

Comparaison entre différents modèles du convertisseur modulaire multiniveau

Rafael Coelho-Medeiros^{1,2,3}, Bogdan Dzonlaga³, Jean-Claude Vannier^{1,2}, Jing Dai^{1,2},

Loic Queval^{1,2} and Philippe Egrot³

¹ Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France.

²Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 75252, Paris, France

³EDF R&D - Electrical Equipment Laboratory EDF Lab Les Renardières, 77250, Moret-sur-Loing, France

RESUME – Dans cet article, nous comparons le modèle *detailed switching* (DS) du convertisseur modulaire multiniveau (MMC) avec le modèle *arm average* (AA), le modèle *state space time-invariant* (SSTI) et le modèle *harmonic state-space* (HSS). Deux cas sont étudiés : une à cinq sous-modules (SM) et l'autre à 50 SMs. La performance des modèles est évaluée en termes de leur précision sur la représentation des dynamiques et des temps de calcul associés. Les résultats démontrent que l'AA est 700 fois plus rapide que le modèle DS, et que le SSTI et le HSS sont plus de 7000 fois plus rapides que le modèle DS.

Mots-clés – *Modular Multilevel Converter (MMC), Harmonic State Space (HSS), High Voltage Direct Current, Nearest Level Control (NLC), Voltage Source Converter (VSC).*

1. INTRODUCTION

Le convertisseur modulaire multiniveau (MMC) est devenu une solution industriellement mature pour les applications de transport de puissance en haute tension courant continu (HVDC). Comparée à un onduleur de tension à 2 niveaux, cette topologie présente des avantages tels que la conception modulaire, l'adaptabilité au niveau de tension, son rendement élevé et la faible distorsion harmonique de la tension modulée du côté alternatif [1]. Contrairement à un onduleur de tension à 2 niveaux, le MMC présente des dynamiques internes qui sont liées aux courants de circulation et à l'ondulation des tensions des condensateurs. Ces dynamiques influencent la stabilité du fonctionnement du convertisseur et, par conséquent, leur modélisation est essentielle aux premiers stades de son dimensionnement.

Pour modéliser le MMC, on peut s'appuyer sur des modèles qui sont dépendants du temps, tels que le modèle *detailed switching* (DS) [2] et le modèle *averaged arm* (AA) [3]. Les équations modélisant le comportement du convertisseur sont résolues à travers des méthodes numériques à pas de temps fixe ou variable. La simulation des systèmes avec un grand nombre de variables d'état pose des défis importants en termes du temps de calcul et du mémoire. Alternativement, le modèle *state-space time-invariant* (SSTI) [4] et le modèle *harmonic state-space* (HSS) [5] éliminent la dépendance temporelle des équations du convertisseur. Qui peuvent être résolues par des inversions des matrices creuses, ce qui conduit à une réduction substantielle du temps de calcul.

Le modèle DS [2] reproduit la topologie du sous-module (SM) avec des interrupteurs de puissance (transistors et diodes) commandés indépendamment par leurs fonctions

de commutation, obtenues par la conversion de la référence pour la tension modulée par un modulateur associé à un algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs des SMs.

Le modèle AA [3] suppose l'égalité des tensions des condensateurs des SMs dans chaque bras, ce qui permet de simplifier chaque bras par une paire de sources de tension et de courant contrôlées. Ainsi, les interrupteurs individuels ne sont pas explicitement représentés. Le SM équivalent de chaque bras est commandé par la fonction de commutation du bras correspondant à la somme des fonctions de commutation des SMs individuels. Ensuite, la fonction de commutation de bras est moyennée en négligeant les harmoniques de modulation [3].

Le modèle SSTI [4] adopte les mêmes hypothèses que l'AA. L'indépendance temporelle du modèle est obtenue en tronquant les équations du convertisseur au deuxième harmonique et en les écrivant dans deux référentiels rotatifs correspondant respectivement à la fréquence fondamentale f_0 et au deuxième harmonique $2f_0$.

Le modèle HSS [5] adopte également les mêmes hypothèses que l'AA où les équations sont tronquées à la deuxième harmonique. La dépendance temporelle est éliminée en transposant les équations du convertisseur du domaine temporel au domaine fréquentiel en utilisant la décomposition HSS des systèmes linéaires périodiques.

Ce document est organisé de la façon suivante. Dans la section 2, on rappelle la topologie du MMC et ses équations de base. Dans la section 3, on étudie les résultats de simulations pour les deux cas d'étude (cinq SM et 50 SM), avec une discussion proposée pour chaque modèle concernant son comportement en termes de la précision, du temps de calcul et de l'objectif et l'applicabilité à l'analyse du convertisseur.

2. CONVERTISSEUR MODULAIRE MULTINIVEAU

On étudie le MMC composé de N SMs en demi-pont (HB) connectés en série, comme représenté sur la figure. 1. Chaque bobine de bras est modélisée par une résistance R en série avec une inductance L . Le MMC est connecté à un réseau AC modélisé par une résistance R_g et une inductance L_g en série avec une source de tension alternative. L'indice de phase est désigné par j .

Dans cette section, on présente les équations du MMC communes à tous les modèles. Ensuite, on aborde la mise en oeuvre et les principaux aspects de chaque modèle.

