

Commande en commutation douce d'un convertisseur matriciel adapté aux applications de recharge embarquée des véhicules électriques

Arnaud VIDET¹, Issa SAGARA²

¹Univ. Lille, Arts et Metiers Institute of Technology, Centrale Lille, Junia, ULR 2697 - L2EP, F-59000 Lille

²SATT Nord, siège et site de Lille, avenue Charles Saint Venant, Lille

RESUME – L'énergie stockée dans les batteries des véhicules électriques à l'arrêt peut-être exploitée pour mettre en œuvre des fonctions intelligentes de type Vehicle2Grid (V2G) par l'emploi de chargeurs embarqués bidirectionnels susceptibles de transférer à la fois de la puissance active et réactive. Afin d'augmenter la compacité, le réseau triphasé peut être lié au primaire du transformateur haute fréquence (HF) assurant l'isolation galvanique via un convertisseur AC/AC direct (matriciel). Ce papier s'intéresse à une structure à étage matriciel 3x3 associé à un transformateur triphasé, et propose une commande basée sur un algorithme systématique de sélection d'états associé à une formulation simple des durées d'application. La mise en conduction des transistors s'effectue ainsi en commutation douce (ZVS) quel que soit le déphasage du courant prélevé ou injecté sur le réseau AC, permettant un rendement élevé ainsi qu'un faible encombrement et des perturbations électromagnétiques réduites.

Mots-clés – électronique de puissance, V2G, convertisseur AC/DC, convertisseur matriciel, structure, commande, commutation douce, ZVS

1. INTRODUCTION

L'augmentation de rendement et de compacité sont des enjeux majeurs dans les systèmes embarqués tels que les chargeurs dans les véhicules électriques. Les structures de chargeur classiques sont typiquement basées sur un convertisseur AC/DC à source de tension suivi par un DAB (Dual-Active-Bridge) comportant un transformateur fonctionnant à haute fréquence généralement monophasé (Fig. 1), voire triphasé [1, 2]. Par opposition à un simple redresseur à diodes, le convertisseur AC/DC d'entrée assure une fonction de correction de facteur de puissance (PFC) en travaillant à facteur de puissance unitaire, et permet la réversibilité du transfert de puissance.

Toutefois, les futurs usages exploitant l'énergie stockée dans les batteries pour alimenter des charges à différentes échelles (V2L, V2H) ou encore apporter des services au réseau (V2G) pourront aussi nécessiter l'apport ou la consommation de puissance réactive [3]. Les structures classiques (Fig. 1) peuvent répondre à ces besoins mais souffrent, d'une part, de contraintes de dimensionnement pénalisantes sur le volume des bobines placées en série sur les phases du réseau, et d'autre part de pertes dans le convertisseur AC/DC liées notamment aux commutations dures des composants semiconducteurs de puissance, même si les composants en carbure de silicium (SiC) et nitrure de gallium (GaN) améliorent grandement les performances par rapport aux technologies silicium [4]. Bien qu'un fonctionnement à commutation douce puisse être envisagé, les contraintes associées sur le courant crête et le dimensionnement du filtre côté réseau restent importantes [5].

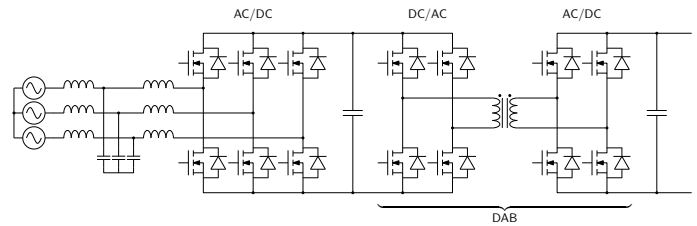


FIG. 1. Structure classique à convertisseur AC/DC d'entrée et DAB (inductance externe ou de fuites du transformateur non représentée)

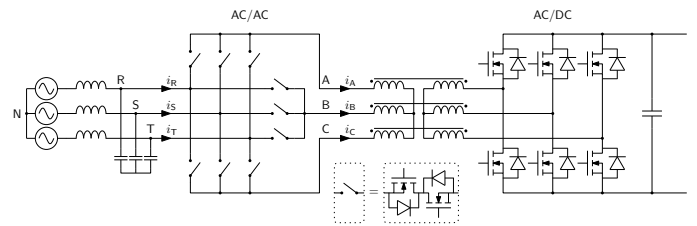


FIG. 2. Structure étudiée à convertisseur matriciel à l'entrée et couplage magnétique HF triphasé

Afin de gagner en compacité, des structures à base de convertisseur AC/AC direct (matriciel) ont été proposées, assurant la conversion en un seul étage entre le réseau et le primaire du transformateur [2, 6]. Profitant du comportement inductif côté transformateur, le filtre côté réseau est de nature capacitive à l'entrée du convertisseur matriciel et permet un dimensionnement à moindre volume. La commande du convertisseur matriciel est généralement complexe [7], avec un facteur de puissance unitaire facilitant la mise en œuvre de commutations douces permettant un gain de rendement et une montée en fréquence favorable au dimensionnement des composants passifs.

