

Interaction entre le contrôle, le dimensionnement, et les performances du Convertisseur DC-DC Modulaire Multi-niveaux (M2DC)

Francois GRUSON, Pierre VERMEERSCH, Yafang LI, Philippe DELARUE, Philippe LE MOIGNE, Frédéric COLAS, Xavier GUILLAUD

Univ. Lille, Arts et Metiers Institute of Technology, Centrale Lille, Yncrea Hauts-de-France, ULR 2697 - L2EP, F-59000 Lille, France

RESUME - Le convertisseur DC-DC Modulaire Multi-niveaux (M2DC) est une topologie attrayante de convertisseur DC-DC non isolée pour les réseaux haute tension à courant continu (HVDC). Cet article présente dans un premier temps, le modèle et la commande du M2DC. Une étude de l'utilisation des degrés de liberté phares est menée dans un second temps pour réaliser une analyse de leurs impacts sur le dimensionnement des éléments du convertisseur tels que les condensateurs de sous modules ainsi que sur les pertes liées aux semi-conducteurs.

Mots-clés— convertisseur modulaire Multiniveau DC-DC convertisseur DC-DC modulaire multiniveau, M2DC, contrôle, dimensionnement, pertes.

1. NOMENCLATURE

Les demi-bras du haut et bas seront signalés avec les indices “u” and “l” comme le montre la Fig. 1.

$C_{SMu}; C_{Sml}$	Capacité des sous-modules haut (u) et bas (l).
$C_{totu}; C_{totl}$	Capacité équivalente du demi-bras haut ou bas.
i_s	Courant coté plus faible en tension.
i_{diff}	Courant différentiel.
$N_u; N_l$	Nombre de sous module dans les demi-bras.
$n_u; n_l$	Nombre de sous module activé dans les demi-bras.
P^*	Référence de puissance donnée côté basse tension.
φ	Angle entre V_{mlAC} et $-V_{muAC}$.
T, ω	Période et pulsation des variables AC.
θ	Angle entre I_{sAC} et I_{diffAC} .
θ_v	Angle entre V_{sAC} et V_{diffAC} .
r, l	Résistance et inductance de bras.
r_s, l_s	Résistance et inductance de sortie DC.
$v_{diff}; v_s$	Tensions modulées des demi-bras découplées arm voltages, contrôlant respectivement $i_{diff}; i_s$.
$v_{mu}; v_{ml}$	Tensions Modulées par les demi-bras haut et bas.
$v_{Ctotu}; v_{Ctotl}$	Tension de la capacité équivalente des demi-bras haut ou bas.
W_c^Σ	Energie stockée dans le bras.
W_c^Δ	Différence d'énergie stockée entre les demi-bras d'un même bras.

2. INTRODUCTION

Au cours des dernières décennies, de nombreuses liaisons HVDC ont été mises en service et de nombreuses autres sont en

cours de déploiement ou de développement. Les réseaux DC multi-terminaux (MTDC) ont été proposés pour s'appuyer sur les liaisons point à point HVDC existantes afin d'accroître leur flexibilité et leur robustesse. Les interconnexions des systèmes HVDC existants avec une non-coordination entre les projets et les technologies en pleine évolution nécessiteront des convertisseurs DC-DC bidirectionnels. Cependant, les tensions nominales de ces liaisons interdisent l'utilisation des topologies DC-DC conventionnelles. Les principales topologies de convertisseurs DC / DC dans le domaine de la haute tension sont basées sur l'architecture du Convertisseur Multiniveaux Modulaire (MMC) comme le montre [1] et [2]. Parmi ces différentes propositions, le convertisseur DC-DC Modulaire Multiniveaux (M2DC), présenté en Fig.1, est une topologie non-isolée avec un fort potentiel. Elle est composée d'au moins deux bras entrelacés, interconnectés entre les deux réseaux DC [4]. Chaque bras est constitué de sous-modules (SM) connectés en série. La topologie de ces modules peut être de type demi-pont, pont complet et/ou équivalent (voir Fig. 1), selon le besoin ou non d'avoir la capacité de bloquer les défauts DC.

Plusieurs problèmes de contrôle ont déjà été identifiés dans la littérature du MMC, comme indiqué dans [3]. Au cours de la dernière décennie, la modélisation et le contrôle de la version originale AC-DC du MMC ont fait l'objet d'efforts considérables, mais relativement peu d'études ont été consacrées aux convertisseurs DC/DC et encore moins à la structure M2DC et, par extension, à son contrôle et son design. Les publications sur le M2DC combinent des études partielles de conception et de contrôle dans [5]-[6]. Récemment dans [7], un contrôle explicite de toutes les variables d'état du convertisseur M2DC a été proposé mettant en évidence les degrés de liberté dans la commande. Il propose de minimiser les courants de circulation sans corréler ce choix au dimensionnement des paramètres et aux performances du convertisseur.

Cet article présente, dans un premier temps, le modèle et la commande haut niveau du M2DC. Dans une seconde partie, la commande présentée dans [7] est entendue en utilisant ses degrés de liberté phares, à savoir la fréquence et un angle de commande, et ce, dans le but de réaliser une analyse des impacts sur le dimensionnement des condensateurs et sur les pertes dans les piles de SMs.

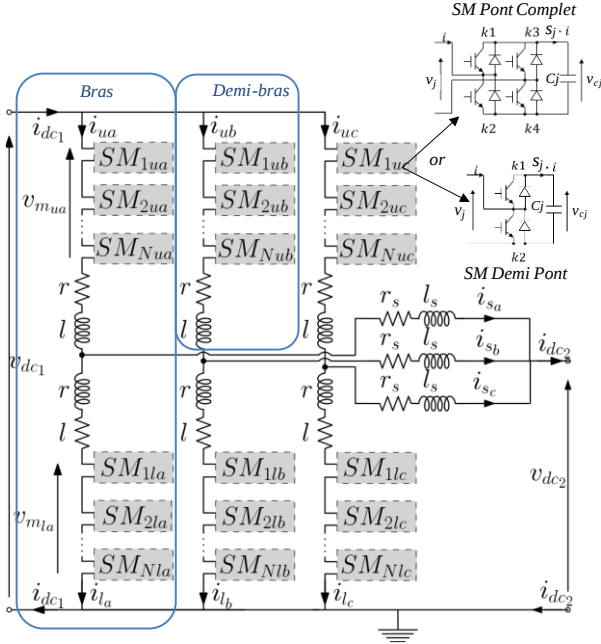


Fig. 1. Schéma du convertisseur M2DC à trois bras.

