

Choix d'un IGCT pour les convertisseurs multiniveaux destinés au raccordement en courant continu haute tension des parcs éoliens en mer

Davin Guédon^{a,b}, Philippe Ladoux^a,
Sébastien Sanchez^{a,c} and Sébastien Cornet^b

^aLAPLACE, Université de Toulouse, CNRS, INPT, UPS, Toulouse, France;

^bElectricité de France, Recherche et Développement, EDF R&D, Moret-sur-Loing, France;

^cICAM, Site de Toulouse, France

RESUME – Les parcs éoliens installés en pleine mer sont raccordés en courant continu haute tension (HVDC). Afin d'assurer un maximum de rentabilité, les pertes dans les stations de conversion doivent être minimisées. Pour choisir au mieux les semi-conducteurs, il faut alors évaluer ces pertes pour pléthore de points de fonctionnement. Cet article présente une démarche de modélisation pour le calcul de ces pertes sur de multiples points de fonctionnement, intégrant des caractéristiques expérimentales de semi-conducteurs et permettant de prendre en compte la stratégie de modulation. Le cas du thyristor blocable (IGCT) est ici considéré. Pour un calibre en tension donné, il est alors possible de sélectionner un composant qui présente un compromis entre pertes en commutation et pertes en conduction qui permet de minimiser en moyenne les pertes dans les stations de conversion.

1. INTRODUCTION

L'installation des parcs éoliens en mer à des distances de 50 à 80 km des côtes permet d'aller capter des gisements de vents réguliers et soutenus. Compte tenu de la longueur des câbles sous-marins, le raccordement électrique vers le continent se fait grâce à une liaison HVDC [1]. Depuis quelques années les convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) sont très largement utilisés. Aujourd'hui ces convertisseurs permettent d'atteindre un niveau de puissance jusqu'à 1 GW, avec des tensions de quelques centaines de kilovolt [2]. Pour un tel niveau de puissance et compte tenu de la faible fréquence de commutation, le remplacement du transistor bipolaire à grille isolé (IGBT) par le thyristor intégré commuté par la gâchette (IGCT) paraît a priori pertinent [3, 4]. En effet, ce dernier offre des niveaux de pertes en conduction très faibles, un mode de défaut en court-circuit naturel ainsi qu'une fiabilité accrue [5, 6]. Afin de faire le bon choix d'un composant semi-conducteur l'évaluation des pertes dans une architecture MMC est nécessaire, néanmoins elle s'avère complexe dès que le nombre de sous-modules devient trop élevé : pour pallier ce problème certains modèles ne considèrent pas les sous-modules dans leur individualité [7, 8, 9]. La prise en compte de la température de jonction est également primordiale comme spécifié dans la norme IEC 62751-2, puisque les pertes des composants semi-conducteurs évoluent de manière non négligeable avec ladite température. Ce couplage électro-thermique est souvent délaissé dans la littérature, où une température de référence constante est choisie [10, 11]. Dans ce contexte cet article présente une modélisation électro-thermique du MMC à faible temps de calcul ; celle-ci ouvre alors la voie à des processus de balayage et d'optimisation à l'échelle plus globale de la liaison HVDC soumise à l'intermittence de puissance. Cette étude s'inscrit dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire LAPLACE, Electricité

de France (EDF) et ABB Semiconductors, portant sur les applications de l'IGCT dans le domaine de la haute tension.

