

Comparaison quasi-statique des convertisseurs DC-MMC avec capacité de blocage des défauts DC

Johan BOUKHENFOUF¹, Ghazala SHAFIQUE¹, François GRUSON¹, Shabab SAMIMI², Michael MERLIN³, Philippe DELARUE¹, Philippe LEMOIGNE¹, Frederic COLAS¹, Xavier GUILLAUD¹

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

2. ESME, ESME Research Lab, Campus de Lille, France

3. Institute for Energy Systems, School of Engineering, University of Edinburgh.

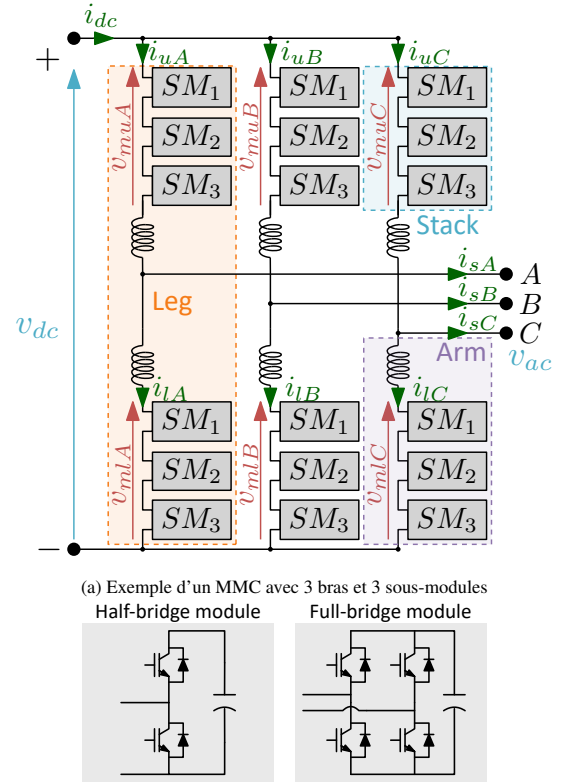
Pour la création de réseaux DC multi-terminaux haute tension via l'interconnexion de liaisons HVDC, les convertisseurs DC-DC non-isolés comme le convertisseur modulaire multi-niveaux DC (M2DC) ou l'autotransformateur MMC sont des bonnes alternatives en terme de coût, de compacité et de pertes. Néanmoins, si la capacité de blocage des défauts est requise, alors, ces performances sont modifiées. Cet article compare ces deux convertisseurs avec le *double-active-bridge* qui a originellement de moins bonnes performances mais une capacité à bloquer les défauts inhérente à sa structure. La description et l'analyse de ces trois topologies montre finalement que, pour un convertisseur 1GW/320kV/525kV, le M2DC est la meilleure alternative si l'isolation galvanique n'est pas nécessaire.

Convertisseur DC-DC, HVDC, MMC

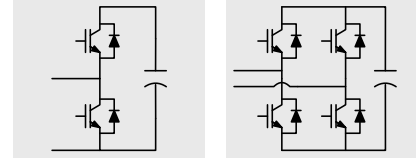
1. INTRODUCTION

Le développement des énergies renouvelables et l'électrification des usages sont des vecteurs majeurs pour décarboner les usages. Ces deux éléments ont comme conséquence, entre autres, l'augmentation de la puissance à transiter sur le réseau et l'augmentation de la distance entre la production et la consommation. C'est pourquoi les liaisons haute-tension à courant continu (HVDC) sont de plus en plus utilisées, à la fois pour interconnecter et renforcer les réseaux, et pour connecter les énergies renouvelables lointaines. En Allemagne, des liaisons HVDC sont déjà utilisées pour raccorder des fermes éoliennes off-shore et 3 projets d'HVDC sont commissionnés pour renforcer le réseau et assurer le transfert de la production éolienne au nord vers les régions sud du pays [1]. Cet essor des liaisons HVDC laisse présager l'émergence des réseaux multi-terminaux à courant continu (MTDC) qui permettront d'augmenter la fiabilité et la flexibilité du transport à courant continu. La Chine, pionnière dans le domaine, en a déjà en fonctionnement : Nanao[2], Zhoushan [3], Zhangbei [4], Wudongde [5]. Pour le moment, ces MTDCs sont des projets entiers, mais à l'avenir, il est probable que ces réseaux se construisent étape par étape en interconnectant des liaisons existantes. Dans ce cas, les convertisseurs DC-DC seront un élément clé pour assurer la compatibilité entre différentes liaisons [6], qui peuvent opérer à des tensions différentes, avec des technologies différentes et des configurations de lignes différentes.