3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU M2DC ET MODELE MOYEN

Cette première partie s'intéresse au principe de fonctionnement. Si nous définissons $v_{mu,DC}$, $v_{ml,DC}$, $i_{u,DC}$ and $i_{l,DC}$ comme la composante DC des grandeurs v_{mu} et v_{ml} , i_{u} and i_{l} . Si nous négligeons dans un premier temps les résistances et les pertes dans les semi-conducteurs, nous pouvons définir :

$$\begin{cases} v_{mu,DC} = v_{dc1} - v_{dc2} & ; & i_{u,DC} = i_{dc1} \\ v_{ml,DC} = v_{dc2} & ; & i_{l,DC} = i_{u,DC} - i_{s,dc} \end{cases} \quad (1)$$

P étant définie comme la puissance traversant le bras du M2DC. $P_{u,DC}$, $P_{l,DC}$ sont les puissances moyennes supérieures et inférieures des demi-bras générées par les composants DC définis ci-dessus.

$$\begin{cases} P_{u,DC} = (1 - \alpha)P \\ P_{l,DC} = (\alpha - 1)P \end{cases} \quad \text{avec } \alpha = \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}} \quad (2)$$

Ils ont des valeurs opposées et non nulles en régime permanent, contrairement au MMC, car proportionnelles à la puissance P et au rapport α (rapport entre les tensions v_{dc1} et v_{dc2}).

L'énergie stockée dans les demi-bras du M2DC ne peut donc pas rester naturellement stable, car les puissances moyennes dans chaque demi-bras ne sont pas égales à zéro. Des composantes AC doivent donc être introduites pour stabiliser les énergies des bras et donc annuler la puissance moyenne des demi-bras. De nouvelles notations doivent également être introduites:

$$\begin{cases} v_{mu}(t) = v_{mu,DC} + V_{mu,AC}\sqrt{2}\cos(\omega t + \theta_{v_{mu}}) \\ v_{ml}(t) = v_{ml,DC} + V_{ml,AC}\sqrt{2}\cos(\omega t + \theta_{v_{ml}}) \end{cases} \quad (3)$$

Ces composantes alternatives doivent donc générer une puissance AC ($P_{u,AC}$, $P_{l,AC}$) telle que :

$$\begin{cases} P_{u,AC} = -P_{u,DC} = (\alpha - 1)P \\ P_{l,AC} = -P_{l,DC} = (1 - \alpha)P \end{cases} \quad (4)$$

Un objectif de la commande sera donc de créer les composantes de tension alternative appropriées pour stabiliser le niveau d'énergie interne. Un modèle réduit est nécessaire pour réaliser une analyse quasi statique du convertisseur.

Les trois bras du M2DC étant identiques (Fig. 1), l'analyse de la topologie et la conception du contrôle se focaliser sur l'étude d'un seul bras. En raison du grand nombre de SM dans le M2DC, l'utilisation d'un modèle de bras moyen est judicieuse pour simplifier l'analyse dynamique et en régime permanent du M2DC. Ce modèle de bras moyen est indépendant du type de SM utilisé (demi-ponts ou ponts complets) et considère que l'algorithme de contrôle d'équilibrage de la tension de chaque sous-module fonctionne correctement. Les hypothèses ainsi que la méthodologie pour démontrer la validité de ce modèle sont présentées dans [9].

Pour chaque demi-bras, il est possible de définir une tension modulée v_{mj} et un courant modulé i_{Ctotj} où j représente le bras supérieur (u) ou inférieur (l):

$$\begin{cases} v_{mj} = m_j \cdot v_{Ctotj} \\ i_{Ctotj} = m_j i_j \end{cases} \quad \text{avec } m_j = \frac{n_j}{N_j} \quad (5)$$

$$C_{tot} \frac{dv_{Ctotj}}{dt} = m_j i_j \quad \text{avec } C_{tot} = \frac{C_{SMj}}{N_j} \quad (6)$$

v_{Ctotj} est défini comme la somme de toutes les tensions aux bornes des condensateurs de sous-module de chaque demi-bras indexé 'j'. (1) et (2) engendrent donc un modèle équivalent composé d'un hacheur idéal et d'un condensateur équivalent pour modéliser les demi-bras. Ce modèle moyen équivalent d'un demi-bras du M2DC est présenté dans l'encadré gris de la Fig. 2.

Afin de simplifier la présentation des principes de fonctionnement ainsi que la déduction de la structure de commande du M2DC, cet article suppose les condensateurs C_{totu} et C_{totl} comme égaux et nommés C_{tot} .

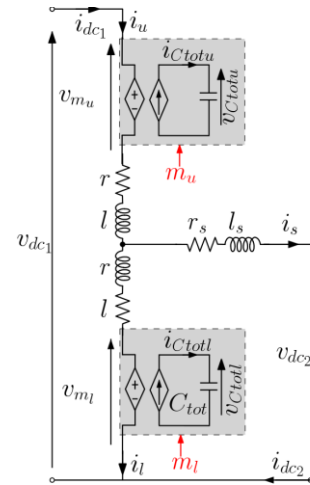


Fig. 2. Schéma moyen équivalent du convertisseur M2DC.

Le modèle de bras M2DC est caractérisé par 4 variables d'état indépendantes: les tensions équivalentes supérieures et inférieures des condensateurs de bras (v_{Ctotu} ; v_{Ctotl}), et deux courants (par exemple un courant de bras et le courant de sortie. L'autre courant de bras est donc une conséquence des 2 premiers). En conséquence, la commande a besoin de quatre contrôleurs pour réguler chaque variable d'état indépendamment.

La composante continue de la puissance gère le flux de puissance à travers le convertisseur et ainsi l'équilibre des puissances entrée/sortie, alors que les composantes alternatives garantissent la stabilité de l'énergie stockée dans le convertisseur.

