Convertisseur DC-DC pour la connexion HVDC d'un parc éolien offshore

William Wheeler, Jose Maneiro, Pierre Le Métayer, Piotr Dworakowski

▶ **To cite this version:**

William Wheeler, Jose Maneiro, Pierre Le Métayer, Piotr Dworakowski. Convertisseur DC-DC pour la connexion HVDC d'un parc éolien offshore. Symposium de Génie Electrique (SGE 2021), Jul 2021, Nantes, France. hal-03288801

HAL Id: hal-03288801
https://hal.science/hal-03288801

Submitted on 16 Jul 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Convertisseur DC-DC pour la connexion HVDC d'un parc éolien offshore

W. Wheeler, J. Maneiro, P. Le Métayer, P. Dworakowski

***Resumé*—Les convertisseurs DC-DC haute tension sont de plus en plus reconnus comme étant les briques élémentaires des réseaux DC de demain et de prometteuses topologies sont actuellement proposées. Cependant, la réalisation de convertisseurs à fort rapport de tension pour des applications à fortes puissances demeure problématique. Le concept de parc éolien offshore à « DC-collector » utilise le courant continu à tous les niveaux de conversion. Ainsi, un convertisseur DC-DC capable d'élever la moyenne tension, à laquelle la puissance provenant des éoliennes est collectée, vers la haute tension de transmission jusqu'à la côte, est nécessaire. Cet article étudie un tel convertisseur. L'étude analytique du circuit est associée à des simulations afin d'évaluer la faisabilité du concept proposé.**

I. Introduction

Les convertisseurs DC-DC haute tension (HVDC) joueront un rôle important dans le futur développement des réseaux DC multi-terminaux (MTDC) [1]. Durant ces 5 dernières années, certains circuits ont commencé à être reconnus comme des solutions industriellement intéressantes [2-6]. Cependant, de réelles applications commerciales ne sont pas attendues avant 2030 [7-8]. A plus court terme, la connexion de parcs éoliens offshore par un réseau de collection DC moyenne tension (MVDC) et un canal de transmission HVDC (Fig.1) a été identifiée comme une application nécessitant un convertisseur DC-DC HVDC. L'intérêt économique d'un tel parc a été étudié [9-10], mais les conclusions de ces études sont très dépendantes des hypothèses prises concernant le convertisseur MV-HV. Peu d'articles se sont intéressés à ce convertisseur [11-12] contrairement au convertisseur LV-MV présent dans l'éolienne [13-16].

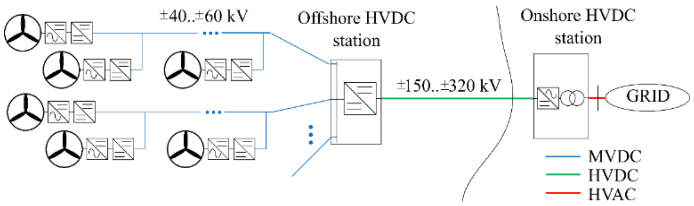

Fig.1: Parc éolien offshore connecté par un réseau de collection MVDC et une transmission HVDC

Afin de donner une base solide à une analyse économique du concept de collection DC, cet article étudie une des implémentations possible du convertisseur DC-DC HVDC. Un état de l'art des convertisseurs DC-DC HVDC est donné dans [17]. Cependant, les performances des circuits potentiellement réalisables déclinent rapidement pour des rapports de tension supérieurs à 2 [18]. De plus, le coût d'une station de conversion en mer est fortement dépendant du volume et poids du convertisseur y étant installé [19]. Ainsi, cet article s'intéresse à un convertisseur DC-DC non isolé, dont l'absence de transformateur permettrait de réduire le volume et poids. Ce nouveau convertisseur se base sur la topologie proposée dans [5] mais est modifiée pour permettre le fonctionnement en monopôle symétrique. La topologie du convertisseur est présentée dans la section II et son principe de fonctionnement et son dimensionnement dans la section III. La section IV détaille le contrôle proposé pour ce convertisseur. Dans la section V, le fonctionnement du convertisseur est validé par des simulations l'incluant dans un parc éolien.

