

Stratégie de contrôle coordonné de charges non linéaires pour une meilleure efficacité énergétique

Jordan FONTAINE^{1,2}, Baptiste TRAJIN¹, Paul-Étienne VIDAL¹

¹Laboratoire Génie de Production, Université Fédérale de Toulouse, INPT – ENIT, Tarbes, France

²IOTA Industrie , Neuilly-sur-seine, France

RESUME – Portées par la transition énergétique, les architectures de conversion d'énergie présentant plusieurs charges non linéaires connectées au même réseau DC de distribution sont amenées à être de plus en plus fréquentes. Dans ce contexte, une stratégie de coordination des commandes par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) de ces charges peut aboutir à des gains énergétiques. Cet article a pour vocation l'étude du spectre harmonique du courant du réseau DC en fonction des schémas de modulation des commandes MLI des charges non linéaires. Les simulations qui y sont recensées montrent qu'un choix coordonné des schémas de modulation des commandes MLI peut grandement impacter le facteur de distorsion (DF) du courant sortant du bus DC.

Mots-clés – *Courant de liaison DC, Modulation de largeur d'impulsion, Onduleurs monophasés, Facteur de Distorsion, Efficacité énergétique*

1. INTRODUCTION

Les architectures de distribution d'énergie présentant plusieurs points de production et de consommation d'énergie - nommées "Distributed Power System" (DPS) dans la littérature internationale - sont aujourd'hui de plus en plus fréquentes [1]. Ces architectures peuvent être construites autour d'un réseau alternatif (AC) ou continu (DC). Les architectures DC à charges séparées sont de plus en plus utilisées dans le ferroviaire et l'aéronautique, puisqu'elles permettent de connecter via un même réseau des charges indépendantes qui peuvent fonctionner à des niveaux de tension différents et/ou des fréquences différentes [2]. La présence de plusieurs convertisseurs connectés au même réseau DC peut perturber la qualité harmonique des tensions et des courants du réseau DC. La puissance déformante ainsi créée dégrade l'efficacité énergétique de la chaîne de conversion et peut également être à l'origine de problèmes de compatibilité électromagnétique.

Habituellement, la gestion de la pollution harmonique se fait par l'intégration de filtres passifs [3]. Ces techniques sont aujourd'hui très répandues et maîtrisées. Cependant, le manque d'adaptabilité de ce type de filtrage face aux modifications et perturbations du réseau a conduit à l'émergence de filtres actifs. Ainsi dans [4], les auteurs présentent une stratégie de filtrage hybride couplant des actions de compensation active d'harmoniques de courant (Active Power Filter) à un filtre passif L-C-L. D'autres travaux proposent des techniques d'amortissement actif de tension (electric spring) pour assurer l'alimentation la plus stable possible des charges dites "critiques" [5], [6]. Ces méthodes de filtrage actif nécessitent cependant l'ajout de convertisseurs dédiés à cette tâche. Dans [7], l'auteur propose l'utilisation d'un convertisseur associé à une charge "non critique" et purement résistive pour permettre le filtrage actif du courant du réseau. Le processus de filtrage a cependant pour conséquence de faire fluctuer la puissance fournie à la charge "non critique".

Tous ces travaux ont été développés pour la gestion d'harmoniques basses fréquences (très inférieure à la fréquence de découpage) dans les réseaux de distribution AC. En ce qui concerne les réseaux de distribution DC, de nombreuses études

se concentrent sur la topologie du redresseur côté source. Il est en effet possible de limiter les ondulations de la tension côté DC en augmentant l'indice de pulsation des redresseurs. Ainsi, des architectures permettant des indices de pulsation allant jusqu'à 24 ont été développées [8], [9], [10]. D'autres travaux proposent de combiner ces redresseurs à des convertisseurs de filtrage actif [11], [12] pour améliorer le facteur de puissance côté AC. Dans la même optique, des études prônent des topologies hybrides combinant les avantages des convertisseurs à indice de pulsation élevé tout en proposant une action de correction du facteur de puissance (PFC) [13].

