

Revue de convertisseurs DC-DC à 3 entrées-sorties pour chargeurs embarqués de véhicule électrique

Oussama Dihane^{1, 2}, Eric Labouré¹, Daniel Sadarnac¹, Alain Gascher², Tanguy Phulpin¹

¹⁾ Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris ²⁾ Renault S.A.S

RESUME – Cet article présente une revue des convertisseurs à trois entrées-sorties pour l'application aux véhicules électriques (VE), notamment unifiant le chargeur embarqué et le convertisseur DC-DC du réseau de bord. La structure traditionnelle consiste à redresser la tension du réseau AC de 230 Vrms 50 Hz en une tension DC avec un facteur de puissance maximal, grâce au Correcteur de Facteur de Puissance (CFP ou PFC en anglais). La tension à la sortie de ce dernier alimente le chargeur embarqué du VE pour la batterie Haute Tension (HT). Dans les architectures traditionnelles, le réseau de bord Basse Tension (BT) tire son énergie de cette batterie via un convertisseur DC-DC additionnel. Afin de réduire le nombre de composants, la taille et d'augmenter la densité de puissance, de nombreuses nouvelles structures de convertisseurs combinant l'alimentation de la batterie haute tension et basse tension ont été proposées et étudiées dans ce papier.

Mots-clés – Convertisseur DC-DC, Chargeurs embarqués, Véhicule électriques, Commutation douce.

1. INTRODUCTION

Dans le contexte de la réduction du nombre de composants utilisés dans le véhicule électrique et l'augmentation de la densité de densité de puissance des convertisseurs dans les véhicules électriques pour des fins écologique [1], un ensemble de topologies innovantes émerge dans la littérature, dont le principe consiste à combiner le chargeur embarqué HT du véhicule avec le convertisseur DC-DC BT. Puisque le convertisseur DC-DC est opérationnel plus fréquemment que le chargeur embarqué, cette approche présente l'avantage d'augmenter le taux d'utilisation des composants et de réduire leur nombre. La Fig. 1 représente le système classique utilisé dans les véhicules actuels ainsi que le système avec le DC-DC combiné.

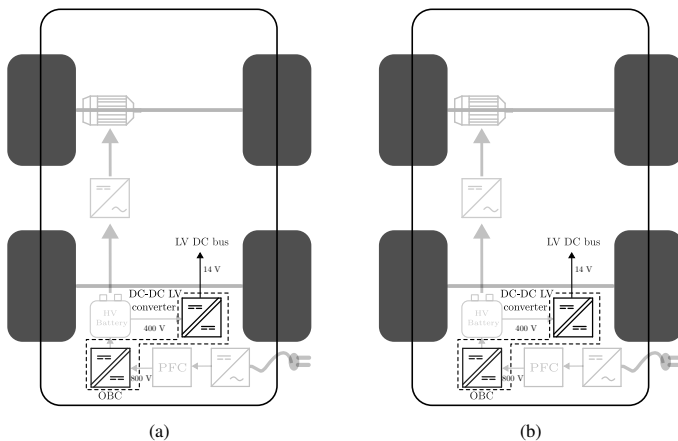


FIG. 1. Chaîne de conversion de puissance dans un véhicule électrique. a) Schéma classique du chargeur embarqué HT et convertisseur DC-DC BT, b) Schéma proposé du chargeur embarqué HT et convertisseur DC-DC BT.

Cet article présente de nombreuses topologies de convertisseurs de type DC-DC à trois entrées/sorties. 4 topologies sont étudiées, à savoir le Triple Active Bridge (TAB), le convertisseur CLLLC à résonance série, le convertisseur à résonance parallèle

et finalement le convertisseur hybride proposé dans 2.4. Le reste des solutions proposées sont discutées en fonction de la bibliographie effectuée. La dernière section présente une comparaison de performance en prenant des critères de comparaison importants pour le domaine d'automobile pour les quatre topologies étudiées.

