

# Impact de la fréquence de commutation dans un chargeur embarqué avec des transistors GaN 650 V

Julio BRANDELERO, Matthieu GAYCHET, Thierry SUTTO  
STMicroelectronics SA, France

**RESUME** - Ce papier explore l'impact de la fréquence de commutation sur la densité de puissance et l'efficacité des chargeurs embarqués utilisant des transistors GaN 650 V. L'analyse est faite pour des différentes topologies ac-dc avec correction du facteur de puissance (PFC) et de conversion dc-dc isolés vis-à-vis des éléments passifs et des pertes. Les résultats montrent que l'augmentation de la fréquence ne permet pas de réduire la taille des filtres différentiels coté réseau, sauf pour des topologies multiniveaux commutant au-delà de 200 kHz. Un démonstrateur ac-dc avec une topologie ANPC de 7.5 kW a été développé, atteignant une efficacité supérieure à 98% avec un THD inférieur à 2%. Pour l'étage dc-dc, un démonstrateur DAB commutant entre 100 kHz et 500 kHz a démontré la réduction des éléments passifs sur l'étage dc-dc avec en contrepartie une baisse de l'efficacité, qui reste supérieur à 96.5% à 500 kHz pour 8.9 kW contre 97.8% à 100 kHz.

**Mots-clés**— Chargeur embarqué, Transistors GaN, Multi-niveaux

## 1. INTRODUCTION

Le déploiement des voitures électriques et la demande croissante pour la recharge de leurs batteries ont conduit à une diversification des types de chargeurs, qu'ils soient embarqués ou déportés. Les chargeurs embarqués (OBC pour "on-board charger") sont largement utilisés car ils permettent de recharger les batteries à partir d'une simple prise de courant ou d'une wall-box, et sont présents dans toutes les voitures électriques, voir *Figure 1 a)*. La puissance de ces chargeurs varie entre 3 kW et 44 kW, selon l'installation en monophasé/triphasé et le type de charge. Ces chargeurs sont également connus sur la dénomination de *Power Level 2* en Europe et aux USA.

Les chargeurs DC à charge rapide, *Power Level 3* où la puissance peut atteindre 300 kW, possèdent une gestion de modes de charge en courant constant ou en tension constante afin d'éviter une dégradation de la batterie. À l'inverse, les chargeurs embarqués, *level 2*, sont rapidement limités à leur puissance nominale qui est bien inférieure à celle de la batterie et présentent une charge plus lente. Ils travaillent ainsi dans une plage de recharge avec un courant/puissance maximale pendant la quasi-totalité de la recharge [1], voir *Figure 1 b)*.

La configuration la plus courante des chargeurs embarqués comprend un premier étage de redressement ac-dc et de correction du facteur de puissance connecté au réseau électrique. Cet étage peut avoir un redresseur suivi d'un hacheur élévateur qui réalisera la correction du facteur de puissance, *Figure 1 c)* ou intégrer le redressement actif et le PFC, communément appelée *totem-pole PFC* *Figure 1 d)*. Cet étage est suivi d'un second étage d'isolation qui régule la puissance, la tension et le courant délivrés à la batterie.

Dans des versions plus compactes, l'étage de correction du facteur de puissance, PFC, peut être intégré au convertisseur dc-dc [2], *Figure 1 d)*. De plus, l'étage de redressement peut être combiné avec le convertisseur dc-dc grâce à des transistors bidirectionnels en tension et en courant [3] [4], *Figure 1 e)*. En outre que l'avantage de réduire le nombre de composants actifs et passifs, cette solution peut également apporter des bénéfices pour la durée de vie de la batterie avec une recharge pulsée à 100 Hz.

Étant donné leur nature embarquée, le volume et le poids des chargeurs sont des paramètres critiques, influençant à la fois le poids total du véhicule et le coût global du convertisseur. Ce papier examine l'impact des topologies et de la fréquence de commutation,  $F_{sw}$ , pour augmenter la densité de puissance des chargeurs embarqués. La première section est dédiée à la conversion ac-dc et la deuxième section à la conversion dc-dc.