Le travail proposé s'intéresse à une structure à étage matriciel 3x3 (trois phases de part et d'autre) associé à un transformateur triphasé fonctionnant à haute fréquence (typiquement en dizaine ou centaine de kilohertz). Après une présentation de la structure, une loi de commande rapprochée de ce convertisseur est proposée en vue d'un fonctionnement généralisé à un facteur de puissance arbitraire tout en maintenant les conditions de commutations douces à chacune des mises en conduction des transistors [8]. Le principe de commande est alors validé par simulation et les performances obtenues sont discutées.

2. STRUCTURE DE CONVERSION À ÉTAGE MATRICIEL

La structure étudiée est présentée en Fig. 2. Elle comporte un convertisseur matriciel 3x3 connecté au primaire d'un transfor-

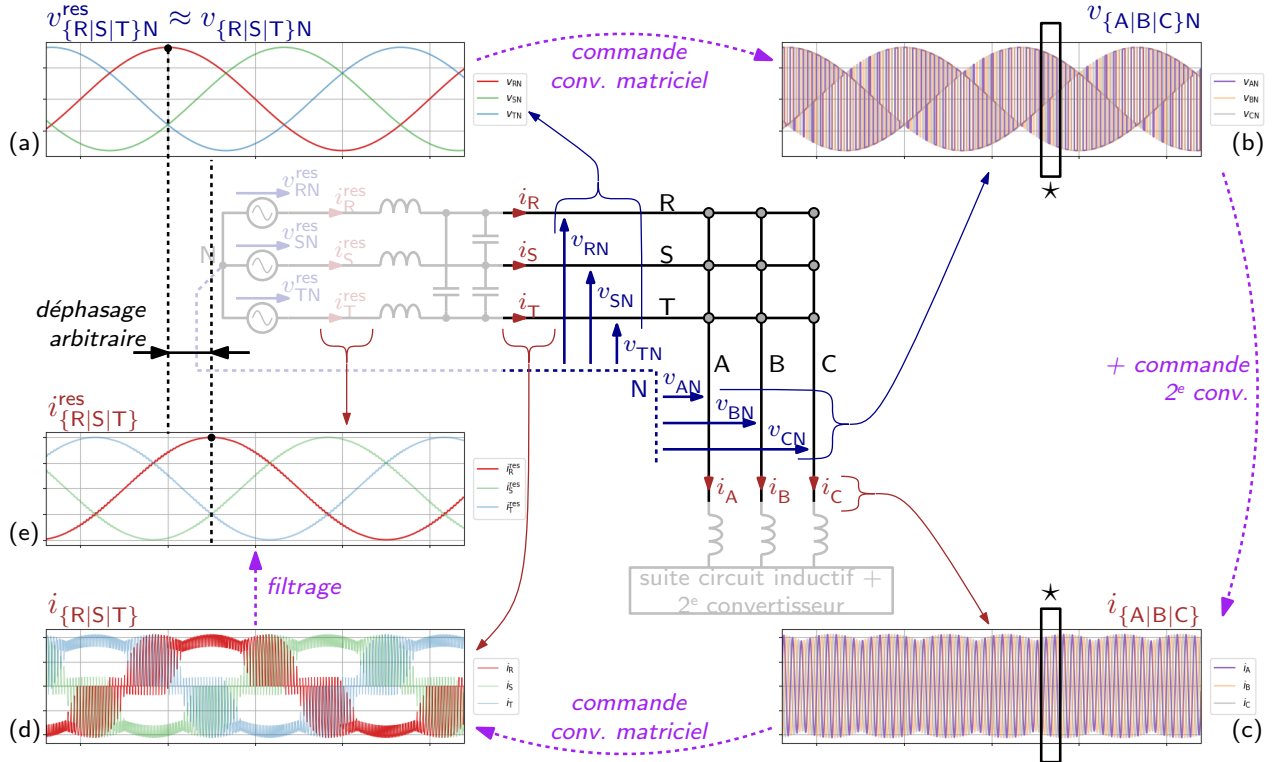


FIG. 3. Allures des grandeurs électriques de part et d'autre du convertisseur matriciel : (a) tensions réseau ; (b) tensions découplées côté HF ; (c) courants HF ; (d) courants découplés côté BF ; (e) courants filtrés sur le réseau

mateur triphasé fonctionnant à haute fréquence. Le secondaire est relié à un convertisseur AC/DC réversible à source de tension correspondant au côté batterie. Les interrupteurs du convertisseur matriciel étant bidirectionnels en courant et en tension, chacun nécessite typiquement deux transistors montés en anti-série, ce qui impacte les éléments parasites des mailles de commutation [9] et les pertes en conduction. L'amélioration des performances de la structure peut être obtenue, d'une part, par l'évolution technologique des interrupteurs de puissance, en particulier les futures générations de transistors GaN bidirectionnels [10]. D'autre part, le fonctionnement en commutation douce est particulièrement utile pour alléger les contraintes en commutation, avec une répercussion favorable sur la conduction par la possibilité d'augmenter le calibre en courant des composants. Du côté transformateur HF, la tension appliquée au primaire par le convertisseur matriciel s'apparente à un fonctionnement « pleine onde » de sorte qu'une période de commutation corresponde à un cycle complet de tension alternative, au sein duquel l'enjeu sera de veiller au respect des conditions de commutation douce. Une spécificité de la commande proposée est alors d'assurer ce fonctionnement quel que soit le facteur de puissance requis côté réseau.