2. TOPOLOGIES ISOLÉES

L'isolation galvanique étant une obligation pour satisfaire les exigences des normes relatives aux chargeurs conductifs (par exemple, la norme ISO 61851), les topologies isolées sont requises, donc nous n'étudierons pas les structures de conversion non isolées. De plus, le transformateur permet de réduire la tension HT vers BT de manière plus efficace pour le convertisseur DC-DC BT. De nombreuses topologies s'alignent avec ce principe, telles que le TAB, le convertisseur à résonance série, le convertisseur à résonance parallèle et les convertisseurs asymétriques.

2.1. Triple Active Bridge

Le TAB est une extension du Dual Active Bridge (DAB) [2], où un pont tertiaire est ajouté. Le TAB, illustré dans la Fig. 2, tire son avantage de sa simplicité et du nombre minimal de composants [3]-[4].

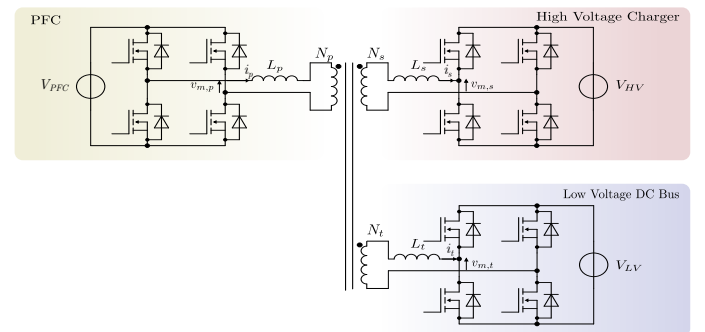


FIG. 2. La topologie du convertisseur TAB.

Avec ce montage, le convertisseur peut atteindre une commutation douce à tension nulle (ZVS, pour Zero Voltage Switching) sur une large plage de variation des tensions tant au secondaire qu'au primaire [5]. La modulation à décalage de phase est considérée comme la plus simple pour ce type de convertisseur. La puissance est générée en imposant un déphasage entre les tensions modulées de chaque pont $v_{m,p}$, $v_{m,s}$ et $v_{m,t}$. Lorsque les tensions ramenées au primaire sont égales, la forme des courants est de type trapézoïdale, comme illustré à la Fig. 3.

Afin de caractériser la puissance transférée entre les ponts, deux schémas équivalents peuvent être déduits et sont représentés dans Fig. 4. Cette représentation illustrée dans Fig. 4a) sous forme 'Y' est ensuite transformée en Δ dans Fig. 4b).

Le modèle en Δ permet de définir les inductances dites de liaison qui lient directement les sources de tensions $v_{m,p}$, $v_{m,s}$ et

$v_{m,t}$ ramenées au primaire. Les puissances entre ponts sont alors directement définies à travers les inductances des liaisons, les modules des tensions ramenées, les déphasages imposés entre ces dernières et la fréquence de commutation f_{sw} à travers (1).

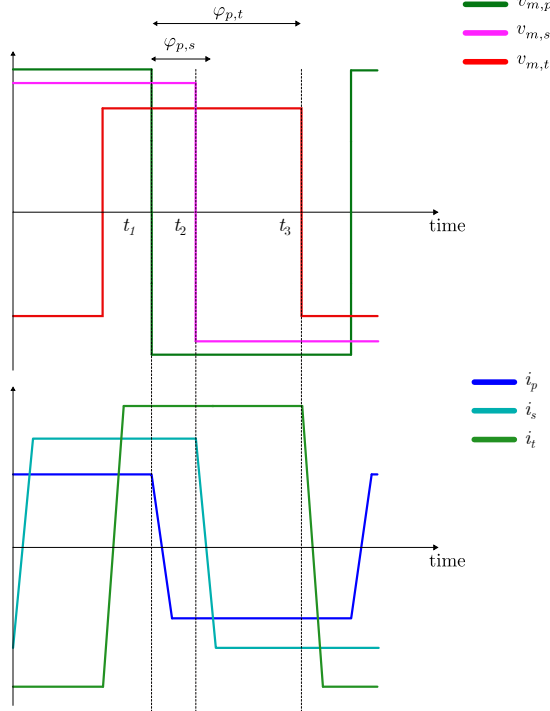


FIG. 3. Formes des tensions modulées et courants des ponts du TAB.

