

Analyse de l'influence des techniques de modulation couplées à l'algorithme d'équilibrage des tensions sur l'oscillation des tensions de sous-module d'un MMC

Corentin DARBAS^{1,2}, Nicolas GINOT¹, Jean-Christophe OLIVIER², Frédéric POITIERS¹

¹IETR UMR CNRS 6164, Université de Rennes 1, Campus Beaulieu, 263 ave. Général Leclerc 35042 Rennes CEDEX

²IREENA, Université de Nantes, (CRTT), B.P. 406, 37 Bd de l'Université, 44602 Saint-Nazaire CEDEX

RESUME – Ce travail traite de l'influence de l'algorithme d'équilibrage des tensions de type « Reduced Switching Frequency » (RSF) et sa modulation associée, utilisé pour limiter la dérive en tension aux bornes des condensateurs flottants des sous-modules d'un convertisseur MMC. Plusieurs techniques de modulation sont ainsi introduites, en explicitant leurs avantages et inconvénients en termes de qualité d'équilibrage (dispersion des tensions) et de fréquence de commutation. Une des modulations introduites permet un compromis entre ces critères. La génération des modulations par porteuses statiques est présentée. Une simulation à l'aide d'un modèle complet du MMC est réalisée sous Matlab/Simscap et permet de comparer les modulations introduites avec des modulations classiques.

Mots-clés— *Convertisseurs Modulaires Multiniveaux (MMC), Algorithme d'Equilibrage des Tensions aux bornes des condensateurs (AET), Nearest Level Modulation (NLM).*

1. INTRODUCTION

Le Convertisseur Modulaire Multiniveaux (MMC), introduit dans [1] par Lesnkar et Marquard, est actuellement l'un des plus prometteurs pour la conversion forte puissance et haute tension du fait de ses très nombreux avantages. Il permet en effet une conversion bidirectionnelle AC/DC dans les quatre quadrants. Son bus DC n'est pas fractionné contrairement à la plupart des convertisseurs multiniveaux (tels que les convertisseurs cascades [2] ou le Flying Capacitor [3]) et sa topologie est entièrement modulaire, ce qui permet une montée en tension sans limite théorique. Les modules de puissance ne sont parcourus que par la moitié du courant de charge et leur fréquence de commutation est très faible ce qui permet de réduire les pertes en conduction et en commutation.

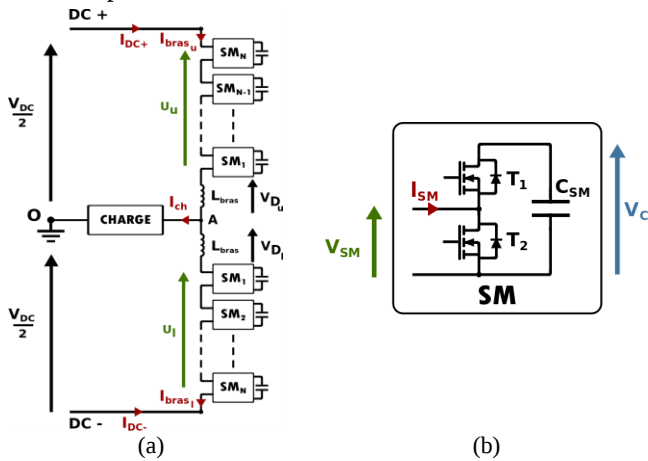


Figure 1 : Convertisseur Modulaire Multiniveaux (MMC) triphasé (a) et sous-module en demi-pont (b)

Le convertisseur MMC monophasé est présenté Figure 1 (a). Une phase du convertisseur est composée de deux « bras », souvent noté U pour *Up* et L pour *Low*, chacun constitué d'une chaîne de N sous-modules connectés en série avec deux inductances de lissage L_{bras} . Il existe de très nombreuses topologies de sous-modules mais ce papier traite de la plus commune d'entre elle, présentée Figure 1(b). Elle possède l'avantage de la simplicité de commande et présente les pertes les plus faibles parmi toutes les topologies. Le sous-module est composé de deux transistors montés en demi-pont, T_1 et T_2 , et d'un condensateur C_{SM} chargé à une tension V_c qui est « inséré » ou non dans le montage. Le condensateur est inséré dans le montage lorsque T_1 est passant, le sous-module est alors à l'état « ON ». On a alors $V_{SM} = V_c$. Il est retiré du montage lorsque T_2 est passant, le sous-module est alors à l'état « OFF ». On a alors $V_{SM} = 0$ V.

La tension d'un bras U_{ua} ou U_{la} est égale à la somme des tensions aux bornes des condensateurs insérés dans le bras. Ces tensions sont régulées à une valeur de référence V_{Cref} et sont donc toutes maintenues proches les unes des autres. Les sous-modules sont de ce fait équivalents entre eux : l'effet de l'insertion d'un sous-module sur le circuit est indépendant du choix du sous-module en question. Néanmoins, la dynamique interne et la modélisation du convertisseur sont relativement complexes et ont fait l'objet de nombreux travaux [4], [5]. La tension de sortie au point A possède N + 1 ou 2N + 1 niveaux à la sortie du convertisseur suivant la modulation mise en œuvre [6]. Une particularité du convertisseur est que la tension de sortie (côté AC) est égale à la différence des tensions de bras, mais que la tension de bus (côté DC) est égale à leur somme :

$$V_{DC} = U_{uj} + U_{lj} \quad (1)$$

$$V_{out_j} = \frac{U_l - U_u}{2} \quad (2)$$

Où j est le numéro de la phase du convertisseur. On doit toujours avoir un nombre constant de condensateurs insérés dans chaque phase pour satisfaire (1). Cependant, les fluctuations de tensions qui apparaissent naturellement aux bornes des condensateurs entraînent l'apparition d'une différence de potentiel aux bornes des inductances de bras ($V_{D_{uj}} \neq 0$ et $V_{D_{lj}} \neq 0$). Un courant de circulation apparaît alors au sein de la phase du MMC qu'il sera nécessaire de contrôler.

Le contrôle des grandeurs internes et externes du convertisseur MMC a fait l'objet d'un très grand nombre de publications scientifiques ces dernières années [7][8][9]. Globalement, les tensions différentielles $V_{D_{uj}}$ et $V_{D_{lj}}$ sont contrôlées indépendamment des tensions de sorties V_{j0} . Une manière efficace de limiter les courants de circulation consiste à assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs entre elles.

