'état passant et peut endommager le transistor sur le long-terme. Le phénomène est dynamique car la résistance à l'état passant se met à augmenter au fil des commutations.

Les fondeurs ont fait beaucoup de progrès pour contrer le phénomène de courant de collapse, en utilisant par exemple des plaques de champ pour redistribuer le champ électrique entre le drain et la grille, ou en connectant le substrat à la source. Panasonic aurait éliminé le courant de collapse grâce à l'ajout d'une structure dopée P à côté du drain [10] [44] (structure *HD-GIT*). L'article [14] étudie les mécanismes de piégeage de charges causés par l'application d'une tension négative pulsée sur la grille de transistors cascode. Ils constatent une dégradation de la résistance passante et du courant de drain maximal ainsi qu'un déplacement de la tension de seuil. Les auteurs de l'article [15] caractérisent le phénomène de résistance passante dynamique sur des transistors GS66508T du fondeur GaN Systems. Ils conseillent de faire cette caractérisation à haute fréquence et haute température pour être dans des conditions proches d'un usage réel dans un convertisseur. La résistance passante dynamique augmente en effet fortement avec la température.

4 - Utilisation du GaN dans des convertisseurs

En 2017, il n'y avait que trois fondeurs qui proposaient des transistors GaN à enrichissement à la vente, dont une structure cascode [10]. L'article [3], paru en 2020, indiquait les applications industrielles possibles du GaN dans les secteurs des voitures électriques et hybrides, de l'avion plus

électrique, du navire plus électrique, des trains électriques et des véhicules tout terrain électrifiés. En 2021, on compte plus de neuf fondeurs mais les transistors GaN ne sont pas encore présents dans ces secteurs.

En 2013, l'article [13] montrait déjà l'utilisation de transistors GaN cascade dans un convertisseur résonnant LLC de 300 W avec une fréquence de commutation de 1 MHz.

En 2014, le fondeur EPC publie un article [46] montrant l'utilisation de leurs transistors GaN basse tension dans un convertisseur DC/DC POL (*Point Of Load*) (entrée : 12 – 28 V ; sortie : 1,2 V) travaillant à 1 MHz. La comparaison faite avec des transistors silicium donne un net avantage au GaN avec presque 4 points de rendement de plus pour ce dernier. Un peu plus tard, en 2015, les auteurs de l'article [47] intègrent des transistors cascade de Transphorm dans un convertisseur PFC (*Power Factor Corrector*). Ce dernier atteint un rendement maximal de 99 % et une densité de puissance égale à 220 W/in³. Ensuite, courant 2016, l'article [48] présente l'utilisation de transistors du fondeur GaN Systems dans un onduleur triphasé de 10 kW. Le rendement atteint 98,8 % et le volume n'est que de 0,7 L. Puis, en 2017, l'article [49] présente un convertisseur résonant LLC à commutation douce à base de transistors GaN cascade du fondeur Transphorm. Leur tension de claquage vaut 600 V et la tension d'entrée du convertisseur est de 400 V. Les auteurs comparent les pertes entre ces derniers et des transistors silicium et il apparaît que le GaN présente des pertes 50 % plus faibles.

Plus tard, en 2019, dans l'article [50], les auteurs conçoivent et testent un convertisseur NPC (*Neutral Point Clamped*) à trois niveaux à base de transistors du fondeur GaN Systems (leur tension de claquage est de 650 V) et de diodes SiC. Leur prototype atteint un rendement de 98%. Ces transistors ont un boîtier monté en surface, ce qui a impacté la façon de router le convertisseur ainsi que son refroidissement. Toujours en 2019, les auteurs de l'article [12] passent en revue plus de 160 papiers montrant une intégration de transistors GaN dans des convertisseurs de puissance de plus de 500 W de différentes familles (DC/DC, DC/AC et AC/DC). Il ressort de tout cela que ces composants permettent de concevoir des convertisseurs à haut rendement (jusqu'à 99,8 %) dans la gamme moyenne tension, de moyenne à forte puissance (jusqu'à 80 kW). La fréquence de travail des systèmes passés en revue s'échelonne de 100 kHz à plus de 1 MHz. Onze papiers font état d'une fréquence supérieure à 1 MHz. La grande majorité des convertisseurs étudiés a un rendement compris entre 95% et 99% ; plus des deux tiers des convertisseurs ont une densité de puissance supérieure à 100 – 200 W/in³ et le maximum atteint est de 9,5 kW/in³.