4. MODELISATION DES DEMI-BRAS DU CONVERTISSEUR M2DC

4.1. Modélisation instantanée des tensions et courants dans le M2DC

Dans un premier temps, les lois de Kirchhoff permettent de déterminer les relations entre les courants et les tensions. Comme pour le convertisseur MMC, ces équations sont couplées. Il est judicieux de définir des variables intermédiaires permettant de découpler le système. Ces variables sont définies en (7).

$$\begin{cases} v_{diff} = \frac{v_{mu} + v_{ml}}{2} \\ v_s = \frac{v_{mu} - v_{ml}}{2} \\ i_{diff} = \frac{i_u + i_l}{2} \end{cases} \quad (7)$$

Il en découle les équations suivantes pour les composantes continues (DC):

$$i_s = i_u - i_l \quad (8)$$

$$\frac{v_{dc1}}{2} = l \frac{di_{diff}}{dt} + r i_{diff} + v_{diff} \quad (9)$$

$$\frac{v_{dc1}}{2} - v_{dc2} = \left(\frac{l}{2} + l_s\right) \frac{di_s}{dt} + \left(\frac{r}{2} + r_s\right) i_s + v_s \quad (10)$$

Les équations des composantes alternatives (AC) sont présentées en (11) et (12) auxquelles (8) doit être associée :

$$0 = l \frac{di_{diff}}{dt} + r i_{diff} + v_{diff} \quad (11)$$

$$0 = \left(\frac{l}{2} + l_s\right) \frac{di_s}{dt} + \left(\frac{r}{2} + r_s\right) i_s + v_s \quad (12)$$

À partir de ces équations, le modèle en courant du M2DC est établi. Il identifie les relations entre les tensions et courants dans le bras du M2DC. Les boucles de contrôle de courant i_s et i_{diff} peuvent être développées avec la méthode de l'inversion du modèle. Ce principe est détaillé en détail dans [7]. Il en résultera des courants de la forme suivante :

$$i_{diff}(t) = i_{diffDC} + I_{diffAC} \sqrt{2} \cos(\omega t) \quad (13)$$

$$i_s(t) = i_{sDC} + I_{sAC} \sqrt{2} \cos(\omega t - \theta) \quad (14)$$

Et donc des tensions v_{diff} and v_s de la forme suivante:

$$v_{diff}(t) = v_{diffDC} + V_{diffAC} \sqrt{2} \cos(\omega t + \theta_{vdiff}) \quad (15)$$

$$v_s(t) = v_{sDC} + V_{sAC} \sqrt{2} \cos(\omega t - \theta + \theta_{vs}) \quad (16)$$

Chacune de ses composantes doit être définie pour obtenir le modèle complet du convertisseur. À partir du théorème de superposition, il est possible de définir indépendamment les composantes DC et AC du convertisseur.

4.2. Modélisation en régime établi des composantes continues des tensions et courants dans le M2DC

Considérant que P est la puissance injectée côté v_{dc2} . Alors la composante DC du courant i_s est égal à :

$$i_{sDC} = P/v_{dc2} \quad (17)$$

Les résistances r_s et r étant très faibles, en première approximation, ces dernières peuvent donc être négligées. Il en résulte un courant i_{uDC} égal à :

$$i_{uDC} = P/v_{dc1} \quad (18)$$

En intégrant (17) et (18) dans (7) et (8), il est possible de définir i_{lDC} mais aussi i_{diffDC} :

$$i_{lDC} = P(\alpha - 1)/v_{dc2} \quad (19)$$

$$i_{diffDC} = P(2\alpha - 1)/v_{dc2} \quad (20)$$

En associant les équations (17) à (20) avec l'équation (1), les grandeurs DC du convertisseur sont définies.

4.3. Modélisation en régime établi des composantes alternatives des tensions et courants dans le M2DC

On définit les tensions modulées complexes $\underline{V_{mlAC}}$ et $\underline{V_{muAC}}$ associées aux composantes alternatives de v_{mu} et v_{ml} . De plus, φ , est l'angle entre V_{mlAC} et $-V_{muAC}$.

$$\begin{cases} \underline{V_{mlAC}} = V_{mlAC} e^{j\theta_{vml}} \\ \underline{V_{muAC}} = V_{muAC} e^{j\theta_{vmu}} \\ \varphi = \pi - \theta_{vml} - \theta_{vmu} \end{cases} \quad (21)$$

Par la suite, $\underline{V_{muAC}}$ sera prise comme référence.

De même, on définit $\underline{V_{diffAC}}$ et $\underline{V_{sAC}}$:

$$\begin{cases} \underline{V_{diffAC}} = V_{diffAC} e^{j\theta_{vdiff}} \\ \underline{V_{sAC}} = V_{sAC} e^{j\theta_{vs}} \\ \theta_v = -\theta_{vs} + \theta_{vdiff} \end{cases} \quad (22)$$

De par l'équation (7), on déduit :

$$\begin{cases} \underline{V_{diffAC}} = \frac{\underline{V_{muAC}} + \underline{V_{mlAC}}}{2} \\ \underline{V_{sAC}} = \frac{\underline{V_{muAC}} - \underline{V_{mlAC}}}{2} \end{cases} \quad (23)$$

On définit les courants $\underline{I_{diffAC}}$, $\underline{I_{sAC}}$ tels que :

$$\begin{cases} \underline{I_{diffAC}} = I_{diffAC} e^{j\theta_{idiff}} \\ \underline{I_{sAC}} = I_{sAC} e^{j\theta_{is}} \\ \theta = \theta_{idiff} - \theta_{is} \end{cases} \quad (24)$$

Les équations (10) et (11) sont réécrites en négligeant les résistances et en faisant apparaître les grandeurs complexes :

$$\begin{cases} \underline{V}_{diffAC} = j\omega \underline{I}_{diffAC} \\ \underline{V}_{sAC} = j(\frac{l}{2} + l_s)\omega \underline{I}_{sAC} \end{cases} \quad (25)$$

Par conséquent, il est possible de déduire que les angles θ et θ_v sont égaux.

Comme le montre la Fig. 3, l'angle φ est un degré de liberté dans la commande. Le choix de φ a un impact sur les amplitudes des grandeurs alternatives que nous venons de définir. Pour le mettre en évidence, un modèle statique basé sur des considérations énergétiques va permettre de faire apparaître les relations fondamentales entre ces grandeurs alternatives dans le convertisseur.