Pour cela, il faut sélectionner les sous-module à insérer dans le bras à chaque instant. Il existe des techniques de modulation et/ou de contrôle garantissent directement l'équilibrage de tensions des sous-modules [10]. Elles sont généralement compatibles avec n'importe quel type de contrôle de grandeur de sortie. Par exemple, dans [11] et [12], des *patterns* de commutation sont générés de manière à équilibrer les flux de puissances actives et réactives dans chaque sous-module, dans le but d'obtenir une dérive en tension nulle au bout d'un certain temps. Dans [13], Des porteuses déphasées (PS-PWM) sont assignées à chaque sous-module ainsi qu'un contrôleur supplémentaire dédié à chaque sous-module, ce qui permet d'équilibrer efficacement les tensions aux bornes des condensateurs. D'autres méthodes de contrôle comme le « model predictive control » [14] permettent d'allier le contrôle des variables internes et des variables externes du convertisseur, tout en assurant l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

Une autre manière répandue de procéder à l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs consiste à utiliser un organe de contrôle rapide externe et indépendant du calculateur principal type FPGA (carte d'accélération). Cet organe est chargé de sélectionner les sous-modules à faire commuter afin d'équilibrer les tensions de condensateurs entre elles. C'est la solution originellement proposée dans [1]. L'algorithme consiste à mesurer toutes les tensions de condensateurs et à les trier dans l'ordre croissant. Sont insérés dans le bras les n condensateurs requis par la commande dont les tensions seront les plus élevées si le courant de bras est négatif, et les plus faibles s'il est positif. En effet, le courant de bras charge les tensions aux bornes des condensateurs insérés lorsqu'il est positif, et les décharge dans le cas contraire. Plusieurs algorithmes d'équilibrage des tensions ont été proposés dans la littérature. Une importante contribution sur le sujet est notamment apportée par Hassanpoor et al [15] [16].

Ainsi, avec ce type d'algorithme, la partie contrôle détermine seulement le nombre de sous-modules à insérer dans chaque bras via l'indice d'insertion n (rapport du nombre n de sous-modules ON sur le nombre N de sous-modules dans le bras), elle est donc indépendante de la partie qui détermine en pratique quels condensateurs vont être réellement insérés. Le schéma de cette chaîne de contrôle typique du MMC est présenté Figure 2. C'est cette architecture est retenue ici.

En effet, le travail proposé traite de l'impact d'un algorithme d'équilibrage des tensions sur l'équilibrage des tensions des condensateurs d'un MMC, couplé à différentes méthodes de modulation. La section 2 présente l'algorithme « Reduced Switching frequency » (RSF) et la modulation « Nearest Level Modulation » (NLM). L'incompatibilité notable de ces deux méthodes utilisées conjointement y est démontrée, et deux nouvelles modulations, la MLI-NLM et la E-NLM, sont alors introduites en section 3. Des calculs et des comparaisons entre ces méthodes et des méthodes classiques (PDPWM) sont finalement réalisés à la section 4. Une simulation sous Matlab/Simscap permet de valider ces résultats analytiques. Les intérêts et les limites des travaux seront également exposés.

2. ALGORITHME RSF ET MODULATION NLM

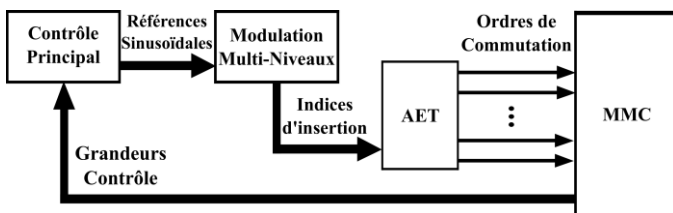


Figure 2 : Chaîne de contrôle classique d'un convertisseur MMC

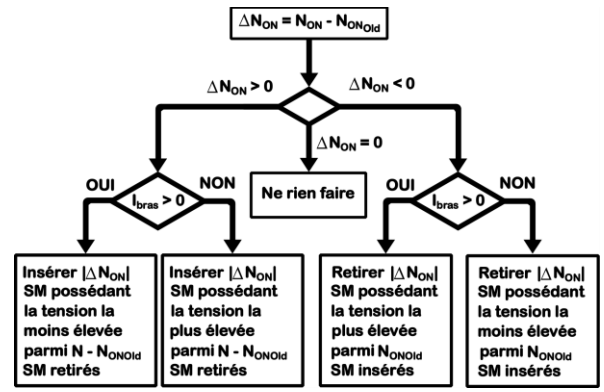


Figure 3 : Organigramme de l'algorithme "Reduced Switching Frequency"

Le travail proposé dans ce papier concerne l'algorithme proposé dans [17], originellement présenté comme l'algorithme d'équilibrage « Reduced Switching Frequency » (RSF). Son organigramme est présenté Figure 3. L'algorithme ne se déclenche que lorsque l'indice d'insertion n change : soient l'indice d'insertion à $(t-1)$ N_{ONOLD} , et le nouvel indice d'insertion à (t) N_{ON} , on définit :

$$\Delta N_{ON} = N_{ON} - N_{ONOLD}$$

Les commutations ne sont effectuées que lorsque $\Delta N_{ON} \neq 0$. Si $\Delta N_{ON} > 0$, il faut insérer des condensateurs dans le bras. On insère alors les ΔN_{ON} condensateurs les moins chargés si le courant de bras est positif, les ΔN_{ON} condensateurs les plus chargés dans le cas contraire. Si $\Delta N_{ON} < 0$, il faut retirer des condensateurs du bras. Si le courant de bras est positif, il faut retirer les ΔN_{ON} plus chargés, les ΔN_{ON} moins chargés si le courant de bras est négatif. Aucune autre commutation n'est nécessaire.

L'algorithme RSF permet de limiter au maximum l'impact de l'équilibrage sur la fréquence de commutation des semi-conducteur. Contrairement à la majorité des Algorithmes d'Equilibrage des Tensions aux bornes des condensateurs (AET), il ne génère pas de commutation supplémentaires à celles imposées par l'étage de modulation. En contrepartie, cet algorithme a tendance à augmenter sensiblement les oscillations des tensions aux bornes des condensateurs par rapport aux autres algorithmes d'équilibrage.

De très nombreuses méthodes de modulation sont proposées dans la littérature. Elles peuvent être de type MLI [18], une modulation haute fréquence généralement obtenue via comparaison avec des porteuses de multiples et diverses formes comme la PDPWM générée à l'aide de porteuses triangulaires superposées, présentée Figure 4 ; de type modulation vectorielle [19] ; ou générées via des algorithmes. C'est le cas de la modulation dite NLM (Nearest Level Modulation), ou NLC (Nearest Level Control), qui consiste à discrétiser une onde de référence afin d'obtenir une forme en escalier en sortie (Figure 5 (b)).

Parmi toutes les modulations multiveaux, elle possède la fréquence de commutation la plus faible et se révèle très simple à mettre en œuvre. Le THD de la NLM est généralement plus élevé que les autres modulations du fait de sa faible fréquence de commutation, directement proportionnelle au nombre de sous-modules par bras.