2.1. Objectifs

Un synoptique du fonctionnement autour de la partie « convertisseur matriciel » est présenté en figure 3. Les neuf interrupteurs bidirectionnels du convertisseur sont matérialisés par la matrice représentant les intersections entre les phases R, S, T côté réseau BF et celles A, B, C côté transformateur HF. Les tensions $v_{R|S|T}^res$ sont découplées par le convertisseur, appliquant des tensions HF $v_{A|B|C}^N$ au primaire du transformateur. En interaction avec la commande du 2^e convertisseur (AC/DC en figure 2), il en résulte des courants HF $i_{A|B|C}$ qui, par le jeu du découpage du convertisseur matriciel, produisent côté réseau

des courants $i_{R|S|T}$ découplés mais dont la valeur moyenne sur une période de commutation doit correspondre à des références fixées par les échanges de puissance active et réactive souhaités. Par l'action du filtre CL, les courants dans le réseau $i_{R|S|T}^res$ prennent une allure sinusoïdale avec un facteur de puissance réglable. Pour le développement de la méthode dans une première partie de l'étude, les courants HF seront supposés suivre une allure sinusoïdale à la fréquence de découpage.

2.2. Contraintes de commutation douce

La commande proposée repose sur l'objectif d'assurer la commutation à zéro de tension (ZVS) en toutes circonstances lors des mises en conduction des transistors (*turn-on*). L'objectif est de tirer partie du caractère alternatif des courants dans le transformateur HF pour effectuer les *turn-on* de chaque transistor à des instants correspondant à une circulation du courant en inverse (diode antiparallèle), quelles que soient les consignes de puissance active et réactive à transiter.

La figure 4 montre un agrandissement à l'échelle du découpage sur les tensions $v_{A|B|C}^N$ et courants $i_{A|B|C}$ dans les encadrés marqués « * » en figure 3, ces courants étant considérés sinusoïdaux. La suppression des commutations dures à la mise en conduction implique que le potentiel d'une phase côté HF (ici les annotations portent sur la phase A) ne doit s'élever (respectivement, s'abaisser) que lorsque le courant correspondant est négatif (respectivement, positif). Ces conditions assurent que toutes les transitions correspondent au blocage d'un transistor qui était alors en conduction directe. Il importe néanmoins de veiller à ce qu'un minimum de courant traverse le composant pour que la commutation soit terminée avant la fin du temps mort et que le courant n'ait pas changé de signe entre temps. Une marge de sécurité est donc nécessaire pour anticiper ou retarder les commutations à proximité du changement de signe du courant.

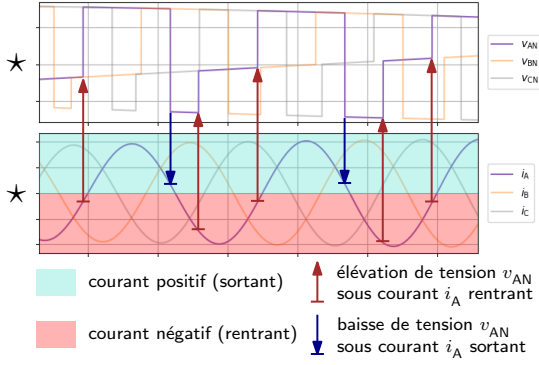


FIG. 4. Évolutions des tensions et courants côté HF vérifiant les conditions de commutation douce en ZVS

2.3. Construction des courants

Grâce au réseau triphasé de courants HF obtenus dans la configuration 3x3, l'amplitude de ces courants peut être maintenue à une valeur minimale proche de l'enveloppe des courants BF de référence, comme le montre la figure 5. Le courant de référence $i_{\{R|S|T\}}^{\text{REF}}$ le plus grand en valeur absolue peut être construit à partir des maxima des courants $i_{\{A|B|C\}}$ (de manière analogue à un redressement triphasé de tensions), à des encoches près liées à la marge de sécurité évoquée précédemment pour assurer la commutation douce ZVS, et moyennant une modulation d'amplitude des courants HF reproduisant l'enveloppe des références BF (visible en figure 3(c)). Un courant dont la référence est la plus petite ou intermédiaire en valeur absolue est aussi reconstruit à partir de portions de courbes des courants HF se rapprochant du zéro.