II. Convertisseur DC-DC non isole moyenne tension vers haute tension

La topologie du convertisseur non isolé est présentée en Fig.2. Cette topologie a pour base le circuit proposé dans [5] mais est adaptée pour permettre un fonctionnement en monopôle symétrique, comme présenté en Fig.1. La structure triphasée est composée de 6 bras de sous-modules (SM) à demi-pont, de type convertisseur modulaire multi-niveaux (MMC), connectés entre les bornes DC haute tension (V_H). Egalement, 6 valves composées d'IGBTs en série sont connectées entre les bornes DC basse tension (V_L). Une phase est l'association de deux couples {bras MMC ; valve IGBT}. Ce convertisseur autorise un transfert de puissance bidirectionnel entre les deux systèmes DC (V_L et V_H). De plus, il agit également comme pare-feu entre les deux systèmes DC, bloquant le courant de défaut qui suit un court-circuit dans l'un des systèmes. Le convertisseur n'étant pas isolé les réseaux HVDC et MVDC partagent la même référence de terre, pouvant typiquement être dans la station DC-AC présente sur la rive.

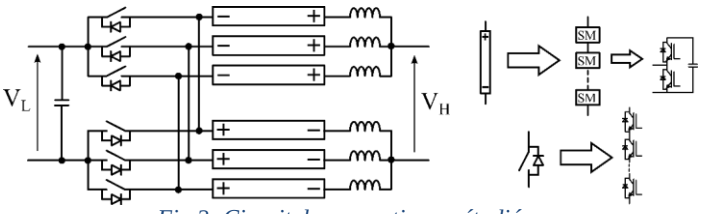

Fig.2: Circuit du convertisseur étudié

III. Principe de fonctionnement et dimensionnement du convertisseur

Chacune des trois phases du convertisseur fonctionne de la même manière, avec un déphasage de 120°. La figure 3 présente les courants I_H et I_L, respectivement aux ports haute et basse tension, ainsi que les courants circulant dans les trois bras MMC supérieurs (A,B,C). On peut voir qu'à tout instant deux phases conduisent simultanément. La figure 4 montre comme exemple les courants circulant dans le circuit à l'instant $t=t_1$.

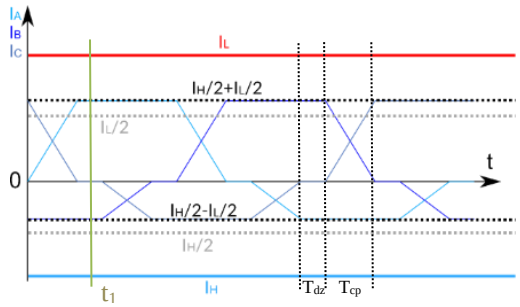

Fig. 3: Formes d'onde des courants DC et des courants de phase

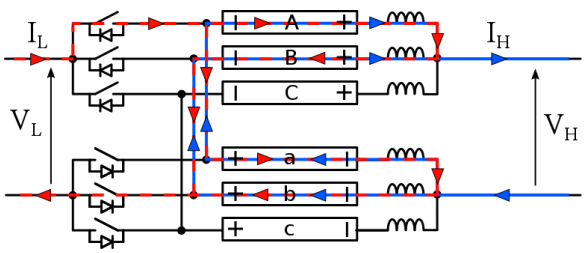

Fig. 4: Circulation du courant dans le convertisseur à l'instant t=t1

Les expressions des courants dans les bras MMC à ce même instant sont présentées en (1), (2) et (3) :

$$\text{Phase A}: \quad i_A = \frac{I_H}{2} + \frac{I_L}{2} \qquad i_a = \frac{I_H}{2} - \frac{I_L}{2} \qquad (1)$$

$$\text{Phase B}: \quad i_B = \frac{I_H}{2} - \frac{I_L}{2} \qquad i_b = \frac{I_H}{2} + \frac{I_L}{2} \qquad (2)$$