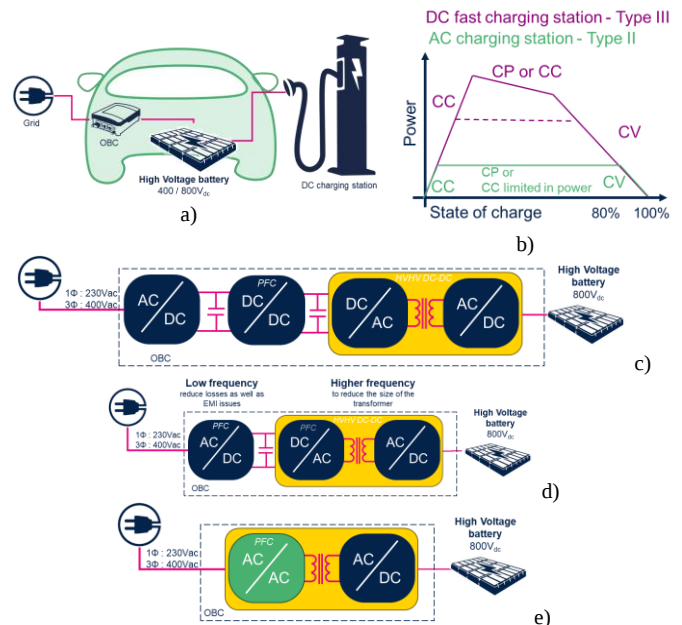


Figure 1 – Principe d'un OBC (a) placement dans une voiture électrique (b) Courbe de charge des chargeur, Schéma de principe (c) avec boost, (d) avec TTP-PFC (e) à étage unique schéma de principe

## 2. CONVERTISSEUR AC-DC AVEC PFC

### 2.1. Topologie

Les topologies pour la correction du facteur de puissance de type totem-pole varient entre demi-pont et pont complet [5], voir *Figure 2*.

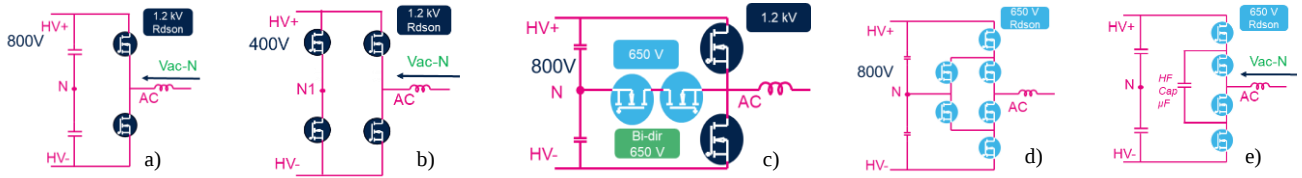


Figure 2 – Topologies investigués pour l'étage ac-dc avec PFC a) Demi-pont b) Pont-complet c) T-Type d) ANPC e) Flying Cap

La tension de bus, généralement fixée entre 380 V et 800 V, est une variable interne qui peut être utilisée afin d'optimiser la taille du convertisseur. L'avantage des topologies à pont complet est la possible réduction de la tension de bus et donc l'usage de composants à plus faible calibre en tension pour un réseau monophasé et/ou triphasé. Les topologies à demi-pont sont populaires pour les systèmes triphasés de 11 kW et 22 kW, car elles permettent l'utilisation d'un bus commun avec les trois phases [1] et donc bénéficier d'une faible ondulation en tension d'un système déphasé.

Les demi-ponts peuvent utiliser des topologies à 2 niveaux ou des topologies multiniveaux telles que le T-Type, l'ANPC, Flying-cap. Chaque topologie possède des caractéristiques propres en termes de pertes par conduction/commutation, nombre de transistors et des signaux PWM à moduler, ainsi que le nombre de niveaux et la fréquence apparente de commutation en sortie. Le *Tableau 1* résume les principales caractéristiques de chaque topologie en considérant le même composant placé sur toutes les positions et ayant des énergies de commutation proportionnelles à la tension commutée.

Tableau 1 – tableau comparatif des topologies ac-dc

|                          | Demi-pont                | Pont-complet      | T-Type                        | ANPC – mod 2                  | Flying Cap                    |
|--------------------------|--------------------------|-------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| $V_{HV}$                 | 800 V                    | 400 V             | 800 V                         | 800 V                         | 800 V                         |
| Niveaux                  | 2                        | 3                 | 3                             | 3                             | 3                             |
| Tensions en sortie       | $\pm \frac{1}{2} V_{HV}$ | $\pm V_{HV}$ , 0V | $\pm \frac{1}{2} V_{HV}$ , 0V | $\pm \frac{1}{2} V_{HV}$ , 0V | $\pm \frac{1}{2} V_{HV}$ , 0V |
| # Switches               | 2                        | 4                 | 4                             | 6                             | 4                             |
| Signaux de contrôle      | 1 PWM                    | 1 PWM, 1 AC       | 1 PWM, 1 AC                   | 1 PWM, 2 AC                   | 2 PWM                         |
| Total Pertes conduction  | 1x                       | 2x                | 1.3x                          | 2x                            | 2x                            |
| Tension commutée         | $V_{HV}$                 | $V_{HV}$          | $\frac{1}{2} V_{HV}$          | $\frac{1}{2} V_{HV}$          | $\frac{1}{2} V_{HV}$          |
| Total Pertes Commutation | 1y                       | 0.5y              | 0.5y                          | 0.5y                          | 1y                            |
| Fréquence en sortie      | $F_{sw}$                 | $F_{sw}$          | $F_{sw}$                      | $F_{sw}$                      | $2.F_{sw}$                    |
| Inductance Valeur        | 1.L                      | 0.5.L             | 0.5.L                         | 0.5.L                         | 0.25.L                        |

Parmi les topologies multiniveaux décrites, le pont-complet le T-type et le Flying Cap emploient 4 switches et le ANPC 6 switches. Sur le T-type et le Full-bridge : 2 switches sont contrôlés à la fréquence du réseau ac tandis que dans la topologie ANPC, 4 switches peuvent être contrôlés à fréquence du réseau AC en employant la modulation 2. Les approches de modulation de la topologie ANPC seront discutées en détail au chapitre 2.3. La topologie F.C. nécessite quant à elle deux signaux PWM à la fréquence de commutation.