Plusieurs topologies de convertisseurs DC-DC ont par ailleurs été proposées dans littérature pour cette application. La plus traditionnelle est le convertisseur modulaire multiniveaux *Dual Active Bridge* (MMC-DAB)[7] qui est composé de deux MMCs [8] (voir figure 1) connectés par un transformateur. Dans la catégorie des convertisseurs non-isolés, on trouve le M2DC (ou DC-MMC) [9] constitué d'un MMC dont les sorties AC sont connectées entre elles et au réseau DC de plus basse tension. Une autre topologie intéressante est l'autotransformateur modulaire multiniveaux (MMC-AT) [10] qui est composé de deux MMC dont les sorties DC sont connectées en série et les sorties



(a) Exemple d'un MMC avec 3 bras et 3 sous-modules



(b) Illustration of the traditional MMC submodules

FIG. 1. Illustration du convertisseur modulaire multiniveaux (MMC)

AC interconnectées entre elles. D'autres topologies isolées et non-isolées ont été proposées comme le *Transition arm converter* ou le *Controlled transition bridge* [11]. Elles sont pour la plupart hybrides, dans le sens où elles utilisent des sous-modules et des interrupteurs connectés en série. Bien qu'elles soient intéressantes, elles ne sont pas considérées ici car elles sont moins matures, même dans la conversion AC-DC, elles ne sont pas employées. C'est pourquoi, cet article se concentre uniquement sur le MMC-DAB, le M2DC et le MMC-AT.

Le MMC-DAB, étant isolé par le transformateur, permet de bloquer intrinsèquement les courants de défaut. Néanmoins, étant composé de deux convertisseurs dimensionnés à puissance nominale, il est plus coûteux et présente des pertes conséquentes par rapport à leurs concurrents non-isolés [12]. En effet, le M2DC et MMC-DAB fournissent une conversion en un seul étage de conversion et les composantes alternatives, qui servent uniquement à équilibrer les énergies entre demi-bras, sont moindres. Ainsi, ces convertisseurs sont moins chers et plus

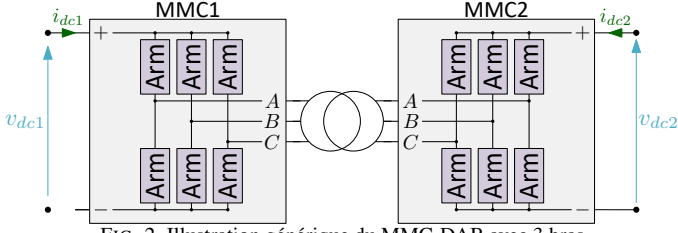


FIG. 2. Illustration générique du MMC-DAB avec 3 bras

efficaces mais ils nécessitent une modification pour apporter la fonctionnalité de blocage de défaut. Il faut leur ajouter des sous-modules en pont-complet (FB-SM) et/ou des sous-modules en demi-pont (HB-SM), ce qui augmente le coût et les pertes [13]. L'objectif de cet article est donc de comparer les performances de ces trois convertisseurs, en considérant la capacité de blocage des défauts DC.

Pour ce faire, le régime permanent de chacun est présenté dans les sections 2, 3 et 4 pour finalement être comparé dans la section 5. L'analyse présentée se basera sur trois critères : la valeur de l'énergie stockée dans les condensateurs, les pertes et le nombre de sous-modules. Ensemble, ces trois éléments sont des indicateurs de la compacité, du coût d'investissement et du coût d'opération du convertisseur.

2. LE MMC-DOUBLE-ACTIVE-BRIDGE

2.1. Topologie et régime permanent

Le premier convertisseur étudié est le MMC-DAB, représenté figure 2, il est constitué de deux MMC connectés aux réseaux HVDC et couplés par un transformateur pour leurs parties alternatives. Il réalise donc une conversion DC-AC-DC et isole galvaniquement les deux réseaux DC.

En régime permanent et en négligeant les pertes, il est modélisé par (1), (2) et (3). Le modèle est donné pour un bras uniquement mais il est similaire pour les autres bras (simplement déphasé), le nom des phases A, B, C a donc été omis dans les notations. De plus, afin de différencier les composantes continues et alternatifs, les suffixes DC et AC ont été ajoutés. Aussi, les suffixes 1 et 2 désignent les MMCs respectivement connectés au réseau DC1 (haute-tension) et au réseau DC2 (basse-tension).

Les courants continus (1) de la structure dépendent de la puissance transmise, des tensions DC et du nombre de bras.

$$i_{DC1} = \frac{P}{V_{dc1}} \quad i_{uDC1} = i_{lDC1} = \frac{P}{MV_{dc1}} \quad (1a)$$

$$i_{DC2} = -\frac{P}{V_{dc2}} \quad i_{lDC2} = i_{lDC1} = \frac{P}{MV_{dc2}} \quad (1b)$$

Ensuite, les deux MMCs modulent les tensions alternatives déphasées de φ de manière à faire transiter la puissance P . Elles sont exprimées en complexe par (2). Il est alors possible de calculer les courants AC du transformateur et des demi-bras (3).

$$\mathbf{V}_{mAC1} = \sqrt{2}V_{mAC1}e^{(j\pi)} = -\mathbf{V}_{muAC1} = \mathbf{V}_{mlAC1} \quad (2a)$$

$$\mathbf{V}_{mAC2} = \sqrt{2}V_{mAC2}e^{(j\pi)} = -\mathbf{V}_{muAC2} = \mathbf{V}_{mlAC2} \quad (2b)$$

$$\varphi = \text{asin}\left(\frac{P * X_{eq2}}{V_{mAC2} \cdot V_{mAC1}/m_t}\right) \quad (2c)$$

$$\text{avec } m_t = \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}} \text{ et } X_{eq2} = 2\pi f(L_{arm2} + L_{T2} + L_{arm1}m_t^2)$$

$$\mathbf{I}_{s2} = (\mathbf{V}_{mAC2} - \mathbf{V}_{mAC1})/X_{eq2} \quad (3a)$$

Paramètre	M2DC	Unité
P_n	1	GW
V_{dc1}	525	kV
V_{dc2}	320	kV
V_c	1600	V
L_{arm1}	26.25	mH
L_{arm1}	26.25	mΩ
L_{arm2}	16	mH
R_{arm2}	16	mΩ
L_{t2}	88.6	mH
R_{t2}	2.78	Ω
N_{HB1}	359	kV
N_{HB2}	200	kV
N_{FB1}	0	kV
N_{FB2}	0	kV
$\widehat{V_{mAC1}}$	262.5	kV
$\widehat{V_{mAC2}}$	160	kV
f	80	Hz
C_{m1}	10.6	mF
C_{m2}	17.4	mF