$$\text{Phase C}: \quad i_C = 0 \qquad i_c = 0 \qquad (3)$$

De la même manière que pour le convertisseur proposé dans [5], l'ensemble du cycle de contrôle est divisé en six intervalles. Chacun d'eux contient deux états. Le premier état, appelé l'état principal, ferme un interrupteur pour stocker l'énergie dans la phase correspondante (dans la Fig. 4 la phase Aa) et simultanément ferme l'interrupteur pour transférer l'énergie stockée dans la phase adjacente (phase Bb). Le deuxième état est appelé le processus de commutation. Durant cet état le stockage d'énergie est basculé dans une autre phase. Dans notre exemple Bb prend le rôle de stockage d'énergie et Cc le rôle de transfère d'énergie. L'article [5] donne la condition suivante pour la durée du processus de commutation :

$$T_{dz} + T_{cp} = \frac{T}{6} \qquad (4)$$

Où T_{dz}, T_{cp} (voir Fig. 3) représentent la durée de la zone morte (durant lequel le courant dans la phase est nul) et la durée du processus de commutation, qui peuvent être librement choisis en théorie. Cependant, durant T_{cp}, une tension de commande supplémentaire V_0 doit être appliquée au bras afin de contrôler la circulation du courant. Si T_{cp} est beaucoup plus petit que T_{dz}, la tension de commande devra être élevée et cela peut conduire à devoir ajouter plus de sous-modules. Une inductance de bras faible pourrait équilibrer ce problème. En règle générale, l'inductance doit combler l'inégalité suivante :

$$\int_0^{T_{cp}} \left(L_{arm}\frac{di_{sm}}{dt}\right) dt \le \int_0^{T_{cp}} V_{0,Max}\, dt \Rightarrow T_{cp} \ge \frac{I_H+I_L}{2}\cdot\frac{L_{arm}}{V_{0,Max}} \qquad (5)$$

Enfin, T_{cp} doit être suffisamment important pour garantir un $\frac{di_{sm}}{dt}$ acceptable par les sous-modules, mais il ne doit pas être trop proche de T / 6 pour avoir suffisamment de temps pour la commutation des valves IGBT.

Un flux de courant constant est obtenu à travers ce système uniquement avec un rapport cyclique de 0,5. Si ce convertisseur est contrôlé avec un rapport cyclique différent, des creux ou des pics de courant apparaissent. Cela est dû à une récupération non parfaite du courant d'un bras à l'autre en raison d'une superposition imparfaite de T_{cp}.

Les équations (6)-(9) donnent les conditions de dimensionnement des bras MMC et des valves d'IGBT.

$$I_{MMC,max} = \frac{I_H}{2} + \frac{I_L}{2} \qquad (6)$$

$$V_{MMC,max} = \frac{V_H}{2} + \frac{V_L}{2} \qquad (7)$$

$$I_{valve,max} = I_L \qquad (8)$$

$$V_{valve,max} = V_L \qquad (9)$$

A partir de ces équations il est possible d'estimer le nombre de d'IGBT et de condensateurs nécessaires à la réalisation du convertisseur, pour un IGBT donné ayant une tenue en tension $V_{IGBT,max}$ et une tenue en courant $I_{IGBT,max}$. Le nombre de condensateurs est le reflet du nombre de sous-modules et l'on compte deux IGBT par sous-module. Si le courant traversant l'IGBT est supérieur à sa tenue en courant un facteur multiplicatif de parallélisation est appliqué. La fonction ceil() est la fonction partie entière par excès.

$$N_{condensateur} = N_{SM} = 6 \cdot \text{ceil}\left(\frac{V_{MMC,max}}{V_{IGBT,max}}\right) \qquad (10)$$

$$\begin{aligned} N_{IGBT} &= N_{IGBT,valve} + N_{IGBT,MMC} \\ &= 6 \cdot \text{ceil}\left(\frac{I_{valve,max}}{I_{IGBT,max}}\right) \cdot \text{ceil}\left(\frac{V_{valve,max}}{V_{IGBT,max}}\right) \\ &\quad +2 \cdot \text{ceil}\left(\frac{I_{MMC,max}}{I_{IGBT,max}}\right) \cdot N_{SM} \end{aligned} \qquad (11)$$

Cette estimation ne prend pas en compte l'ajout de sous-modules redondants dans les bras MMC.