4.4. Modélisation quasi-statique des énergies stockées dans le M2DC

W_u et W_l définissent l'énergie stockée dans les demi-bras haut et bas. Les relations entre la puissance et l'énergie stockée de chaque bras sont présentées en (26) et (27).

$$\begin{aligned} \frac{dW_{cu}}{dt} &= \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{tot} v_{Ctotu}^2 \right) = v_{mu} \cdot i_u \\ &= (v_{diff} - v_s) \cdot (i_{diff} + \frac{i_s}{2}) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \frac{dW_{cl}}{dt} &= \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{tot} v_{Ctotl}^2 \right) = v_{ml} \cdot i_l \\ &= (v_{diff} + v_s) \cdot (i_{diff} - \frac{i_s}{2}) \end{aligned} \quad (27)$$

Ces équations sont couplées entre elles. W_c^Σ et W_c^Δ sont définis comme la somme et la différence des énergies stockées dans les demi-bras et sont présentées en (28) et (29).

$$\frac{dW_c^\Sigma}{dt} = \frac{dW_{cu}}{dt} + \frac{dW_{cl}}{dt} = 2v_{diff} \cdot i_{diff} + v_s \cdot i_s \quad (28)$$

$$\frac{dW_c^\Delta}{dt} = \frac{dW_{cu}}{dt} - \frac{dW_{cl}}{dt} = v_{diff} \cdot i_s + 2v_s \cdot i_{diff} \quad (29)$$

4.4.1. Modélisation de la somme des énergies W_c^Σ

Dans un premier temps, nous nous intéressons au modèle de la valeur moyenne de W_c^Σ sur la période T , T étant la période des composants AC internes de la branche M2DC. L'expression de cette valeur moyenne est donnée en (30), où $\langle x \rangle_T$ désigne la valeur moyenne de x sur la. P_C^Σ est la puissance requise pour le contrôle de la somme d'énergie qui doit être égale à zéro en régime établi pour que la puissance entrante soit égale à celle qui sort du convertisseur.

$$P_C^\Sigma = \langle \frac{dW_c^\Sigma}{dt} \rangle_T = 2v_{dc1} \cdot i_{diffDC} + P \left(\frac{v_{dc1}}{2v_{dc2}} - 1 \right) \quad (30)$$

Comme pour le MMC, on retrouve que l'équilibrage énergétique des bras est lié à P_C^Σ . Ceci ne sera pas traité plus amplement dans ce papier.

4.4.2. Modélisation de la différence des énergies W_c^Δ

Dans un deuxième temps, on s'intéresse à la valeur moyenne de la différence d'énergie : $\langle W_c^\Delta \rangle_T$. Conformément à [7], on peut écrire :

$$P_C^\Delta = \langle \frac{dW_c^\Delta}{dt} \rangle_T = 2P \left(1 - \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}} \right) - Z_{W_c^\Delta} I_{sAC} I_{diffAC} \sin(\theta) \quad (31)$$

Où θ est l'angle entre I_{sAC} et I_{diffAC} et l'impédance $Z_{W_c^\Delta}$ est définie comme :

$$Z_{W_c^\Delta} = 2 \cdot l_s \cdot \omega \quad (32)$$

P_C^Δ est la puissance alternative nécessaire pour rééquilibrer l'énergie stockée entre les demi-bras du haut et bas. En régime établi, cette puissance est nulle, il vient la relation suivante.

$$I_{sAC} I_{diffAC} \sin(\theta) = \frac{P}{l_s \cdot \omega} \left(1 - \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}} \right) \quad (33)$$

Cette équation statique, ainsi que l'ensemble des relations établies ci-dessus entre les grandeurs électriques va nous permettre d'établir des expressions de ces grandeurs en fonction de l'angle φ mais aussi de la fréquence des grandeurs alternatives. Ainsi, il sera possible de déduire l'influence de ces 2 degrés de liberté sur le dimensionnement du convertisseur.

D'ores et déjà, on constate que la valeur de l_s et l'angle θ ont une influence sur le produit $I_{sAC} I_{diffAC}$. Pour minimiser ce produit, il convient d'imposer θ donc θ_v égal à 90° . Nous allons analyser les conséquences de ce choix sur l'amplitude des grandeurs alternatives.

À partir des équations complexes précédentes, il est possible de représenter les tensions AC internes du M2DC par une représentation vectorielle comme le montre la Fig. 3. Les propriétés des médianes permettent de conclure que, pour obtenir un angle θ_v égal à 90° , il est nécessaire que les modules V_{muAC} et V_{mlAC} soit égaux quelle que soit la valeur de l'angle φ . Pour la suite, on pose :

$$V_{muAC} = V_{mlAC} = V_{mAC} \quad (34)$$

Par des considérations géométriques, on peut aussi en déduire que l'angle entre $\underline{V}_{sAC}$ et $\underline{V}_{muAC}$ est égale à $\varphi/2$

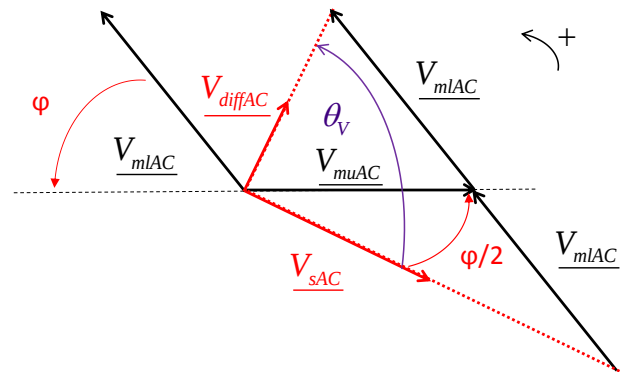


Fig. 3. Diagramme vectoriel des tensions alternatives du M2DC.

À partir de la valeur de l'angle φ , il est possible de déterminer les tensions V_{sAC} et V_{diffAC} au travers des relations suivantes basées sur les projections de V_{muAC} et V_{mlAC} dans la Fig. 3.

$$V_{sAC} = 2V_{mAC} \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (35)$$

$$V_{diffAC} = 2V_{mAC} \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (36)$$

Il vient :

$$\frac{V_{diffAC}}{V_{sAC}} = tg\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (37)$$

Des équations (25) et (37), on en déduit, le ratio entre les courants I_{sAC} et I_{diffAC}

$$\frac{I_{diffAC}}{I_{sAC}} = \left(\frac{l}{2} + l_s\right) \times tg\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (38)$$

4.4.3. Impact de l'angle φ sur les grandeurs alternatives des demi-bras du M2DC

Comme indiqué précédemment, l'angle φ est un degré de liberté exploitable par la commande du M2DC. Cette partie présentera l'impact de cet angle sur les grandeurs alternatives des bras. Pour ce faire, il est donc nécessaire de lier les modules V_{mAC} ou I_{AC} et l'angle φ à W_c^Δ pour visualiser l'incidence de la valeur de l'angle φ .