La topologie T-type est celle qui présente un meilleur rendement parmi toutes grâce à des pertes en conduction légèrement supérieures au demi-pont et le fait de commuter la moitié de la tension du bus avec un seul switch à la fois. En

termes d'efficacité, l'ANPC et le pont-complet ont de pertes comparables.

## 2.2. Filtrage

Les filtres d'entrée prennent une partie importante du volume de l'étage ac-dc. Leur dimensionnement sont régis, entre autres, par deux standards. Le premier définit le niveau de distorsion harmonique entre 100 Hz et 2 kHz (selon IEC 61000-3-2 ou IEC 61000-3-12), le deuxième définit le niveau d'injection harmonique haute fréquence entre 150 kHz et 30 MHz (selon CISPR 32). Pour le mode différentiel, ces filtres sont dimensionnés en considérant les harmoniques de tension générés du côté basse-tension / réseau et le gabarit du filtre. Celles-ci peuvent être décrites par une série de Fourier pour chaque harmonique multiple de la fréquence apparente et du nombre de niveaux en sortie (eq. 1) :

$$V_{HT}^{db\mu V}(i) \cong 20 \cdot \text{LOG} \left( \frac{2E6}{i \cdot \pi} \cdot \frac{V_{HV}}{(m-1)} \cdot 0,56 \right) \quad (1)$$

où  $i$  est le rang de l'harmonique à la fréquence apparente,  $F_{out}$ , la fréquence coté réseau,  $m$  est le nombre de niveaux de tension de la tension.

La *Figure 3* montre les composantes harmoniques de chaque topologie pour une fréquence de commutation de 70 kHz. Le demi-pont possède la première harmonique à 70 kHz la plus élevée car la tension ac varie entre  $\pm 800$  V. Les pont-complet à 400 V, le T-Type ou l'ANPC modulation 2 à 800 V, ont quant à eux trois niveaux et donc une composante plus faible pour la même harmonique. Le Flying Cap ne possède que les harmoniques multiples de 140 kHz, et une première composante plus élevée que les autres topologies à 3 niveaux à la même fréquence. Cela a un impact sur le dimensionnement du filtre car le gabarit est plus contraignant au fur et à mesure que la fréquence augmente.

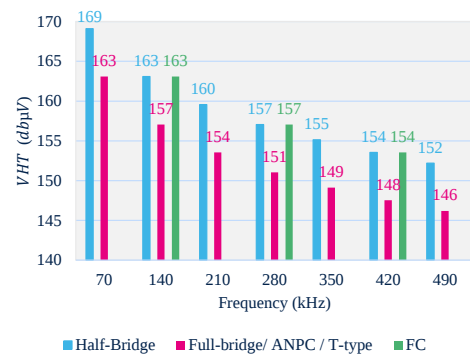


Figure 3 Composante harmonique fondamentale et la taille des filtres

Le dimensionnement du filtre du second ordre est basé sur la fréquence de coupure et de son atténuation de 40 dB par décade (eq. 2):

$$F_{cut} = \max \left( i \cdot F_{out} \div 10^{\left( \frac{A(i) - V_{HT}^{dBuV}(i)}{40} \right)} \right) \quad (2)$$

Sur la Figure 4, la fréquence de coupure du filtre est montrée pour toutes les topologies. Il est à noter que le pont-complet/ANPC autorisent une fréquence de coupure plus élevée que les autres topologies jusqu'à 50 kHz. On remarque également que certaines fréquences de commutation peuvent être choisies car elles permettent de réduire la taille du filtre grâce à des harmoniques qui tombent entre les raies du gabarit, dont celle à 150 kHz qui est la plus limitante.

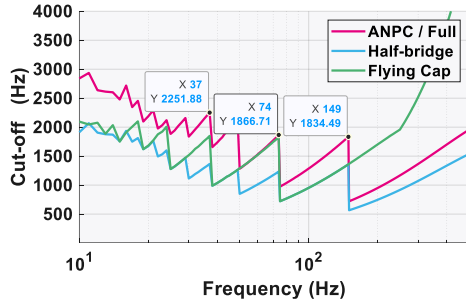


Figure 4 – Fréquence de coupure du filtre en fonction des topologies

L'augmentation de la fréquence de commutation diminue globalement la fréquence de coupure ce qui rend le filtre plus volumineux. On remarquera qu'à 35 kHz le filtre présente une fréquence de coupure à 2.1 kHz tandis qu'à 70 kHz et 145 kHz la fréquence est de 1.7 kHz. Puis, la topologie Flying Cap devient intéressante lorsque la fréquence de commutation dépasse 200 kHz, fréquence à partir de laquelle la taille du filtre se réduit considérablement, tandis qu'il faut dépasser les 400 kHz de fréquence de commutation pour les topologies ANPC/T-type/full-bridge et 800 kHz pour le demi-pont afin d'égaliser la taille de filtre pour une fréquence de commutation de 75 kHz.