On se propose d'évaluer les expressions (10) et (11) pour le cas d'étude de ferme éolienne présenté en Tableau 3. Ce calcul est réalisé pour un IGBT 3.3kV 1.5kA [20]. Les résultats sont présentés dans le Tableau 1.

Tableau 1: Nombre de composant

N_{SM}	1236
$N_{IGBT,valve}$	2016
$N_{IGBT,MMC}$	9888
N_{IGBT}	11904

Le nombre d'IGBT composant ce convertisseur est principalement expliqué par le fait que les courants traversant ses éléments sont bien supérieurs à la tenue en courant d'un IGBT classique. Effectivement, la structure non isolée de ce convertisseur a pour effet que les bras MMC partagent les contraintes de la haute et de la basse tension, dont le fort courant à l'origine du besoin de parallélisation.

IV. CONTROLE DU CONVERTISSEUR

La Fig. 5 présente le schéma blocs du contrôle proposé. Il est composé d'une boucle de régulation de la tension DC $V_{L,}$ ainsi que de boucles permettant la régulation de l'énergie totale et différentielle stockées dans les bras MMC. Un bloc génère alors les références des courants trapézoïdaux circulant dans chacun des 6 bras MMC, qui sont ensuite traduits en commandes de tension pour chacun des bras.

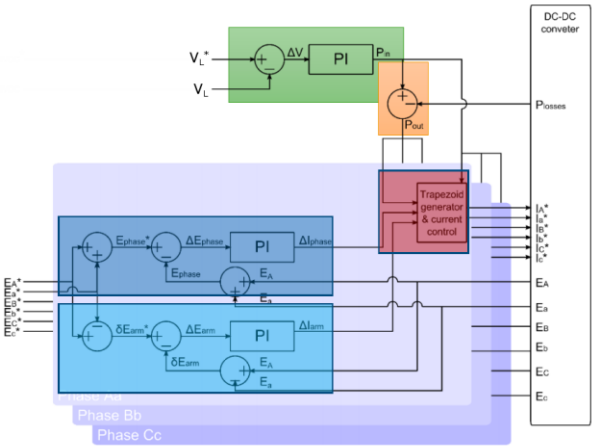

Fig. 5: Schéma blocs du contrôle proposé

La boucle de tension régule la tension d'entrée du convertisseur V_L, sa tension de sortie V_H est déjà fixée par la station HVDC sur la côte. La tension de sortie des éoliennes étant ainsi fixée on peut les considérer comme des sources de courants débitant dans une capacité équivalente. Cette capacité équivalente représente l'ensemble des éléments capacitifs du réseau de collection MVDC (câbles, convertisseurs dans les éoliennes). On a donc :

$$I_L = C_{eq,réseau}\frac{dV_L}{dt} \qquad (12)$$

Un correcteur proportionnel intégral peut donc être utilisé pour obtenir une consigne de courant d'entrée en fonction de la tension d'entrée comme illustrée dans la partie verte de la Fig. 5. Cette consigne de courant peut facilement être transformée en consigne de puissance d'entrée.

La consigne de puissance de sortie peut donc être donnée à partir de la puissance d'entrée et des pertes estimées du convertisseur. La tension de sortie V_H étant fixée, on obtient le courant de sortie I_H (partie orange de la Fig. 5).

Cette partie du contrôleur permet de donner les amplitudes nécessaires des courants afin de permettre un transfert de puissance tout en maintenant la tension V_L à la valeur souhaitée. Cependant, les bras MMC étant constitués de nombreux condensateurs, l'énergie dans le convertisseur doit également être contrôlée. Pour cela deux actions sont nécessaires : le contrôle de l'énergie moyenne dans une phase ainsi que la répartition égale de cette énergie entre les bras.