2. LIAISON HVDC ET CONVERTISSEURS

2.1. Présentation

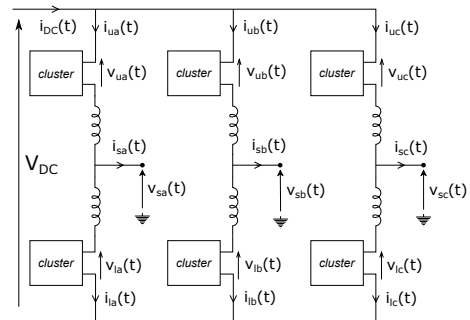


Fig. 1. Vue d'ensemble du convertisseur modulaire multiniveaux

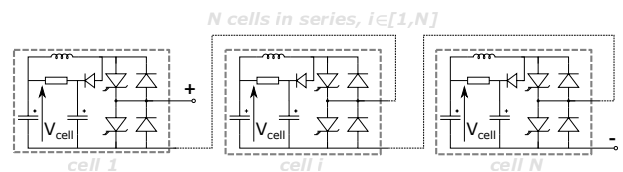


Fig. 2. Cluster - ensemble de sous-modules mis en série

La Figure 1 rappelle l'architecture du MMC : un "cluster" est un empilage de sous-modules [12], ces derniers sont constitués d'un condensateur et d'une cellule de commutation bidirectionnelle en courant et unidirectionnelle en tension conformément à la Figure 2. Cette topologie bénéficie de nombreux avantages, l'absence de condensateurs entre les pôles évite une décharge rapide et dangereuse d'énergie en cas de court-circuit [13]. Les inductances dans les bras élimine les variations brutales de courant et limite les courants de court-circuit [14]. La modularité de cette topologie facilite grandement l'assemblage mécanique, même pour un grand nombre de niveaux ; elle permet aussi d'utiliser des composants identiques et de réduire les coûts de fabrication et de maintenance [15]. Dans un sous-module utilisant l'IGCT, on retrouve un circuit d'aide à la commutation permettant de limiter le courant de recouvrement des diodes lors de l'amorçage des IGCT [16].

2.2. Paramètres de l'étude

Dans cette architecture, pour obtenir un même niveau de tension HVDC, il est possible d'utiliser des IGCT avec des tenues en tension différentes, en fonction du nombre de niveaux retenu. Le calibre en tension des interrupteurs conditionne alors la tension nominale par sous-module, V_{cell} , ainsi que le nombre N de sous-modules par cluster. La relation suivante s'applique :

$$NV_{cell} \geq V_{DC} \quad (1)$$

Deux approches sont alors retenues pour comparer des composants de calibres différents :

1. Une étude comparative où la tension V_{DC} est maintenue constante, le nombre de sous-modules dépend du calibre en tension des composants semi-conducteurs.
2. Une étude comparative où le nombre de sous-modules N est maintenu constant, le calibre en tension des composants semi-conducteurs définit alors la tension totale côté continu V_{DC} .

Première étude comparative, V_{DC} constante et N variable

La Table 1 illustre les différentes configurations étudiées. L'augmentation du calibre en tension des composants semi-conducteurs permet de réduire le nombre de sous-modules, réduisant ainsi potentiellement les pertes. Néanmoins l'augmentation de la tenue en tension des composants induit une dégradation des performances de ces derniers, d'où l'existence d'un compromis.

calibre en tension	4.5 kV	6.5 kV	9 kV
V_{cell}	2.5 kV	3.6 kV	5 kV
nombre de sous-modules N	256	178	128

Tableau 1. Sélection du nombre de sous-modules et de la tension nominale par sous-module pour chaque calibre en tension avec $V_{DC} = \pm 320$ kV

Ce type d'étude se concentre sur la technologie existante de câbles XLPE, à savoir une tension nominale de 320 kV par pôle [17]. Cependant certains facteurs sont ignorés dans cette étude :

- Le taux de distorsion harmonique varie avec le nombre de sous-modules, cela signifie que la configuration avec $N = 256$ est bien plus avantageuse que la configuration avec $N = 128$ suivant ce critère. Ce point peut être nuancé par le fait qu'à partir du moment où les standards sont respectés, une diminution supplémentaire du taux de distorsion harmonique n'a que peu d'intérêt.
- La complexité de raccordement des sous-modules d'un point de vue électrique, mécanique et hydraulique dépend du nombre de sous-modules. La diminution du nombre de sous-modules a donc un impact positif de ce point de vue.
- Le coût d'investissement lié au convertisseur dépend intrinsèquement du nombre de sous-modules.

Seconde étude comparative, N constant et V_{DC} variable

Afin de mieux prendre en compte les contraintes de la première étude comparative, il est proposé de fixer le nombre de sous-modules et de faire varier la tension V_{DC} . Cette approche, décrite par la Table 2, a des conséquences notables :

- La tension V_{DC} peut désormais atteindre 640 kV entre un pôle et la terre, ce qui implique des technologies de câbles qui n'ont pas encore été industrialisées mais qui sont à l'étude. L'étude comparative s'inscrit donc dans le cadre d'une projection vis-à-vis des futurs développements technologiques en la matière.
- A puissance fixée, l'augmentation de V_{DC} induit une diminution des courants dans les bras du MMC. Il en résulte une diminution des pertes par composant.