Enfin, en 2020, l'article [51] montre l'utilisation de transistors GaN du fondeur EPC dans un convertisseur DC/DC résonant à commutations douces à 1 MHz qui pourrait être utilisé dans le domaine spatial. Une comparaison est faite avec des MOSFETs silicium commutant à 100 kHz. Il est montré que la densité de puissance est accrue d'environ 80 % avec le GaN, et que le rendement reste identique.

Si les transistors GaN sont pour le moment absents dans l'industrie des transports, on trouve une application industrielle dans le domaine des chargeurs USB. Depuis 2018, il existe dans le commerce des chargeurs intégrant des transistors GaN [5] pour alimenter un téléphone portable, une tablette ou un ordinateur. C'est la seule utilisation industrielle du GaN recensée en 2021.

5 - Conclusion et futures tendances

Les défis à relever pour permettre la diffusion massive du GaN dans l'industrie sont : la robustesse et la fiabilité en court-circuit qui sont encore limitées, la tension de claquage encore limitée, la complexité de la commande de la grille, la gestion de la thermique et la conception des boîtiers

des transistors pour utiliser la pleine capacité de ces composants, et assurer une fiabilité à long terme [3]. Enfin, le coût élevé des composants freine encore leur adoption.

Concernant la robustesse des transistors GaN, elle est encore insuffisante en court-circuit lorsqu'on les utilise sous des tensions proches de la tension de claquage. La fiabilité est, elle aussi, encore perfectible même si certains composants comme le *HD-GIT* de Panasonic peuvent supporter de nombreux courts-circuits sous une tension de bus élevée.

La tension de claquage encore limitée des transistors GaN du commerce (650 V) restreint aujourd'hui leur usage [50]. Il est encore difficile de fabriquer des transistors GaN haute tension (1200 V) car cela nécessite des améliorations et des innovations dans le procédé de fabrication, au niveau du substrat. L'utilisation du nitrure d'aluminium polycristallin (AlN) comme substrat est prometteur pour fabriquer des composants 1200 V, car son coefficient d'expansion thermique est plus proche de celui du GaN par rapport aux substrats silicium classique [3]. Le substrat AlN autorise le dépôt d'une couche plus épaisse de GaN (avec des wafers de 200 mm), ce qui est nécessaire pour augmenter la tenue en tension.

Le routage du PCB d'un convertisseur à base de GaN est critique [46] à cause des vitesses de commutation élevées. Les inductances parasites peuvent avoir un impact important sur les pertes [13]. Les circuits de commande doivent être adaptés aux forts di/dt et dv/dt , ce qui impose un routage très soigné. Des oscillations peuvent apparaître au niveau de la grille à cause des éléments parasites du circuit, la commande de la grille est donc critique [14]. Par ailleurs, du fait de leur vitesse de commutation, les transistors GaN posent des problèmes de pollution électromagnétique [3]. La grille des composants GaN discrets est vulnérable au bruit et aux surtensions causées par les commutations très rapides. La tension de seuil est très basse, ce qui peut causer des remises en conduction intempestives lors du blocage. A titre d'exemple, le choix de la valeur de la résistance de grille pour l'amorçage est critique : trop faible, elle entraîne des oscillations et donc des pertes de commandes importantes ; trop grande, elle ralentit les commutations et augmente aussi les pertes. L'intégration monolithique du driver, des protections et du transistor GaN (voire d'un demi-pont complet) a de nombreux avantages [3] : un meilleur contrôle des inductances parasites, un meilleur contrôle du dv/dt , la possibilité d'intégrer des protections (au démarrage, contre les surcourants, contre un échauffement excessif et contre les courts-circuits). Cette intégration permet une conception plus modulaire du convertisseur, augmente sa densité de puissance et permet aussi de réduire les coûts.

Le boîtier d'un transistor a de nombreuses fonctions : il protège la puce, permet de la monter sur un PCB et participe à l'évacuation de la chaleur. La conception d'un boîtier et de ses connexions avec la puce est délicate car elle doit prendre en compte un besoin d'isolation contre de fortes tensions et une tenue à de forts courants, sans dégrader les performances de la puce. Le boîtier joue un rôle important dans la fiabilité du transistor. Les transistors GaN nécessitent un boîtier spécifique dédié, avec des connexions optimisées vers le radiateur. Le refroidissement est en effet critique du fait de la taille réduite de la puce.