TABLEAU 1. Paramètres du DAB

$$\mathbf{I}_{uAC1} = -\frac{I_{s2}}{2}m_t \quad \mathbf{I}_{lAC1} = \frac{I_{s2}}{2}m_t \quad (3b)$$

$$\mathbf{I}_{uAC2} = \frac{I_{sAC2}}{2} \quad \mathbf{I}_{lAC2} = -\frac{I_{s2}}{2} \quad (3c)$$

2.2. Choix des paramètres

Les paramètres du convertisseur sont donnés tableau 1. Les tensions considérées sont 525kV et 320kV respectivement le futur et l'actuel "standard" pour les liaisons HVDC. La tension nominale des condensateurs est de 1600V car les IGBTs considérés sont les infineon de classe 3300V. Les inductances de bras sont conçues pour limiter le $\frac{di}{dt}$ à 10 kA/ms afin de ne pas endommager les transistors avant leur blocage en cas de défaut. Le nombre de sous-module N est surdimensionné de 10% pour assurer la fiabilité en cas de défaillance d'un sous-module et la perte progressive de la capacité des condensateurs due à leur vieillissement.

En ce qui concerne les composantes alternatives, elles sont internes au convertisseur, ce sont donc des degrés de liberté qui peuvent être choisies de manière à optimiser les performances. Autrement dit, les tensions $\widehat{V_{mAC1}}$, $\widehat{V_{mAC2}}$ et la fréquence f sont déterminées pour minimiser le nombre de semi-conducteurs, les pertes et la taille des condensateurs. Ces deux derniers dépendent des courants dans le convertisseur, les courants DC sont imposés mais il est possible de réduire les courants AC en augmentant $\widehat{V_{mAC1}}$, $\widehat{V_{mAC2}}$ à leur maximum possible $\frac{v_{dc}}{2}$. Quant à la fréquence, la valeur de 80Hz est choisie comme compromis entre les pertes par commutation et la taille des condensateurs (le volume du transformateur n'a pas été prise en compte dans ce choix, pour le réduire, il faudra augmenter la fréquence). Pour ce jeu de paramètre, les indicateurs de performances sont présentés figure 6.

2.3. Analyse en cas de défaut DC

En cas de défaut sur l'une des lignes HVDC, le MMC-DAB est capable de bloquer la propagation. Le MMC côté défaut se bloque, l'autre annule sa tension AC et aucun courant alternatif ne transite par le transformateur. A noter qu'en cas de défaut pôle-neutre ou pôle-pôle, le MMC avec des sous-modules *half-bridge* alimente le défaut DC depuis le réseau AC [14]. Ici, la tension AC est créé par le convertisseur, en la supprimant

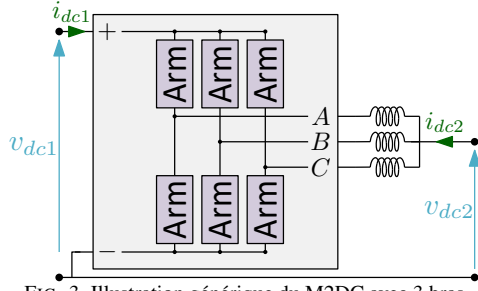


FIG. 3. Illustration générique du M2DC avec 3 bras

lorsque le défaut est détecté, le défaut n'est plus alimenté par le réseau DC sain.

3. LE CONVERTISSEUR MODULAIRE MULTINIVEAUX À COURANT CONTINU (M2DC)

3.1. Topologie et régime permanent

Le second convertisseur à l'étude est le M2DC. Il est constitué d'un MMC où les sorties AC sont connectées entre elles et au réseau DC de la plus basse tension (fig.3). Le contrôle insère les sous-modules de manière à créer une tension continue tels que la puissance transmise soit égale à référence. Si les pertes Joules sont négligées dans l'équation des courants, ce régime permanent continu est modélisé, pour un bras, par (4), (5) et (6).

$$i_{sDC} \simeq \frac{P}{M} \frac{1}{v_{dc2}} \quad (4a)$$

$$i_{uDC} \simeq \frac{P}{M} \frac{1}{v_{dc1}} \quad (4b)$$

$$i_{ldc} \simeq \frac{P}{M} \left(\frac{1}{v_{dc1}} - \frac{1}{v_{dc2}} \right) \quad (4c)$$

$$v_{muDC} = v_{dc1} - v_{dc2} - R_u i_u - R_f i_s \simeq v_{dc1} - v_{dc2} \quad (5a)$$

$$v_{mlDC} = v_{dc2} - R_l i_l - R_f i_s \simeq v_{dc2} \quad (5b)$$

$$P_{uDC} \simeq v_{muDC} * i_{uDC} = (1 - \alpha)P \quad (6a)$$

$$P_{lDC} \simeq v_{mlDC} * i_{lDC} = (\alpha - 1)P \quad (6b)$$

$$\text{with } \alpha = \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}}$$