Au niveau des charges non linéaires connectées au bus DC, des travaux ont été menés sur l'étude du spectre du courant commuté côté continu. En plus des gains que ces types de travaux peuvent engendrer sur le dimensionnement de la capacité d'entrée du convertisseur [14], ces travaux sont motivés par l'étude des courants transitant dans la résistance série équivalente (ESR) de la capacité électrolytique. En effet, ce type de capacité qui dispose d'une ESR relativement élevée est particulièrement sensible aux variations de température. Il constitue un point sensible de la fiabilité des réseaux DC [15], [16]. Ainsi, dans [17], les auteurs s'appuient sur des expressions analytiques du courant commuté côté DC pour montrer l'impact que peut avoir certaines topologies d'onduleur sur son spectre harmonique. Une analyse similaire s'intéressant aux schémas de modulation appliqués à l'onduleur est proposée dans [18]. Cependant, aucun de ces travaux ne s'intéresse à des configurations comportant plusieurs charges non linéaires, ni ne prend en compte les perturbations qui pourraient être induites par l'étage de redressement.

D'autres auteurs proposent des travaux consistant en la synchronisation de l'étage de redressement et d'ondulation d'une chaîne de traction, dans le but de limiter l'apparition de courants de mode commun. Ainsi, dans [19], une commande synchronisée des convertisseurs contenus dans les étages de redressement et d'ondulation d'un variateur de vitesse est proposée dans le but de limiter les variations de la tension de mode commun du système. Ces travaux sont repris et complétés dans [20] en considérant un onduleur NPC offrant plus de degré de liberté. Cependant, ces productions se focalisent sur l'étude et l'élimination des perturbations de mode commun pour des structures de type variateur de vitesse, qui ne comportent qu'un seul onduleur.

L'objectif des travaux présentés dans cet article est de mettre en évidence l'impact que peut avoir la coordination des schémas de modulation MLI appliqués à deux onduleurs monophasés alimentés par un même réseau impédant et DC, sur le contenu fréquentiel du courant commuté DC. Dans un premier temps, le schéma d'étude est présenté. Les techniques utilisées pour le dimensionnement des filtres passifs et l'asservissement des convertisseurs sont détaillées. Ensuite, le plan d'expérience mis en œuvre pour la réalisation des simulations ainsi que leurs résultats seront présentés et commentés avant de conclure.

2. PRÉSENTATION DU SYSTÈME D'ÉTUDE SIMULÉ

2.1. Présentation de la chaîne de conversion et dimensionnement des filtres passifs

La **FIG. 1.** présente l'architecture globale de la chaîne de conversion d'énergie. Le réseau comporte trois convertisseurs possédant tous une structure à deux cellules de commutation, ainsi que des étages de filtrage.

2.1.1. Dimensionnement de l'inductance d'entrée du redresseur

L'inductance en entrée du redresseur a pour objectif de limiter les ondulations du courant $i_{in}(t)$ à la fréquence de découpage. Ces ondulations sont une conséquence directe de la tension découpée $v_e(t)$. En supposant l'impédance complexe associée à l'inductance L suffisamment petite pour considérer $v_e(t) \approx v_{in}(t)$, les ondulations crête à crête maximales de $i_{in}(t)$ (notées Δi_{inmax}) peuvent s'écrire :

$$\Delta i_{inmax} = \frac{\overline{V_{dc}}}{2f_d L} \quad (1)$$

où $\overline{V_{dc}}$ correspond à la composante DC de $v_{dc}(t)$, f_d à la fréquence de découpage (fixée à 10 kHz). En s'appuyant sur (1), le dimensionnement de L se fait à partir de la contrainte d'ondulation décrite dans le **TABLEAU 1**.

TABLEAU 1. Dimensionnement des filtres passifs

	L	C_{bus}	L_{filtre}	C_{ond}
Valeurs numériques	27 mH	1.2 mF	33.4 mH	7.4 mF
Ondulations maximales	0.5 A	10 V	0.5 A	1 V

2.1.2. Dimensionnement de la capacité de bus

Le dimensionnement s'effectue de manière à limiter les ondulations de $v_{dc}(t)$ (cf. **TABLEAU 1**, pour les contraintes d'ondulation imposées à $v_{dc}(t)$). Il a été démontré dans [21] que les ondulations crête à crête de $v_{dc}(t)$ (notées Δv_{dc}) peuvent s'écrire :

$$\Delta v_{dc} = \frac{\alpha_{max} I_{inmax}}{C_{bus} \omega_{bf}} \quad (2)$$

où I_{inmax} et ω_{bf} correspondent à l'amplitude et à la pulsation du fondamental de $i_{in}(t)$ à la puissance nominale. α_{max} correspond à l'amplitude du rapport cyclique sous le même point de fonctionnement.