L'énergie d'une phase revient à l'addition de l'énergie des deux bras la constituant. Afin de contrôler cette énergie la phase doit pouvoir être chargée ou déchargée. Cela est réalisé par le biais d'un offset (positif ou négatif) sur le courant de sortie I_H appelé ΔI_{phase} dans la partie bleue foncée de la Fig. 5 décrivant cette partie du contrôleur.

Assurer la répartition égale de l'énergie entre les bras revient à réguler leur différence d'énergie à 0. On se base sur l'hypothèse que la boucle de régulation de l'énergie totale de phase permet d'assurer une énergie totale constante durant une période. Ici lorsque l'un des deux bras d'une phase doit être chargé l'autre doit être déchargé. Pour cela un nouvel offset ΔI_{arm} est ajouté au courant de sortie. Sur une période on a alors les événements présentés dans la figure 6.

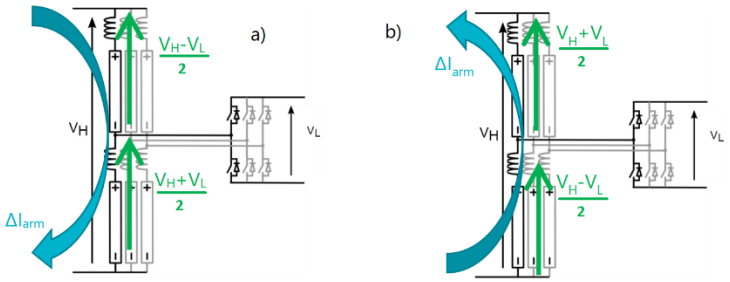

Fig. 6: Mécanisme d'équilibrage des énergies de bras
a) Première demi-période T_1 b) Seconde demi-période T_2

Les puissances de chaque bras pendant les deux demi-périodes sont:

$$P_{A,T1} = \Delta I_{arm} \cdot \left(\frac{V_H - V_L}{2}\right) \qquad (13)$$

$$P_{a,T1} = \Delta I_{arm} \cdot \left(\frac{V_H + V_L}{2}\right) \qquad (14)$$

$$P_{A,T2} = -\Delta I_{arm} \cdot \left(\frac{V_H + V_L}{2}\right) \qquad (15)$$

$$P_{a,T2} = -\Delta I_{arm} \cdot \left(\frac{V_H - V_L}{2}\right) \qquad (16)$$

On a alors sur une période complète T le déchargement du bras « A » et le chargement du bras « a » par la même quantité d'énergie, dictée par ΔI_{arm}.

$$P_{A,T} = P_{A,T1} + P_{A,T2} = -\Delta I_{arm} \cdot V_L \qquad (17)$$

$$P_{a,T} = P_{a,T1} + P_{a,T2} = \Delta I_{arm} \cdot V_L \qquad (18)$$

Pour un ΔI_{arm} négatif l'inverse se produit, le bras « A » se charge et le bras « a » se décharge.

A partir des différents termes obtenus on peut exprimer la consigne de courant d'un bras par :

Chargement : $i_{arm} = \frac{P_{in}}{V_L} + \Delta I_{phase} + \Delta I_{arm}$ (19)

Déchargement : $i_{arm} = \frac{P_{in} - P_{losses}}{V_H} + \Delta I_{phase} - \Delta I_{arm}$ (20)

Les consignes de courant étant obtenues, celles-ci sont traduites en tensions de commande par des correcteurs de type proportionnel intégral, la relation entre le courant dans un bras et la tension de ce bras étant :

$$V_0 = L_{arm}\frac{di_{arm}}{dt} \qquad (21)$$

V. SIMULATION DU CONVERTISSEUR DANS SON ENVIRONNEMENT

Afin de valider le bon fonctionnement du circuit, un modèle de simulation d'un parc éolien entier et de son lien HVDC a été développé sous Matlab-Simulink (Fig. 7).