La minimisation du poids et du volume des systèmes embarqués est un des objectifs principaux de l'industrie des transports. La grande densité de puissance et la fréquence de commutation élevée du GaN en font un très bon candidat pour les convertisseurs de puissance du secteur des transports. En effet, cela permet de diminuer la taille des composants passifs et donc d'alléger le véhicule. Si les différentes contraintes listées dans cette partie restent des freins à la diffusion des transistors GaN, il est probable que ces derniers soient massivement adoptés dans les années à venir [52].

Références :

- [1] Ministère de la transition écologique et Institute for climate economics, « Chiffres clés du climat - France, Europe et Monde ». déc. 2020. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr/edition-numerique/chiffres-cles-du-climat>
- [2] Institut Français du Pétrole, « Les énergies pour le transport : avantages et inconvénients ». déc. 2008. [En ligne]. Disponible sur : https://inis.iaea.org/collection/NCLCollectionStore/_Public/42/016/42016175.pdf
- [3] N. Keshmiri, D. Wang, B. Agrawal, R. Hou, et A. Emadi, « Current Status and Future Trends of GaN HEMTs in Electrified Transportation », IEEE Access, vol. 8, p. 70553-70571, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986972.
- [4] M. Su, C. Chen, et S. Rajan, « Prospects for the application of GaN power devices in hybrid electric vehicle drive systems », Semicond. Sci. Technol., vol. 28, no 7, p. 074012, juin 2013, doi: 10.1088/0268-1242/28/7/074012.
- [5] Ganfast, « Site internet de ganfast ». [En ligne]. Disponible sur : <https://ganfast.com/products/>
- [6] H. Schefer, L. Fauth, T. H. Kopp, R. Mallwitz, J. Friebe, et M. Kurrat, « Discussion on Electric Power Supply Systems for All Electric Aircraft », IEEE Access, vol. 8, p. 84188-84216, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2991804.
- [8] A. Lidow, M. De Rooij, J. Strydom, D. Reusch, et J. Glaser, GaN Transistors for Efficient Power Conversion.
- [9] S. Nakamura et M. R. Krames, « History of Gallium-Nitride-Based Light-Emitting Diodes for Illumination », Proc. IEEE, vol. 101, no 10, p. 2211-2220, oct. 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2274929.
- [10] E. A. Jones, F. F. Wang, et D. Costinett, « Review of Commercial GaN Power Devices and GaN-Based Converter Design Challenges », IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 4, no 3, p. 707-719, sept. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2582685.
- [11] A. Castellazzi, « Opportunities and challenges of integrated WBG power electronics development », in 2021 Third International Symposium on 3D Power Electronics Integration and Manufacturing (3D-PEIM), juin 2021, p. 1-6. doi: 10.1109/3D-PEIM49630.2021.9497265.
- [12] C.-T. Ma et Z.-H. Gu, « Review of GaN HEMT Applications in Power Converters over 500 W », Electronics, vol. 8, no 12, Art. no 12, déc. 2019, doi: 10.3390/electronics8121401.
- [13] X. Huang, Z. Liu, Q. Li, et F. C. Lee, « Evaluation and Application of 600 V GaN HEMT in Cascode Structure », IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no 5, p. 2453-2461, mai 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2276127.
- [14] S. Elangovan, S. Cheng, et E. Y. Chang, « Reliability Characterization of Gallium Nitride MIS-HEMT Based Cascode Devices for Power Electronic Applications », Energies, vol. 13, no 10, Art. no 10, janv. 2020, doi: 10.3390/en13102628.
- [15] Y. Li et al., « Evaluation and Analysis of Temperature-Dependent Dynamic $\$R_{\text{DS}}\text{ON}\$$ of GaN Power Devices Considering High-Frequency Operation », IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 8, no 1, p. 111-123, mars 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2947575.
- [16] J. Wu, W. Meng, F. Zhang, G. Dong, et J. Shu, « A Short-Circuit Protection Circuit With Strong Noise Immunity for GaN HEMTs », IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, no 2, p. 2432-2442, févr. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3013984.