(6) montre que le transfert de puissance du convertisseur induit une puissance non-nulle aux bornes de la pile de sous-module. Autrement dit, quand la puissance transite de v_{dc1} vers v_{dc2} , les condensateurs des demi-bras supérieurs se chargent et les demi-bras inférieurs se déchargent. Pour équilibrer l'énergie stockée dans les condensateurs, [9] propose de transférer la puissance entre les demi-bras supérieurs et inférieurs en ajoutant des composantes alternatives. Celles-ci sont décrites en complexe par (7). L'insertion de ces composantes AC génèrent le transfert de puissance entre les demi-bras supérieurs et inférieurs décrit par (8). Dés lors, il est possible de maintenir équilibrées les tensions des condensateurs en ajustant la phase φ .

$$V_{muAC} = V_{muAC} \quad (7a)$$

$$V_{mlDC} = V_{mlAC} * e^{j(\pi - \varphi)} \quad (7b)$$

$$I_{sAC} = j \frac{X_u V_{mlAC} - X_l V_{muAC}}{X_u X_f + X_u X_l + X_f X_l} \quad (7c)$$

$$I_{uAC} = j \frac{X_f V_{mlAC} + (X_f + X_l) V_{muAC}}{X_u X_f + X_u X_l + X_f X_l} \quad (7d)$$

$$I_{lAC} = j \frac{X_f V_{muAC} + (X_f + X_u) V_{mlAC}}{X_u X_f + X_u X_l + X_f X_l} \quad (7e)$$

$$\text{avec } X_x = j\omega L_x \mid x \in \{u, l, f\}$$

$$\begin{aligned} P_{uAC} &= \text{Re}(V_{muAC} \overline{I_{uAC}}) \\ &= \frac{X_f V_{muAC} V_{mlAC}}{X_u X_f + X_u X_l + X_f X_l} \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (8a)$$

$$\begin{aligned} P_{lAC} &= \text{Re}(V_{mlAC} \overline{I_{lAC}}) \\ &= -\frac{X_f V_{muAC} V_{mlAC}}{X_u X_f + X_u X_l + X_f X_l} \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (8b)$$

3.2. Choix des paramètres

La puissance, les tensions, la tension des sous-modules sont les mêmes que précédemment. De nouveau, les tensions AC, créées par le contrôle des sous-modules, sont internes au convertisseur et donc indépendantes des réseaux DC connectés. Par conséquent, elles sont des degrés de liberté pour optimiser le fonctionnement du convertisseur. [15] a démontré que les tensions V_{muAC} et V_{mlAC} doivent être égales pour réduire les courants. Comme pour le DAB, l'amplitude est choisie la plus grande possible mais sans ajouter de sous-module FB. Pour la fréquence, sa détermination est moins directe, son augmentation permet de réduire l'amplitude des courants et donc les pertes mais cela augmente le nombre de commutation, l'analyse montre qu'une fréquence plus élevée (245Hz) est un bon compromis. La méthodologie pour la déterminer est présentée par [16].

Le M2DC a aussi des degrés de liberté sur le design de ces inductances, dès lors qu'elles sont suffisamment grandes pour que le $\frac{di}{dt}$ en cas de défaut soit assez faible pour ne pas endommager les IGBTs avant leur blocage. Par exemple, [17] présente l'analyse du convertisseur M2DC avec des inductances de bras L_u et L_l différentes. Les études de conception ne sont pas présentées ici par souci de concision.

Les paramètres obtenus sont présentés dans la colonne M2DC du tableau 2.

3.3. Analyse en cas de défaut DC

Le M2DC est un convertisseur non-isolé qui, avec le design précédent, n'est pas capable de bloquer la propagation des défauts DC. Les figures 4a et 4b représentent le convertisseur en cas de défaut sur les réseaux DC 1 et 2. L'ensemble des sous-modules sont ici représentés par un seul afin de simplifier la figure et de mieux visualiser le comportement.

En cas de défaut sur le réseau DC1, la diode D2 a une tension d'environ $-v_{dc2}$ (en négligeant les chutes de tensions dans les inductances et résistances), elle est donc passante. Le courant de défaut circule depuis la réseau DC2 à travers cette diode. Pour bloquer la propagation du défaut dans cas, il est nécessaire d'utiliser un sous-module FB afin d'insérer le condensateur dans le chemin de conduction. De plus, la tension totale des condensateurs intégrés en opposition $v_{ctotUFB}$ doit être supérieur à v_{dc2} pour bloquer les diodes des FBSM. Dans la structure, cela implique un nombre minimum de sous-module en pont-complet (N_{uFB}) donné par (9).