### 2.3. Démonstrateur dc-ac ANPC

Un démonstrateur dc-ac monophasé ANPC de 7.5 kW a été développé avec un bus de 800 V et 100 kHz de fréquence de commutation. Des transistors GaN 40 mΩ/650 V sont utilisés dans les 6 positions des interrupteurs pour ce démonstrateur. Grâce à la topologie ANPC des calibres en tension plus faible que la tension de bus peuvent être utilisés, voir Figure 4.

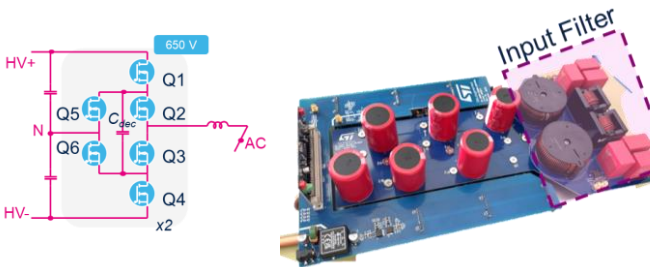


Figure 5 – Convertisseur ANPC ac-dc : a) schéma b) prototype

La topologie ANPC peut être contrôlée par des signaux PWM modulés à la fréquence de commutation et à la fréquence du réseau. Trois modulations principales sont décrites dans la littérature. Trois cellules de commutation peuvent être identifiées dans cette topologie comprenant les transistors suivants : Q1/Q5, Q2/Q3 et Q6/Q4.

Pour la modulation 1, Figure 6, la cellule centrale Q2/Q3 est commandée à la fréquence du réseau qui sert d'aiguilleur pour les tensions positives (Q2 passant) et négatives (Q3 passant). Il est à noter que le passage de la tension par zéro nécessite les composants Q2 et Q3 passants afin de d'assurer une transition sans pertes entre la commutation de Q1/Q5 vers Q6/Q4 qui sont à la fréquence de découpage. Dans ce cas, le condensateur  $C_{dec}$  ne doit pas être assemblé.

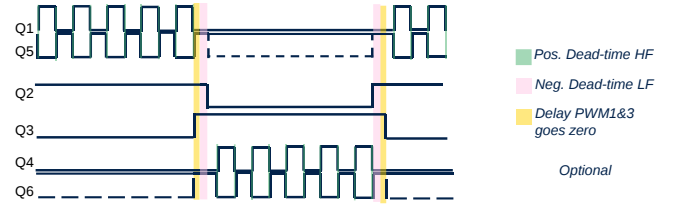


Figure 6 – Signaux PWM pour la modulation 1

Pour la modulation 2, Figure 7, la cellule centrale Q2/Q3 est commandée à la fréquence de découpage et les cellules Q1/Q5 et Q6/Q4 servent d'aiguilleur de tension. Un des avantages de cette modulation est la possibilité d'utiliser un condensateur flottant,  $C_{dec}$ , qui sert de découplage entre Q2/Q3. A la différence du condensateur du Flying Cap, ce condensateur est dimensionné pour les phases de transitions de Q2/Q3. Malgré le fait que les pertes soient concentrées sur la cellule haute fréquence, le découpage optimal de cette modulation s'est avéré la plus appropriée pour ces composants rapides.

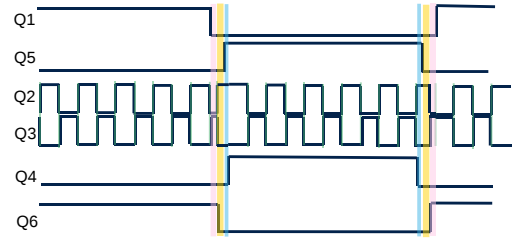


Figure 7 - Signaux PWM pour la modulation 2

La Figure 8 illustre les formes d'onde du convertisseur. La modulation de la cellule rapide est un sinus dont la partie négative du sinus est réalisée par une porte inverseuse entre Q2/Q3. Cette inversion est nécessaire car sur l'alternance positive le neutre est connecté sur la source de Q3 via Q6, et sur l'alternance négative le neutre est connecté sur le drain de Q2 via Q5.