2.1. Les équations de base du MMC

Dans la figure 1, $v_{nj}(t)$ est la tension du réseau AC, $i_{uj}(t)$ et $i_{lj}(t)$ sont les courants des bras supérieur et inférieur, $u_{dc}(t)$ est la tension du bus continu et $i_j^\Delta(t)$ est le courant du côté AC.

Pour le i -ème SM de la phase j , les fonctions de commutation des bras supérieur et inférieur sont données par $u_{uj}^{(i)}(t)$ et $u_{lj}^{(i)}(t)$ respectivement. La i -ème tension modulée s'écrit

$$v_{uj}^{(i)}(t) = u_{uj}^{(i)}(t) v_{cu,j}^{(i)}(t) \quad (1a)$$

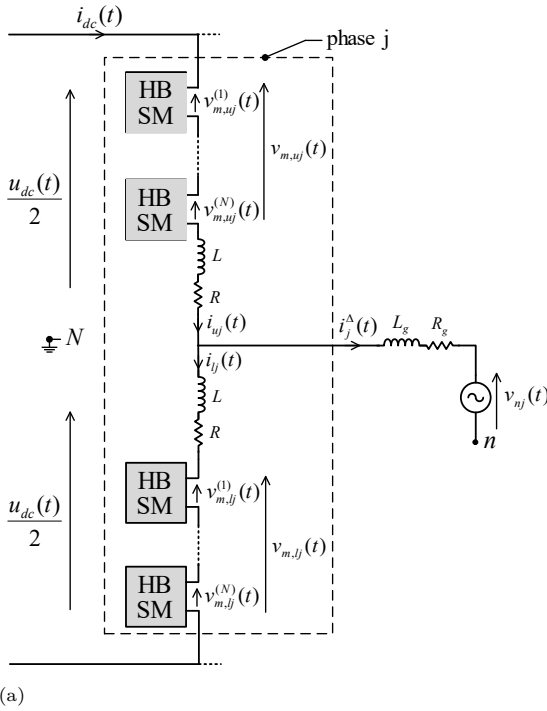
$$v_{lj}^{(i)}(t) = u_{lj}^{(i)}(t) v_{cl,j}^{(i)}(t) \quad (1b)$$

où $i \in \{1, 2, \dots, N\}$, $v_{cu,j}^{(i)}(t)$ et $v_{cl,j}^{(i)}(t)$ sont les tensions du i -ème condensateur de la phase j du bras supérieur et inférieur respectivement.

La tension modulée par chaque bras de la phase j est donnée par

$$v_{uj}(t) = \sum_{i=1}^N v_{uj}^{(i)}(t) \quad (2a)$$

$$v_{lj}(t) = \sum_{i=1}^N v_{lj}^{(i)}(t) \quad (2b)$$



(a)

Les dynamiques de courant des bras du MMC sont couplées. Une approche de découplage consiste à utiliser la transformation UL- $\Delta\Sigma$ [4, 7].

$$i_j^\Delta(t) \triangleq i_{uj}(t) - i_{lj}(t) \quad (3a)$$

$$i_j^\Sigma(t) \triangleq \frac{i_{uj}(t) + i_{lj}(t)}{2} \quad (3b)$$

$$v_{cj}^\Delta \triangleq \frac{-v_{cu,j}(t) + v_{cl,j}(t)}{2} \quad (3c)$$

$$v_{cj}^\Sigma \triangleq \frac{v_{cu,j}(t) + v_{cl,j}(t)}{2} \quad (3d)$$

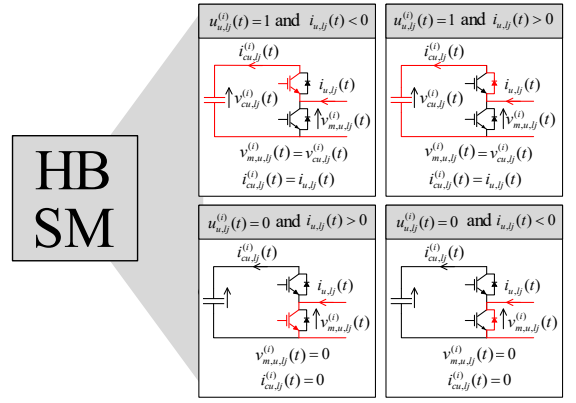


fig. 1. (a) Circuit du HB-MMC triphasé. (b) Commande du HB SM.

$$v_{m,j}^\Delta \triangleq \frac{v_{uj}(t) - v_{lj}(t)}{2} \quad (3e)$$

$$v_{m,j}^\Sigma \triangleq \frac{v_{uj}(t) + v_{lj}(t)}{2} \quad (3f)$$

$$u_j^\Delta(t) \triangleq u_{uj}(t) - u_{lj}(t) \quad (3g)$$

$$u_j^\Sigma(t) \triangleq u_{uj}(t) + u_{lj}(t) \quad (3h)$$

où $v_{cu,j}^{(i)}(t)$ et $v_{cl,j}^{(i)}(t)$ correspondent aux sommes des tensions des condensateurs des bras supérieur et inférieur de la phase j et $u_{uj}(t)$ et $u_{lj}(t)$ à la somme des toutes les fonctions de commutations des bras supérieur et inférieur de la phase j respectivement.