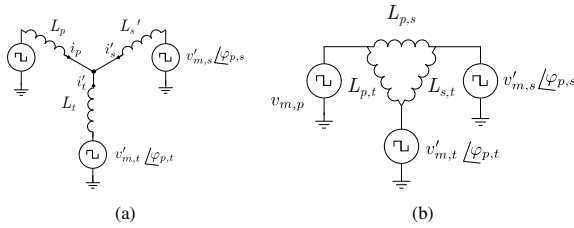


FIG. 4. Schéma équivalent du convertisseur TAB.

$$\begin{aligned} P_{p,s} &= \frac{V_{PFC} V_{HV} \frac{N_p}{N_s} \varphi_{p,s} (\pi - \varphi_{p,s})}{2\pi^2 f_{sw} L_{p,s}} \\ P_{p,s} &= \frac{V_{PFC} V_{HV} \frac{N_p}{N_s} \varphi_{p,s} (\pi - \varphi_{p,s})}{2\pi^2 f_{sw} L_{p,s}} \\ P_{p,s} &= \frac{V_{PFC} V_{HV} \frac{N_p}{N_s} \varphi_{p,s} (\pi - \varphi_{p,s})}{2\pi^2 f_{sw} L_{p,s}} \end{aligned} \quad (1)$$

L'inconvénient de ce type de topologie est le courant de blocage des transistors, qui peut atteindre des valeurs élevées, ce qui induit de fortes pertes. Notamment quand la condition $V_{PFC} = \frac{N_p}{N_s} V_{HV} = \frac{N_p}{N_t} V_{LV}$ n'est plus satisfaite. Afin d'investiguer ce problème davantage, un modèle de la puissance réactive basé sur l'analyse en premier harmonique a été développé

et est présenté dans l'équation (2)

$$\begin{aligned} Q_{p,s} &= v'_{m,s}{}^2 \frac{\frac{|v_{m,p}|}{|v'_{m,s}|} \cos(\varphi_{p,s}) - 1}{2 f_{sw} L_{p,s}} \\ Q_{p,t} &= v'_{m,s}{}^2 \frac{\frac{|v_{m,p}|}{|v'_{m,t}|} \cos(\varphi_{p,t}) - 1}{2 f_{sw} L_{p,t}} \\ Q_{s,t} &= v'_{m,t}{}^2 \frac{\frac{|v_{m,s}|}{|v'_{m,t}|} \cos(\varphi_{s,t}) - 1}{2 f_{sw} L_{s,t}} \end{aligned} \quad (2)$$

Le déphasage $\varphi_{s,t}$ est en fonction des deux autres déphasages $\varphi_{s,t} = \varphi_{p,t} - \varphi_{p,s}$.

Ces équations (2) démontrent que l'augmentation de la puissance réactive quand les différentes tensions ramenées au primaire ne sont plus égales. De plus, elles démontrent la dépendance de la puissance réactive d'un pont par rapport à tous les autres ponts. La Fig. 5 illustre ainsi l'augmentation de la puissance réactive au niveau du tertiaire quand la tension du secondaire s'éloigne de sa valeur nominale.

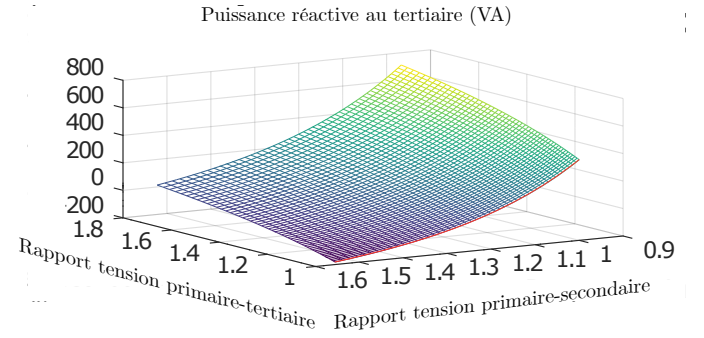


FIG. 5. Dépendance de la puissance réactive du tertiaire aux tensions primaire, secondaire et tertiaire.