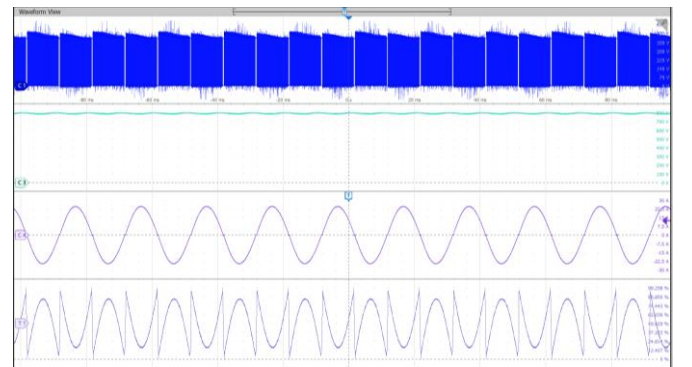


Figure 8 – Formes d'onde : du haut vers le bas : – tension Q3+Q4, tension  $V_{HV}$ , Courant ac, modulation de la tension Q3 et Q4

Enfin, deux cellules ANPC ont été entrelacées pour tracer les caractéristiques de la *Figure 9*. De 2 à 7.5 kW, le rendement du convertisseur reste supérieur à 98% tout en ayant une THD inférieur à 2%. L'efficacité pic de 98.83% est atteinte pour une puissance de sortie de 3 kW.

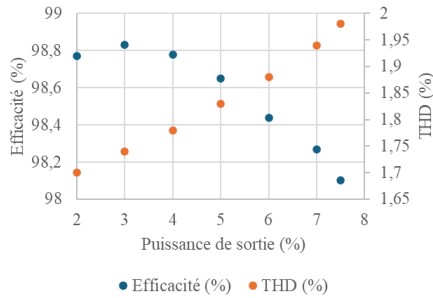


Figure 9 – Rendement et THD mesurés

La distribution de pertes montre que les pertes en commutation sont dominantes dans les transistors Q2 et Q3, de même que les pertes en conduction de ces transistors sont les plus élevées de tous les autres transistors de la cellule. Cela met en évidence que des composants avec différent calibres ou différentes technologies peuvent être utilisés afin d'optimiser également le cout de cette application. Enfin, la décomposition des pertes globales montre que celles dans les condensateurs de BUS et dans l'inductance ne doivent pas être négligées.

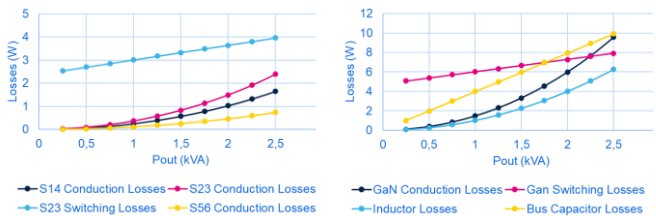


Figure 10 a) distribution des pertes dans les composants actifs b) distribution de pertes dans le convertisseur

### 3. CONVERTISSEUR DC-DC ISOLE

#### 3.1. Topologies

L'utilisation d'une topologie isolée est d'abord motivée par la sécurité des personnes et ensuite par la différence de potentiel entre la batterie et la terre/neutre après l'étage de rectification.

Dans cet étage, le couple tension/courant du transformateur est défini par le choix de la topologie utilisée. Les topologies couramment utilisées permettant des commutations douces et un fort rendement sont le *Dual-Active-Bridge* (pour *DAB*) et le *LLC*. Les deux topologies peuvent être déclinés sous des versions demi-pont et/ou cascades étant donnée leur isolation. Ces topologies peuvent avoir leurs demi-ponts remplacés par des topologies de type multi-niveaux, voir *Figure 12*. De plus, s'agissant des topologies isolées, les cellules élémentaires

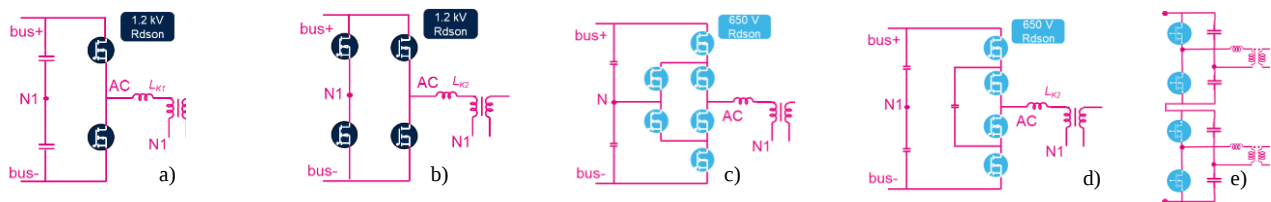


Figure 1111 - Topologies proposées pour l'étage dc-dc (par symétrie, seul le primaire est décrit) a) demi-pont b) pont complet c) ANPC d) F.C. e) demi-pont cascadi

peuvent être cascadiées afin de réduire le calibre en tension des interrupteurs et du transformateur [7], comme à la *Figure 12 e*). Un comparatif des principales caractéristiques de chaque topologie est présenté dans le Tableau 2.

Un grand avantage des topologies à 3 niveaux ou plus est leur capacité à contrôler le court-circuit. En effet, ces topologies peuvent appliquer 0 V aux bornes du transformateur afin d'interrompre tout transfert de puissance et isoler le défaut. Un autre avantage est le meilleur contrôle des commutations à zéro tension (ZVS), lorsque la tension d'entrée et la tension de la batterie ne sont pas les mêmes ou que la puissance est faible.