Paramètre	M2DC	FB-M2DC	Unité
P_n	1	GW	
V_{dc1}	525	525	kV
V_{dc2}	320	320	kV
V_c	1600	1600	V
$\widehat{V_{muAC}}$	205	320	kV
$\widehat{V_{mlAC}}$	205	320	kV
L_u	20	26	mH
R_u	20	26	mΩ
L_l	33	27	mH
R_l	33	27	mΩ
L_f	240	340	mH
R_f	240	340	mH
f	245	300	Hz
N_{uHB}	282	141	
N_{lHB}	361	440	
N_{uFB}	0	220	
N_{lFB}	0	0	
C_{mu}	3.9	1.5	mF
C_{ml}	5.6	1.9	mF

TABLEAU 2. Paramètres du M2DC sans capacité de blocage (M2DC) et avec (FB-M2DC)

Pour le défaut coté DC2, le courant venant du réseau DC1 circule cette fois dans la diode D1 et le condensateur du demi-bras supérieur avant d'alimenter le défaut. Pour polariser inversement la diode D1 et bloquer le courant, il faut alors que la tension v_{ctotu} soit supérieur v_{dc1} . Dans la mesure où il y a déjà, N_{uFB} sous-modules, il faut alors rajouter la différence avec des sous-modules en demi-pont. La topologie finale du M2DC avec capacité de blocage des défauts DC est présentées fig. 4c.

$$N_{uFB} \geq \left\lceil \frac{v_{dc2}}{V_c} \right\rceil \quad (9a)$$

$$N_{uHB} \geq \left\lceil \frac{v_{dc1} - v_{ctotuFB}}{V_c} \right\rceil \quad (9b)$$

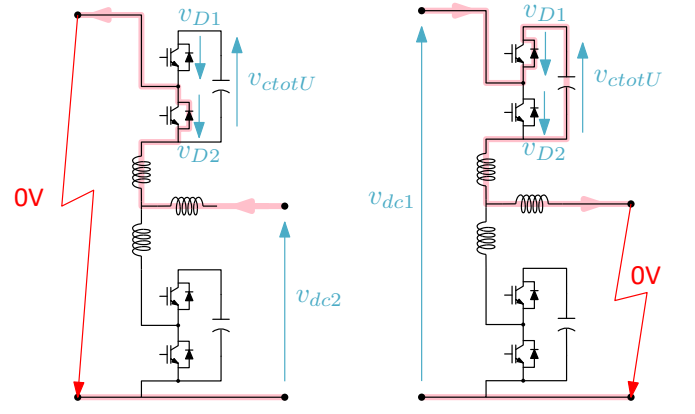
Force est de constater que la capacité de blocage ajoute des composants dans le demi-bras supérieur qui est celui qui est a le plus fort courant DC. Une augmentation des pertes est donc à prévoir. Néanmoins, l'utilisation de FB-SM permet dorénavant d'utiliser des amplitudes de tension plus grande, ainsi les courants AC pourront être réduits. D'ailleurs, la tension alternative utilisée a été augmentée à 320 kV. La même méthodologie que dans la partie précédente est appliquée pour déterminer les autres paramètres du M2DC en prenant en compte les contraintes liés à la nécessité de bloquer les défauts DC. Ces paramètres sont présentés dans la colonne FB-M2DC du tableau 2. Le changement de paramètre entre le M2DC et FB-MMC vient de "l'optimisation" de chacune des topologies.

4. L'AUTOTRANSFORMATEUR-MMC DC-DC

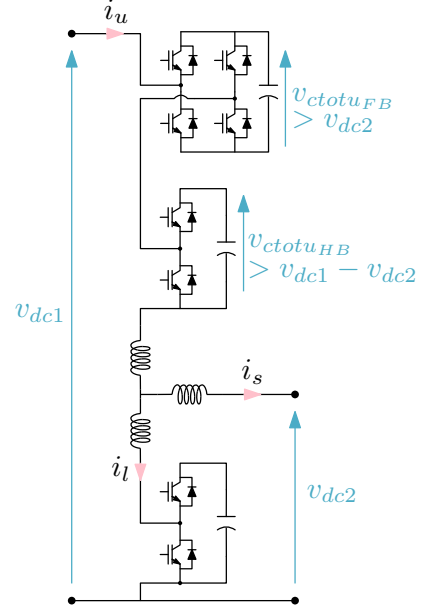
4.1. Principe de fonctionnement et régime permanent

Le dernier convertisseur utilisé est le MMC-AT composé de deux MMC connectés en série par leur terminaux DC et interconnectés par un transformateur de leur côté AC. Sa structure est représentée figure 5. Il est hybride entre le MMC-DAB (partie AC) et le M2DC (partie DC).

Le fonctionnement continu est décrit par les équations (10)-(12). Il est similaire au M2DC, les condensateurs du MMC supérieur se chargent et ceux du MMC inférieur se déchargent en cas de transfert de puissance de v_{dc1} vers v_{dc2} .