Par simulation sous Qspice, une augmentation du courant i_t RMS de 26% a été calculée. Pour le courant maximal, l'augmentation est de 66% quand la tension secondaire chute de 40% de sa valeur nominale. La conséquence est l'augmentation à la fois des dimensions des composants magnétiques qui doivent être dimensionnés pour les pires des cas, et ainsi que l'augmentation des pertes dans les semi-conducteurs. Afin de réduire l'effet de la chute des tensions, d'autres techniques de modulation peuvent être adoptées, notamment les modulations triangulaire ou trapézoïdale qui réduisent le courant RMS au prix de la commutation douce ZVS [6].

2.2. Convertisseur à résonance série

Le convertisseur illustré à la Fig. 6 est un CLLC série. Les courants dans les ponts sont sinusoïdaux grâce au circuit résonnant présent dans chaque pont. Le courant RMS, le courant de blocage des transistors ainsi que les interférences électromagnétiques sont réduits en comparaison au circuit précédent. Ces avantages se font au prix de l'ajout de condensateurs.

Deux modes de fonctionnement sont possibles pour opérer le convertisseur. Le premier consiste à faire fonctionner le convertisseur à résonance en modulation à décalage de phase (phase shift) [7],

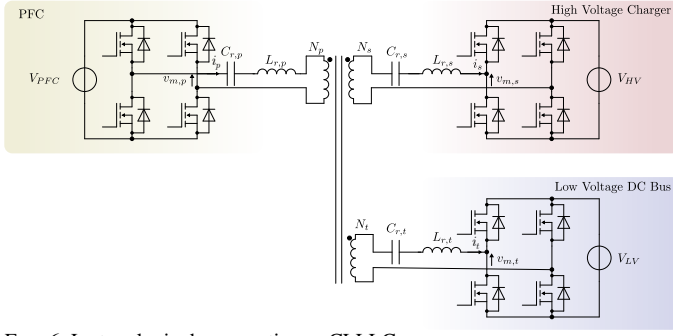


FIG. 6. La topologie du convertisseur CLLC.

de manière similaire à la modulation à décalage de phase du TAB. Ce mode permet de conserver les avantages de la résonance sans nécessiter un étage de conversion supplémentaire côté charge.

La modulation à décalage de phase pour le CLLC présente moins de courant au blocage par rapport au convertisseur TAB grâce à la résonance. Fig. 7 illustre les formes d'ondes des tensions modulées et les courants.

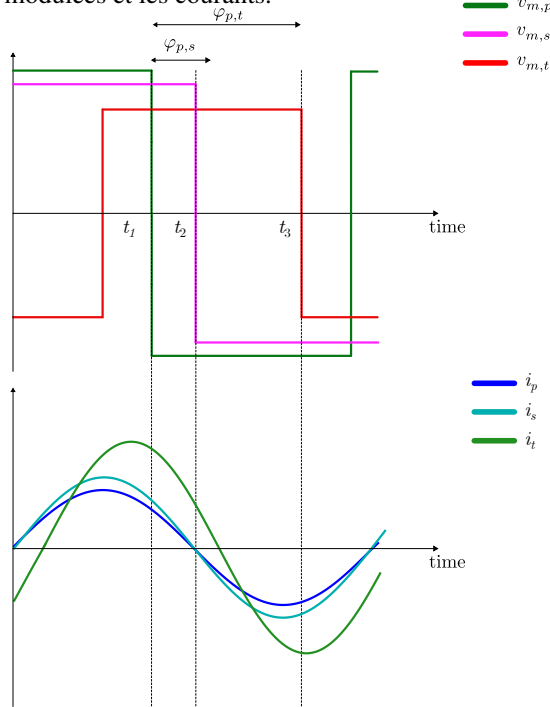


FIG. 7. formes d'ondes des tensions modulées et des courants pour le convertisseur CLLC à modulation de décalage de phase.

Similairement à l'analyse effectuée sur le convertisseur TAB, ce convertisseur est représenté sous le modèle Y, qui permet de la transformation Y/ Δ , ce dernier, permet à son tour de définir les impédances de liaisons régissant le transfert de puissance entre les ponts comme illustré dans Fig. 8 prenant l'inductance magnétisante infinie.