Tableau 2 - tableau comparatif des topologies ac-dc DAB

|                     | Demi-pont             |                          |                                | Pont Complet        |                                                |
|---------------------|-----------------------|--------------------------|--------------------------------|---------------------|------------------------------------------------|
|                     | Demi-pont             | Demi-pont cascadi        | T-type / ANPC / FC             | Pont Compl et       | T-type / ANPC / FC                             |
| Niveaux de tension  | 2                     | 2                        | 3                              | 3                   | 5                                              |
| Tension du transfo. | $\frac{1}{2}V_{bus}$  | $\pm \frac{1}{4}V_{bus}$ | $\pm \frac{1}{2}V_{bus}$ , 0 V | $\pm V_{bus}$ , 0 V | $\pm V_{bus}$ , $\pm \frac{1}{2}V_{bus}$ , 0 V |
| Courant du transfo. | $\pm 2 \cdot I_{bus}$ | $\pm 2 \cdot I_{bus}$    | $\pm 2 \cdot I_{bus}$          | $\pm I_{bus}$       | $\pm I_{bus}$                                  |
| Inductance          | L                     | $\frac{1}{2} \cdot L$    | L                              | 4.L                 | 4.L                                            |
| Nombre d'interrupt. | 4                     | 8                        | 8 / 12 / 8                     | 8                   | 16 / 24 / 16                                   |

#### 3.2. Dimensionnement de l'inductance d'un DAB

Dans les deux topologies DAB et LLC, des éléments passifs sont employés en série avec le transformateur afin de transférer la puissance. L'augmentation de la fréquence de commutation permet de réduire la valeur de ces éléments. Par exemple, avec la topologie DAB, la puissance de sortie, *P*, est inversement proportionnelle à la valeur de l'inductance, *L<sub>K</sub>*, et la fréquence de commutation, *f<sub>sw</sub>*, et proportionnelle à la tension appliquée au primaire, *V<sub>P</sub>*, et au secondaire, *V<sub>S</sub>*, du transformateur comme à l'équation (3).

$$L_K = k \cdot (V_P \cdot V_S) / (f_{sw} \cdot P) \tag{3}$$

Parmi les topologies à trois niveaux, l'intérêt d'utiliser un demi-pont comme le T-type, ANPC et FC a pour avantage d'avoir une inductance quatre fois plus faible. En déduisant la valeur de l'inductance de fuite du transformateur [8. 1 à l'inductance calculé du DAB, cela permettra de minimiser la taille finale de cette dernière et d'optimiser la densité de puissance du convertisseur. Il est également évident que l'augmentation de la fréquence de commutation permettra aussi de faciliter l'intégration de cette inductance avec le transformateur.

Le transformateur est l'un des éléments le plus volumineux du convertisseur dc-dc isolé. L'augmentation de la fréquence de commutation permet de réduire la section du noyau magnétique :  $S$ , et/ou le nombre de tours :  $N_t$ , afin de conserver la même induction :  $B_{max}$  comme montré dans l'équation (4) :

$$B_{max} = \frac{(V_{in} \cdot 2)}{(N_t \cdot S \cdot f_{sw})} \tag{4}$$

En contrepartie, les effets de peau et de proximité dans les conducteurs vont induire des pertes supplémentaires. L'effet de proximité peut être atténué par la réduction de l'induction maximale dans le transformateur. Cet effet ainsi que l'effet de peau peuvent aussi être réduits simultanément avec du fil de Litz. De plus, la probable réduction du volume du transformateur avec l'augmentation de la fréquence de commutation diminue sa surface d'échange thermique, ce qui exige des efforts supplémentaires pour réduire les pertes du noyau magnétique. Une des solutions est d'adopter un format plus plat afin de maintenir la température de fonctionnement.

Pour conclure cette étude trois transformateurs (Figure 12) ont été conçus et testés pour une topologie à demi-pont cascadée. Le volume de la paire inductance/transformateur a été réduit de 232 ml à 91 ml (-60%) en passant d'une fréquence de commutation de 100 kHz à 500 kHz. Une grande réduction a été obtenu à 500 kHz grâce à l'intégration de l'inductance. Il est à noter que les surfaces projetées ou la base des transformateurs restent très proches, par contre la hauteur de la fenêtre de bobinage est notablement réduite. Nous obtenons un transformateur semblable au ratio d'un transformateur planar.