- [17] J. Acuna, J. Walter, et I. Kallfass, « Very Fast Short Circuit Protection for Gallium-Nitride Power Transistors Based on Printed Circuit Board Integrated Current Sensor », in 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe), sept. 2018, p. P.1-P.10.
- [18] X. Huang et al., « Experimental study of 650V AlGaIn/GaN HEMT short-circuit safe operating area (SCSOA) », in 2014 IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD), juin 2014, p. 273-276. doi: 10.1109/ISPSD.2014.6856029.
- [19] R. Mitova, R. Ghosh, U. Mhaskar, D. Klikic, M.-X. Wang, et A. Dentella, « Investigations of 600-V GaN HEMT and GaN Diode for Power Converter Applications », IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no 5, p. 2441-2452, mai 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2286639.
- [20] J. Sun, J. Wei, Z. Zheng, et K. J. Chen, « Short Circuit Capability Characterization and Analysis of p-GaN Gate High-Electron-Mobility Transistors Under Single and Repetitive Tests », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 68, no 9, p. 8798-8807, sept. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3009603.
- [21] D. Ueda et al., « Present and future prospects of gan-based power electronics », in 2008 9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology, oct. 2008, p. 1078-1081. doi: 10.1109/ICSICT.2008.4734738.
- [22] GaN Systems, « GN001 Application Note "An introduction to GaN Enhancement-mode HEMTs » . avr. 16, 2020.
- [23] G. Greco, F. Iucolano, et F. Roccaforte, « Review of technology for normally-off HEMTs with p-GaN gate », Mater. Sci. Semicond. Process., vol. 78, p. 96-106, mai 2018, doi: 10.1016/j.mssp.2017.09.027.
- [24] C. Abbate, F. Iannuzzo, et G. Busatto, « Thermal instability during short circuit of normally-off AlGaIn/GaN HFETs », Microelectron. Reliab., vol. 53, no 9, p. 1481-1485, sept. 2013, doi: 10.1016/j.microrel.2013.07.119.
- [25] H. Hamza K., D. Nirmal, et L. Arivazhagan, « Impact of AlGaIn Back Barrier in AlGaIn/GaN HEMT on GaN substrate », in 2020 5th International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), mars 2020, p. 290-293. doi: 10.1109/ICDCS48716.2020.243601.
- [26] H. Ohta, T. Nakamura, et T. Mishima, « High quality free-standing GaN substrates and their application to high breakdown voltage GaN p-n diodes », in 2016 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices, Kansai (IMFEDK), juin 2016, p. 1-2. doi: 10.1109/IMFEDK.2016.7521696.
- [27] T. Yoshida et al., « Fabrication of 3-in GaN substrates by hydride vapor phase epitaxy using void-assisted separation method », J. Cryst. Growth, vol. 310, no 1, p. 5-7, janv. 2008, doi: 10.1016/j.jcrysgro.2007.10.014.
- [28] M. Imanishi, S. Usami, M. Maruyama, M. Yoshimura, et Y. Mori, « Growth of a High Quality GaN Wafer from Point Seeds by the Na-Flux Method », in 2021 28th International Workshop on Active-Matrix Flatpanel Displays and Devices (AM-FPD), juin 2021, p. 70-72. doi: 10.23919/AM-FPD52126.2021.9499151.
- [29] T. Nagahisa, H. Ichijoh, T. Suzuki, A. Yudin, A. O. Adan, et M. Kubo, « Robust 600 V GaN high electron mobility transistor technology on GaN-on-Si with 400 V, 5 μ s load-short-circuit withstand capability », Jpn. J. Appl. Phys., vol. 55, no 4S, p. 04EG01, févr. 2016, doi: 10.7567/JJAP.55.04EG01.
- [30] H. W. Then et al., « Gallium Nitride and Silicon Transistors on 300 mm Silicon Wafers Enabled by 3-D Monolithic Heterogeneous Integration », IEEE Trans. Electron Devices, vol. 67, no 12, p. 5306-5314, déc. 2020, doi: 10.1109/TED.2020.3034076.
- [31] W. B. Lanford, T. Tanaka, Y. Otoki, et I. Adesida, « Recessed-gate enhancement-mode GaN HEMT with high threshold voltage », Electron. Lett., vol. 41, no 7, p. 449-450, mars 2005, doi: 10.1049/el:20050161.