Les équations (25), (31) et (38) conduisent à l'expression faisant intervenir V_{mAC} comme proposé dans [6].

$$2 \frac{l_s \omega}{l^2 \omega^2 + 2l_s l_s \omega^2} \hat{V}_{mAC}^2 \sin(\varphi) = 2P \left(1 - \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}}\right) \quad (39)$$

On en déduit la relation entre V_{mAC} et les 2 degrés de liberté de la commande :

$$V_{mAC} = \sqrt{\frac{[P(1 - \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}}) \times (l^2 + 2l_s l_s)]}{l_s \times \sin(\varphi)}} \quad (40)$$

Quand φ est égal à $\pi/2$, l'amplitude des tensions modulées sera la plus petite et nécessitera un nombre de sous modules le plus faible. Par contre, plus V_{mAC} sera grand, plus φ sera faible, mais un plus grand nombre de sous modules sera nécessaire.

De la même manière, le diagramme vectoriel des grandeurs alternatives dans le convertisseur est tel que le montre la Fig. 4.

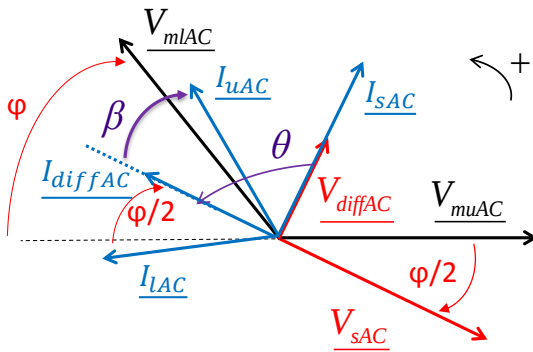


Fig. 4. Diagramme vectoriel des grandeurs alternatives du M2DC.

En ce qui concerne les courants, la Fig. 4 rappelle que les courants I_{diffAC} et I_{sAC} sont en quadrature. On peut en déduire les modules des courants I_{uAC} et I_{LAC} :

$$I_{uAC} = \left| I_{diffAC} + \frac{I_{sAC}}{2} \right| = \sqrt{I_{diffAC}^2 + I_{sAC}^2} \quad (41)$$

$$I_{LAC} = \left| I_{diffAC} - \frac{I_{sAC}}{2} \right| = \sqrt{I_{diffAC}^2 + I_{sAC}^2} \quad (42)$$

Il est possible de conclure qu'ils ont le même module (égal à I_{AC}) :

$$I_{AC} = A \frac{\cos \frac{\varphi}{2}}{\sin(\varphi)} \sqrt{\left(\frac{l}{2} + l_s\right) \times tg\left(\frac{\varphi}{2}\right)^2 + \frac{1}{4}} \quad (43)$$

$$\text{Avec } A = \frac{2}{l/2 + l_s} \sqrt{\frac{[P(1 - \frac{v_{dc2}}{v_{dc1}}) \times (l^2 \omega + 2l_s l_s \omega)]}{l_s}}$$

$$\beta = \arctg\left(\left(\frac{l}{l + 2l_s}\right) \times \arctg\left(\frac{\varphi}{2}\right)\right) \quad (44)$$

5. ANALYSE DE L'INTERACTION ENTRE LA FREQUENCE ET L'ANGLE DE COMMANDE SUR LE DESIGN DU M2DC.

Sur la base des équations (38) et (41), il est maintenant possible d'étudier l'influence de la fréquence et de l'angle φ sur les grandeurs électriques du convertisseur. Nous verrons que ceci est aussi lié aux pertes dans le convertisseur. Nous choisissons une puissance nominale égale à 600 MW avec les paramètres suivants :

Tableau 1. Paramètres du M2DC pour cette étude.

Paramètre	valeur	Paramètre	valeur
v_{dc1}	320 kV	l	4mH
v_{dc2}	250 kV	l_s	120mH
r_s	50mΩ	r	4mΩ

Le convertisseur possède trois bras comme présenté en Fig. 1.

Le comportement en cas de défaut DC n'étant pas traité dans cet article, le choix des SMs en demi-pont est tout indiqué, car celui-ci garantit un minimum de pertes silicium. Dans ces conditions, la composante AC maximale V_{mACmax} permettant de ne pas générer de tension modulée négative est définie par (45).

$$V_{mACmax} = \text{MIN}(v_{dc2} ; v_{dc1} - v_{dc2}) \quad (45)$$

Pour cette étude, cette tension est donc de 70kV.

La fréquence des composantes alternatives est un degré de liberté dans ce convertisseur, mais doit respecter des contraintes de faisabilité technique ou technologique. Pour cela, la plage de variation de la fréquence sera limitée entre 50Hz et 350Hz.

5.1. Impact de la fréquence et de l'angle φ sur les grandeurs des composantes des bras

Les figures suivantes montrent les tensions modulées, la valeur maximum des courants de bras et la valeur de ces derniers ramenés à sa composante DC en fonction de la fréquence et de l'angle φ . Étant donné que les puissances AC et DC sont de signe opposé entre le demi-bras haut et bas et que les modules des courants et des tensions modulées sont identiques (seule la phase est différente), ces graphiques sont donc similaires entre le demi-bras du haut par rapport à celui du bas.

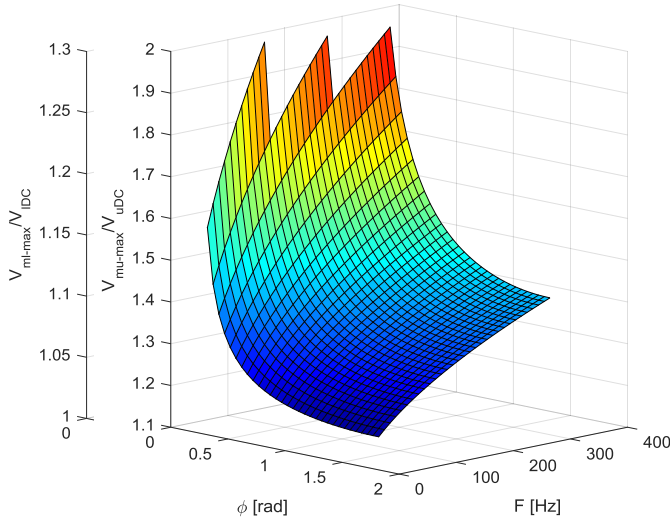


Fig. 5. Tension modulée maximale des demi-bras ramenée à leur valeur continue.