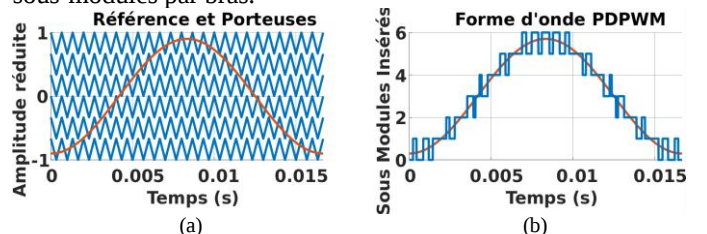


Figure 4 : Modulation PDPWM : Référence et porteuses (a), Forme d'onde (b)

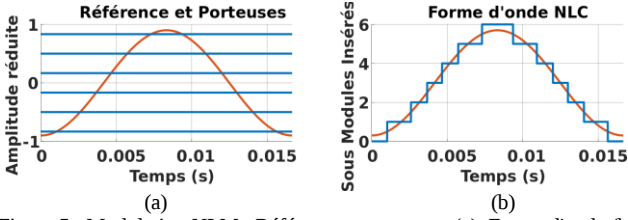


Figure 5 : Modulation NLM : Référence et porteuses (a), Forme d'onde (b)

Ceci devient cependant négligeable à mesure que le nombre de niveaux N augmente. Pour cette raison, la NLM est bien adaptée aux convertisseurs avec un grand nombre de sous-modules. Différentes méthodes sont proposées dans la littérature pour générer la NLM : par discrétisation [20], par calcul [21], ou encore associée à un algorithme d'équilibrage de tension [22]. L'utilisation de porteuses n'étant jamais étudiée. Dans ces travaux, une méthode simple de génération de la NLM via des porteuses en ligne superposées est proposée (Figure 5(a)).

On dispose dans l'espace de modulation normalisé $[-1,1]$ des porteuses à valeur constante dites « porteuses statiques ». C'est dans cet espace que la modulante prend ses valeurs après normalisation :

$$-1 < V_{refnorm} = \frac{V_{ref}}{V_{DC}} = m \sin(\omega t) < 1$$

Avec m l'indice de modulation d'une référence sinusoïdale. La référence prend alors des valeurs entre $-m$ et m dans l'espace normalisé $[-1;1]$. On a ici un MMC avec $N = 6$ sous-modules par bras, donc 6 porteuses qui produisent une onde de sortie à $N + 1 = 7$ niveaux. La position des porteuses dans l'espace est importante.

Dans ces travaux, l'écart entre les porteuses est maintenu constant. Il est possible d'envisager des répartitions différentes qui optimiseraient le THD par exemple. Cependant une telle répartition optimale dépendrait de l'indice de modulation m ce qui complexifierait le problème, nuisant à l'intérêt de la méthode. La distance entre chaque porteuse doit alors être $\frac{2}{N}$ pour remplir tout l'espace de manière homogène. La Figure 6 montre deux mauvaises répartitions des porteuses dans l'espace. Les ondes générées ne suivent pas la référence. Pour obtenir une onde NLM cohérente et en phase avec la référence, il faut que les porteuses soient symétriques par rapport au 0. C'est également un critère fondamental pour assurer la parité de l'onde de sortie. On doit donc avoir la porteuse la plus proche de -1 à $\frac{1}{N} - 1$, et la plus proche de $+1$ à $1 - \frac{1}{N}$, comme présenté Figure 5 (a). On numérote les porteuses de la 1^{ère} (la plus proche de -1) à la $N^{\text{ème}}$ (la plus proche de 1) et la $p^{\text{ème}}$ porteuse est une droite D_p d'équation :

$$D_p = \frac{2}{N}(p - 1) + \frac{1}{N} - 1 = \frac{2p - 1}{N} - 1$$

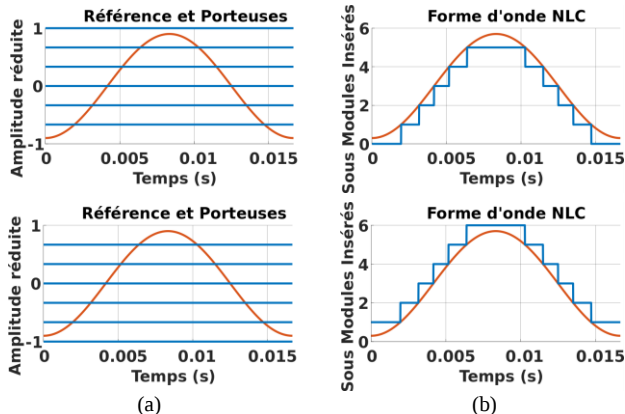


Figure 6 : Différentes positions des porteuses statiques pour la modulation NLM : Référence et porteuses (a), Forme d'onde (b)

Les porteuses statiques présentent l'intérêt principal de ne nécessiter qu'une seule valeur à stocker en mémoire pour être générées, contrairement aux porteuses classiques triangulaires ou en dents de scie qui en nécessitent un grand nombre. Elles permettent de générer très simplement une NLM.

L'algorithme RSF empêche toute commutation intempestive. Il faut un ordre de commutation de l'unité de contrôle pour retirer (ou ajouter) un sous-module dans le circuit. Or, la modulation NLM produit une onde en escalier pour une référence sinusoïdale. Elle n'a pas la caractéristique d'une MLI, et durant chaque demi-période du sinus, les sous-modules ne sont qu'insérés ou retirés du bras. Tant que la référence est croissante, on aura $\Delta N_{ON} \geq 0$, et inversement.

On aura toujours ΔN_{ON} du même signe que $\frac{dV_{ref}}{dt}$. Pour une sinusoïde $V_{ref} = V \sin(\omega t)$ modulée avec la NLM :

$$\begin{cases} \omega t \in [0; \pi]: \Delta N_{ON} \geq 0 \\ \omega t \in [\pi; 2\pi]: \Delta N_{ON} \leq 0 \end{cases}$$

Ainsi, si la NLM est utilisée conjointement avec le RSF, tant que la dérivée de la tension est positive, les sous-modules insérés dans le circuit ne seront jamais retirés. On se retrouve alors avec des tensions aux bornes des condensateurs qui ne sont plus contrôlables et dont l'évolution est imposée par le signe du courant de bras durant chaque demi-période du sinus de référence. La Figure 7 présente le courant de bras en rouge et le nombre de sous-modules insérés dans chaque bras en bleu en fonction de l'angle de la charge ϕ (côté AC) ($N = 10$ et $m = 1$).

Dans les deux bras, le courant est déphasé de 180° avec la tension pour un transfert de charge purement actif ($\cos(\phi) = 1$). Le courant de bras est composé de la moitié du courant de charge et du courant de circulation. Celui-ci est normalement chargé en harmoniques, notamment en 2ω , mais on traitera le cas simple où il est régulé à une valeur constante [23], représenté en pointillé sur la Figure 7. Cette valeur de courant DC circule sur le bus de façon à équilibrer la puissance active consommée par la charge :

$$\begin{aligned} V_{DC} I_{DC} &= P_{DC} = P_{AC} \\ I_{DC} &= \frac{I_{DC}}{3} = \frac{P_{AC}}{V_{DC}} \end{aligned}$$

Le courant de circulation est alors maximal lorsque le transfert de charge est purement actif ($\cos(\phi) = 1$) et nul lorsque le transfert de charge est purement réactif ($\cos(\phi) = 0$). L'air en jaune sur la Figure 7 représente le courant positif dans la plage de régime libre, qui est responsable de la déviation de la tension aux bornes du condensateur du premier sous-module inséré (première ligne verticale en pointillés noirs). Lorsque le courant change de signe, la déviation change également de signe.

Ainsi, on s'attend à une déviation en tension très élevée lorsque $\cos(\phi) = 0$ puisque le courant de bras traverse alors le condensateur du premier sous-module inséré pendant toute une demi période. Il semble inenvisageable de laisser des condensateurs en régime libre aussi longtemps.