(a) Analyse des défauts coté haute-tension (b) Analyse des défauts coté basse-tension



(c) Topologie bloquant la propagation des défauts

FIG. 4. Illustration sur un bras du comportement du M2DC en cas de défauts DC

$$i_{dc1} \simeq \frac{P}{v_{dc1}} \quad i_{dc2} \simeq \frac{P}{v_{dc2}} \quad (10a)$$

$$i_{dcU} \simeq i_{dc1} \quad i_{dcL} \simeq i_{dc1} - i_{dc2} \quad (10b)$$

$$v_{dcU} = v_{dc1} - v_{dc2} - R_{armU}(i_{uUDC} + i_{lUDC}) \simeq v_{dc1} - v_{dc2} \quad (11a)$$

$$v_{dcL} = v_{dc2} - R_{armL}(i_{uLDC} + i_{lLDC}); \simeq v_{dc2} \quad (11b)$$

$$P_U = v_{dcU} \cdot i_{dcU} \simeq P(1 - \alpha) \quad (12a)$$

$$P_L = v_{dcL} \cdot i_{dcL} \simeq -P(1 - \alpha) \quad (12b)$$

De nouveau, une composante AC est ajoutée pour rééquilibrer les tensions de condensateurs mais cette fois, au lieu d'être un courant de circulation interne, la puissance AC est transférée via un transformateur. (13)-(15) modélisent le régime permanent AC du convertisseur. Ici, comme pour le DAB, le déphasage des tensions AC est contrôlé pour échanger la puissance souhaitée entre les MMCs, qui doit ici être égale à (12).

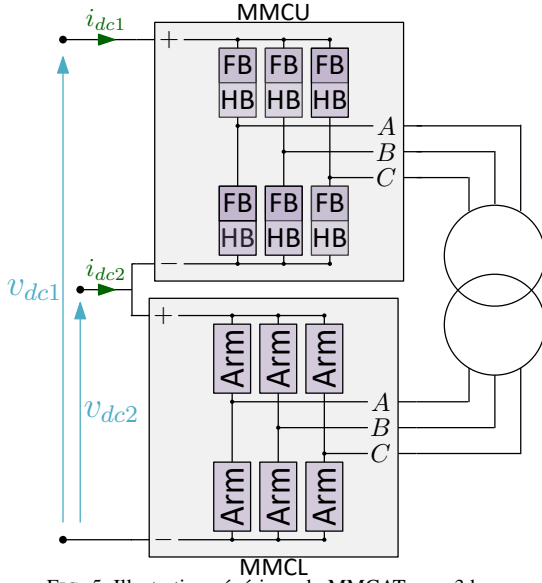


FIG. 5. Illustration générique du MMCAT avec 3 bras

$$\mathbf{V}_{mUAC} = -\mathbf{V}_{muUAC} = \mathbf{V}_{mlUAC} = V_{mUAC} \quad (13a)$$

$$\mathbf{V}_{mLAC} = -\mathbf{V}_{muLAC} = \mathbf{V}_{mlLAC} = V_{mLAC}e^{j\delta} \quad (13b)$$

$$\mathbf{I}_{sUAC} = \frac{\mathbf{V}_{mUAC} - \mathbf{V}_{mLAC}}{X_{eq}} \quad (14)$$

$$\text{where } X_{eq} = 2\pi f(L_{armU} + m^2 L_{armL} + L_T)$$

$$\begin{aligned} P_{AC} &= \Re(3V_{mUAC}I_{sUAC}^*) \\ &= 3 \frac{mV_{mLAC}V_{mUAC}\sin(\delta)}{X_{eq}} \end{aligned} \quad (15)$$

4.2. Choix des paramètres

Les paramètres sont choisis avec les mêmes règles que pour les sections précédentes et sont présentés tableau 3. Les tensions alternatives crêtes sont encore choisies à leur maximum $v_{dc}/2$ afin de réduire les courants. La fréquence a été analysée pour trouver un compromis entre la taille des condensateurs et les pertes par commutation.

4.3. Analyse en cas de défaut DC

Dans le cas du MMC-AT, les piles de sous-modules sont insérés de la même façon que pour le M2DC entre les réseaux DC. L'analyse faite dans la section 3.3 s'applique donc aussi ici. Ainsi, pour bloquer la propagation des défauts DC dans MMC-AT, il faut respecter (16). Par rapport à (9), le coefficient 2 apparaît au dénominateur car ici, N_U correspond au nombre de sous-module de chaque demi-bras du MMC supérieur. Autrement dit, le nombre de sous-module (FB et HB) nécessaire pour bloquer les défauts est réparti équitablement entre les demi-bras u et l .

$$N_U > \left\lceil \frac{V_{dc1}}{2V_c} \right\rceil \quad N_{UFB} > \left\lceil \frac{V_{dc2}}{2V_c} \right\rceil \quad (16)$$

5. SYNTHÈSE, COMPARAISON ET DISCUSSION

Les trois convertisseurs ont été conçus dans les sections précédentes pour le même cas d'étude. C'est-à-dire, une puissance de 1GW et des réseaux de 525 kV et 320 kV. Leurs performances sont comparées en termes de pertes, d'énergie stockée

Paramètre	MMCAT	FB-MMCAT	Unité
P_n	1	1	GW
V_{dc1}	525	525	kV
V_{dc2}	320	320	kV
V_c	1600	1600	V
L_{armU}	10.25	10.25	mH
R_{armU}	10.25	10.25	mΩ
L_{armL}	16	16	mH
R_{armL}	16	16	mΩ
L_{tU}	5	5	mH
R_{tU}	158	158	mΩ
$\widehat{V}_{mUAC}$	102.5	102.5	kV
$\widehat{V}_{mLAC}$	160	160	kV
f	90	105	Hz
N_{uHB}	141	71	
N_{lHB}	220	220	
N_{uFB}	0	110	
N_{lFB}	0	0	
C_{mU}	8.4	5.6	mF
C_{mL}	5.4	4.6	mF