Figure 12 12 – Transformateurs pour le convertisseur dc-dc pour 3 fréquences -500 kHz : 0.091 litres - 250 kHz : 0.187 litres - 100 kHz : 0.232 litres

Tableau 3 – Caracteristiques des transformateurs à differentes fréquences

|         | 500 kHz      | 250 kHz      | 500 kHz     |
|---------|--------------|--------------|-------------|
| $L_K$   | 1,24 $\mu$ H | 2,12 $\mu$ H | 4,3 $\mu$ H |
| Config. | Intégré      | Externe      | Externe     |

### 3.3. Démonstrateur cascade demi-pont

Un démonstrateur a été construit pour valider la faisabilité d'un convertisseur dc-dc isolé à haute fréquence de commutation et forte puissance, Figure 13. Utilisant des composants GaN 700 V pour une tension de bus de 800 V, ce convertisseur fonctionne entre 100 kHz et 500 kHz et adopte une topologie demi-pont en cascade. Il peut atteindre des puissances de 9 kW à 11 kW selon la fréquence de commutation avec une température de boîtier à 120°C avec une plaque froide à 60°C.

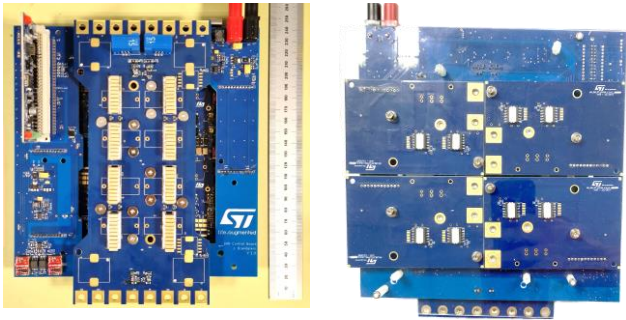
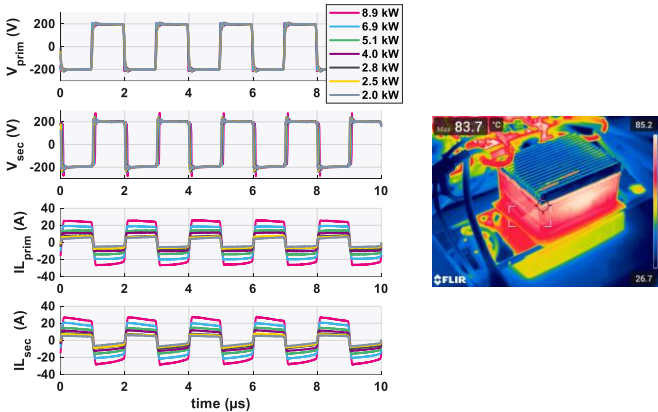
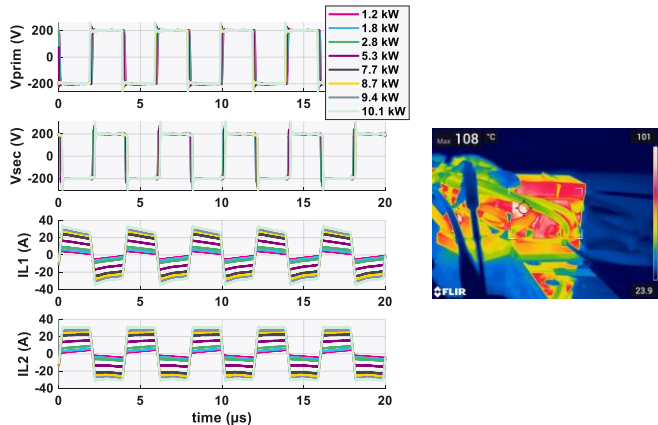


Figure 1313 - Démonstrateur dc-dc cascadié en demi-pont pour 800V

La Figure 14 montre les formes d'onde du transformateur et la cartographie thermique du transformateur au point de fonctionnement nominal pour une tension d'entrée et une tension batterie à 800 V . Il est à noter que les transformateurs fonctionnent à des températures optimales de 85°C à 110°C. On note à 100 kHz, que l'inductance commence une résonance avec les condensateurs du bus dimensionnés pour le 500 kHz. Cette résonance aide au blocage avec à faiblecourant de charge.



a)



b)

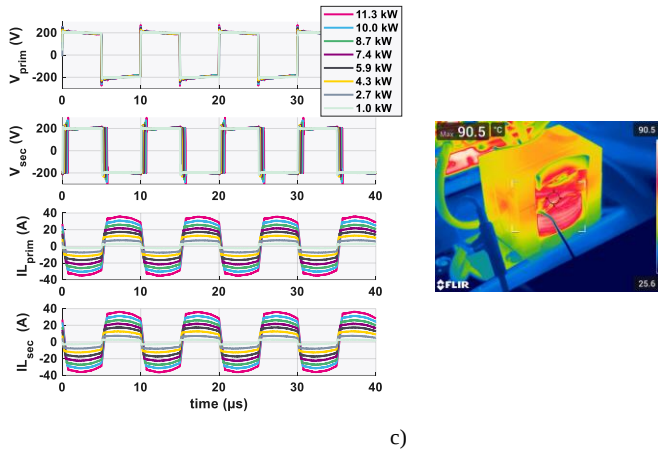


Figure 1414 – Mesures expérimentales à a) 500 kHz b) 250 kHz c) 100 kHz

Les courbes de rendement de la Figure 15 montrent les performances à différentes fréquences de commutation, puissance de sortie et température de refroidissement qui a été choisi à 20°C et à 60°C. Le rendement est très peu impacté par la température de l'eau. Le faible rendement à faible charge est expliqué par la perte du ZVS, mais le composant est capable de survivre même dans ces conditions ce qui est un avantage décisif pour les composants du type GaN. La perte du ZVS est lié au faible courant commuté qui ne décharge pas rapidement le condensateur Coss, avant l'amorçage du composant en série qui finit par dissiper l'énergie stocké.