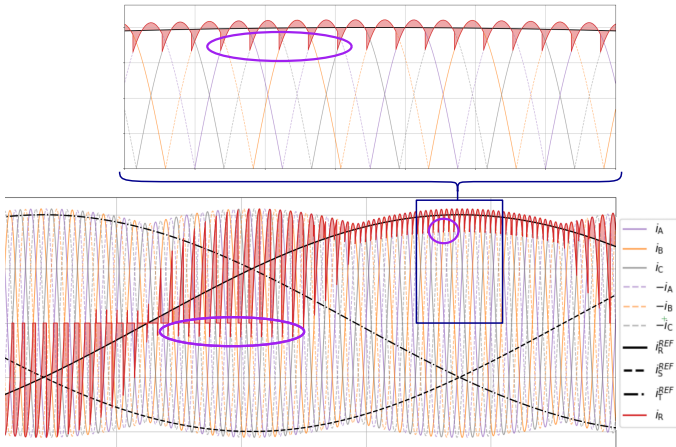


FIG. 5. Construction d'une référence de courant BF à amplitude minimale des courants HF

3. PRINCIPES DE COMMANDE

3.1. Ordonnancement selon les tensions du réseau

Pour satisfaire aux objectifs et contraintes énoncées en section 2, la méthode proposée s'appuie sur un réagencement préalable selon l'ordonnancement des tensions $v_{\{R|S|T\}N}$ du réseau [11], comme illustré en figure 6(a) où la phase de plus grand potentiel est nommée « M », celle de plus petit potentiel « m », et celle de potentiel intermédiaire « i ». Il en résulte un renommage des courants $i_{\{R|S|T\}}$ en i_M, i_m, i_i , dont la valeur est donnée en figure 6(b) en fonction des courants HF $i_{\{A|B|C\}}$ et du potentiel (M, i, ou m) auquel est connecté chaque phase A, B, C

par les interrupteurs du convertisseur matriciel (définissant les 27 états possibles du convertisseur). Au cours d'une période de découpage, la commande du convertisseur consiste à déterminer une séquence d'état agencés de manière à ce que chaque courant $i_{\{R|S|T\}}$ soit égal en valeur moyenne à sa référence $i_{\{R|S|T\}}^{\text{REF}}$, et respectant les critères énoncés en section 2.2 pour assurer la commutation douce.

3.2. Agencement d'états dans la période de découpage

La figure 7 présente un exemple d'une telle séquence, où les états du convertisseur (par exemple le 1^{er} état « MmM » indique que les bras A et C sont connectés à la phase du réseau de plus grand potentiel, et B à celle du plus petit) se succèdent au nombre de neuf répartis dans six intervalles (I1 à I6) délimités par les passages par zéro des courants HF. Cet exemple montre une situation où le plus grand courant est i_T , correspondant aussi à la phase « M » (de plus grand potentiel car v_{TN} est à cet endroit la plus grande tension du réseau). Le courant le plus proche de zéro est i_R , correspondant ici à la phase « i » car v_{RN} est intermédiaire, et le dernier courant i_S correspond à la phase « m ». La figure 7 montre également que toutes les transitions de tensions $v_{\{R|S|T\}N}$ s'effectuent sous les bonnes polarités de courant, avec une marge (réglable) identifiée par les angles δ qui dans le cas présent impose d'effectuer certaines commutations juste avant le changement de signe des courants.

3.3. Généralisation

Pour généraliser l'obtention des agencements d'état adaptés à toutes les configurations de consignes $i_{\{R|S|T\}}^{\text{REF}}$, un vecteur de courant BF de référence est construit à partir des ordonnancements M, i, m selon la relation classique :

$$\begin{aligned} \vec{i}_{\text{REF}} &= \frac{2}{3} \left(i_M^{\text{REF}} + i_i^{\text{REF}} \exp(j \frac{2\pi}{3}) + i_m^{\text{REF}} \exp(j \frac{4\pi}{3}) \right) \\ &= I_{\text{REF}} \exp(j\beta), \end{aligned} \quad (1)$$

et représenté dans le diagramme vectoriel de la figure 8. En fonction du secteur angulaire dans lequel $\vec{i}_{\text{REF}}$ est localisé, un agencement d'états peut être défini pour commander le convertisseur matriciel (qui devra être réactualisé à chaque période de découpage). Le tableau 1 reproduit ainsi quelques uns des 18 agencements possibles, parmi lesquels on peut vérifier que l'agencement A2 correspond à l'exemple présenté en figure 7. Les symboles « $\{ \}$ » et « $\} \}$ » délimitant les intervalles indiquent si la marge de sécurité δ doit assurer des commutations, respectivement, juste avant ou juste après le passage par zéro d'un courant. Les symboles « $\} \}$ » indiquent un changement d'état au sein même d'un intervalle, l'instant exact de cette commutation constituant un paramètre de réglage des proportions des courants moyens obtenus par le découpage. Dans le cas simplifié de courants HF sinusoïdaux, ce paramètre peut se quantifier par un angle ψ formé entre cette commutation et le passage par zéro du plus petit courant (figure 7), et se calcule aisément par la relation :

$$\psi = \arccos \left(\frac{1-X}{1+X} \cos \delta \right), \quad (2)$$

où $X \in [0, 1]$ est le rapport entre les deux plus petits courants de référence. La commande du convertisseur peut ainsi être obtenue de manière systématique dans toutes les situations.