TABLEAU 3. Paramètres du MMC-AT sans capacité de blocage (MMCAT) et avec (FB-MMCAT)

dans les sous-modules et du nombre de sous-modules. La méthodologie pour les calculer est présentée dans [16]. Pour la reprendre de manière très succincte, l'énergie stockée dans les sous-modules est calculée pour limiter l'oscillation de tension à $\pm 10\%$ en régime nominale, en per-unit, elle définit par H_c (17). Les pertes des semi-conducteurs sont estimées avec les données de la datasheet et les instants de commutation, les courants et les tensions obtenus en simulant un bras du convertisseur [18]. En ce qui concerne les pertes passives, elles sont calculées en utilisant les courants efficaces et les valeurs de résistances. La figure 6 affiche les indicateurs obtenus pour les trois convertisseurs, la notation *FBC* indique que la capacité de blocage est considérée.

$$H_c = \sum_{arm=1}^6 \frac{\frac{1}{2}C_{arm} * V_{ctotarm}^2}{P_n} \quad (17)$$

Il était évident, et les résultats présentés le confirme, que le MMC-DAB contient plus de semi-conducteurs et a donc plus de pertes que ces homologues non-isolées. Néanmoins, il restera la référence lorsque l'isolation galvanique est nécessaire, par exemple, en cas de mise à la terre différente entre les réseaux à interconnecter. De plus, le MMC-DAB a l'avantage de pouvoir instaurer la tension de l'un ou l'autre côté contrairement au M2DC et au MMC-AT qui subiraient des courants AC de rééquilibrage trop important durant cette étape.

Lorsque l'isolation n'est pas requise, pour le cas d'étude proposé, le M2DC semble être le meilleur candidat avec à la fois des condensateurs et des pertes plus faibles que ses concurrents. Il est aussi intéressant de noter que la capacité de blocage des défauts n'a pas détérioré les performances du convertisseur, à part évidemment sur le nombre de composant. En effet, l'insertion des sous-module FB a permis d'augmenter les tensions alternatives générables par la topologie. Cela a été utilisé pour réduire les courants et ainsi les pertes et la taille des condensateurs.

Le MMC-AT peine à concurrencer le M2DC sur tous les points. De plus, le biais DC que subit le transformateur rend sa conception complexe d'un point de vue isolation. Néanmoins, sur un cas d'étude où le rapport de transformation se rapproche de l'unité, il peut devenir plus compétitif. En effet, dans ce cas, le M2DC doit se munir de sous-modules FB pour créer sa ten-

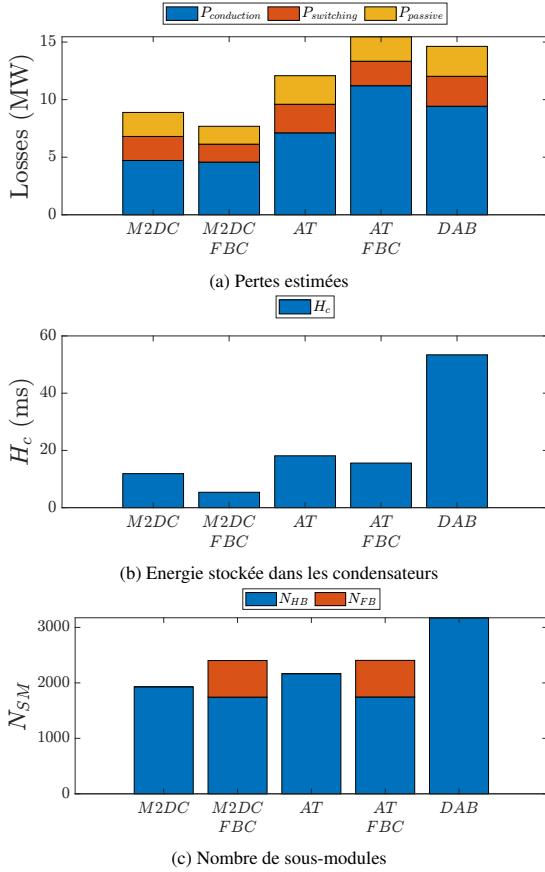


FIG. 6. Comparaison des performances des convertisseurs M2DC, MMC-AT et MMC-DAB

sion AC alors que le MMC-AT peut travailler avec des tensions plus faibles grâce au transformateur.

Ces résultats restent à compléter de plusieurs façon. Premièrement, ils intègrent uniquement le fonctionnement sinusoïdal du MMC alors que pour le DAB, la modulation quasi-deux-niveaux (trapèze) [19] permet de réduire la taille des éléments passifs et les pertes. Deuxièmement, d'autres scénarios sont à étudier, avec des niveaux de tension et des puissances différentes. Enfin, le fonctionnement des convertisseurs, avec leur contrôle et les paramètres donnés, doit être validé par simulation pour garantir la faisabilité.