2.1.3. Dimensionnement du filtre LC

Pour le dimensionnement de C_{ond} , les deux charges non linéaires ont été modélisées par une unique charge non linéaire absorbant la même puissance côté DC. La fréquence du courant côté AC est fixée à 100 Hz. Du point de vue C_{ond} , l'ensemble formé par l'onduleur et la charge se comporte comme une source de courant. Il est ainsi possible de dimensionner C_{ond} en adaptant l'équation (2).

L_{filtre} a été dimensionné à partir des expressions temporelles de $V_{dc}(t)$, de $V_{ond}(t)$ (où $V_{dc}(t)$, $V_{ond}(t)$ correspondent à la valeur moyenne de $v_{dc}(t)$, $v_{ond}(t)$ sur une période de découpage) et des contraintes d'ondulation maximales imposées à $i_{filtre}(t)$ (notées Δi_{filtre}). Les expressions de $V_{dc}(t)$ et de $V_{ond}(t)$ permettent d'obtenir une formule liant Δi_{filtre} à L_{filtre} via une loi des mailles.

2.2. Contrôle et commande des systèmes

2.2.1. Asservissement du redresseur

Le redresseur est commandé en absorption sinusoïdale avec un facteur de puissance unitaire selon la méthode proposée dans [21]. Pour simplifier le réglage du régulateur, les deux charges non linéaires sont remplacées par une résistance R dont la valeur est déterminée à partir du point de fonctionnement nominal :

$R = \frac{\overline{V_{dc}}^2}{P_{dcmax}}$, avec $\overline{V_{dc}}$ la composante DC de $v_{dc}(t)$ (supposément maintenue à 270 V) et P_{dcmax} la puissance nominale en sortie du redresseur, fixée à 1 kW. La régulation est constituée d'une boucle de courant imbriquée dans une boucle de tension.

La boucle de courant a pour objectif de forcer le courant $i_{in}(t)$ à être en phase avec la tension $v_{in}(t)$. Ainsi, la tension $v_e(t)$ est contrôlée de manière à émuler un comportement résistif de l'ensemble de la chaîne de conversion vu du réseau. Plus concrètement, comme indiqué dans la **FIG. 2a**, $v_{in}(t)$ est mesurée de manière à imposer une référence de courant $I_{inref}(t)$ en phase avec la tension de réseau. Il est important de noter que le régulateur a été réglé pour imposer une dynamique du courant bien supérieure à la dynamique des variations de $v_{in}(t)$ de manière à limiter l'erreur de traînage.

La boucle de tension (**FIG. 2b**) s'appuie sur une modélisation peu conventionnelle du redresseur qui lie l'amplitude du courant côté AC à la composante DC de $v_{dc}(t)$. La source de tension $v_{in}(t)$ est supposée parfaitement sinusoïdale, de pulsation $\omega_{bf} = 2\pi 50 \text{ rad.s}^{-1}$. Les ondulations de $i_{in}(t)$ à la fréquence de découpage sont négligées. Ainsi, la notation $I_{in}(t)$ est introduite pour décrire les variations basses fréquences de $i_{in}(t)$. Les évolutions temporelles de $v_{in}(t)$ et $I_{in}(t)$ peuvent être décrites par :

$$v_{in}(t) = V_{inmax} \sin(\omega_{bf} t)$$

$$I_{in}(t) = I_{inmax}(t) \sin(\omega_{bf} t)$$

Côté AC, les variations de puissance active sont directement causées par des variations d'amplitude du courant $I_{in}(t)$. Ainsi, si ces variations peuvent être considérées comme constantes sur une période du courant $I_{in}(t)$, alors la puissance active peut s'écrire :

$$P_{active}(t) \approx \frac{V_{inmax} I_{inmax}(t)}{2} \quad (3)$$

Côté DC, les ondulations de $v_{dc}(t)$ sont négligées. Le calcul de la puissance donne :

$$P(t) = \overline{V_{dc}(t)} \left(\frac{\overline{V_{dc}(t)}}{R} + C_{bus} \frac{d\overline{V_{dc}(t)}}{dt} \right) \quad (4)$$

Après linéarisation autour d'un point de fonctionnement ($I_{inmax}(t) \approx I_{inmaxss} + \Delta I_{inmax}(t)$, $\overline{V_{dc}(t)} \approx \overline{V_{dcss}} + \Delta \overline{V_{dc}(t)}$), et en ignorant les pertes du convertisseur, un bilan de puissance entre (3) et (4) impose (dans l'espace de Laplace) :

$$\frac{\Delta \overline{V_{dc}(p)}}{\Delta I_{inmax}(p)} = \frac{V_{inmax}}{4\overline{V_{dcss}}} \frac{R}{1 + p \frac{RC_{bus}}{2}} \quad (5)$$