- L'étude ne compare plus directement des composants avec des calibres en tension différents, mais différentes solutions technologiques où le nombre de composants et le volume restent sensiblement identiques.

calibre en tension	4.5 kV	6.5 kV	9 kV
V_{cell}	2.5 kV	3.6 kV	5 kV
V_{DC}	± 320 kV	± 461 kV	± 640 kV

Tableau 2. Sélection de la tension V_{DC} et de la tension nominale par sous-module pour chaque calibre en tension avec $N = 256$

2.3. Caractéristiques de la liaison HVDC

2.3.1. Grandeurs électriques et volume du convertisseur

La Table 3 reprend les principales caractéristiques des deux convertisseurs composant la liaison HVDC. Une puissance P_{max} de 1 GW est retenue, afin de proposer une solution comparable aux projets existants où une liaison HVDC permet typiquement de raccorder entre deux et trois parcs éoliens en mer [18]. D'après l'ENTSO-E (European Network of Transmission System Operators for Electricity), la puissance réactive résultante peut typiquement atteindre 0.5 p.u. de la puissance active maximale [19]. Le choix de la capacité par bras est un facteur

Paramètre	Notation	Valeur
tension DC entre pôles	V_{DC}	variable
puissance max.	P_{max}	1000 MW
puissance réactive max.	Q_{max}	± 500 MVAR
tension réseau	U_s	variable
fréquence réseau	f_0	50 Hz
capacité d'un bras	C_e	variable

Tableau 3. Caractéristiques principales des convertisseurs pour une liaison HVDC symétrique monopole

important : il définit grandement le volume du convertisseur, puisqu'au sein d'un sous-module le condensateur peut représenter plus de la moitié du volume total [20]. Afin de conserver une énergie totale stockée constante, la capacité par bras respecte la relation donnée par Eq. (2) :

$$C_e \propto \frac{\sqrt{P_{max}^2 + Q_{max}^2}}{V_{DC}^2 2\pi f_0} \quad (2)$$

L'énergie totale stockée par bras E_{C_e} suit donc la loi définie par Eq (3) :

$$E_{C_e} \propto \frac{1}{2} \frac{\sqrt{P_{max}^2 + Q_{max}^2}}{2\pi f_0} \quad (3)$$

2.3.2. Commande rapprochée du convertisseur

La commande rapprochée des convertisseurs agit significativement sur le rendement global de la liaison [21] : les pertes par commutation dépendent de la fréquence de commutation et du courant à l'amorçage et au blocage des semi-conducteurs. Dans cette étude la tension de référence imposée par les boucles de régulation des courants est ramenée à un nombre de sous-modules entier, ce concept appelé "nearest-level control" (NLC) constitue une stratégie de modulation multiniveaux pertinente lorsque le nombre de niveaux devient très important [22]. A la différence de la modulation de largeur d'impulsion (MLI), la fréquence de commutation n'est pas fixe avec le NLC : elle dépend de l'algorithme de tri, chargé d'assigner un état à l'ensemble des sous-modules en fonction de contraintes diverses. La fréquence de commutation est donc différente pour chaque composant semi-conducteur, de plus elle varie avec le point de fonctionnement.

La notion de fréquence de commutation, pour un point de fonctionnement donné, se rapporte donc à une valeur moyenne calculée pour tous les semi-conducteurs d'un cluster. L'algorithme de tri choisi permet d'obtenir une fréquence variant entre 75 Hz et 110 Hz : cette gamme de fréquences constitue généralement un bon compromis entre les pertes par commutation et l'ondulation de tension aux bornes des condensateurs de chaque sous-module [23].

2.4. Caractéristiques du parc éolien en mer

2.4.1. Distribution statistique de la vitesse des vents

L'évaluation des pertes dans le convertisseur se fait à un point de fonctionnement donné, notamment défini par la puissance produite par le parc éolien. Or ladite puissance dépend de la vitesse du vent. Ainsi dans cette étude, les vitesses de vent possibles sont prises en compte selon une approche statistique [24] ; les pertes pour chaque point de fonctionnement correspondant sont calculées. Une représentation statistique doit mener au calcul d'un point de fonctionnement moyen, autrement dit aux pertes des deux convertisseurs moyennées sur une longue durée de fonctionnement : c'est cette grandeur qui est jugée déterminante pour le calcul du rendement, et donc pour le choix des composants dans cette étude. Une distribution de Weibull à deux paramètres est choisie : bien que limitée par rapport aux distributions statistiques à quatre et cinq paramètres, celle-ci permet de représenter facilement la dispersion de la vitesse du vent [25]. La fonction densité de probabilité est donnée par Eq. (4) :

$$f(v) = \frac{K}{A} \left(\frac{v}{A} \right)^{K-1} e^{-\left(\frac{v}{A} \right)^K} \quad (4)$$

où [26] :

$$K = 2.2 \text{ and } A = 10.57\text{ m.s}^{-1} \quad (5)$$

K est le facteur de forme et A le facteur d'échelle. La fonction en question est représentée sur la Figure 3, les points visibles correspondent à la discrétisation adoptée pour approximer la fonction en question.