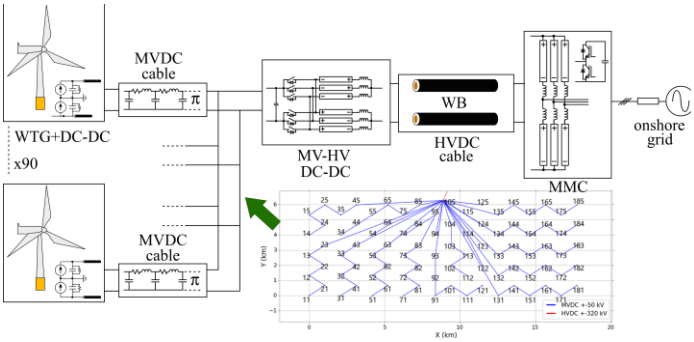

Fig. 7: Schéma blocs du modèle de simulation de parc éolien

En plus du convertisseur étudié, cette simulation est composée des éléments suivants : modèle d'éolienne, modèle de câble MVDC, modèle de câble HVDC, modèle du convertisseur DC/AC MMC sur la côte.

Le modèle de l'éolienne est composé d'une source de courant débitant dans une capacité. La consigne de courant de cette source est calculée à partir d'une vitesse de vent prenant en compte l'effet de sillage en fonction de la position de l'éolienne dans la ferme [21]. Un filtre du second ordre représente l'inertie du générateur.

La ferme compte un total de 90 éoliennes, de puissance nominale 10 MW. L'agencement de la ferme éolienne a été réalisé sur la base des travaux présentés dans [22]. Deux modèles π sont utilisés pour le câble MVDC, en fonction de la puissance transitée par ce câble. Les paramètres de ces modèles sont présentés dans le Tableau 2.

Tableau 2: Paramètres des modèles de câble MVDC

	N°1	N°2
R_{lin}(Ω/km)	0.1	0.06
C_{lin}(µF/km)	4	4
L_{lin}(mH/km)	0.4	0.4

Le câble HVDC est modélisé sur la base d'un « universal line model » (ULM) prenant en compte des paramètres dépendant de la fréquence [23].

Enfin le modèle MMC se base sur le modèle moyen [24] et est connecté au réseau AC, représenté par des sources de tension.

Les niveaux de tension et puissance du parc sont définis dans le Tableau 3.

Tableau 3: Niveaux de tension et puissance du parc simulé

MVDC voltage	V_L	±50 kV
HVDC voltage	V_H	±320 kV
Rated power	P_n	900 MW

Différents scénarios sont simulés afin de valider les principes de fonctionnement établis en sections III et IV.

La Fig. 8 montre la régulation de la tension du réseau de collection MVDC (V_L) en réponse au cas extrême d'un changement de puissance provenant des éoliennes de 0 à P_n en 1s.

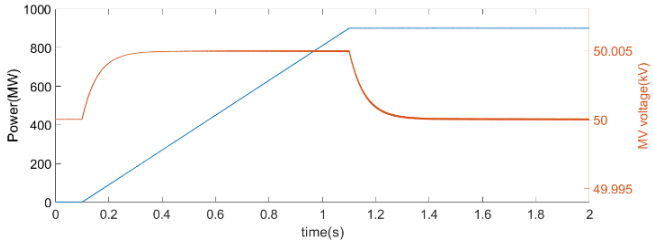

Fig. 8: Tension MVDC en réponse à un changement de puissance

La Fig. 9 présente l'évolution de la tension de la capacité équivalente d'une phase MMC lors d'un changement de consigne d'énergie cherchant à augmenter l'énergie stockée dans le circuit. Effectivement, la tension de capacité équivalente de la phase est directement reliée à l'énergie stockée dans celle-ci par l'équation suivante (basée sur le modèle moyen) :

$$E_{phase} = \frac{1}{2} \cdot C_{eq,phase} \cdot V_{Ceq,phase}{}^2 \qquad (22)$$

Le graphique inférieur représente le courant dans le lien HV (I_{HV}) et le courant provenant du réseau de collection (I_{MV}).