La dynamique externe du MMC correspond à la dynamique du côté AC. Cette dynamique est donnée par [7]

$$L_{ac} \frac{d}{dt} i_j^\Delta(t) + R_{ac} i_j^\Delta(t) + v_{nj}(t) - v_{m,j}^\Delta(t) + v_{nN}(t) = 0 \quad (4)$$

avec

$$L_{ac} \triangleq \frac{L + 2L_g}{2} \quad (5a)$$

$$R_{ac} \triangleq \frac{R + 2R_g}{2} \quad (5b)$$

et $v_{nN}(t)$ est la tension différentielle de neutre qui sera considérée nulle par la suite.

La dynamique interne correspond aux fluctuations de tension des condensateurs et aux courants de circulation. Cette dynamique est donnée par [7]

$$L \frac{d}{dt} i_j^\Sigma(t) + R i_j^\Sigma(t) + v_{m,j}^\Sigma(t) - \frac{u_{dc}(t)}{2} = 0 \quad (6)$$

La dynamique interne des tensions des condensateurs est [7]

$$C \frac{d}{dt} v_{cj}^\Delta(t) = -\frac{u_j^\Sigma(t)}{4} i_j^\Delta(t) + \frac{u_j^\Delta(t)}{2} i_j^\Sigma(t) \quad (7a)$$

$$C \frac{d}{dt} v_{cj}^\Sigma(t) = -\frac{u_j^\Delta(t)}{4} i_j^\Delta(t) + \frac{u_j^\Sigma(t)}{2} i_j^\Sigma(t) \quad (7b)$$

La référence pour les indices de modulations des bras est adoptée comme dans [8]

$$m_{uj}^*(t) = \frac{N}{2} \left(1 - M \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi k}{3} - \theta_m \right) \right) \quad (8a)$$

$$m_{lj}^*(t) = \frac{N}{2} \left(1 - M \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi k}{3} - \theta_m \right) \right) \quad (8b)$$

où $k \in \{-1, 0, 1\}$, pour $j \in \{a, b, c\}$ et M et θ_m sont l'amplitude et la phase de l'indice de modulation.

Le point d'opération du convertisseur est imposé à travers de M et θ_m . La tension du réseau AC et celle du bus DC sont adoptées comme étant

$$v_{nj}(t) = V_{nj1} \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi k}{3} \right) \quad (9a)$$

$$u_{dc}(t) = U_{dc} \quad (9b)$$

2.2. Le modèle detailed switching

Pour le modèle DS, $u_{uj}^{(i)}(t)$ et $u_{lj}^{(i)}(t)$ sont déterminées à partir des tensions de références pour des bras, $v_{uj}^*(t)$ et $v_{lj}^*(t)$, comme illustré dans la figure 2.

Les indices de modulation pour le bras supérieur et inférieur de la phase j sont définis tels que

$$m_{uj}^*(t) = \frac{v_{muj}^*(t)}{U_{DC}} \quad (10a)$$

$$m_{lj}^*(t) = \frac{v_{mlj}^*(t)}{U_{DC}} \quad (10b)$$

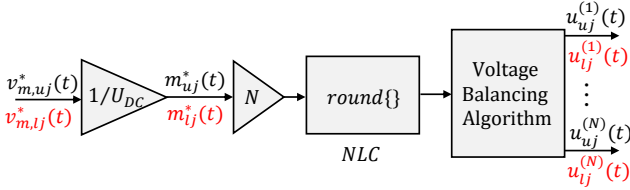


fig. 2. Schéma de la modulation *Nearest Level Control* NLC associée à l'algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs.

2.3. Le modèle arm average

Pour l'AA, on suppose que tous les SMs sont identiques (mêmes composants actifs et passifs) et que l'équilibrage des tensions entre les condensateurs est idéal, de telle sorte que tous les condensateurs d'un même bras ont la même tension à tout instant,

$$v_{cuj}^{(i)}(t) = \frac{v_{cuj}(t)}{N} \quad \forall i \in \{1, N\} \quad (11a)$$

$$v_{clj}^{(i)}(t) = \frac{v_{clj}(t)}{N} \quad \forall i \in \{1, N\} \quad (11b)$$

L'équation. (2) devient alors

$$v_{uj}(t) = u_{uj}(t) \frac{v_{cuj}(t)}{N} \quad (12a)$$

$$v_{lj}(t) = u_{lj}(t) \frac{v_{clj}(t)}{N} \quad (12b)$$

Afin d'analyser le comportement du convertisseur en basse fréquence, nous supposons que les fonctions $u_{uj}(t)$ et $u_{lj}(t)$ sont [3]

$$u_{uj}(t) = N m_{uj}^*(t) \quad (13a)$$

$$u_{lj}(t) = N m_{lj}^*(t) \quad (13b)$$

2.4. Le modèle $\Delta\Sigma$ SSTI

Avec les notations adaptées de [4], le modèle Delta-Sigma SSTI est écrit dans le référentiel tournant dq0 de la façon suivante

$$v_{m,dq0}^\Delta = M_{A1a}^{\Delta*} v_{c,dq0}^\Sigma + M_{A1b}^{\Sigma*} v_{c,dq0}^\Delta \quad (14a)$$

$$v_{m,dq0}^\Sigma = M_{A2a}^{\Sigma*} v_{c,dq0}^\Sigma + M_{A2b}^{\Delta*} v_{c,dq0}^\Delta \quad (14b)$$