Cette modélisation n'est réellement représentative des évolutions du système qu'au voisinage d'un point de fonctionnement. Ainsi, la valeur initiale de $v_{dc}(t)$ est fixée à $\overline{V_{dcss}} = 270 \text{ V}$, et la référence de tension $\overline{V_{dcref}}$ est fixée à 270 V. Le régulateur de la boucle de tension a été paramétré de manière à pouvoir considérer $I_{inmax}(t)$ comme constant sur une période des grandeurs électriques côté AC.

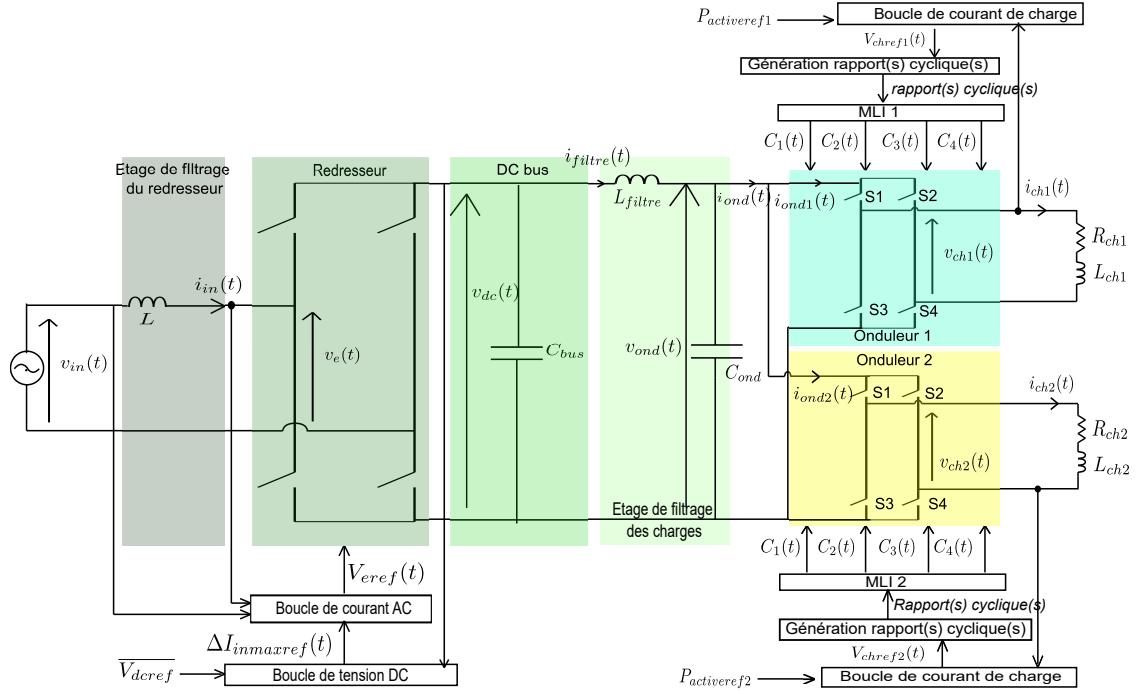


FIG. 1. Schéma du dispositif

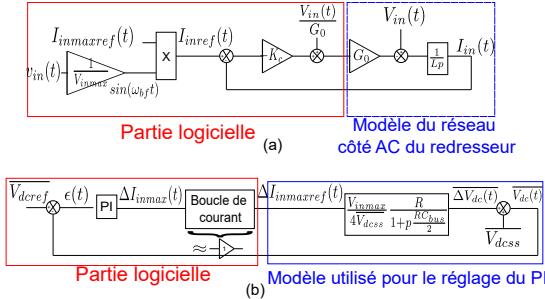


FIG. 2. a - Schéma bloc de l'asservissement en courant du redresseur
b - Schéma bloc de l'asservissement en tension du redresseur

2.2.2. Asservissement des onduleurs

La régulation des deux onduleurs est identique et illustrée dans la FIG. 3. L'amplitude $I_{chrefmax}$ de la référence du courant de charge est déterminée en fonction de la référence de puissance active consommée par la charge (notée $P_{activeref}$) :

$$I_{chrefmax} = \sqrt{\frac{2P_{activeref}}{\cos(\phi_{R_{ch}L_{ch}})\sqrt{R_{ch}^2 + (\omega_{bfch}L_{ch})^2}}} \quad (6)$$

où $\phi_{R_{ch}L_{ch}}$ correspond au déphasage entre le fondamental de $v_{ch}(t)$ et de $i_{ch}(t)$ induit par la charge, ω_{bfch} à la pulsation du fondamental des grandeurs électriques côté charge.