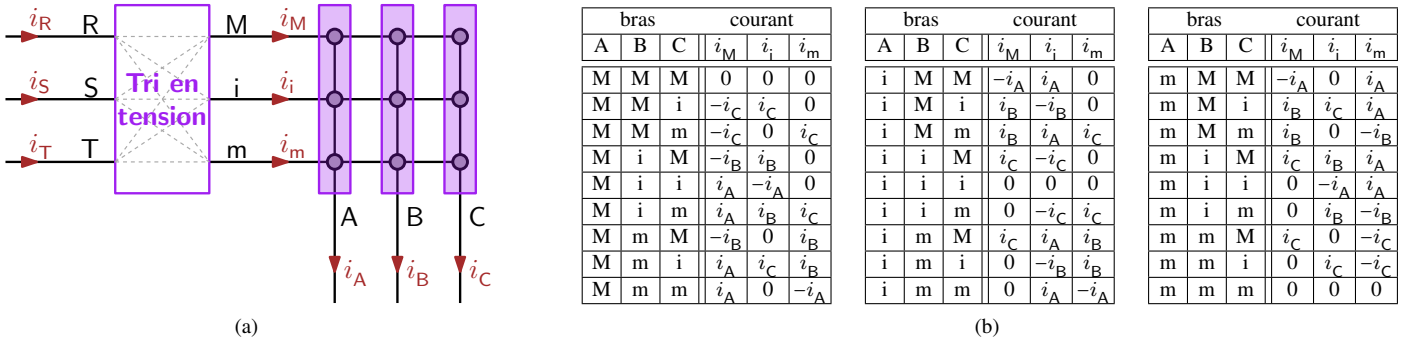


FIG. 6. Réagencement avec : (a) Nomme "M,i,m" des phases côté BF du convertisseur selon un tri en tensions ; (b) États possibles du convertisseur et impact sur les courants injectés i_M, i_i, i_m côté BF

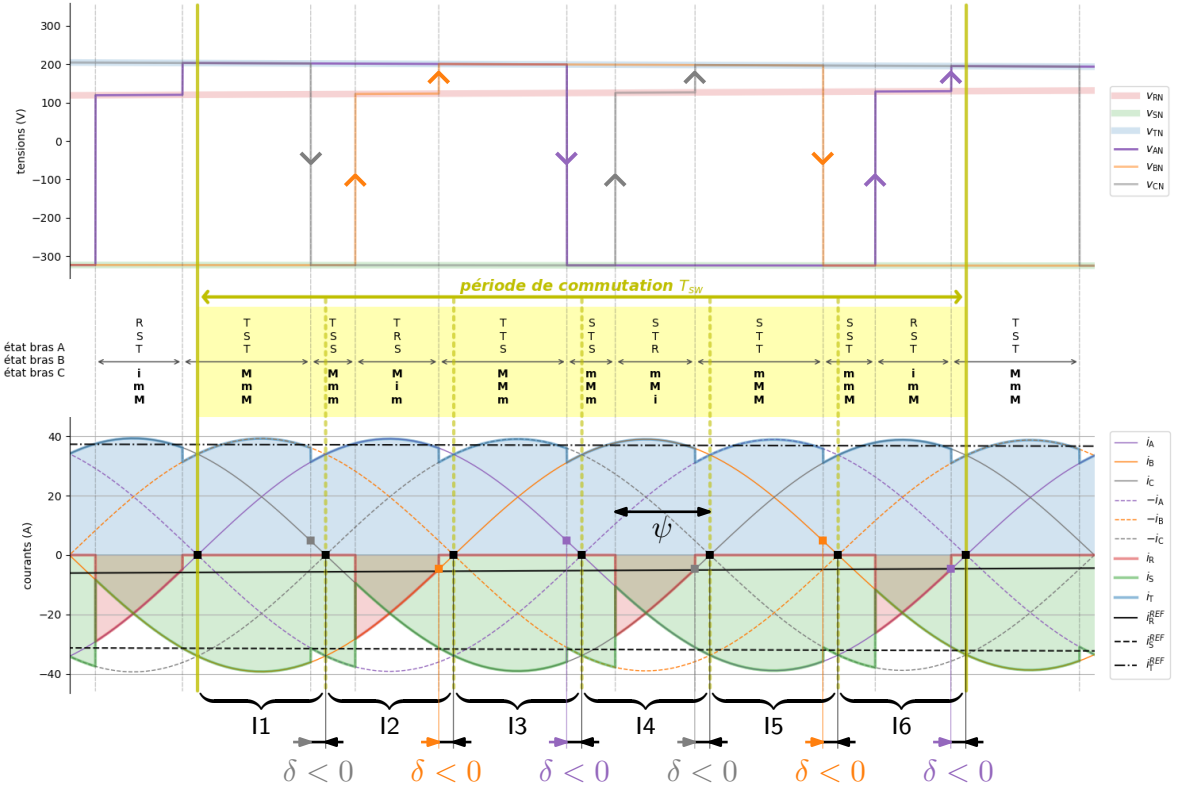


FIG. 7. Exemple de successions d'états dans une période de commutation

TABEAU 1. Agencements d'états utilisés

Agencement	Intervalle					
	I1	I2	I3	I4	I5	I6
A1	MmM } MiM {	Mim {	MMm } MMi {	mMi {	mMM } iMM {	imM {
A2	MmM {	Mmm } Mim {	MMm {	mMm } mMi {	mMM {	mmM } imM {
...	...	...	...	...	...	...
A17	MiM } Mim }	Mii {	MMi } mMi }	iMi {	iMM } imM }	iiM {
A18	MiM {	Mim }	Mii {	MMi {	mMi }	iMi {