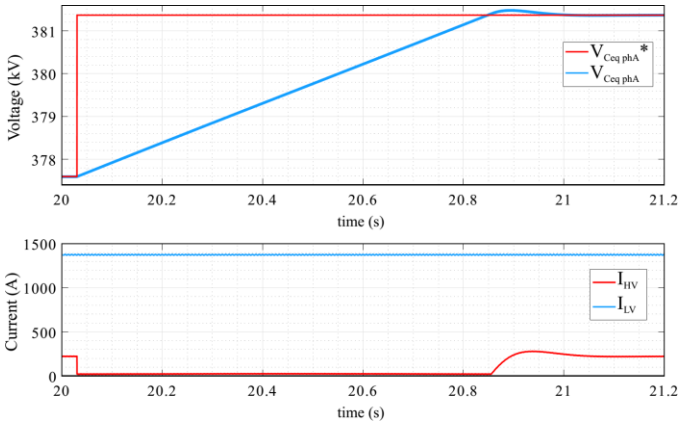

Fig. 9: Tension de capacité équivalente de la phase A en réponse à un échelon de consigne d'énergie, et courants résultants

Il est observable que la puissance vient toujours des éoliennes (le courant I_L reste constant) mais que le convertisseur DC-DC arrête momentanément d'injecter de la puissance dans le lien HVDC (I_H tombe à 0A). Effectivement ainsi la différence de puissance entrante et sortante est positive et l'énergie interne augmente. La possibilité de changer l'énergie interne du convertisseur permet de stocker une partie de la puissance produite et de la relâcher en réponse à un pic de consommation.

VI. Conclusion

Un convertisseur bidirectionnel non isolé a été étudié dans le contexte d'une ferme éolienne offshore à réseau de collection MVDC. Les équations de dimensionnement permettent de donner une base pour une future analyse économique. Des associations série/parallèle peuvent être envisagées pour améliorer l'utilisation des semis conducteurs. Un contrôle de la tension d'entrée du convertisseur ainsi que de son énergie stockée a été développé. Le fonctionnement du convertisseur a été validé par une simulation de la ferme éolienne complète. Des simulations de défauts sont à envisager pour la suite de cette étude. Une continuation à ce travail serait la réalisation d'une analyse coût-performance de ce convertisseur et sa comparaison avec d'autres topologies à la fois non-isolées et

isolées. La comparaison avec des topologies isolées participera à statuer sur la question du besoin de transformateur dans les convertisseurs MVDC-HVDC pour ferme éolienne offshore pour les rendre technico économiquement viables.

VII. Remerciements

Ce projet a bénéficié d'une aide de l'Etat au titre du programme d'Investissements d'avenir portant la référence (ANE-ITE-002-01)

VIII. References

[1] D. Gómez A. *et al*., "Requirements for interconnection of HVDC links with DC-DC converters," *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 4854-4860.

[2] S. Kenzelmann, A. Rufer, D. Dujic, F. Canales, and Y. R. de Novaes, "Isolated DC/DC Structure Based on Modular Multilevel Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 89–98, Jan. 2015.

[3] S. Norrga, L. Ängquist, and A. Antonopoulos, "The polyphase cascaded-cell DC/DC converter," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 4082–4088.

[4] A. Schön, V. Hofmann, and M. M. Bakran, "Optimisation of the HVDC auto transformer by using hybrid MMC modulation," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 468–476, 2018.

[5] J. Yang, Z. He, H. Pang, and G. Tang, "The Hybrid-Cascaded DC–DC Converters Suitable for HVdc Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5358–5363, Oct. 2015.

[6] Jovcic, D., Dworakowski, P., Kish, G., Jamshidi Far, A., Nami Abb, A., Darbandi, A., & Guillaud, X. (2019). *Case Study of Non-Isolated MMC DC-DC Converter in HVDC Grids*. Paper presented at CIGRE Symposium 2019, Aalborg, Denmark.