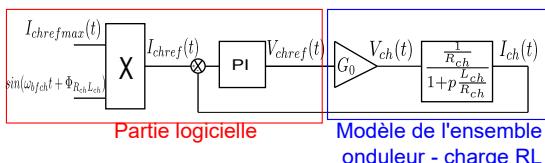


FIG. 3. Schéma bloc de l'asservissement en courant des onduleurs

2.2.3. Schéma de modulation des onduleurs

Chaque onduleur possède son propre schéma de modulation. Celui-ci peut être soit de type bipolaire, conduisant alors à un onduleur à deux niveaux de tension, soit unipolaire, conduisant à obtenir 3 niveaux de tension côté charge. Il est à noter que pour chaque schéma de modulation présente, seule la MLI intersectorie issue de la comparaison entre une porteuse triangulaire et une modulante est considérée.

- *Le schéma de modulation unipolaire :*

Ce schéma de modulation nécessite deux rapports cycliques $\alpha_1(t)$ et $\alpha_2(t)$. Les signaux de commande des deux bras d'onduleur sont alors issus de la comparaison des deux rapports cycliques et d'une porteuse triangulaire de fréquence $f_d = 10 \text{ kHz}$ et redirigés vers les interrupteurs comme illustré dans la FIG. 4a. A partir du formalisme développé dans [22], une expression générale des rapports cycliques pour le cas d'un onduleur à deux cellules de commutation est donnée par :

$$\begin{pmatrix} \alpha_1(t) \\ \alpha_2(t) \end{pmatrix} = \frac{V_{chref}(t)}{2\bar{V}_{dc}} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \lambda(t) \quad (7)$$

Il existe donc autant de schéma de modulation unipolaire que de formes d'onde pour $\lambda(t)$. Dans le cadre de cette communication, deux commandes unipolaires ont été sélectionnées. La première consiste à imposer $\lambda = 0.5$. La seconde, également appelée schéma de modulation "clampé", s'obtient en choisissant $\lambda(t) = |\frac{V_{chref}(t)}{2\bar{V}_{dc}}|$ et impose la commutation d'un seul bras d'onduleur sur toute la demi-période du courant de charge.

- *Le schéma de modulation bipolaire :*

Ce schéma de modulation, illustré dans la FIG. 4b, permet le contrôle de l'onduleur à deux cellules de commutation à partir d'un seul rapport cyclique $\alpha(t)$. Ici, les signaux de commande des 4 interrupteurs sont issus de la comparaison d'une porteuse triangulaire de fréquence $f_d = 10 \text{ kHz}$ avec le rapport cyclique $\alpha(t)$. Le rapport cyclique $\alpha(t)$ est donné par :

$$\alpha(t) = \frac{V_{chref}(t)}{2\bar{V}_{dc}} + \frac{1}{2} \quad (8)$$

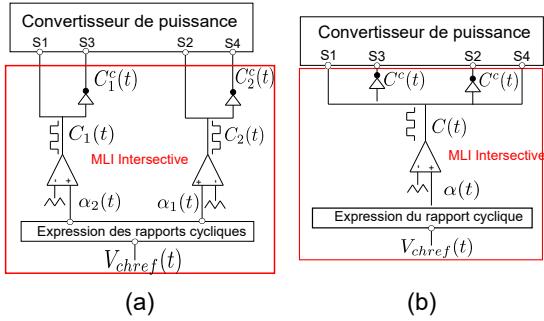


FIG. 4. a - Schémas de modulation unipolaire b - Schéma de modulation bipolaire

3. PLAN D'EXPÉRIENCE ET RÉSULTATS

3.1. Définition des plans d'expérience pour la réalisation des simulations

L'objectif de ces simulations est de mettre en évidence l'impact que peut avoir la coordination des schémas de modulation sur le spectre harmonique du courant $i_{ond}(t)$. Pour quantifier l'impact de ces paramètres, le critère retenu est le facteur de distorsion (DF), défini comme suit selon [23] :

$$DF = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{dc}(t) - \langle i_{dc}(t) \rangle_T)^2 dt}}{\langle i_{dc}(t) \rangle_T} \quad (9)$$

où $\langle i_{dc}(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_0^T i_{dc}(t) dt$, T étant la période du premier harmonique de $i_{dc}(t)$.