$$L_{ac} J_\omega i_{dq0}^\Delta = v_{m,dq0}^\Delta - v_{n,dq0} - R_{ac} i_{dq0}^\Delta \quad (14c)$$

$$L J_{-2\omega} i_{dq0}^\Sigma = \frac{1}{2} [0 \quad 0 \quad U_{dc}]^T - v_{m,dq0}^\Sigma - R i_{dq0}^\Sigma \quad (14d)$$

$$J_\omega v_{c,dq0}^\Delta = \frac{N}{2C} (M_{3a}^{\Sigma*} i_{dq0}^\Delta + M_{3b}^{\Delta*} i_{dq0}^\Sigma) \quad (14e)$$

$$J_\omega v_{c,dq0}^\Sigma = \frac{N}{2C} (M_{4a}^{\Delta*} i_{dq0}^\Delta + M_{4b}^{\Sigma*} i_{dq0}^\Sigma) \quad (14f)$$

Ce système d'équations peut être représenté sous la forme

$$A x_{dq0}^{\Delta\Sigma} = B \quad (15)$$

où A est une matrice de taille 18×18 composée par les variables de contrôle $m^{\Delta*}$ et $m^{\Sigma*}$, les éléments passifs L , C , R , L_g , R_g , et N ; B est un vecteur de taille 18×1 composé des tensions du réseau AC et celle du bus DC. La solution du modèle SSTI est obtenue par l'inversion de l'eq. (15).

2.5. Le modèle $\Delta\Sigma$ HSS

Dans le modèle Delta-Sigma HSS, les équations (4), (6) et (7) peuvent être réécrites, pour la phase j , sous la forme d'un système linéaire périodique dans le temps

$$\frac{d}{dt} x_j(t) = A_j(t) x_j(t) + B_j(t) u_j(t) \quad (16a)$$

$$y_j(t) = C_j(t) x_j(t) + D_j(t) u_j(t) \quad (16b)$$

avec

$$x_j(t) = [i_j^\Delta(t) \quad i_j^\Sigma(t) \quad v_{cj}^\Delta(t) \quad v_{cj}^\Sigma(t)]^T \quad (17a)$$

$$u_j(t) = \begin{bmatrix} v_{nj}(t) \\ u_{dc}(t) \end{bmatrix} \quad (17b)$$

$$A_j(t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ac}}{L_{ac}} & 0 & \frac{u_j^\Sigma(t)}{2NL_{ac}} & \frac{u_j^\Delta(t)}{2NL_{ac}} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{u_j^\Delta(t)}{2NL} & -\frac{u_j^\Sigma(t)}{2NL} \\ -\frac{u_j^\Sigma(t)}{4C} & \frac{u_j^\Delta(t)}{4C} & 0 & 0 \\ -\frac{u_j^\Delta(t)}{4C} & \frac{u_j^\Sigma(t)}{4C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (17c)$$

$$B_j(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{ac}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (17d)$$

$$C_j(t) = \mathbb{I}_4 \quad (17e)$$

$$D_j(t) = \mathbb{0}_{4 \times 2} \quad (17f)$$

où $\mathbb{0}$ et $\mathbb{I}$ sont les matrices nulle et l'identité.

Le modèle HSS est écrit de façon suivante

$$sX = (A - N_t)X + \mathcal{B}U \quad (18a)$$

$$Y = \mathcal{C}X + \mathcal{D}U \quad (18b)$$

où $\mathcal{A}$, $\mathcal{B}$, $\mathcal{C}$ et $\mathcal{D}$ sont des matrices du type Toeplitz et N_t est une matrice diagonale par bloc.

La solution de la HSS en regime établi ($s \rightarrow 0$) est obtenue à partir de l'eq. (18)

$$Y = (-\mathcal{C}(\mathcal{A} - N_t)^{-1} \mathcal{B} + \mathcal{D})U \quad (19)$$

3. COMPARAISON ENTRE MODÈLES

Le modèle DS est mis en œuvre sous PLECS®, les SMs en HB sont déployés avec des dispositifs électroniques idéaux et la modulation NLC [2] et l'algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs sont implémentés à travers le bloc C-Script.

Le modèle AA est construit avec PLECS® où chaque bras est assimilé par une paire de sources de tension/courant contrôlées associées au condensateur équivalent des SMs.

Les modèles SSTI et HSS sont implémentés avec des scripts sous MATLAB®.

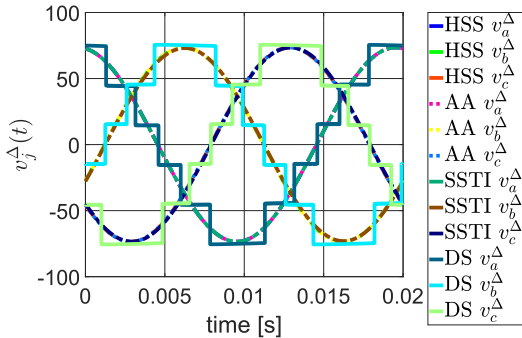
Tous les modèles sont exécutés sur un ordinateur Intel Core i3-8130U CPU @ 2.20 GHz 8.00 Go RAM, système d'exploitation Windows 10 Professional.

Nous considérons deux applications, notées cas 1 et 2. Leurs paramètres sont donnés dans le tableau 1. Le cas 1 reproduit un prototype à l'échelle laboratoire [9], alors que le cas 2 reproduit un prototype à l'échelle industrielle [2].