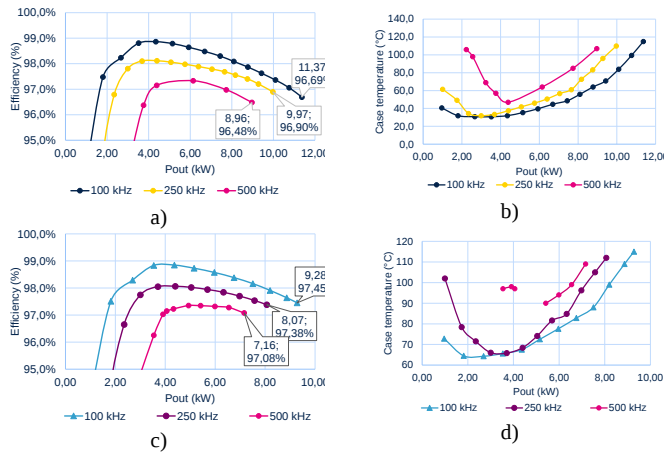


Figure 15 – Mesures de rendement et température de boîtier du convertisseur cascadi isolé dc-dc avec un température d'eau à : a) et b) à 20°C, c) et d) 60°C

#### 4. CONCLUSIONS

Ce papier aborde le thème de la densité de puissance et l'efficacité des chargeurs embarqués qui est en plein essor avec le déploiement de la voiture électrique en grand volume. Nous avons abordé par des moyens théoriques et par des démonstrateurs l'impact de la fréquence de commutation sur la taille des éléments passifs et sur l'efficacité des convertisseurs.

Il en ressort que l'augmentation de la fréquence de commutation n'apporte pas d'avantage majeur sur le filtre différentiel de l'étage ac-dc, sauf dans le cas des topologies du type Flying Cap commutant au-delà de 200 kHz.

Sur l'étage dc-dc, il existe un avantage d'augmenter la fréquence de commutation avec pour bénéfice de réduire l'étage inductif et la taille du transformateur. Il est démontré que l'usage des topologies à multiniveaux ou cascadiées permettent de réduire la taille des éléments inductifs pour un convertisseur DAB. La réduction de la valeur de l'inductance a permis son intégration avec le transformateur afin de réduire la taille globale pour plus de 60%. Finalement, il a été démontré, qu'à faible charge, la perte de la commutation douce à l'amorçage n'est pas critique pour le fonctionnement des composants GaN, car ceux-ci présentent une énergie de commutation faible et restent dans la plage des températures spécifiés.

#### 5. REMERCIEMENTS

Ceci est l'une de nos initiatives pour partager notre technologie et nos innovations avec diverses communautés et favoriser les activités liées à la microélectronique dans le cadre du Projet Important d'Intérêt Européen Commun sur les Microélectroniques et les Technologies de Communication (Important Project of Common European Interest on Microelectronics and Communication Technologies (IPCEI ME/CT)).

#### 6. REFERENCES

- [1] D. Kumar, S. Saha and M. Das, "Effect of Various Charging Methods on Off-Board and On-Board Chargers of Electric Vehicles," in *2023 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE)*, 2023.
- [2] D. S. y. Rosas, D. Frey, J.-L. Schanen and J.-P. Ferrieux, "Close Loop Control to bidirectional isolated single stage DAB with resonant circuit DC/AC converter to connection of batteries to the single phase grid," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*.
- [3] A. Chambayil and S. Chattopadhyay, "A Single-Stage Three Phase Bidirectional AC-DC," in *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*.
- [4] S. K. Dube, R. N. K. Yenduri and P. Das, "A Novel Integrated Bidirectional AC to DC Resonant Converter," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2022.
- [5] K. Fahem, D. E. Chariag and L. Sbata, "On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles," in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, Hammamet, Tunisia,, 2017.
- [6] T. Meynard, B. Cougo and J. Brandelero, "Design of differential mode filters for two-level and multicell converters," in *2013 IEEE 11th International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics*.
- [7] Y. Cao, Y. Bai, V. Mitrovic, B. Fan, D. Dong and R. Burgos, "3.5 kW/in3 Planar Coupled Inductor Design and Optimization for a 50 kW 3-level Four-Switch Buck-Boost (3L-FSBB) Converter," in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*.
- [8] B. Li, Q. Li and F. C. Lee, "A novel PCB winding transformer with controllable leakage integration for a 6.6kW 500kHz high efficiency high density bi-directional on-board charger," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, Tampa, FL, USA.