Les simulations effectuées ont été regroupées dans trois groupes. Les valeurs des charges ainsi que la fréquence du fondamental des grandeurs électriques côtés AC peuvent changer d'un groupe à l'autre comme indiqué dans le TABLEAU 2. Ainsi, le groupe 1 a pour objectif de mettre en évidence l'impact que peut avoir la coordination des stratégies de modulation sur le DF de $i_{ond}(t)$. Les groupes 2 et 3 permettent de tester la robustesse de ces résultats lorsque les charges associées aux onduleurs sont différentes ou lorsque les courants traversant ces charges sont de fréquences différentes.

Pour chaque groupe, les puissances actives consommées par les charges varient d'une simulation à l'autre. Ainsi, P_1 et P_2 (désignant les puissances actives associées respectivement aux charges 1 et 2) prennent des valeurs entre 0 W et 1000 W telles que la somme des deux puissances soit toujours égale à 1 kW. Il doit être précisé que chaque simulation est répétée pour chaque combinaison de schémas de modulation, à savoir unipolaire-unipolaire, unipolaire-bipolaire, bipolaire-bipolaire et clampé-clampé. Il est également important de noter que pour le groupe 2, les paramètres des régulateurs PI associés aux onduleurs ont été modifiés de manière à conserver les mêmes dynamiques de régulation que pour les autres groupes. Les résultats de ces simulations sont regroupés dans la FIG. 5, pour le groupe 1, dans la FIG. 6, pour le groupe 2 et dans la FIG. 7, pour le groupe 3.

Pour évaluer l'impact des schémas de modulation sur le courant filtré $i_{filtre}(t)$, le DF de ce courant est également mesuré pour le groupe 1. Les résultats de ces simulations sont exposés dans la FIG. 8.

TABLEAU 2. Caractéristiques des groupes

	R_{ch1}	R_{ch2}	L_{ch1}	L_{ch2}	f_{ch1}	f_{ch2}
Groupe 1	23.3 Ω	23.3 Ω	27 mH	27 mH	100 Hz	100 Hz
Groupe 2	23.3 Ω	20 Ω	27 mH	10 mH	100 Hz	100 Hz
Groupe 3	23.3 Ω	23.3 Ω	27 mH	27 mH	100 Hz	7 Hz