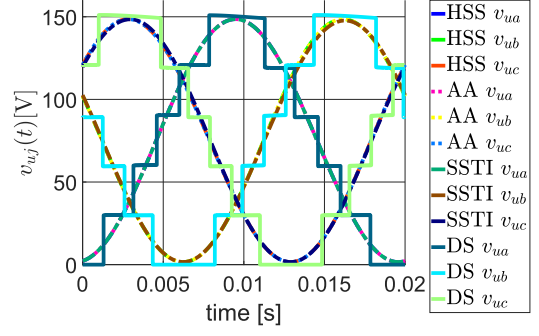
Tableau 1. Paramètres de simulation

Paramètre	Variable	cas 1	cas 2
Puissance active nominale	P_{nom}	140 W	1000 MW
Puissance reactive nominale	Q_{nom}	30 VAr	300 MVar
Tension du bus DC	U_{dc}	140 V	640 kV
Nombre de SMs par bras	N	5	50
Inductance de bras	L	10 mH	50 mH
Résistance de bras	R	0.1 Ω	0.9 Ω
Inductance du côté AC	L_g	20 mH	32.6 mH
Résistance du côté AC	R_g	1.5 Ω	2.28 Ω
Amplitude de la tension simple du réseau AC	V_{nj}	$50\sqrt{2}$ V	$226\sqrt{2/3}$ kV
Condensateur de SM	C	3.3 mF	10 mF

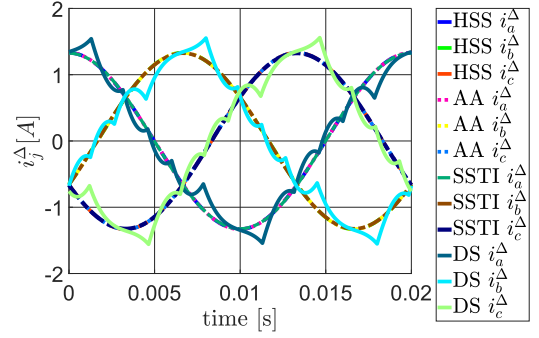
Les résultats de simulation pour le cas 1 sont illustrés sur les figures 3 et 4, et ceux pour le cas 2 sur les figures 5 et 6. Seules les quantités du bras supérieur sont affichées puisque les deux bras ont un comportement similaire. Le temps de simulation par période en régime établi pour tous les modèles est résumé dans le tableau. 2.



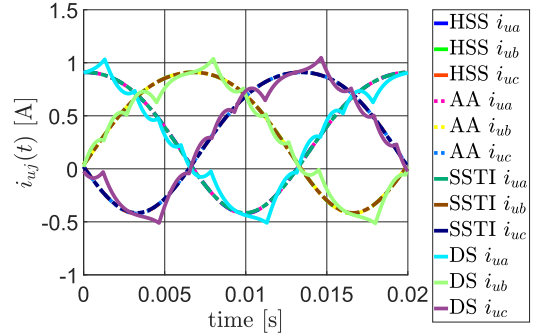
(a) $v_{mj}^{\Delta}(t)$



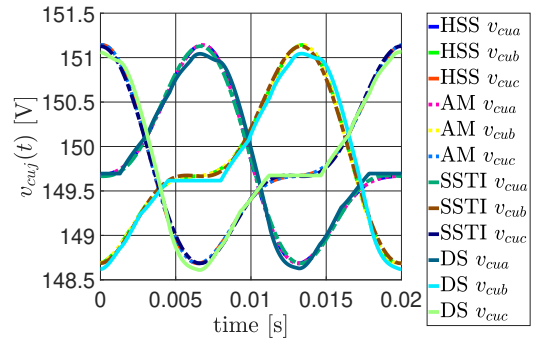
(b) $v_{m,uj}(t)$



(c) $i_j^{\Delta}(t)$

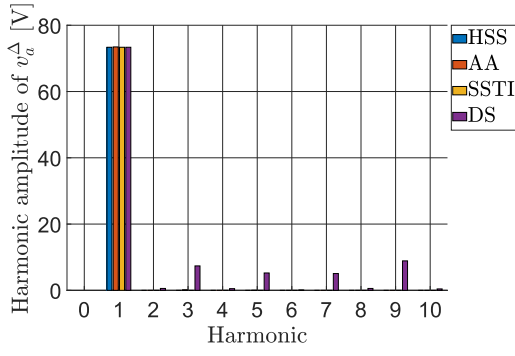


(d) $i_{uj}(t)$

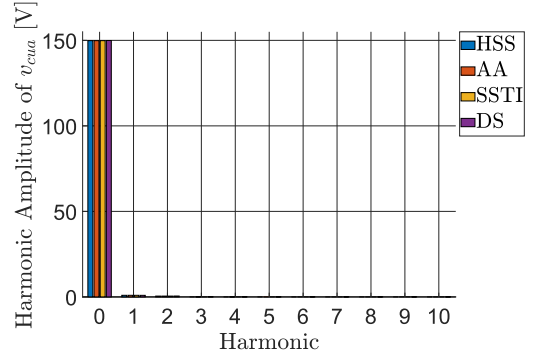


(e) $v_{cuj}(t)$

fig. 3. Résultats de simulation pour le cas 1 pour $P = 140$ W et $Q = 0$ VAr ($M = 0.9789$ et $\theta_m = 0.1345$ rad pour les modèles AA, HSS et SSTI, et $M = 0.9374$ et $\theta_m = 0.1335$ rad pour le modèle DS).