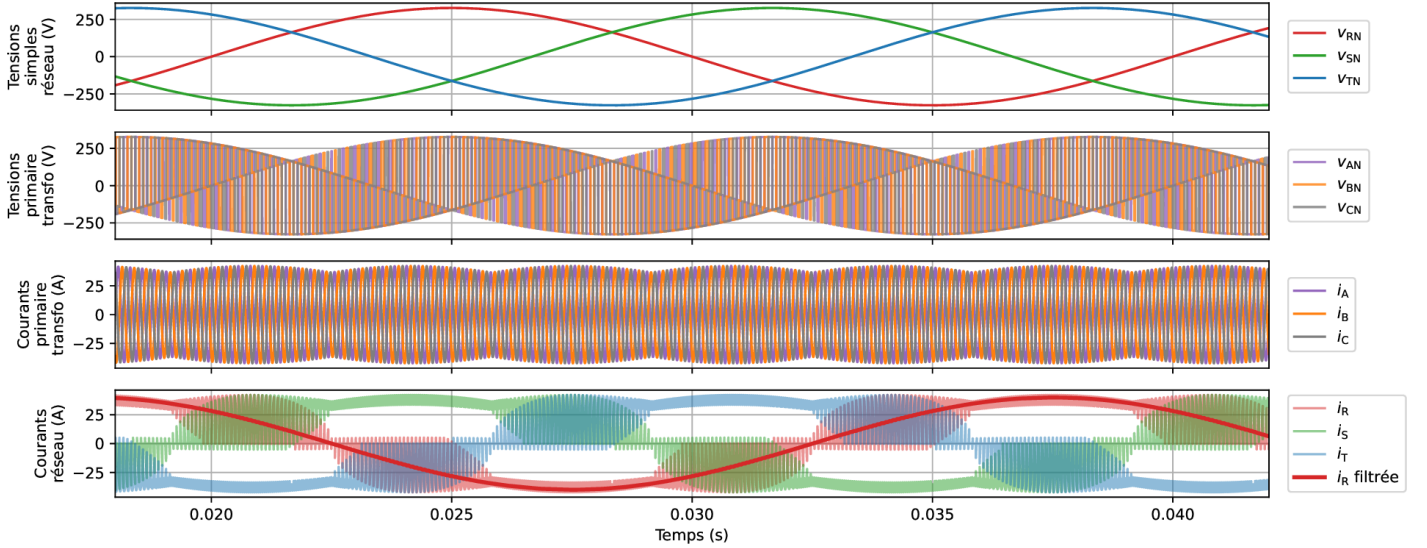
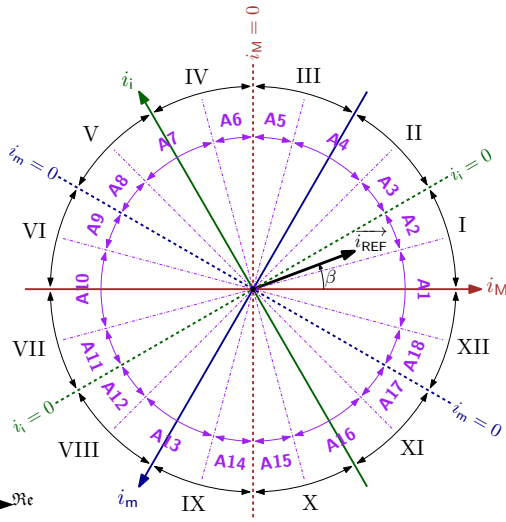


FIG. 9. Résultat de simulation avec la méthode de commande proposée pour un facteur de puissance arbitraire

FIG. 8. Ensemble des secteurs associés à des agencements d'états distincts en fonction de la position de i_{REF}

4. RÉSULTATS

4.1. Simulation idéalisée à facteur de puissance arbitraire

À partir des développements précédents, la Fig. 9 montre un résultat de simulation obtenu dans un cas général arbitraire avec un déphasage courant/tension de 135° , correspondant à un mode de réinjection de puissance active avec une part de réactif. Les conditions de simulation incluent un réseau triphasé 400 V à 50 Hz et une fréquence de commutation de 4 kHz (choisie exagérément faible pour la discerner sur la figure), avec une puissance de 22 kVA. Le courant i_R injecté vers les condensateurs du filtre d'entrée est filtré afin de vérifier son allure sinusoïdale à la fréquence du réseau avec le déphasage attendu, validant la bonne prise en compte des références de courant dans l'algorithme de commande proposé. De plus, toutes les commutations réalisées à chaque cycle vérifient les conditions énoncées en section 2.2, et sont donc exclusivement des commutations de blocage tandis que toutes les mises en conduction s'effectuent en ZVS lorsque la diode antiparallèle conduit. Comparativement aux structures à transformateur HF monophasé, on peut aussi mentionner que les courants $i_{\{R|S|T\}}$ injectés vers le filtre d'en-