3.1.1. Résultats

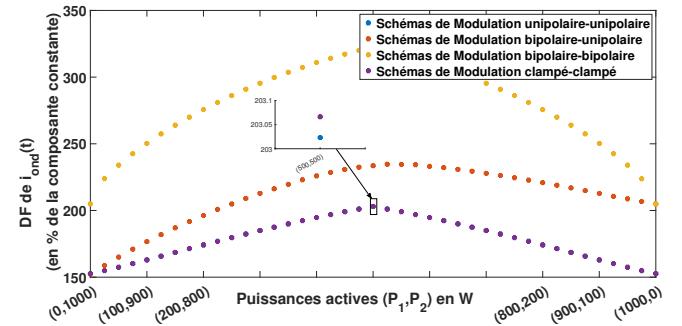


FIG. 5. Résultats des simulations pour le Groupe 1

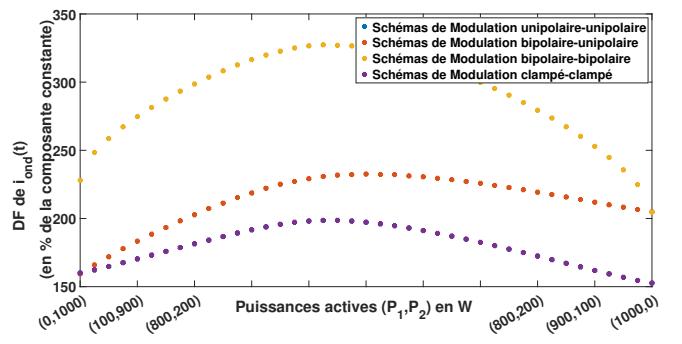


FIG. 6. Résultats des simulations pour le Groupe 2

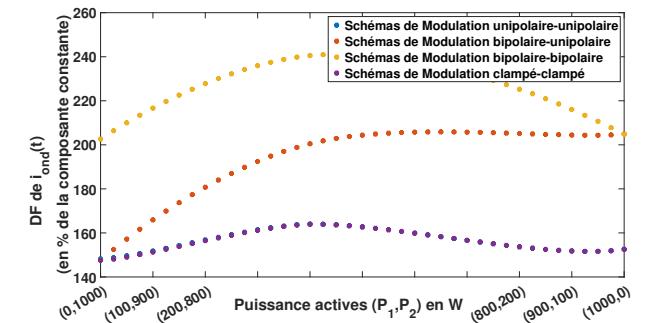


FIG. 7. Résultats des simulations pour le Groupe 3

La FIG. 5. montre qu'imposer des schémas de modulation unipolaire aux deux onduleurs monophasés conduit à un DF moins important de $i_{ond}(t)$, indépendamment de la répartition de puissance entre les deux charges. Il reste cependant indéniable que cette répartition de puissance imposée aux charges a un impact sur le DF de $i_{ond}(t)$. Les FIG. 6. et FIG. 7. montrent que ces résultats restent robustes pour des charges et des fréquences différentes côté AC. Il apparaît également que la charge et la fréquence du courant côté AC sont également des facteurs d'influence du spectre de $i_{ond}(t)$. Comme indiqué par les points $P_1 = 1000$ W, $P_2 = 0$ W ou $P_2 = 1000$ W, $P_1 = 0$ W (c'est à dire lorsque l'ensemble de la puissance est consommée par une seule charge), le schéma de modulation bipolaire conduit à une détérioration plus importante du DF de $i_{ond}(t)$ que les schémas de modulation unipolaire. Cette tendance intrinsèque au schéma de modulation bipolaire n'est ici pas compensée par les interactions qui peuvent avoir lieu entre les courants $i_{ond1}(t)$ et $i_{ond2}(t)$, quels que soient de la répartition de puissance entre

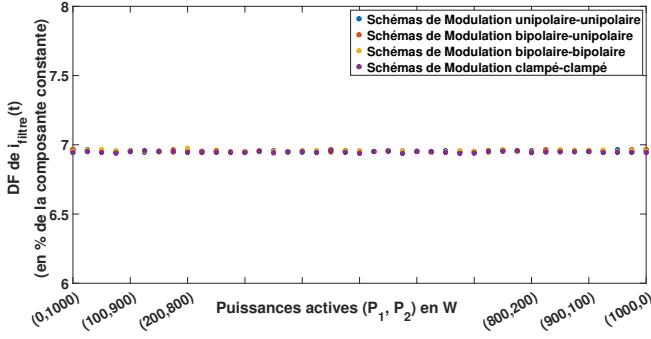


FIG. 8. Impact des schémas de modulation sur le DF de $i_{filtre}(t)$ pour le groupe 1

les charges ou le choix du schéma de modulation appliquée au second onduleur.

Les schémas de modulation unipolaire-unipolaire et clampé-clampé conduisent à un DF de $i_{ond}(t)$ pratiquement identique dans les trois figures. Il apparaît ainsi que l'expression du degré de liberté $\lambda(t)$ (qui est l'unique différence entre ces commandes MLI) n'a ici que peu d'impact sur le DF de i_{ond} . Ainsi, la différence notable de DF qui est observée sur $i_{ond}(t)$ peut s'expliquer par l'ajout d'un niveau de tension supplémentaire par les schémas de modulation unipolaire ou clampé.

La FIG. 8 montre que les différentes combinaisons des schémas de modulation présentés ici n'impactent pas significativement le DF du courant filtré $i_{filtre}(t)$. Ainsi, pour la configuration étudiée dans cet article, la coordination des schémas de modulation ne permet d'intervenir significativement que sur le DF du courant commuté $i_{ond}(t)$.

4. CONCLUSIONS

Ces travaux mettent en évidence la diminution importante du facteur de distorsion du courant commuté côté DC qui peut être induite par la coordination des schémas de commande MLI des onduleurs. Il apparaît que le DF du courant commuté côté DC est fortement dépendant du nombre de niveaux de tension autorisée par la structure de conversion étudiée. Une réduction de ce critère peut être atteinte en imposant des commandes unipolaires aux deux onduleurs, c'est à dire en autorisant l'application de trois niveaux de tension pour chaque structure de conversion.