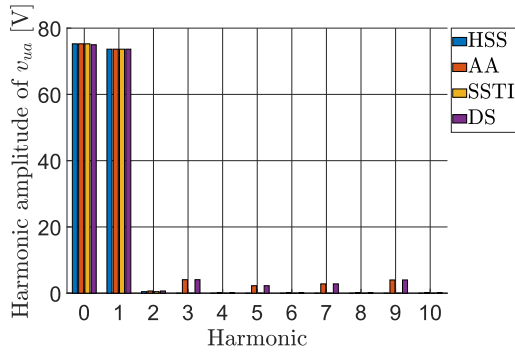


(a) $v_{mj}^\Delta(t)$

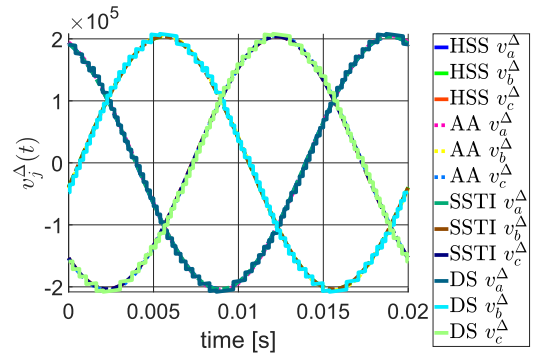


(e) $v_{cuj}(t)$

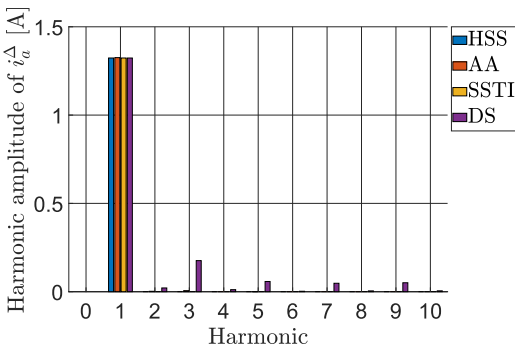
fig. 4. Décomposition harmonique des formes d'ondes pour le cas 1.