Une simulation Matlab/Simulink d'un MMC monophasé est mise en œuvre avec $N = 30$, un transfert de charge purement réactif ($\cos(\phi) = 0$) et une tension moyenne de condensateur $V_{Cref} = 1600$ V. Elle met en évidence un second problème de compatibilité entre l'algorithme RSF et la modulation NLM.

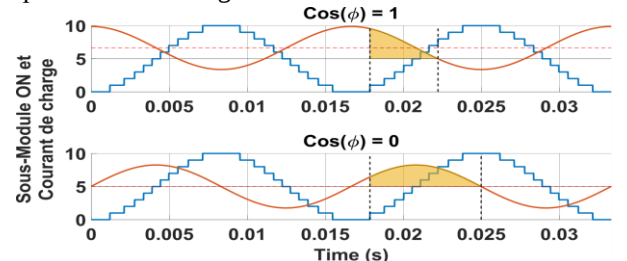


Figure 7 : Courant dans le premier sous-module inséré à chaque demi-période

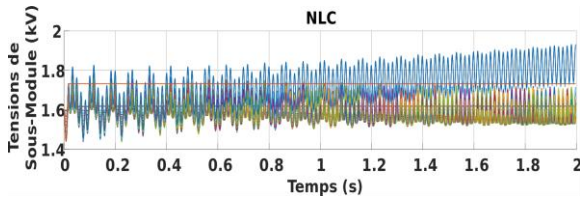


Figure 8 : Divergence des tensions de condensateurs sous NLM et RSF

En effet, en considérant par exemple un indice de modulation $m = 0.8$, le nombre de sous-module ON varie alors entre 3 et 27 dans les deux bras. On utilise la modulation NLM avec porteuses statiques et l'algorithme RSF pour équilibrer les tensions de condensateurs. Les 30 tensions de condensateurs du bras Up sont montrées Figure 8. On constate que la majorité des tensions sont équilibrées entre elles. Cependant, certains condensateurs voient leur tension rester constante, ou diverger vers $+\infty$. Dans le premier cas, il s'agit de sous-modules dont l'état est maintenu OFF. Dans l'autre, les sous-modules sont maintenues à l'état ON. Leurs tensions divergent à cause de la partie continue non nulle du courant de bras.

En synthèse, une incompatibilité est présente entre l'algorithme d'équilibrage RSF et la modulation NLM, notamment pour des $\cos(\varphi)$ proches de 0, pour lesquelles une instabilité apparaît. Or, ces deux méthodes restent, prisent indépendamment, les plus simple à mettre en œuvre, notamment lors de la recherche d'architectures avec un nombre très élevé de sous modules.

Dans cette première partie, a été proposée une méthode pour réaliser une modulation NLM avec des porteuses en lignes superposées. Cette approche allège grandement les calculateurs qui doivent générer N dents de scies ou triangles dans le cas des modulation MLI multiniveaux classiques. Il a également été mis en avant l'incompatibilité de l'algorithme RSF et de la modulation NLM, notamment pour des $\cos(\varphi)$ proches de 0, pour lesquelles une instabilité apparaît. La section suivante présente des modulations générées via des porteuses statiques compatibles avec l'algorithme RSF qui permettent de rendre compatible l'utilisation conjointe de ces deux méthodes.

3. PROPOSITION DE MODULATION COMPATIBLES RSF

L'échec de la NLM pour équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs avec l'algorithme RSF est dû à l'unicité du sens des commutations pendant chaque demi-période. Des améliorations sont proposées dans la suite. Le principe repose sur l'ajout de commutations dans la forme d'onde précédente. La modulation proposée est présentée Figure 9 (b). En haut la forme d'onde obtenue pour N pair ($N = 6$), et en bas la forme d'onde obtenue pour N impair ($N = 5$). Elles présentent à la fois les caractéristiques de la NLM et celles d'une modulation haute fréquence (MLI).

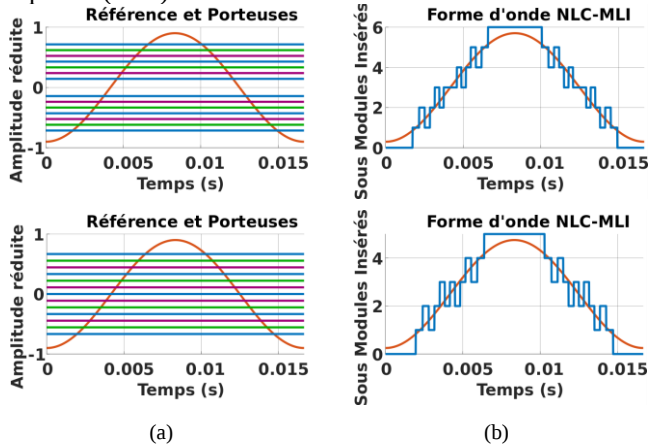


Figure 9 : Modulation NLM-MLI : référence et porteuses (a), forme d'onde (b) pour $N = 6$ (Haut) et $N = 5$ (Bas)

Elle est pour cette raison nommée ici « NLM-MLI » ou « NLC-MLI ». On trouve des formes d'ondes similaires dans [21] par exemple. Généralement, les formes d'ondes présentées dans la littérature sont générées à l'aide d'algorithmes, qui calculent des temps de conduction afin d'approximer au mieux la référence.

Ici, elle est générée à l'aide de porteuses statiques légèrement modifiées (Figure 9 (a)). On introduit en effet deux jeux de porteuses intermédiaires, qui vont générer des commutations supplémentaires. Les premières porteuses qui génèrent la forme d'onde en escalier sont en bleu, comme sur la Figure 5 (a). Les porteuses générant les commutations supplémentaires sont en vert et en mauve. Elles sont intercalées entre les porteuses bleues et le résultat produit est une forme d'onde NLM avec deux commutations supplémentaires à chaque niveau de tension.

Les porteuses ont des effets différents sur l'indice d'insertion. Notamment, lorsque la référence dépasse les porteuses mauves, l'indice d'insertion diminue au lieu d'augmenter. L'impact des différentes porteuses sur l'indice d'insertion est résumé dans le Tableau 1.

Tableau 1 : Porteuses et impact sur l'indice d'insertion

Porteuses	Bleues	Mauves	Vertes
Indice d'insertion	+ 1	+ 1	- 1

La position des porteuses dans l'espace de modulation est une question relativement plus complexe que pour la modulation précédente. En effet, l'introduction de porteuses intermédiaires entre les porteuses originellement proposées pour la NLM donne une forme d'onde peu satisfaisante (Figure 10 (a)). On voit que l'onde de sortie s'éloigne de la référence dans la pente du sinus proche des extrema. Une autre répartition est donc proposée. Elle produit une onde de sortie plus proche de la référence (Figure 10 (b)), mais peut présenter des paliers longs aux extrema du sinus de référence.