En perspective, la proposition d'un modèle analytique des phénomènes mis en œuvre à des fins d'optimisation peut être envisagée. Celle-ci peut également aboutir à l'identification d'autres paramètres d'influence qui permettraient d'élargir l'efficacité de la stratégie proposée.

5. RÉFÉRENCES

- [1] C.D XU, K. W. E. CHENG. "A survey of distributed power system—AC versus DC distributed power system." 2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications. IEEE, 2011.
- [2] S. LUO, "A review of distributed power systems part I : DC distributed power system." IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine 20.8 (2005) : 5-16.
- [3] A.LAKHDARI, " Contribution à la commande du flux d'énergie dans les smart grids ", Thèse de doctorat, 2020
- [4] J. HE, B. LIANG,Y.-W. LI et al., " Simultaneous microgrid voltage and current harmonics compensation using coordinated control of dual-interfacing converters ", in IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, vol. 32, no 4, p. 2647-2660.
- [5] S. YAN, S.-C. TAN,C.-K. LEE et al., " Use of smart loads for power quality improvement ", in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, vol. 5, no 1, p. 504-512.
- [6] M. ASKARPOUR,J.AGHAEI, M H KHOOBAN, et al., " Voltage control of

critical and non-critical loads in distribution networks with electric spring ", in Electric power systems research, 2019, vol. 177, p. 105988.

- [7] I. SERBAN, " Harmonic compensation with active loads designed for power quality improvement in microgrids ", in 2018 International Conference on Development and Application Systems (DAS). IEEE, 2018. p. 120-125.
- [8] M. TAHA, "12-Pulse Active Rectifier for More Electric Aircraft Applications." Flight Physics : Models, Techniques and Technologies. London : IntechOpen (2018) : 211-228.
- [9] Y. LIAN, et al. "Harmonic reduction mechanism at DC link of two different 24-pulse rectifiers." 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). IEEE, 2017.
- [10] Q. DU, et al. "Harmonic reduction methods at DC side of parallel-connected multipulse rectifiers : A review." IEEE Transactions on Power Electronics 36.3 (2020) : 2768-2782.
- [11] C. JIN, et al. "Reduction of de-link capacitance for three-phase three-wire shunt active power filters." IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2013.
- [12] C.-M. YOUNG et al. "A DC-side current injection method for improving AC line condition applied in the 18-pulse converter system." IEEE Transactions on Power Electronics 29.1 (2013) : 99-109.
- [13] J. GONCALVES, J. TEIXEIRA, et al. "Hybrid three-phase rectifiers with active power factor correction : a systematic review." Electronics 10.13 (2021) : 1520.
- [14] A. SAFAYET, M. ISLAM and T. SEBASTIAN. "Sizing of DC-link capacitor considering voltage and current ripple requirements for a 3-phase voltage source inverter." 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2020.
- [15] M. L. GASPERI. "Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable frequency drives." Conference Record of 2005 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2005.. IEEE, 2005.
- [16] G. CASWELL. "Can Electrolytic Capacitors Meet the Demands of High Reliability Applications ?." 2019 22nd European Microelectronics and Packaging Conference & Exhibition (EMPC). IEEE, 2019.
- [17] B. P. MCGRATH and D. G. HOLMES. "A general analytical method for calculating inverter DC-link current harmonics." IEEE transactions on industry applications 45.5 (2009) : 1851-1859.
- [18] M. H. BIERHOFF and F. W. FUCHS. "DC-link harmonics of three-phase voltage-source converters influenced by the pulselwidth-modulation strategy—An analysis." IEEE Transactions on industrial electronics 55.5 (2008) : 2085-2092.
- [19] H.-D. LEE and S.-K. SUL. "A common mode voltage reduction in boost rectifier/inverter system by shifting active voltage vector in a control period." IEEE Transactions on Power Electronics 15.6 (2000) : 1094-1101.
- [20] A. VIDET. "Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation." (2008).
- [21] N. BERNARD, B. MULTON, et H B. AHMED, " Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant ", in La Revue 3 E. I, 2003, p. pp. 56-65.
- [22] P.-E. VIDAL, S. CAILHOL, F. ROTELLA, et al., " Generic pulse width modulation model, based on generalized inverses and applied to voltage source inverters ", in COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, 2019.
- [23] Standard, Military. "Aircraft electric power characteristics." Department of Defense Interface Standard (MIL-STD-704F w/CHANGE1) (2016).