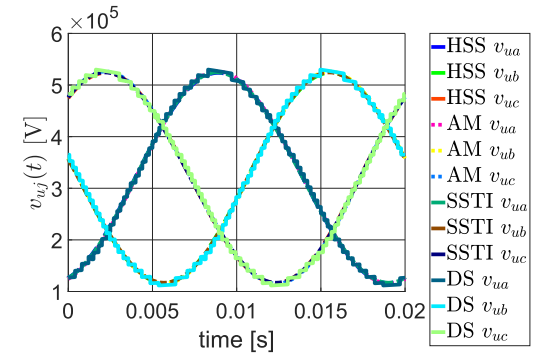
(b) $v_{m,uj}(t)$



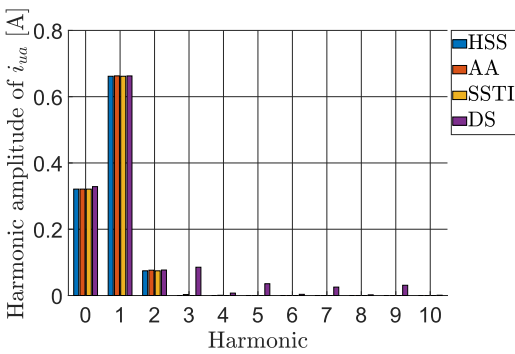
(a) $v_{mj}^\Delta(t)$



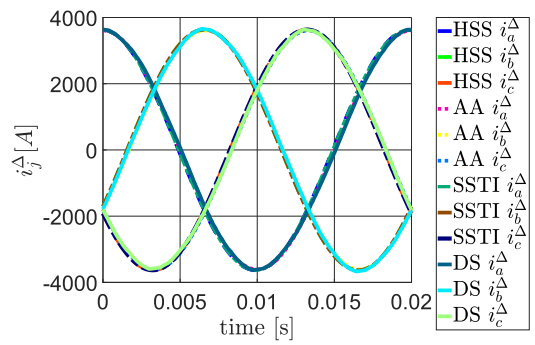
(c) $i_j^\Delta(t)$



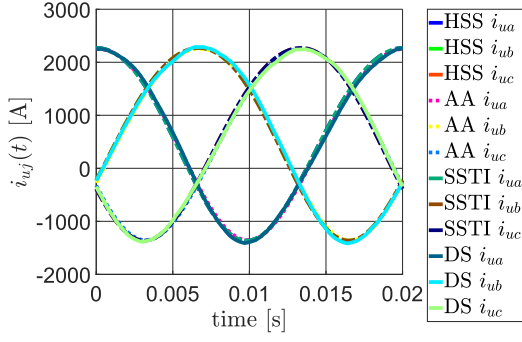
(b) $v_{m,uj}(t)$



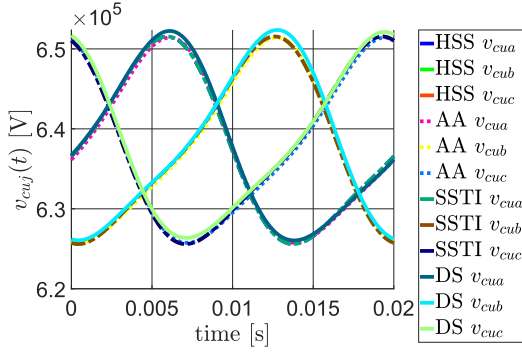
(d) $i_{uj}(t)$



(c) $i_j^\Delta(t)$

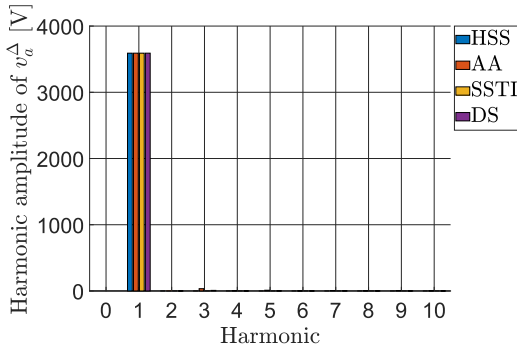


(d) $i_{uj}(t)$

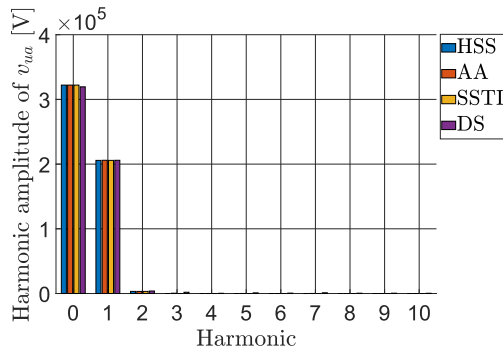


(e) $v_{cuj}(t)$

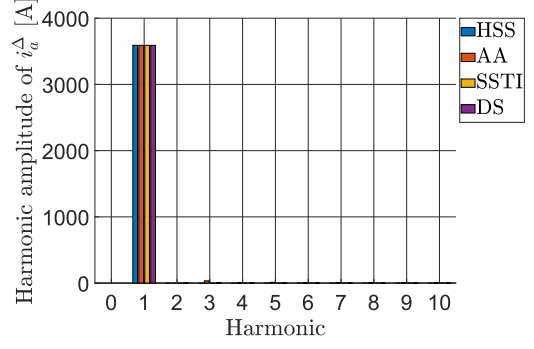
fig. 5. Résultats de simulation pour le cas 2 pour $P = 1000$ MW et $Q = 0$ VAr ($M = 0.6368$ et $\theta_m = 0.3093$ rad pour les modèles AA, HSS et SSTI, et $M = 0.6402$ and $\theta_m = 0.3008$ rad pour le modèle DS).



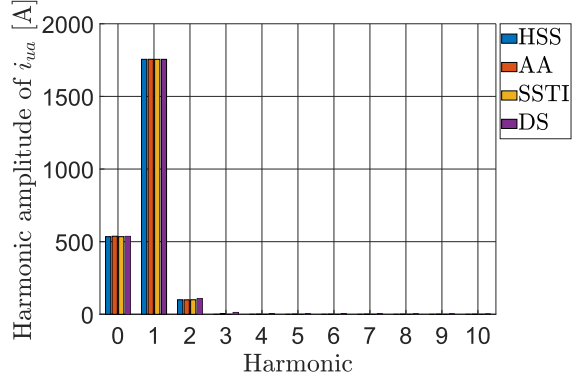
(a) $v_{mj}^\Delta(t)$



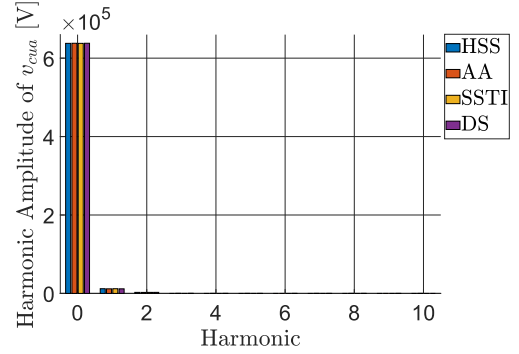
(b) $v_{m,uj}(t)$



(c) $i_j^\Delta(t)$



(d) $i_{uj}(t)$



(e) $v_{cuj}(t)$

fig. 6. Décomposition harmonique des formes d'ondes pour le cas 2.

Tableau 2. Temps de simulation par période fondamentale en régime établi.

Modèle	DS	AA	SSTI	HSS
cas 1	17.4400 s	0.496 s	0.0082 s	0.0129 s
cas 2	578.4000 s	0.8230 s	0.0625 s	0.0755 s

Pour le cas 1, le modèle AA est 48 fois plus rapide que le modèle DS, alors que les modèles SSTI et le HSS sont plus de 1000 fois plus rapides que le modèle DS. Pour le cas 2, le modèle AA est 700 fois plus rapide que le modèle DS, alors que les modèles SSTI et le HSS sont plus de 7000 fois plus rapides que le modèle DS.

Pour les deux cas d'étude, la composante continue de la tension des condensateurs (harmonique d'ordre zéro) est identique pour les modèles AA, SSTI et HSS, mais le résultat est légèrement différent pour le modèle DS. En conséquence, l'indice de modulation pour imposer le même flux

de puissance est légèrement différent pour le modèle DS. Cette différence est due à la technique de modulation, dont dynamiques ne sont présentes que dans le modèle DS.