[7] e-HIGHWAY 2050, "D3.1 Technology assessment from 2030 to 2050," 2012 [Online]. Available: http://www.ehighway2050.eu/fileadmin/documents/Results/D3/report_HVDC.pdf

[8] N. Macleod, M. Callavik, M. Boden, M. Dhesi, R. Huuva, N. Kuljaca, and F. Schettler, "A technological roadmap for the development of the european supergrid," in *Proceedings of the Cigre International Symposium—HVDC Systems and Markets Integration, Lund, Sweden*, 2015, pp. 27–28.

[9] M. Stieneker, B. J. Mortimer, N. R. Averous, H. Stagge, and R. W. D. Doncker, "Optimum design of medium-voltage DC collector grids depending on the offshore-wind-park power," in *2014 IEEE Symposium on Power Electronics and Machines for Wind and Water Applications*, 2014, pp. 1–8.

[10] S. C. Raval, R. Botta, and H. N. Raval, "Comparison of energy production cost for MVAC and MVDC offshore wind farm distribution system," in *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, 2017, pp. 1–6.

[11] H. Liu, M. Dahidah, J. Yu, R. T. Naayagi, and M. Armstrong, "Design and Control of Unidirectional DC/DC Modular Multilevel Converter for Offshore DC Collection Point: Theoretical Analysis amp; Experimental Validation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2018.

[12] T. Lagier, P. Ladoux and P. Dworakowski, "Potential of silicon carbide MOSFETs in the DC/DC converters for future HVDC offshore wind farms," in *High Voltage*, vol. 2, no. 4, pp. 233-243, 12 2017.

[13] C. Dincan, P. Kjaer, Y. Chen, S. Munk-Nielsen, and C. L. Bak, "Analysis of a High-Power, Resonant DC–DC Converter for DC Wind Turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7438–7454, 2018.

[14] T. Ishibashi, T. Jimichi, and Y. Sato, "Novel High-Voltage High-Power DC-DC Converter for Offshore Wind Farms," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 2018, p. P.1–P.8.

[15] J. Maneiro, R. Ryndzionek, T. Lagier, P. Dworakowski, and C. Buttay, "Design of a SiC based triple active bridge ceil for a multi-megawatt DC-DC converter," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, p. P.1–P.10.

[16] G. Ning, W. Chen, L. Shu, J. Zhao, W. Cao, J. Mei, C. Liu, and G. Qiao, "A Hybrid Resonant ZVZCS Three-Level Converter for MVDC-Connected Offshore Wind Power Collection Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6633–6645, Aug. 2018.

[17] J. D. Paez, D. Frey, J. Maneiro, S. Bacha, and P. Dworakowski, "Overview of DC-DC Converters dedicated to HVDC Grids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1–1, 2018.

[18] A. Schön and M. Bakran, "Comparison of modular multilevel converter based HV DC-DC-converters," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, pp. 1–10.

[19] National Grid, "Electricity ten year statement Appendix E Technology" 2016 [Online]. Available: https://www.nationalgrideso.com/document/47036/download

[20] Infineon,"IHM-B module with Trench/Fieldstop IGBT3 and Emitter Controlled 3 diode", FZ1500R33HL3 datasheet, V3.3 2019-07-24.

[21] Jensen NO, *A note on wind generator interaction, Technical Report* Risoe-M-2411(EN), Risø National Laboratory, Roskilde, 1983

[22] S Gasnier. Decision support framework for offshore wind farm electrical networks: Robust design and assessment under uncertainties. Université Lille Nord-de-France, 2017.

[23] Araujo, Anderson & Silva, Rodrigo & Kurokawa, Sergio. (2013). *Using Universal Line Model (ULM) for Representing Three-phase Lines*. Energy and Power Engineering. 05. 1159-1164. 10.4236/epe.2013.54B220.

[24] M Zama. Modeling and Control of Modular Multilevel Converters (MMCs) for HVDC applications.Electric power. Université Grenoble Alpes, 2017. English. tel-01915488*and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, pp. 1–10.