Pour assurer la parité de l'onde, on conserve une distance constante entre chaque porteuse, et la symétrie autour de 0. Pour cela, il est nécessaire que l'ordre des porteuses intermédiaires de la partie positive $[0 ; 1]$ soit inversé par rapport à celui de la partie négative $[-1 ; 0]$. C'est pour cette raison qu'au niveau du 0, il n'y a pas de porteuses intermédiaires pour les N pairs, ce qui entraîne un palier long. Pour les N impairs, l'ordre des porteuses intermédiaires s'inverse et on observe des commutations supplémentaires sur le palier. Dans les deux cas, la parité de l'onde est assurée, comme constaté Figure 9.

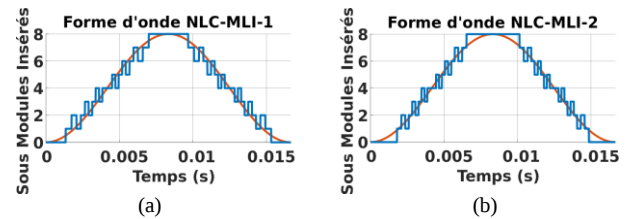


Figure 10 : Comparaison des modulation E-NLM: Porteuses NLM (a), Porteuses améliorées (b)

L'écart entre les porteuses principales (bleues) pour la NLM-MLI est de $\frac{2}{N+1}$, et non plus de $\frac{2}{N}$ comme la NLM. Cela produit un écart inférieur entre les porteuses, notamment pour de petites valeurs de N . La droite D_p qui porte la $p^{\text{ème}}$ porteuse a finalement pour équation :

$$D_p = \frac{2p}{N+1} - 1$$

Les positions des porteuses 0 et N sont alors respectivement :

$$\begin{cases} D_0 = \frac{2}{N+1} - 1 \\ D_N = 1 - \frac{2}{N+1} \end{cases}$$

Pour $N = 8$ et $m = 1$ comme dans l'exemple Figure 10, les porteuses extrêmes sont à ± 0.875 pour la NLM et ± 0.778 pour la NLC-MLI. On se retrouve alors avec des paliers 0 et N très longs par rapport à ceux produits par la NLM, notamment pour des N faibles et des indices de modulation élevés. Le problème des extrema des modulations proposées lorsque N est trop faible et m est grand ne sera pas traité ici, mais fera l'objet de travaux ultérieurs.

En introduisant des porteuses intermédiaires entre chaque porteuse principale, deux commutations supplémentaires apparaissent dans chaque palier NLC. Elles permettent de retirer des sous-modules dans la demi-période où la NLM ne faisait que les insérer, et de les insérer dans la demi-période où la NLM ne faisait que les retirer. On règle ainsi les problèmes d'instabilités de la NLM couplée au RSF, en réduisant grandement les oscillations de tensions aux bornes des condensateurs. Ainsi, le problème de mise en régime libre des sous-modules disparaît. Les porteuses intermédiaires sont placées respectivement au tiers et aux deux tiers de la distance entre deux porteuses statiques principales.

Comme la fréquence de sortie du signal est augmentée par rapport à la NLM, cela a pour effet de réduire le besoin en filtrage en sortie, mais augmente sensiblement la fréquence de commutation effective des composants de puissance. Pour un grand nombre de sous-modules, le besoin en filtrage devient quasiment négligeable, et on n'obtient pas vraiment de bénéfice en augmentant la fréquence du signal de sortie. De nombreuses commutations sont générées et les temps de conduction associés peuvent être très faibles, notamment aux alentours du 0 de la référence, où la pente est maximale. Des impulsions trop courtes peuvent générer des problèmes pour les systèmes à délai important et en particulier de la distorsion.

La fréquence de commutation élevée et les temps de conduction très faibles de la modulation précédente sont des défauts importants. Afin de les corriger, une troisième modulation est proposée. C'est la Enhanced-NLM (E-NLM), qui est une combinaison des deux modulations précédentes. Partant de la NLM-MLI, on retire des porteuses intermédiaires en partant du centre (0) vers les extérieurs de façon à générer un « trou » au milieu de l'onde de sortie dans lequel la modulation possède une forme d'escalier (NLM), tout en conservant la propriété de MLI qui permet des commutations supplémentaires aux extrema de l'onde.

Un exemple de ENLM avec $N = 8$ et $m = 1$ est présenté Figure 11. C'est la 2-ENLC, avec 2 « trous ». Le « trou » au centre de l'onde met les sous-modules en régime libre comme la NLM. En revanche dans le cas de le ENLM, le régime libre est plus court qu'une demi-période de sortie. Cette modulation possède donc une meilleure capacité à équilibrer les tensions avec le RSF que la NLM classique. Le trou de l'onde étant de plus situé autour du 0, les temps des conductions minimales des impulsions intermédiaires sont allongés.

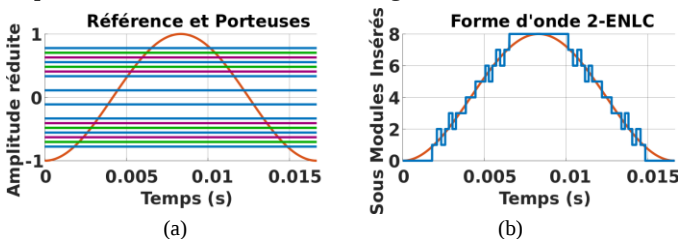


Figure 11 : Modulation E-NLM: Référence et porteuses (a), Forme d'onde (b)

De plus, sa fréquence de commutation moyenne est plus faible que celle de la NLM-MLI puisqu'on a des paliers sans commutations supplémentaires. Un des intérêts de la modulation est que la taille du trou est un paramètre qui permet de régler

l'ondulation de tension dans les condensateurs et la fréquence de commutation.

Pour vérifier la compatibilité de la modulation ENLM et de l'algorithme RSF, on lance la même simulation que pour la modulation NLM, pour laquelle nous obtenions des tensions de condensateurs divergentes (c.f Figure 8). On a toujours $N = 30$ et on a laissé 16 trous dans la ENLM. Le résultat est présenté Figure 12, les tensions de condensateurs sont bien équilibrées entre elles et on a bien réalisé une modulation compatible avec le RSF.

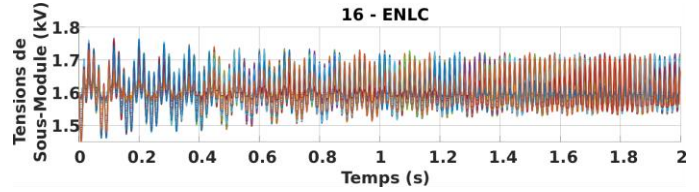


Figure 12 : Tensions de condensateurs sous ENLM et RSF

4. CALCULS ET VALIDATION PAR SIMULATION

Les modulations proposées dans ces travaux ont l'avantage d'être déterministes. En effet, les porteuses étant statiques, leurs valeurs ne dépendent pas du temps, contrairement aux classiques triangles et dents de scie. Ainsi, en connaissant simplement la référence, on peut parfaitement connaître la forme de l'onde de sortie, sa fréquence et les temps de conduction de chacun des paliers. Il est alors possible de caractériser dans une certaine mesure l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs par les modulations NLM et E-NLM avec l'algorithme RSF dans la plage où on observe le régime libre puisque ce dernier n'ajoute pas de commutation et préserve la forme d'onde ainsi que l'état des condensateurs du circuit.