La Fig. 5 présente l'évolution de la valeur maximale des tensions modulées des demi-bras haut et bas ramenée à leur valeur continue.

Ce graphique et (39) permettent de conclure que, plus l'angle φ est grand, plus le ratio en tension est faible (20% et 5%) et que plus la fréquence est élevée, plus le ratio est grand.

Les Fig. 6 et Fig. 7 présentent l'évolution de la valeur maximale des courants des demi-bras ainsi que leurs valeurs ramenées à leur valeur continue respective. Ces graphiques montrent que plus l'angle φ est grand, plus les courants ou leurs surdimensionnements par rapport à sa valeur continue est grande (multiplication jusqu'à 25 ou 70) et que plus la fréquence est élevée, plus ces derniers sont faibles. Certaines valeurs de courant sont pour l'instant non réalistes aux vues de caractéristiques actuelles des interrupteurs de puissance type IGBT, et imposent donc d'augmenter le nombre de bras du M2DC.

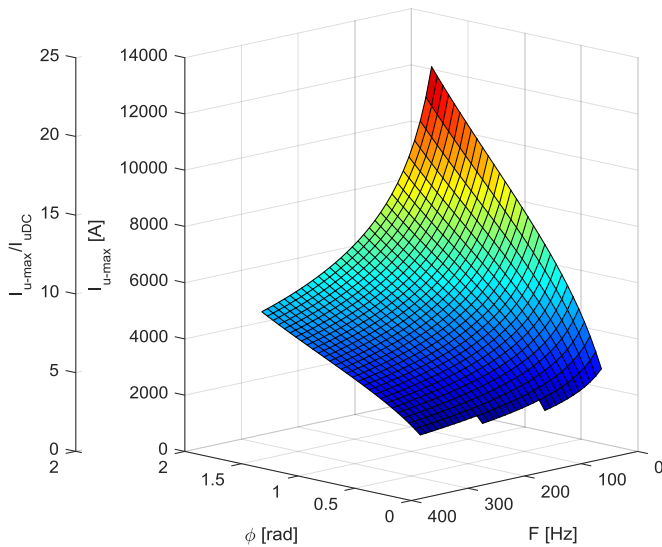


Fig. 6. Valeur maximale du courant du demi-bras haut ainsi que celle ramenée à leur valeur continue.

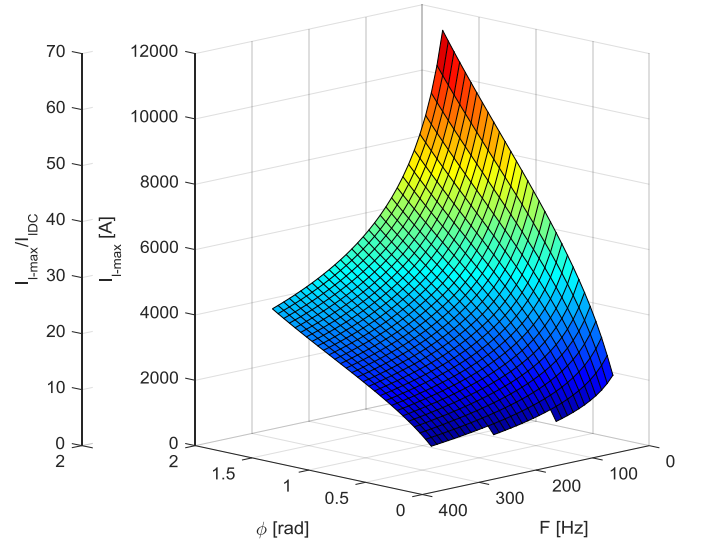


Fig. 7. Valeur maximale du courant du demi-bras bas ainsi que celle ramenée à leur valeur continue.

Ces graphiques précédents montrent que l'évolution est inversée entre la tension et le courant. Seule l'étude des pertes permettra de définir le point de fonctionnement optimal du convertisseur.

5.2. Impact de la fréquence et de l'angle φ sur les pertes

Les pertes sont fonctions du nombre de sous module (pertes par conduction), mais aussi de la technique d'équilibrage employée [10] (pertes par commutation) qui couplé à un bon dimensionnement de C_{SMu} et C_{SML} , permet (i) limiter les variations de tensions des SM (vieillessement) et (ii) limiter les pertes par commutation.

5.2.1. Estimation de la valeur des condensateurs, fonction de la fréquence et de l'angle φ

La valeur des condensateurs des demi-bras est définie de telle sorte que l'ondulation de tension dans les demi-bras soit limitée à $\pm 10\%$. Cette valeur est estimable à partir de la puissance fluctuante qui est déterminable à partir du produit de la tension modulée et du courant instantané dans le bras, et donc grâce à l'angle φ associé aux équations (3), (40), (43) et (44).

Cette dernière est liée au stockage embarqué par le convertisseur. Par souci de généralité, il est courant de déterminer les grandeurs H_{cu} et H_{cl} (en kJ/MW) traduisant le stockage minimal requis assurant une ondulation de tension souhaitée par unité de puissance.

L'estimation de H_{cu} et H_{cl} se base la détermination de l'amplitude de la fluctuation de l'énergie. Cette dernière étant induite par la puissance instantanée dans les demi-bras.

La Fig. 8 montre les résultats obtenus pour l'estimation des valeurs de H_{cu} et H_{cl} . Elle permet de conclure que plus la fréquence est faible et plus l'angle φ est élevé, plus la valeur de la capacité sera grande.

De plus, la relation entre H_{cu} ; H_{cl} et l'angle φ peut être assimilé à une droite dont la pente a un comportement inversement proportionnel à de la fréquence. Le demi-bras du bas nécessite un stockage d'énergie plus important que celui du haut, car l'amplitude de la puissance fluctuant dans le demi-bras est plus élevée.