À la suite d'une analyse considérant seulement la première harmonique [8], les puissances transférées entre les ponts peuvent être modélisées comme présenté dans Fig. 9 et Equation 3.

La chute de tension au secondaire de 40% mène à une augmentation du courant RMS de 17% et de 26% pour le courant max. En revanche, le courant au moment de blocage est fortement réduit grâce au filtrage naturel assuré par les éléments de résonance.

L'inconvénient de cette solution est la valeur élevée des

inductances qui en découle, qui impose un volume important des inductances. On propose ainsi d'omettre la capacité du pont côté PFC, cela apporte un autre avantage puisque cette capacité doit supporter une tension beaucoup plus élevée que la tension $v_{m,p}$, tout en gardant les mêmes avantages d'un convertisseur à résonance pour une inductance moins volumineuse du côté haute tension.

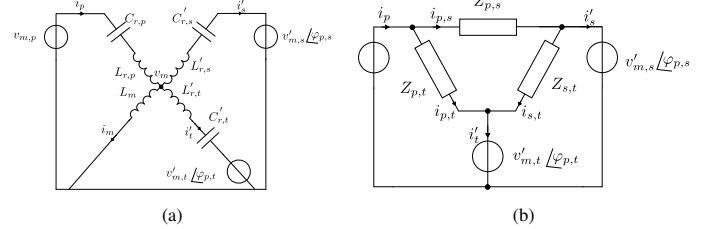


FIG. 8. Schéma équivalent du convertisseur CLLC a) modèle en Y, b) modèle en Δ .

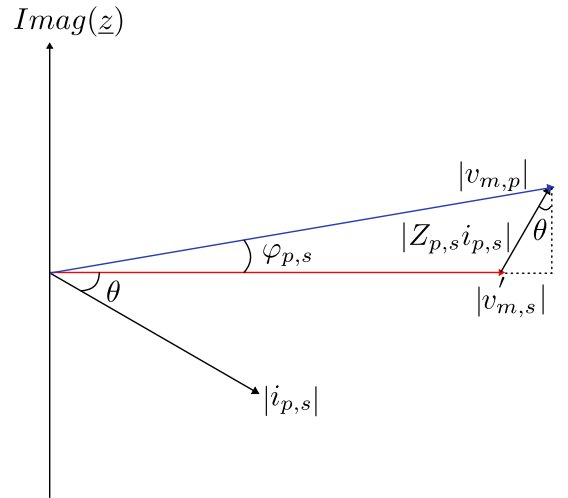


FIG. 9. Diagram de phase appliqué au primaire

$$\begin{aligned} P_{p,s} &= 0.5 \frac{V_{PFC} V_{HV} \frac{N_p}{N_s}}{2\pi f_{sw} L_{p,s}} \sin(\varphi_{p,s}) \\ P_{p,t} &= 0.5 \frac{V_{PFC} V_{LV} \frac{N_p}{N_t}}{2\pi f_{sw} L_{p,s}} \sin(\varphi_{p,t}) \\ P_{s,t} &= 0.5 \frac{V_{PFC} V_{HV} \frac{N_s}{N_t}}{2\pi f_{sw} L_{s,t}} \sin(\varphi_{s,t}). \end{aligned} \quad (3)$$

Le deuxième mode consiste à le faire fonctionner comme un transformateur DC, où les tensions de sortie reflètent la tension d'entrée ; ce que l'on appelle la recopie de tension [9]. Ce cas représente le mode de fonctionnement optimal du convertisseur. Cependant, un étage secondaire de conversion est nécessaire pour répondre aux exigences de la charge. Dans [10], un modèle est présenté permettant la détermination des valeurs optimales des inductances de résonance afin de garantir le minimum de courant RMS, les conditions de ZVS pour le pont actif, et une commutation douce pour les ponts redresseurs. Cette approche élimine également la dépendance entre les ponts puisque les déphasages entre les tensions modulées sont nuls et le rapport entre ces dernières est unitaire (en prenant en compte le rapport de transformation) : Le facteur de puissance selon (3) est alors toujours maximal.