On cherche à déterminer la dérive en tension maximale due au couplage des modulations et de l'algorithme RSF. Elle apparaît aux bornes du condensateur du sous-module dit « critique », qui sera le plus exposé au régime libre dans toute sa durée. Il s'agit de déterminer précisément les instants d'insertion et de retrait du sous-module critique puis d'intégrer le courant sur cette période, tant que celui-ci ne change pas de signe (Figure 7). Il est à noter que l'oscillation des tensions aux bornes des condensateurs dépend du courant de charge mais également du courant de circulation dans le bras. Comme dit plus haut, ce travail fait l'hypothèse que le courant de circulation est régulé autour d'une valeur purement DC. L'équation suivante permet de calculer la dérive en tension maximale ΔV_{SM} qui se produit dans les *trous* :

$$\Delta V_{SM} = \frac{1}{C\omega} \int_{\theta_1}^{\theta_2} I_{bras} d\theta$$

avec

$$\begin{cases} I_{bras} = I_{DC} + I_{AC} \cos(\theta - \varphi) \\ I_{DC} = \frac{P}{V_{DC}} \\ I_{AC} = \frac{1}{2} i_{charge} = \frac{1}{2} \frac{2S}{mV_{DC}} = \frac{S}{mV_{DC}} \end{cases}$$

On a donc :

$$\begin{aligned} \Delta V_{SM} &= \frac{1}{C\omega} \left(\frac{S}{mV_{DC}} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \cos(\theta - \varphi) d\theta + \frac{P}{U_{DC}} \int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta \right) \\ \Delta V_{SM} &= \frac{S}{mV_{DC}} \frac{1}{C\omega} (\sin(\theta_2 - \varphi) - \sin(\theta_1 - \varphi)) \\ &\quad + \frac{P}{U_{DC}} \frac{1}{C\omega} (\theta_2 - \theta_1) \end{aligned}$$

On peut déterminer ΔV_{SM} pour la NLM et la ENLM. Il s'agit de déterminer θ_1 et θ_2 . Concernant la NLM, la Figure 7 permet de visualiser que le courant ne change jamais de signe avant que le signe de ΔN_{ON} ne change. Ainsi, on sait que θ_2 ne dépend que de I_{bras} . Le changement de signe du courant dépend de φ mais également de la composante DC :

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} + \varphi + \theta_{DC}$$

θ_{DC} est l'angle supplémentaire durant lequel le courant $I_{bras} > 0$ mais où $I_{AC} < 0$. θ_{DC} est solution de l'équation :

$$\theta_{DC} = \arcsin\left(\frac{I_{DC}}{I_{AC}}\right)$$

La valeur de θ_1 est en revanche uniquement dépendante de la modulation. On cherche ici à déterminer quel est l'angle d'insertion du premier sous-module. Cela revient à chercher l'angle à partir duquel un cosinus d'amplitude m croise la $p^{\text{ème}}$ porteuse telle que :

$$\frac{2(p-1)+1}{N} - 1 < m < \frac{2p+1}{N} - 1$$

On détermine alors la valeur de p :

$$p = \left\lceil \frac{N(m+1)+1}{2} \right\rceil$$

Avec $[x]$ la partie entière de x . L'équation de la droite de la porteuse p est alors :

$$D = \frac{2p-1}{N} - 1 = \frac{2 \left\lfloor \frac{N(m+1)+1}{2} \right\rfloor - 1}{N} - 1$$

Comme pour θ_{DC} , on détermine θ_1 comme l'angle auquel un cosinus atteint la droite D :

$$\theta_1 = \arccos\left(\frac{2 \left\lfloor \frac{N(m+1)+1}{2} \right\rfloor - 1}{Nm} - \frac{1}{m}\right)$$

On fait un raisonnement similaire pour la ENLM. Cependant, la détermination de θ_2 est moins évidente car, comme on peut le voir Figure 13, la plage de régime libre est limitée par le signe du courant pour des angles de charge φ faibles et des trous suffisamment grands, mais par la modulation elle-même dans les autres cas.

On détermine θ_1 comme précédemment. Cette fois, la $p^{\text{ème}}$ porteuse est celle à partir de laquelle le trou commence. Soit T le nombre de paliers sans commutations supplémentaires. On doit toujours avoir la même parité pour T et N afin de respecter la symétrie de l'onde de sortie. Cependant, indépendamment de la parité de N et T , on trouve la porteuse p :

$$p = \frac{N}{2} + \frac{T}{2} + 2$$

Et on a θ_1 l'angle à partir duquel un cosinus d'amplitude m atteint la porteuse p :

$$\theta_1 = \arccos\left(\frac{2p}{m(N+1)} - \frac{1}{m}\right)$$

$$\theta_1 = \arccos\left(\frac{T+1}{m(N+1)}\right)$$

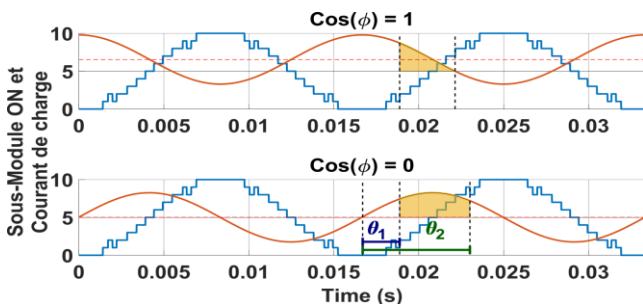


Figure 13 : ENLC : Courant de régime libre dans le sous-module critique

θ_2 vaut θ_{DC} si le courant s'annule pendant le trou. Sinon, la détermination de θ_2 est similaire à θ_1 . La porteuse est presque symétrique à la précédente par rapport à $\frac{\pi}{2}$. θ_2 est l'angle auquel le sinus de référence atteint la droite D_{Mauve} qui correspond à la première porteuse mauve (premier retrait de sous-module) après le trou. On trouve :

$$D_{mauve} = \frac{2p}{N+1} - 1 + \frac{2}{3(N+1)}$$

Avec :

$$\theta_{fin} = \arccos\left(-\frac{3T+5}{3m(N+1)}\right)$$

Finalement on aura

$$\begin{cases} \theta_2 = \frac{\pi}{2} + \varphi + \theta_{DC} \text{ si } \theta_{fin} > \frac{\pi}{2} + \theta_{DC} + \varphi \\ \theta_2 = \theta_{fin} = \arccos\left(-\frac{3T+5}{3m(N+1)}\right) \text{ sinon} \end{cases}$$

Ces calculs permettent de déterminer la déviation en tension maximale subie par le sous-module qui est inséré au début du régime libre et retiré à la fin. Pour la NLM, ce résultat correspond bien à la dérive maximale observée. Cependant, rien ne garantit que la dérive calculée pour la ENLM sera bien la dérive maximale. Sous l'effet du RSF, le sous-module inséré au début du régime libre ne sera pas forcément celui retiré à la fin de celui-ci. On a alors simplement une valeur minimale qui permet de pré-estimer la valeur de la déviation maximale.