6. CONCLUSIONS

L'objectif de ce travail était de vérifier si les convertisseurs MMC non-isolés comme le M2DC et le MMC-AT restaient compétitifs dans le contexte de l'interconnexion des réseaux à courant continu lorsque la capacité de blocage est requise. La réponse est oui pour le M2DC qui utilise alors un nombre de semi-conducteurs proche du MMC-DAB mais surtout des composants passifs réduits et une meilleure efficacité. Cela vient de la réduction des courants alternatifs grâce à une tension plus élevée possible grâce à l'introduction des sous-module FB nécessaire pour bloquer le défaut DC2. Le MMC-AT, lui, ne peut pas augmenter sa tension AC de fonctionnement, sinon la tension DC générée par les MMC surpasserait celle des terminaux. Des sous-modules sont donc ajoutés pour bloquer les défauts mais ne permettent pas d'améliorer le fonctionnement, ainsi, les pertes augmentent et surpassent même celle du MMC-DAB. Il sera important de compléter ces résultats avec l'utilisation de la modulation trapèze pour chacun de ses convertisseurs. Des gains significatifs sont à prévoir sur la taille des condensateurs et les pertes pour le MMC-DAB et le MMC-AT.

7. REMERCIEMENTS

Ce travail a été développé dans projet DICIT, financé par l'ANR (n° No. ANR-20-CE05-0034 DICIT).

8. RÉFÉRENCES

- [1] RTEi, "HVDC-VSC Newsletter," Mar. 2025.
- [2] G. Bathurst and P. Bordignon, "Delivery of the Nan'ao multi-terminal VSC-HVDC system," in *11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*, Feb. 2015, pp. 1–6.
- [3] J. Binkai and W. Zhixin, "The key technologies of VSC-MTDC and its application in China," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 297–304, Sep. 2016.
- [4] "Zhangbei | Hitachi Energy," <https://www.hitachienergy.com/fr/fr/about-us/customer-success-stories/zhangbei>.
- [5] "RXHK : : WuDongDe UHVDC Scheme Commercial Operation," <https://www.rxhk.co.uk/corporate/news/wudongde-uhvdc-scheme-commercial-operation/>.
- [6] D. Jovicic, D. van Hertem, K. Linden, J.-P. Taisne, and W. Grieshaber, "Feasibility of DC transmission networks," in *2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies*, Dec. 2011, pp. 1–8.
- [7] I. A. Gowaid, G. P. Adam, A. M. Massoud, S. Ahmed, D. Holliday, and B. W. Williams, "Quasi Two-Level Operation of Modular Multilevel Converter for Use in a High-Power DC Transformer With DC Fault Isolation Capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 108–123, Jan. 2015.
- [8] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, Jun. 2003, pp. 6 pp. Vol.3–.
- [9] J. A. Ferreira, "The Multilevel Modular DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4460–4465, Oct. 2013.
- [10] A. Schön and M.-M. Bakran, "A new HVDC-DC converter for the efficient connection of HVDC networks," in *PCIM Europe Conference Proceedings*, Jan. 2013, pp. 525–532.
- [11] G. P. Adam, I. A. Gowaid, S. J. Finney, D. Holliday, and B. W. Williams, "Review of dc-dc converters for multi-terminal HVDC transmission networks," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 281–296, Feb. 2016.
- [12] J. D. Páez, D. Frey, J. Maneiro, S. Bacha, and P. Dworakowski, "Overview of DC-DC Converters Dedicated to HVdc Grids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, no. 1, pp. 119–128, Feb. 2019.
- [13] J. D. Paez, F. Morel, S. Bacha, P. Dworakowski, and D. Frey, "Impact of DC fault blocking capability on the sizing of the DC-DC Modular Multilevel Converter," in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. Lyon, France : IEEE, Sep. 2020, pp. 1–10.
- [14] M. N. Sakib, S. P. Azad, and M. Kazerani, "A review of DC fault blocking converters for HVDC Transmission Systems," in *2020 CIGRE Canada Conference*, Canada, Oct. 2020.
- [15] F. Gruson, Y. Li, P. L. Moigne, P. Delarue, F. Colas, and X. Guillaud, "Full State Regulation of the Modular Multilevel DC Converter (M2DC) Achieving Minimization of Circulating Currents," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, no. 1, pp. 301–309, Feb. 2020.
- [16] J. Boukhenfouf, P. Vermeersch, F. Gruson, P. Delarue, P. Lemoigne, F. Colas, and X. Guillaud, "Modular Multilevel DC Converter : Impact of the Control on the Design and Efficiency," in *EPE'23 ECCE Europe*, Sep. 2023.
- [17] J. Boukhenfouf, G. Shafique, S. Samimi, M. Merlin, P. Le Moigne, P. Delarue, F. Colas, F. Gruson, and X. Guillaud, "Introducing Dissymmetrical Inductances in the Modular Multilevel DC Converter (M2DC)," in *ELECTRIMACS 2024*, E. Belenguer and H. Beltran, Eds. Cham : Springer Nature Switzerland, 2025, pp. 469–481.
- [18] J. Freytes, F. Gruson, P. Delarue, F. Colas, and X. Guillaud, "Losses estimation method by simulation for the modular multilevel converter," in *2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, Oct. 2015, pp. 332–338.
- [19] I. A. Gowaid, G. P. Adam, S. Ahmed, D. Holliday, and B. W. Williams, "Analysis and Design of a Modular Multilevel Converter With Trapezoidal Modulation for Medium and High Voltage DC-DC Transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5439–5457, Oct. 2015.