2.3. Convertisseur à résonance parallèle

Le convertisseur illustré dans la Fig. 10 de [11] utilise un générateur de courant et un circuit de résonance parallèle, ce qui produit des tensions sinusoïdales grâce au filtrage. Fonctionnant

en mode recopie de tension, il nécessite un étage de conversion supplémentaire pour réguler la tension en sortie. L'étude montre qu'il garantit une commutation en ZVS sur toute la plage de charge. La commutation ZVS permanente est assurée par une commande forçant l'amorçage des transistors uniquement lorsque la tension devient nulle. Cette commande, indépendante de la charge, évite les problèmes de régulation à faible charge des convertisseurs à résonance série. Cependant, son architecture en source de courant empêche l'utilisation de structures en demi-pont et impose un étage supplémentaire de convertisseur à chaque sortie, ce qui réduit la flexibilité de la topologie.

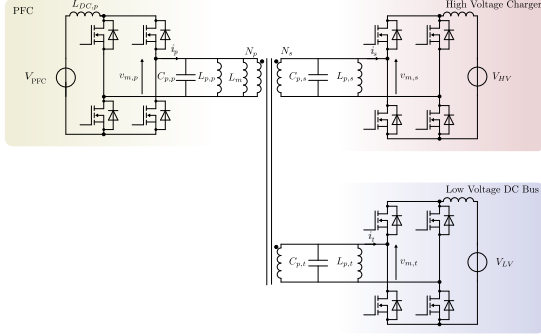


FIG. 10. La topologie du convertisseur à résonance parallèle.

2.4. Convertisseurs asymétriques

D'autres topologies asymétriques ont été proposées, où chaque pont est conçu selon les spécifications de sa tension de sortie, étant donné que le courant appelé par la charge du côté HT est de quelques dizaines d'ampères, et que pour le côté BT le courant est de l'ordre de la centaine d'ampère. La topologie proposée dans [12] par exemple est constituée d'une structure à résonance pour la partie haute tension et d'un doubleur de courant pour la partie basse tension, assurant une commutation douce dans toute la plage de variation de tension. De plus, le blocage des deux transistors du doubleur de courant se fait à la moitié du courant de la charge, ce qui réduit les pertes par commutation. La topologie proposée dans [13] a l'avantage d'éliminer le courant circulant dans l'inductance de magnétisation, ce qui pourrait être bénéfique à faibles charges. Cependant, outre le transformateur apportant l'isolation galvanique, une inductance couplée est ajoutée, ce qui augmente le nombre de composants. De plus, le pont de la partie basse tension est unidirectionnel. La dernière topologie proposée dans [14] utilise un DAB entre le côté PFC et la sortie haute tension, et un Buck dérivé d'un redresseur entre le PFC et la sortie BT. Cette structure présente un transfert de puissance à la charge qui ne s'effectue que pendant une demi-période, ce qui réduit le rendement en présence des courants circulants.

La topologie asymétrique proposée dans cet article est un convertisseur à recopie de tension comme illustré dans Fig. 11. Cette solution reprend le convertisseur CLLC à recopie de tension afin de conserver tous les avantages cités ci-dessous. Au lieu d'utiliser deux convertisseurs en aval de type abaisseur ou élévateur de tensions, nous proposons de n'avoir qu'un seul convertisseur en aval de type abaisseur côté basse tension. Ce convertisseur veille à répondre aux besoins de la charge BT. Quant au côté HT, le réglage de cette tension sera garanti par le convertisseur PFC en amont du système. Grâce à cette configuration, le facteur de puissance est toujours maximal évitant le surdimensionnement des composants, et facilitant le contrôle avec une Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

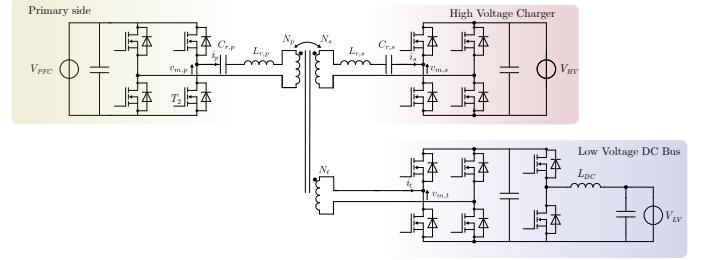


FIG. 11. La topologie du convertisseur CLLC avec abaisseur de tension.