Afin de valider les résultats précédents et de comparer les différentes modulations proposées, on réalise une simulation d'un MMC monophasé avec $N = 20$. La simulation est réalisée sur Matlab/Simulink. Les tensions de condensateurs oscillent autour d'une valeur moyenne $V_c = 1600 V$. La puissance de sortie est $S = 1 MVA$ et l'angle de charge vaut $\varphi = \frac{\pi}{12}$. L'indice de modulation est $m = 0.96$. On a alors une tension de sortie sinusoïdale de valeur efficace 10.86 kV, pour un courant de sortie d'une valeur efficace de 94 A. Les condensateurs de sous-modules ont une capacité $C = 1.5 mF$ et l'inductance de bras vaut $L_{bras} = 1 mH$. Le courant de circulation est régulé autour d'une valeur DC de 24 A. Le convertisseur est simulé en régime établi. Les formes d'ondes de la tension et du courant de sortie sont présentées Figure 14. Les tensions aux bornes des condensateurs des sous-modules du bras U sont présentées Figure 15. L'algorithme d'équilibrage est le RSF et les modulations suivantes sont comparées : NLM, 10-ENLM (10 trous), 4-ENLM (4 trous), NLM-MLI et PDPWM.

Pour comparer les différentes modulations, on choisit trois critères, résumés dans le Tableau 2 : la fréquence de commutation moyenne f_{commut} , le temps de conduction minimale t_{min} , et la déviation maximale des tensions de sous-modules par rapport à la tension de référence en pourcent ΔV_{Max} .

Tableau 2 : Comparaison des différentes modulations du MMC monophasé

Modulations	f_{commut}	t_{min}	ΔV_{Max}
NLM	1.2 kHz	274 μs	14.4 %
10-ENLM	2.25 kHz	104 μs	10.6 %
4-ENLM	2.97 kHz	89 μs	8.4 %
NLM-MLI	3.45 kHz	85 μs	6.4 %
PDPWM	5 kHz	< 4 μs	6.8 %

La fréquence des porteuses PDPWM est 5 kHz. Elle doit être suffisante pour générer des commutations qui empêchent la mise en régime libre des sous-modules. Cependant, elle produit des commutations incontrôlées et on obtient des temps de

conduction extrêmement courts. Cela peut provoquer des distorsions dans les systèmes avec des délais, ou nécessiter un filtrage conséquent. Les modulations à base de porteuses statiques donnent toujours des temps de conduction déterministes. On constate sans surprise que plus la fréquence de commutation est élevée, plus la déviation en tension est faible. Dans le cas de la NLM, la déviation provient surtout du fait que les sous-modules sont laissés insérés pendant toute une demi-période de la référence.

La fréquence de commutation de la ENLM peut être ajustée via son nombre de trous, et les temps de conduction peuvent être allongés dans une certaine mesure. Augmenter le nombre de trous dans l'onde augmente cependant la déviation en tension. Ainsi, suivant l'application, on peut ajuster le nombre de trous afin de limiter la fréquence de commutation, tout en assurant de rentrer dans les gabarits de déviation en tension. Typiquement, si on veut $V_C = V_{C,ref} \pm 10\%$, la 10-ENLM ne fera pas l'affaire, et il faudra plutôt choisir la 8-ENLM, ou augmenter la taille des condensateurs.

Finalement, on compare les dérives en tension avec les valeurs théoriques des formules précédentes. Pour la NLC, la valeur théorique est 231 V, et on mesure une dérive de 230 V, ce qui est presque exact. En revanche, on trouve 88 V en théorie pour la 4 ENLM, contre 108 V en simulation, et 95 V théoriques pour la 10 ENLM contre 170 V en simulation. Les formules précédemment introduites fonctionnent très bien pour la NLM mais ne permettent pas de donner une idée de la dérive en tension crête à crête pour la ENLM. En effet, elles ne caractérisent que la dérive en tension d'un sous-module mis en régime libre. Les observations précédentes sont résumées dans le Tableau 3.

Tableau 3 : Comparaison des caractéristiques des modulation proposées

Caractéristiques	NLM	NLM-MLI	E-NLM	PDPWM
Fréquence de Commutation	++	--	+	--
Compatibilité avec RSF	--	++	+	++
Temps de conduction	++	-	+	--
Simplicité d'implémentation	++	++	++	+

5. CONCLUSION

Ce travail traite du problème de compatibilité entre l'algorithme RSF et la modulation dite NLM. Il est montré que la forme d'onde en escalier produite par cette modulation ne permet pas d'équilibrer les tensions de condensateurs d'un bras de convertisseur MMC avec l'algorithme RSF. Des instabilités apparaissent dans certaines conditions de charge. La NLM possède pourtant la fréquence de commutation la plus faible et un certain déterminisme quant aux durée des paliers de conduction. Des calculs permettent de prévoir à l'avance la dérive en tension engendrée par le couplage de cette modulation avec l'algorithme RSF, qui n'ajoute pas de commutation supplémentaire.

L'originalité de ce travail réside dans la génération de la forme d'onde. L'utilisation de porteuses statiques autorise une grande réduction des calculs de l'unité de contrôle. Ce procédé très simple est généralisable à N niveaux.