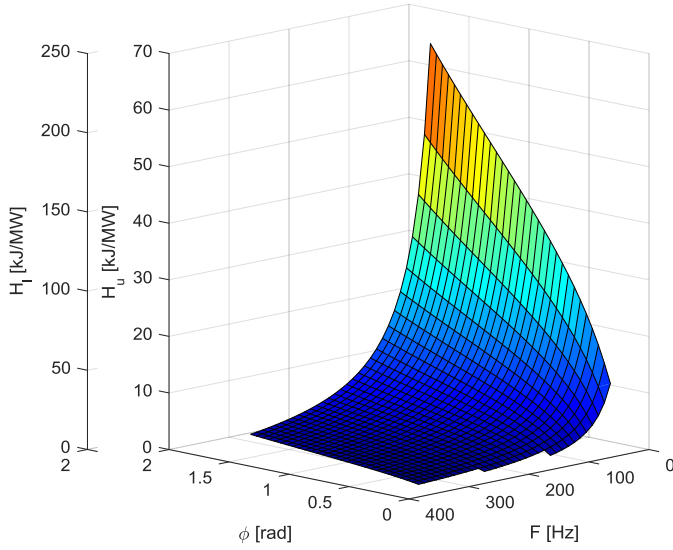


Fig. 8. énergie stockée ramenée à la puissance du demi-bras du haut et du bas. À partir de ces grandeurs, la valeur des condensateurs de SM est calculée au travers de l'équation (46).

$$H_{cu} = \frac{1}{2} \frac{C_{SMu}}{N_u} \times V_{totu}^2 \frac{P}{3}$$

$$H_{cl} = \frac{1}{2} \frac{C_{SMl}}{N_l} \times V_{totl}^2 \frac{P}{3}$$
(46)

La division par trois de la puissance venant de la répartition de cette dernière sur le nombre de bras du M2DC.

Le nombre de sous modules nécessaire par demi-bras ($N_u; N_l$) provient du résultat arrondi au supérieur du rapport de la tension maximale modulée sur la tension de dimensionnement des sous-modules (en général 1600V). Le nombre de SM est plus faible pour le demi-bras du haut comparé à celui du bas.

Ces figures ne sont pas présentées car elles sont homothétiques à $H_{cu}; H_{cl}$. Les condensateurs auront des valeurs comprises entre 1.35mF à 207mF pour les SM du demi-bras haut et de 11.5mF à 230mF pour ceux du bas.

5.2.2. Estimation des pertes.

L'estimation des pertes est itérée avec une approche numérique complète, dans le logiciel Matlab-Simulink®, qui consiste à simuler pas à pas l'ensemble des demi-bras du M2DC avec son algorithme d'équilibrage [10]. Les tensions des condensateurs des SM, le courant des demi-bras et les états de tous les interrupteurs sont stockés dans l'espace de travail. Les semi-conducteurs choisis pour cette étude sont des modules stakpak BIGT 5SJA 3000L520300 de chez ABB est un Cette méthode est plus amplement détaillée dans [11]. Les Fig. 9 et Fig. 10 montrent les pertes par conduction (P_{cond}), commutation (P_{sw}) et totales d'un demi-bras haut et bas. Elles montrent que les pertes par commutation décroissent avec la fréquence, et que les pertes par conduction sont inversement proportionnelles à cette même fréquence. De plus, le demi-bras du haut génère moins de pertes que celui du bas malgré un courant plus élevé (identique en AC mais plus fort en DC). En effet, le nombre de SM requis dans ce dernier est plus petit que celui du bas (88 SM maximum à côté de 200SM pour le demi-bras bas).

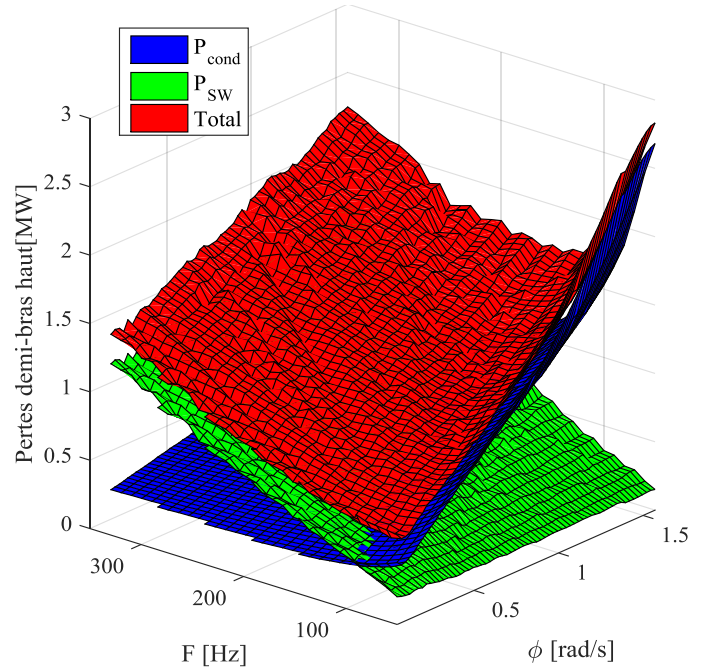


Fig. 9. Estimation des pertes d'un demi-bras haut dans le M2DC.

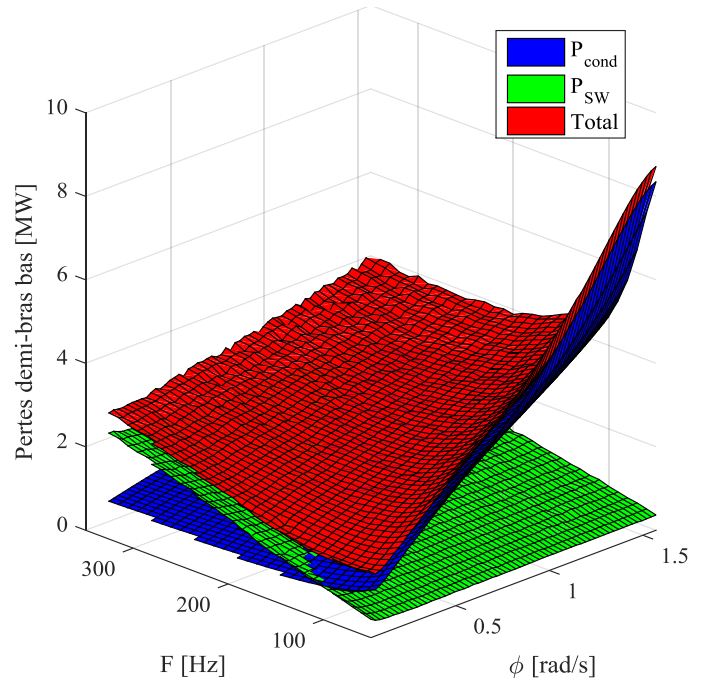


Fig. 10. Estimation des pertes d'un demi-bras bas dans le M2DC.