3. COMPARAISON DE PERFORMANCE

Afin de comparer la performance des convertisseurs, cinq critères sont identifiés ; les pertes par commutation des transistors, les pertes par conduction, le volume des inductances, les pertes cuivre dans le transformateur et le coût de la topologie. Des indicateurs sur ces critères sont considérées sans devoir calculer les critères eux-mêmes. Pour que cette comparaison soit juste, on suppose que :

- Les transistors et leurs drivers sont identiques pour un même pont de tous les convertisseurs étudiés. La seule variable influençant les pertes par commutation est le courant des MOSFETs au moment de blocage du transistor $I_{d,MOS,OFF}$.
- La résistance interne des transistors est quasi-indépendante du courant de drain, la seule variable affectant les pertes par conduction des transistors est le courant efficace I_{rms} .
- Le volume est indiqué par la figure de mérite $FOM = LI_{max}I_{rms}$, cet indicateur est donné pour les pires des cas.
- Les pertes dans les transformateurs sont considérées dans le cas idéal où $R_{ac} = R_{dc}$ pour E58/11/38 de Ferroxcube.
- Le coût est indiqué par le nombre de composants actifs et passifs.

TABLEAU 1. Spécifications de conception.

Quantité	Valeur
V_{PFC}	800 V
V_{HV}	400 V
V_{LV}	14 V
P_{HV}	6.54 kW
P_{LV}	800 W
f_{sw}	220 kHz
f_{res}	200 kHz

La Fig. 12 illustre les résultats de cette comparaison globale entre les convertisseurs selon les critères cités au point de fonctionnement nominal décrit dans Tableau 1. Le convertisseur CLLC à phase shift présente moins de pertes par commutation par rapports au TAB. Cependant, ce dernier emploie moins de composants passifs de volumes inférieures. Pour les convertisseurs à deux étages, le convertisseur à recopie avec abaisseur de tension démontre une performance supérieure au convertisseur à résonance parallèle pour moindre nombre de composants. De plus, le convertisseur à recopie emploie l'abaisseur côté basse tension pour baisser la tension intermédiaire du transformateur à la tension V_{LV} souhaitée, ce qui réduit le nombre de spires dans le transformateur et la résistance R_{dc} par conséquence.

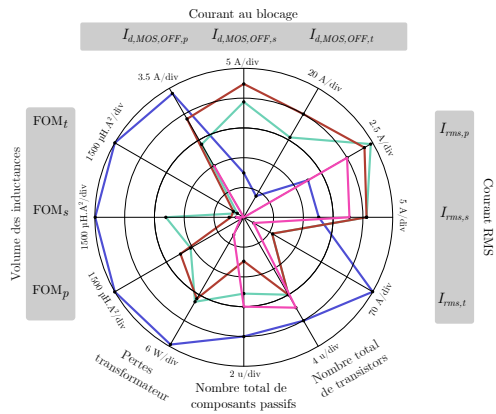


FIG. 12. Comparaison globale des topologies à 3 entrées/sorties.

4. CONCLUSIONS

Cet article propose une revue des différentes topologies de chargeurs embarqués à trois entrées/sorties destinés aux véhicules électriques. Il présente les convertisseurs isolés à savoir le convertisseur TAB et sa variation en CLLLC à décalage de phase, ainsi que deux convertisseurs à résonance parallèle et à résonance série à recopie de tension, en détaillant leur principe de fonctionnement ainsi que leurs principaux avantages et inconvénients. La comparaison met en évidence le compromis entre le coût de convertisseur et son efficacité ; où les convertisseurs à deux étages sont plus simples en contrôle et en conception et présentent potentiellement une meilleure efficacité mais pour un coût plus élevé. Cependant, l'efficacité de l'étage de conversion supplémentaire n'a pas été ajoutée dans la comparaison. Les convertisseurs à un seul étage présentent une densité de puissance supérieure grâce au nombre minimal des composants utilisés. Cependant, leur conception et leur contrôle restent complexes parce que souvent plusieurs variables de commande sont nécessaires pour atteindre la performance souhaitée.