Tous les modèles représentent la dynamique interne avec une bonne précision. En comparant tous les résultats pour les harmoniques d'ordre 0, 1 et 2, l'erreur relative la plus élevée est de 8 % correspondant à la deuxième harmonique de $i_{uj}(t)$ pour le cas 2.

Les modèles HSS et le SSTI utilisés dans cet article sont tronqués à la deuxième harmonique. Cette limitation peut entraîner une perte de précision si l'ordre des harmoniques le plus prononcés de la dynamique interne est supérieur au deuxième rang. Pour étendre l'ordre harmonique du modèle SSTI, on doit implémenter autant de transformations de Park que d'ordres harmoniques que l'on souhaite reproduire. Pour le modèle HSS, l'extension de l'ordre harmonique est gérée de façon plus simple par la décomposition en espace d'état harmonique des systèmes linéaires et périodiques dans le temps.

Lorsque le nombre de SMs est élevé (cas 2), la dynamique externe est reproduite avec une bonne précision par tous les modèles. Au contraire, lorsque le nombre de SMs est petit (cas 1), les modèles AA, HHS et SSTI ne décrivent pas les harmoniques de modulation.

En conclusion, le modèle DS convient pour étudier l'équilibrage des tensions des condensateurs, la technique de modulation et la description précise des pertes des semi-conducteurs. L'AA convient à l'analyse des flux de puissance, du contrôle et stabilité. Les modèles SSTI et HSS partagent la même plage d'application avec le modèle AA. Cependant la limitation harmonique peut être une contrainte sur leur précision. En raison de la bonne performance de modèles SSTI et HHS en termes de temps de calcul, ils conviennent pour les études de variation paramétrique/conception de convertisseurs MMC pour les applications HVDC.

4. CONCLUSIONS

Dans cet article, on a comparé les performances de quatre modèles pour le MMC, pour une application à cinq SM et une application à 50 SM. Dans l'ensemble, les modèles indépendants du temps (SSTI, HSS) sont beaucoup plus légers en termes de temps de calcul.

La dynamique interne est très peu affectée par la NLC dans les deux cas et, par conséquent, les modèles AA, SSS et HSS fournissent une très bonne estimation.

Pour le cas à 50 SMs, toutes les dynamiques sont reproduites avec une bonne précision par tous les modèles. Pour l'application à 5 SMs, vu que les harmoniques de la modulation sont beaucoup plus prononcées dans les dynamiques, le DS est le seul modèle qui reproduit cet aspect.

Chaque modèle est adapté à une gamme d'applications. En particulier, le modèle DS convient pour étudier l'équilibrage des tensions des condensateurs, la technique de modulation et la description précise des pertes des semi-conducteurs. L'AA convient à l'analyse du flux de puissance, du contrôle et de la stabilité. Les modèles SSTI et HSS ont la même gamme d'applications que l'AA et conviennent aussi pour les études de variation paramétrique/conception des convertisseurs MMC.

5. RÉFÉRENCES

- [1] R. Marquardt, "Modular Multilevel Converters : State of the Art and Future Progress," in *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 24-31, Dec. 2018.
- [2] H. Saad, S. Dennerière, J. Mahseredjian, P. Delarue, X. Guillaud, J. Peralta and S. Nguefeu, "Modular Multilevel Converter Models for Electromagnetic Transients," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 3, pp. 1481-1489, June 2014.

- [3] K. Shinoda, J. Freytes, A. Benchaib, J. Dai, H. Saad, X. Guillaud (2016). "Energy Difference Controllers for MMC without DC Current Perturbations" in *eProceedings of HVDC*, 2016.
- [4] B. Džonlaga, L. Quéval and J.C. Vannier, "Impact of the arm resistance and inductance on the PQ diagram of a modular multilevel converter," 2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee), Novi Sad, Serbia, 2019, pp. 1-6, doi : 10.1109/PEE.2019.8923290.
- [5] Z. Xu, B. Li, S. Wang, S. Zhang and D. Xu, "Generalized Single-Phase Harmonic State Space Modeling of the Modular Multilevel Converter With Zero-Sequence Voltage Compensation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 6416-6426, Aug. 2019, doi : 10.1109/TIE.2018.2885730.
- [6] J. Lyu, X. Cai and M. Molinas, "Frequency Domain Stability Analysis of MMC-Based HVdc for Wind Farm Integration," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 141-151, March 2016, doi : 10.1109/JESTPE.2015.2498182.
- [7] G. Bergna-Diaz, J. Freytes, X. Guillaud, S. D'Arco and J. A. Suul, "Generalized Voltage-Based State-Space Modeling of Modular Multilevel Converters With Constant Equilibrium in Steady State," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 707-725, June 2018, doi : 10.1109/JESTPE.2018.2793159.
- [8] D. Jovicic and A. A. Jamshidifar, "MMC converter detailed phasor model including second harmonic," *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, Europe*, Istanbul, 2014, pp. 1-5, doi : 10.1109/ISGTEurope.2014.7028946.
- [9] N. Stanković, G. Bergna, A. Arzandé, E. Berne, P. Egrot and J. C. Vannier, "A digital control algorithm for modular multilevel converters," 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), Geneva, 2015, pp. 1-10, doi : 10.1109/EPE.2015.7309242.