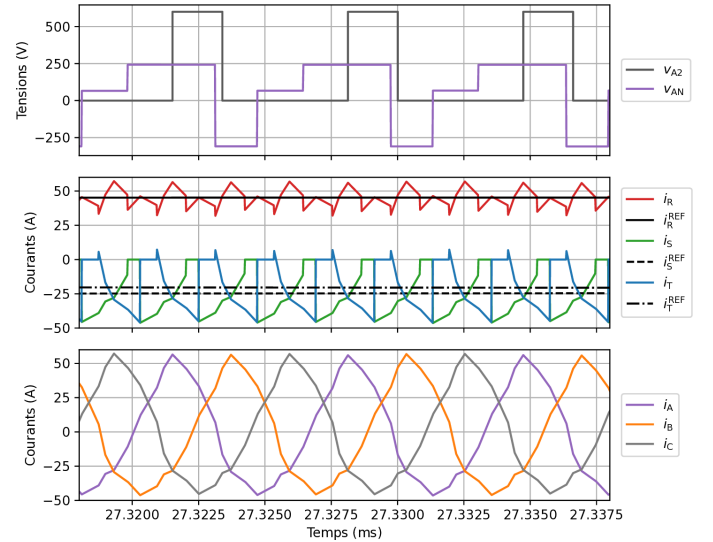


FIG. 10. Découpage des tensions et courants dans la structure complète

trée présentent ici une fréquence apparente augmentée (triple de la fréquence de découpage, comme le montre aussi la figure 7), et que la structure triphasée offre une tolérance aux défauts via une éventuelle reconfiguration de la commande pour continuer à fonctionner en monophasé en cas de perte d'une phase.

4.2. Prise en compte du 2^e convertisseur et discussion

Les développements précédents ayant été menés sous hypothèse de courants HF parfaitement sinusoïdaux, il convient de se rapprocher d'une situation réaliste en incluant la partie magnétique et la conversion AC/DC au secondaire du transformateur, comme présenté en figure 2. Une option possible est ainsi de réaliser un couplage étoile aux primaire et secondaire et de piloter un onduleur triphasé à deux niveaux. Les courants HF dans les inductances ne sont alors plus sinusoïdaux, comme le montre la vue zoomée de la figure 10. En conséquence le calcul de ψ selon l'équation (2) constitue une approximation et peut nécessiter une boucle de contrôle supplémentaire pour compenser d'éventuelles distorsions BF résultantes. Néanmoins le principe général reste le même et les résultats montrent un fonctionnement conforme aux analyses précédentes. Il importe également de re-

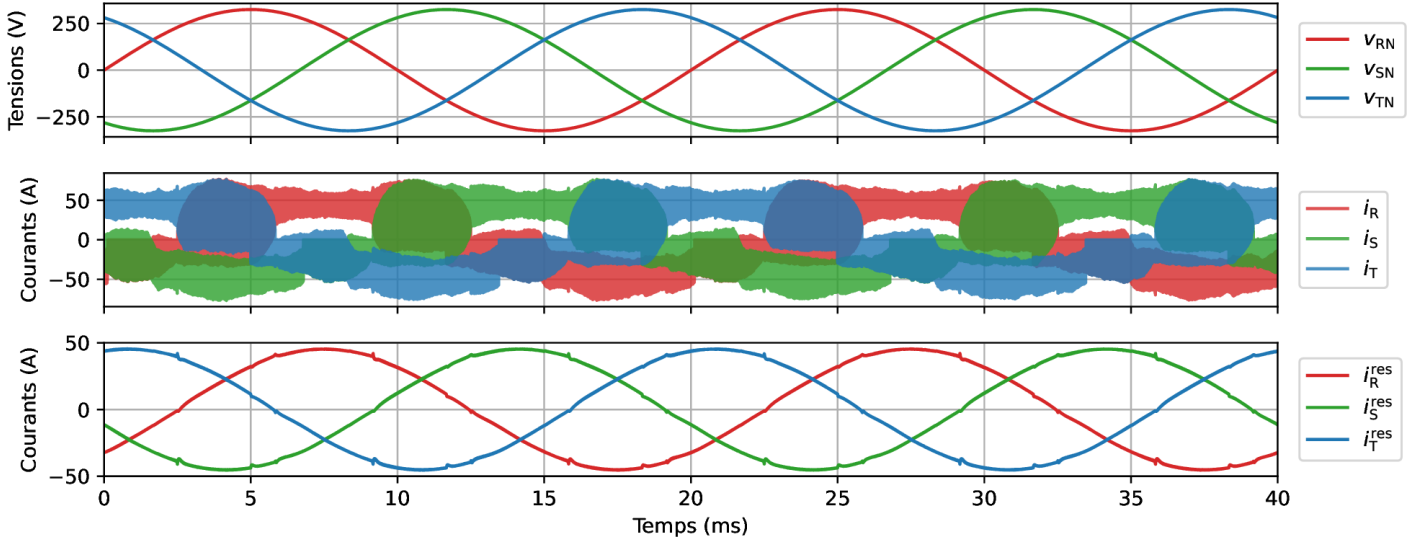


FIG. 11. Simulation complète de toute la structure à haute fréquence de découpage