5. RÉFÉRENCES

- [1] Niloufar KESHMIRI et al. "Design and Control Methodology of a Three-Port Resonant Converter for Electric Vehicles". In : *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society* 3 (2022), p. 650-662. ISSN : 2644-1284. DOI : 10.1109/OJIES.2022.3215772.
- [2] Ahmed MELIGY et al. "Efficiency-Driven Parameter Selection for Dual Active Bridge Converters". In : *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*. Sept. 2023, p. 1-8. DOI : 10.23919/EPE23ECCEEurope58414.2023.10264507.
- [3] Ngoc Dat DAO, Dong-Choon LEE et Quoc Dung PHAN. "High-Efficiency SiC-Based Isolated Three-Port DC/DC Converters for Hybrid Charging Stations". In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 35.10 (oct. 2020), p. 10455-10465. ISSN : 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2020.2975124.
- [4] Chuanhong ZHAO, Simon D. ROUND et Johann W. KOLAR. "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management". In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.5 (sept. 2008), p. 2443-2453. ISSN : 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2008.2002056.
- [5] Yuheng WU et al. "A 150-kW 99% Efficient All-Silicon-Carbide Triple-Active-Bridge Converter for Solar-Plus-Storage Systems". In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 10.4 (août 2022), p. 3496-3510. ISSN : 2168-6785. DOI : 10.1109/JESTPE.2020.3044572.
- [6] Ioannis KOUGIOULIS, Patrick WHEELER et Md Rishad AHMED. "An Integrated On-Board Charger and Auxiliary Power Module for Electric Vehicles". In : *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. ISSN : 2470-6647. Mars 2022, p. 1162-1169. DOI : 10.1109/APEC43599.2022.9773777.
- [7] H. KRISHNASWAMI et N. MOHAN. "Constant switching frequency series resonant three-port bi-directional DC-DC converter". In : *2008 IEEE*

Power Electronics Specialists Conference. ISSN : 2377-6617. Juin 2008, p. 1640-1645. DOI : 10.1109/PESC.2008.4592176.

- [8] Junjuan WU et al. "A series resonant three-port DC-DC converter with decoupling function and magnetic integration". In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 37.12 (2022), p. 14720-14737.
- [9] Eléonore TAUROU. "Utilisation des transistors GaN dans les chargeurs de véhicule électrique". fr. Thèse de doct. Université Paris Saclay (COMUE), oct. 2018.
- [10] Yan-Kim TRAN, Dražen DUJIĆ et Philippe BARRADE. "Multiport resonant DC-DC converter". In : *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Nov. 2015, p. 003839-003844. DOI : 10.1109/IECON.2015.7392699.
- [11] Kelly Ribeiro de Faria SANTOS. "Design of a bidirectional on-board charger and a DC-DC converter for low voltage battery in Electric Vehicles". en. Thèse de doct. Université Paris-Saclay, déc. 2020.
- [12] Jannik SCHÄFER et Johann W. KOLAR. "Three-Port Series-Resonant DC/DC Converter for Automotive Charging Applications". en. In : *Electronics* 10.20 (oct. 2021). Accepted : 2021-10-25T07:18:09Z. Publisher : MDPI, p. 2543. ISSN : 2079-9292. DOI : 10.3390/electronics10202543. (Visité le 28/05/2025).
- [13] Vu-Hai NAM, Duong-Van TINH et Woojin CHOI. "A novel hybrid LDC converter topology for the integrated on-board charger of electric vehicles". In : *Energies* 14.12 (2021), p. 3603.
- [14] Issac KIM et Jung-Wook PARK. "Integration of DC-DC Converters for OBC, LDC, and TC in Electric Vehicles". In : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 10.3 (sept. 2024), p. 5533-5543. ISSN : 2332-7782. DOI : 10.1109/TTE.2023.3331033.