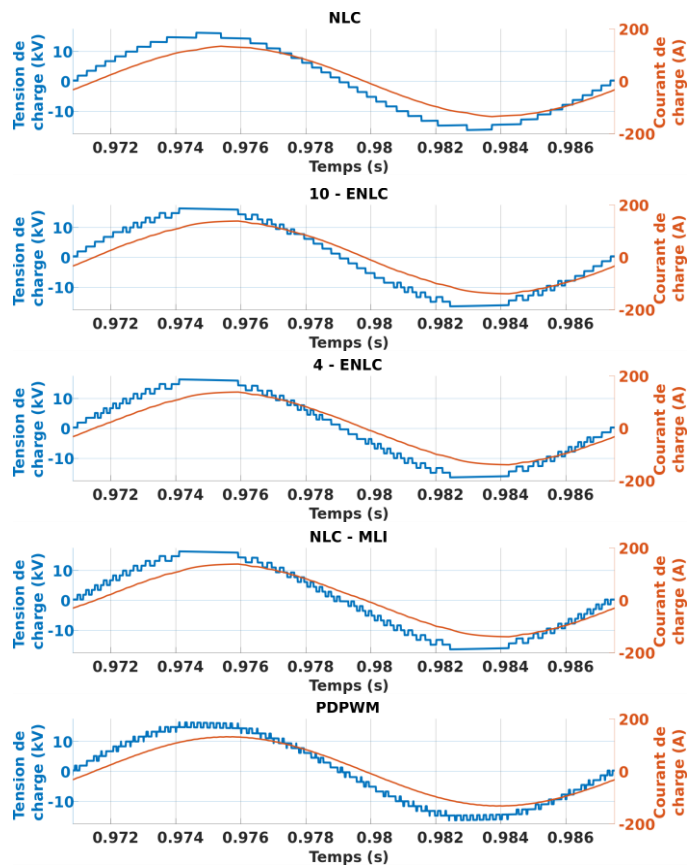


Figure 14 : Tension et courant de sortie pour différentes modulation

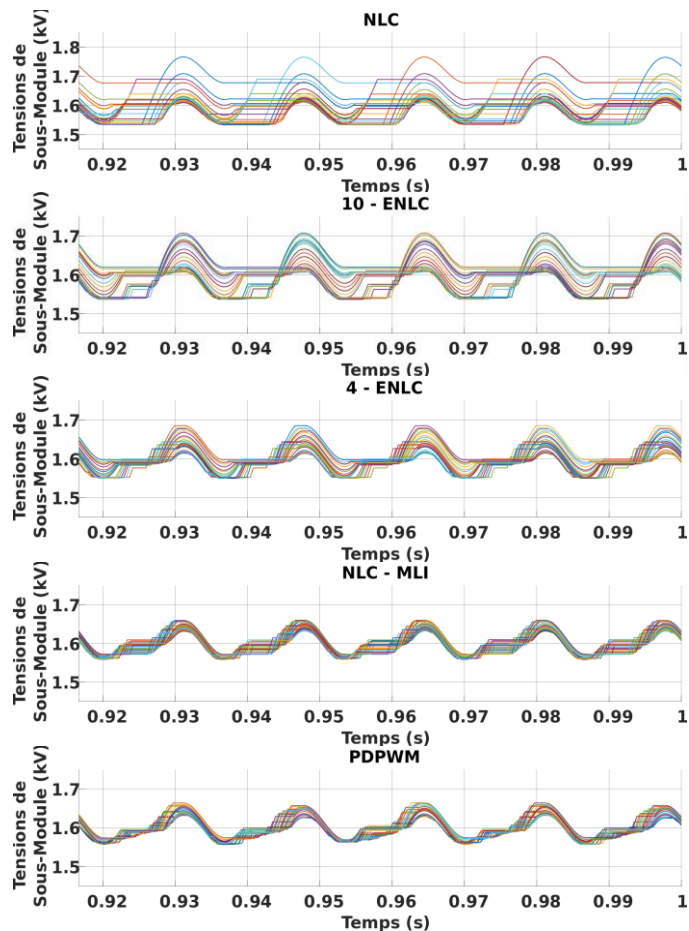


Figure 15 : Tensions aux bornes des condensateurs du bras U

Devant l'incompatibilité du RSF et de la modulation NLM, deux nouvelles modulations sont introduites. La NLM-MLI possède à la fois des caractéristiques de NLM et de MLI. Elle est également générée à base de porteuses statiques. Il est montré par simulation qu'elle est compatible avec l'algorithme RSF mais génère en contrepartie beaucoup de commutations. Finalement la modulation ENLM est présentée, qui possède à la fois les avantages de la NLM et ceux de la NLM-MLI. Sa génération est également d'une grande simplicité via les porteuses statiques de la NLM-MLI. La profondeur du « trou » de la ENLM est un paramètre ajustable suivant l'application qui permet un compromis entre équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs et fréquence de commutation. Elle offre également un certain déterminisme permettant de caractériser la dérive en tension des condensateurs dans une certaine mesure, et de garantir des temps de conduction relativement longs.

Une simulation est réalisée sur Matlab/Simulink permettant d'évaluer l'impact des différentes modulations sur l'oscillation des tensions de sous-module. Les modulations sont également comparées avec une PDPWM classique. Pour fonctionner avec l'algorithme RSF, sa fréquence de commutation doit être relativement élevée. Il est montré que la ENLM peut permettre de réduire de moitié cette fréquence, au prix d'une dérive en tension aux bornes des condensateurs plus importante (moins de 4 points). La NLC-MLI reste une excellente alternative aux MLI classiques à porteuses triangulaires puisqu'elle assure une dérive en tension équivalente pour des temps de conduction bien plus élevés et déterministe, avec des fréquences de commutation équivalentes voire plus faibles.

L'influence du « trou » de la ENLM est également mise en évidence. La ENLM offre un excellent compromis entre la fréquence de commutation, l'équilibrage des tensions de sous-modules, et le déterminisme.

Des travaux ultérieurs seront menés afin d'examiner plus en profondeur les applications et les limites des modulations présentées. Le problème lié à l'indice de modulation pour des N faibles y sera notamment étudié.

6. RÉFÉRENCES

- [1] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," *2003 IEEE Bol. PowerTech - Conf. Proc.*, vol. 3, pp. 272–277, 2003.
- [2] P. W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 202–208, 1997.
- [3] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," 1992.
- [4] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga, and H. P. Nee, "Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 57–68, 2012.
- [5] L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, and H. P. Nee, "Dynamic analysis of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2526–2537, 2013.
- [6] Z. Li, P. Wang, H. Zhu, Z. Chu, and Y. Li, "An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3472–3481, 2012.
- [7] B. Bahrani, S. Debnath, and M. Saeedifard, "Circulating Current Suppression of the Modular Multilevel Converter in a Double-Frequency Rotating Reference Frame," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 783–792, 2016.
- [8] M. Saeedifard and R. Iravani, "Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2903–2912, 2010.
- [9] A. Antonopoulos, L. Angquist, and H.-P. Nee, "On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter," *EPE'09 - 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 1–10, 2009.
- [10] A. Mahé, A. Houari, J.-C. Olivier, M. Machmoum, and J. Deniaud, "Modulation Technic Highlight for State of Charge Balancing on a Series Cascaded Converter," *Electrimacs*, no. July, pp. 107–118, 2017.
- [11] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga, and H.-P. Nee, "A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency," in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, 2011, pp. 991–998.
- [12] S. Du, J. Liu, and T. Liu, "Modulation and closed-loop-based DC capacitor voltage control for MMC with fundamental switching frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 327–338, 2015.
- [13] M. Hagiwara and H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters," *Power Electron. Spec. Conf. 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 154–161, 2008.
- [14] J. Qin and M. Saeedifard, "Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 3, pp. 1538–1547, 2012.
- [15] A. Hassanpoor, L. Ängquist, S. Norrga, K. Ilves, and H. P. Nee, "Tolerance band modulation methods for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 311–326, 2015.
- [16] A. Hassanpoor, A. Roostaei, S. Norrga, and M. Lindgren, "Optimization-based cell selection method for grid-connected modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 2780–2790, 2016.
- [17] Q. Tu, Z. Xu, and L. Xu, "Reduced Switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 3, pp. 2009–2017, 2011.
- [18] M. S. Rajan and R. Seyezhai, "Comparative study of multicarrier PWM techniques for a modular multilevel inverter," *Int. J. Eng. Technol.*, vol. 5, no. 6, pp. 4850–4865, 2013.
- [19] F. Chen and W. Qiao, "A general space vector PWM scheme for multilevel inverters," *ECCE 2016 - IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Proc.*, no. December, pp. 1–6, 2016.
- [20] Q. Tu and Z. Xu, "Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 1, pp. 298–306, 2011.
- [21] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer, "Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2633–2642, 2010.
- [22] P. M. Meshram and V. B. Borghate, "A simplified nearest level control (NLC) voltage balancing method for modular multilevel converter (MMC)," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 450–462, 2015.
- [23] R. Picas, J. Pou, S. Ceballos, V. G. Agelidis, and M. Saeedifard, "Minimization of the capacitor voltage fluctuations of a modular multilevel converter by circulating current control," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 4985–4991, 2