marquer que le second convertisseur (générant ici la tension v_{A2} entre la phase A et son bus continu) travaille également en ZVS, les augmentations de tension étant cette fois associées à un courant positif (rentrant) et les baisses à un courant négatif (sortant du bras). La largeur et le positionnement de ses impulsions est lié à la fois à la contrainte en ZVS et au contrôle de l'amplitude des courants, cette dernière dépendant de la valeur d'inductance HF, de la tension v_{AN} générée au fondamental par le convertisseur matriciel, et de la fréquence de découpage.

La figure 11 montre de premiers résultats de simulation obtenus à haute fréquence de découpage (autour de 100 kHz) pour la structure complète, pour un exemple de déphasage courant/tension sur le réseau de 45° (les autres paramètres étant donnés en section 4.1, et la tension DC ramenée au primaire valant 600 V). Ces résultats confirment le fonctionnement de la commande mise en œuvre, et les modèles de composants testés (JFET SiC cascode) suggèrent des pertes satisfaisantes bien inférieures au pourcent pour la partie semiconducteurs, même si l'impact des composants magnétiques sur le compromis pertes/volumes reste à évaluer finement. Quelques perturbations ponctuelles restent visibles sur les courants du réseau, et il pourra être intéressant d'affiner le contrôle de la structure, voire adapter la topologie pour améliorer la qualité des grandeurs électriques et maximiser le rendement et la densité de puissance du convertisseur.

5. CONCLUSION

Ce papier propose une commande en commutation douce d'un convertisseur matriciel triphase-triphasé adapté à la recharge embarquée des véhicules électriques. Un algorithme de commande simple et systématique est développé pour fonctionner à facteur de puissance arbitraire tout en assurant la commutation à zéro de tension pour toutes les mises en conduction des transistors. La méthode de commande a été validée en simulation. Les perspectives concernent l'optimisation du convertisseur complet incluant la partie AC/DC, l'étude des limites liées au fonctionnement à faible charge pouvant restreindre l'application de la commutation douce, ainsi que le dimensionnement de la partie magnétique en fonction des paramètres de l'application, en vue d'une validation expérimentale.

6. RÉFÉRENCES

- [1] J. Yuan, L. Dorn-Gomba, A. D. Callegaro, J. Reimers, and A. Emadi, "A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 51 501–51 518, 2021.
- [2] H. Wouters and W. Martinez, "Bidirectional onboard chargers for electric vehicles : State-of-the-art and future trends," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 693–716, 2024.
- [3] E. Fayad, D. S. y Rosas, A. Bruyere, and F. Poirier, "Automotive charger grid-forming control opportunities for g2v and v2x applications," in *2023 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2023, pp. 1–6.
- [4] G. Iannaccone, C. Sbrana, I. Morelli, and S. Strangio, "Power electronics based on wide-bandgap semiconductors : Opportunities and challenges," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 139 446–139 456, 2021.
- [5] B. Fan, Q. Wang, R. Burgos, A. Ismail, and D. Boroyevich, "Adaptive hysteresis current based ZVS modulation and voltage gain compensation for high-frequency three-phase converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, pp. 1143–1156, Jan. 2021.
- [6] L. Schrittwieser, M. Leibl, and J. W. Kolar, "99% efficient isolated three-phase matrix-type DAB buck-boost PFC rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, pp. 138–157, 2020.
- [7] H. Zhang, X. Guo, S. Du, B. Li, and B. Wang, "Novel soft switching modulation strategy for three-phase matrix-dab converter considering the parasitic parameters of switching devices," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–11, 2025.
- [8] A. Videt, "Procédé de commande d'un convertisseur de puissance," Patent FR 2 407 022, 2024.
- [9] L. Wang, J. Yang, H. Ma, Z. Wang, K. O. Olanrewaju, and P. Wheeler, "Analysis and modeling of sic jfet bi-directional switches parasitic oscillation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8613–8625, 2019.
- [10] G. Baratella, U. Chatterjee, O. Syshchyk, M. Borga, E. Fabris, T. Cosnier, B. Bakeroort, and S. Decoutere, "Monolithic 650-v dual-gate p-gan bidirectional switch," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 71, no. 11, pp. 6904–6909, 2024.
- [11] F. Gruson, P. L. Moigne, P. Delarue, A. Videt, X. Cimetiere, and M. Arpilliere, "A simple carrier-based modulation for the SVM of the matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 947–956, may 2013.