- [32] H. Kambayashi et al., « Over 100A operation normally-off AlGaIn/GaN hybrid MOS-HFET on Si substrate with high-breakdown voltage », *Solid-State Electron.*, vol. 54, no 6, p. 660-664, juin 2010, doi: 10.1016/j.sse.2010.01.001.
- [33] M. Fernández et al., « Short-Circuit Study in Medium-Voltage GaN Cascodes, p-GaN HEMTs, and GaN MISHEMTs », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no 11, p. 9012-9022, nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2719599.
- [34] Y. Uemoto et al., « Gate Injection Transistor (GIT)—A Normally-Off AlGaIn/GaN Power Transistor Using Conductivity Modulation », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 54, no 12, p. 3393-3399, déc. 2007, doi: 10.1109/TED.2007.908601.
- [35] P. Xue, L. Maresca, M. Riccio, G. Breglio, et A. Irace, « Experimental Study on the Short-Circuit Instability of Cascode GaN HEMTs », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 67, no 4, p. 1686-1692, avr. 2020, doi: 10.1109/TED.2020.2974518.
- [36] S. Ben-Yaakov et L. Van de Perre, « A Novel Circuit Topology for Turning a ‘Normally On’ GaN Transistor into ‘Normally Off’ that Can be Driven by Popular Drivers ». juin 2018.
- [37] X. Huang, W. Du, F. C. Lee, Q. Li, et W. Zhang, « Avoiding Divergent Oscillation of a Cascode GaN Device Under High-Current Turn-Off Condition », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no 1, p. 593-601, janv. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2532799.
- [38] S. Chowdhury, B. L. Swenson, M. H. Wong, et U. K. Mishra, « Current status and scope of gallium nitride-based vertical transistors for high-power electronics application », *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 28, no 7, p. 074014, juin 2013, doi: 10.1088/0268-1242/28/7/074014.
- [39] Nexgen, « Site internet de Nexgen ». [En ligne]. Disponible sur: <https://nexgenpowersystems.com/datasheets>
- [40] K. Stempel et al., « Vertical 3D gallium nitride field-effect transistors based on fin structures with inverted p-doped channel », *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 36, p. 9, nov. 2020, doi: 10.1088/1361-6641/abc5ff.
- [41] I. Ben-Yaacov, Y.-K. Seck, U. K. Mishra, et S. P. DenBaars, « AlGaIn/GaN current aperture vertical electron transistors with regrown channels », *J. Appl. Phys.*, vol. 95, no 4, p. 2073-2078, févr. 2004, doi: 10.1063/1.1641520.
- [42] T. Oka, T. Ina, Y. Ueno, et J. Nishii, « 1.8 mΩ·cm² vertical GaN-based trench metal-oxide-semiconductor field-effect transistors on a free-standing GaN substrate for 1.2-kV-class operation », *Appl. Phys. Express*, vol. 8, no 5, p. 054101, avr. 2015, doi: 10.7567/APEX.8.054101.
- [43] F. N. F. Zaki, « Characterization, modeling and aging behavior of GaN power transistors », phdthesis, Université Paris Saclay (COMUE), 2018. Consulté le : sept. 09, 2021. [En ligne]. Disponible sur : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01794546>
- [44] « Panasonic GaN power transistors white paper ».
- [45] G. Meneghesso et al., « Reliability and parasitic issues in GaN-based power HEMTs: a review », *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 31, no 9, p. 093004, août 2016, doi: 10.1088/0268-1242/31/9/093004.
- [46] D. Reusch et J. Strydom, « Understanding the Effect of PCB Layout on Circuit Performance in a High-Frequency Gallium-Nitride-Based Point of Load Converter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no 4, p. 2008-2015, avr. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2266103.
- [47] Z. Liu, F. C. Lee, Q. Li, et Y. Yang, « Design of GaN-based MHz totem-pole PFC rectifier », in 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), sept. 2015, p. 682-688. doi: 10.1109/ECCE.2015.7309755.

- [48] H. Li, X. Li, Z. Zhang, C. Yao, et J. Wang, « Design consideration of high power GaN inverter », in 2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), nov. 2016, p. 23-29. doi: 10.1109/WiPDA.2016.7799904.
- [49] W. Zhang, F. Wang, D. J. Costinett, L. M. Tolbert, et B. J. Blalock, « Investigation of Gallium Nitride Devices in High-Frequency LLC Resonant Converters », IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no 1, p. 571-583, janv. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2528291.
- [50] P. Grzejszczak, A. Kulpa, et R. Barlik, « Design of a high-efficiency three-phase three-level NPC converter based on GaN HEMT and SiC SB diode », in 2019 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE), juin 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/PAEE.2019.8788993.
- [51] E. Maset et al., « Optimized Design of 1 MHz Intermediate Bus Converter Using GaN HEMT for Aerospace Applications », Energies, vol. 13, p. 6583, déc. 2020, doi: 10.3390/en13246583.
- [52] D. Bisi et al., « Short-Circuit Capability Demonstrated for GaN Power Switches », in 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), juin 2021, p. 370-375. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9486987.