La Fig. 11 montre les pertes totales dans le M2DC.

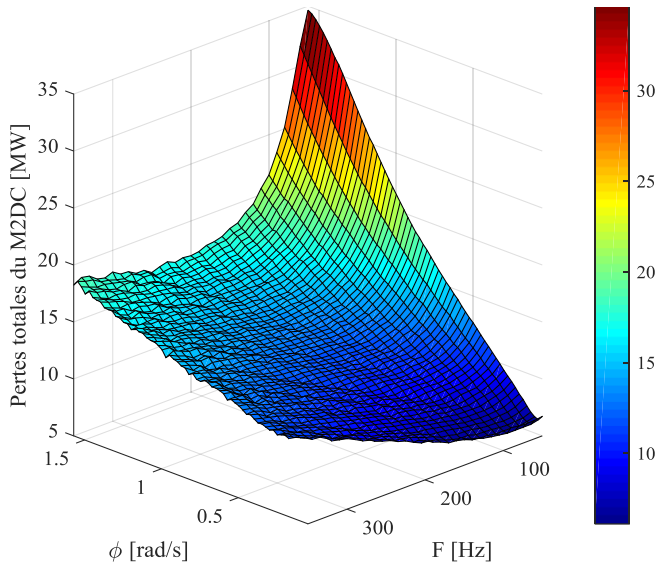


Fig. 11. Estimation des pertes totales dans le M2DC.

Le point de fonctionnement optimal d'un point de vue des pertes est à angle minimal avec une fréquence intermédiaire basse (70 Hz). Le M2DC générera 6.11MW de pertes à pour un point de fonctionnement de 600MW pour des tensions de 320kV et 250kV. Il engendre ainsi un rendement nominal maximum de 98.97%.

Le Tableau 2 synthétise le dimensionnement et les performances du M2DC.

Tableau 2. Dimensionnement et performance du M2DC pour

F (Hz)	φ (rad)	C_{SMu} (mF)	C_{SMl} (mF)	Pertes (MW)	η (%)
70	0.096	22.2	31.6	6.11	98.97
120	0.096	8	12.5	6.35	98.94
150	0.12	5.4	9.5	6.86	98.85
200	0.12	3	6	7.9	98.68

Ce tableau montre que le point a pertes minimale (70Hz) nécessite un dimensionnement des condensateurs de SM assez élevé. Ces valeurs de condensateur peuvent être divisées par trois environs si la fréquence est égale à 120Hz au prix de 220kW de pertes additionnelles. Le cout et l'empreinte au sol du convertisseur sera réduit au prix d'un cout d'utilisation plus élevé. Pour des fréquences supérieures, les capacités des SM seront encore plus faibles au prix d'une augmentation plus forte des pertes limitant.

6. CONCLUSIONS

Cet article présente une étude quasi-statique complète du convertisseur DC-DC Modulaire Multi-niveaux (M2DC) qui est une topologie attrayante de convertisseur DC-DC non isolée pour les réseaux HVDC. Il se focalise, dans un premier temps, sur le modèle mettant en évidence un degré de liberté accessible

dans la commande. Une étude de l'utilisation des degrés de liberté, l'angle φ , associé à la fréquence est menée pour réaliser une analyse de leurs impacts sur la valeur des condensateurs de bras et des pertes. Cette étude permet de conclure que la commande doit être réalisée avec un angle φ minimal et que la plage de fonctionnement fréquentiel idéal se trouve entre 60 et 150Hz et que le critère du cout du convertisseur (condensateur) et de son empreinte au sol tolérée sera le dernier critère permettant de définir exactement cette valeur.

7. REFERENCES

- [1] 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, Oct. 2016. doi: 10.1049/iet-pel.2015.0530.
- [2] J. D. Páez, D. Frey, J. Maneiro, S. Bacha and P. Dworakowski, "Overview of DC-DC Converters Dedicated to HVdc Grids," in *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 34, no. 1, pp. 119-128, Feb. 2019. doi: 10.1109/TPWRD.2018.2846408.
- [3] H. Saad, S. Denetiere, J. Mahseredjian, S. Nguefeu: "Detailed and Averaged Models for a 401-Level MMC-HVDC System," *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 27, no. 3, pp. 1501-1508, July 2012, doi:10.1109/TPWRD.2012.2188911.
- [4] J. A. Ferreira, "The Multilevel Modular DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4460-4465, Oct. 2013. doi: 10.1109/TPEL.2012.2237413
- [5] Y. Li, F. Gruson, P. Delarue, P. Le Moigne, "Design and control of modular multilevel DC converter (M2DC)," *Proc. 19th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, pp. 1-10, Sep. 2017. doi: 10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099108.
- [6] H. Yang and M. Saeedifard, "A Capacitor Voltage Balancing Strategy With Minimized AC Circulating Current for the DC-DC Modular Multilevel Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 956-965, Feb. 2017. doi: 10.1109/TIE.2016.2613059.
- [7] 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," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, no. 1, pp. 301-309, Feb. 2020. Doi: 10.1109/TPWRD.2019.2942527
- [8] H. Yang, J. Qin, S. Debnath and M. Saeedifard, "Phasor Domain Steady-State Modeling and Design of the DC-DC Modular Multilevel Converter," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 31, no. 5, pp. 2054-2063, Oct. 2016. doi: 10.1109/TPWRD.2016.2515498
- [9] P. Delarue, F. Gruson, X. Guillaud, "Energetic macroscopic representation and inversion based control of a modular multilevel converter," *Proc. 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, pp. 1-10, Sep. 2013. doi: 10.1109/EPE.2013.6631859
- [10] P. M. Meshram and V. B. Borghate, "A Simplified Nearest Level Control (NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC)," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 450-462, Jan. 2015. doi: 10.1109/TPEL.2014.2317705
- [11] J. Freytes, F. Gruson, P. Delarue, F. Colas and X. Guillaud, "Losses estimation method by simulation for the modular multilevel converter," *2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, London, ON, 2015, pp. 332-338. doi: 10.1109/EPEC.2015.7379972.
- [12] "ABB Stakpak modules", 5SJA 3000L520300, product specification sheet, march 2020, <https://new.abb.com/semiconductors/stakpak>.