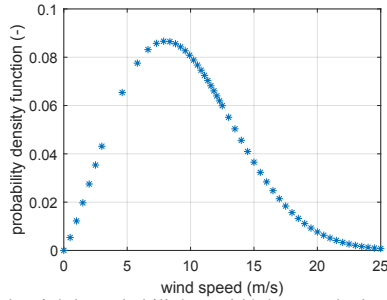


Fig. 3. Fonction densité de probabilité considérée pour évaluer les pertes dans les deux convertisseurs de la liaison HVDC

2.4.2. Caractéristique liant la vitesse du vent à la puissance produite

Une seconde étape est de relier la vitesse du vent donnée par la distribution statistique à la puissance produite par le parc éolien. La caractéristique en question dépend de plusieurs paramètres dont les propriétés aérodynamiques des éoliennes, de la chaîne de conversion électromécanique, des vitesses minimale et limite. Des vitesses minimale et limite respectivement égales à 3 m.s^{-1} et 25 m.s^{-1} sont typiques [27]. De multiples modèles mathématiques existent, basés sur les caractéristiques fournies par les constructeurs [28]. Une approximation cubique avec une saturation à la puissance maximale a été retenue [29], normalisée par rapport à la puissance maximale de la liaison HVDC, conformément à la Figure 4. Les points sont espacés de 5 % de la puissance maximale. La combinaison de cette caractéristique

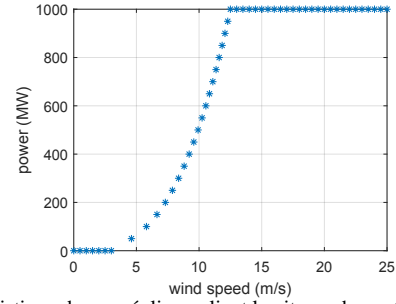


Fig. 4. Caractéristique du parc éolien, reliant la vitesse du vent à la puissance générée

avec celle de la distribution statistique prévoit une production moyenne de 468 MW pour une puissance installée de 1 GW , ce qui est cohérent vis-à-vis d'autres systèmes existants [29][26].

3. MODÉLISATION ÉLECTRO-THERMIQUE

3.1. Semi-conducteurs de puissance

3.1.1. Composants asymétriques

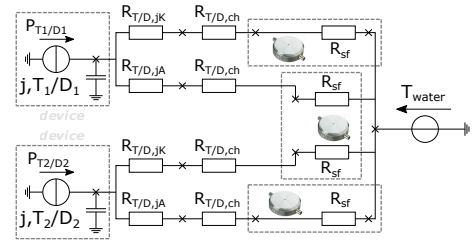


Fig. 5. Modèle thermique pour un empilage de deux composants asymétriques dans un sous-module de MMC

Les caractéristiques liant les grandeurs électriques aux pertes dépendent de la température de jonction du composant semi-conducteur. Or la température de jonction dépend elle-même des pertes, ce qui signifie qu'une relation de couplage électro-thermique existe entre les composants semi-conducteurs et le circuit de refroidissement. Le circuit de refroidissement, à l'échelle du sous-module, se compose de plaques à eau intercalées avec les semi-conducteurs et pressées sous plusieurs dizaines de kN [30]. Un assemblage classique et économe en plaques à eau se compose de trois plaques à eau pour deux composants semi-conducteurs. Cet assemblage est retenu pour modéliser le couplage électro-thermique, comme visible sur la Figure 5, le semi-conducteur est soit un IGCT soit une diode en boîtier pressé. En partant de la jonction, la puissance dissipée transite par la cathode et par l'anode du composant puis par deux des plaques à eau directement en contact avec le composant. Cette représentation, bien que commode pour des calculs multi-physiques, est néanmoins très limitée sur le plan purement thermique puisqu'elle est unidimensionnelle [31]. Une température d'eau T_{water} égale à $58^\circ C$ est choisie, elle est considérée comme la température maximale atteignable pour l'application visée. La résistance thermique entre une face de la plaque froide et l'eau est choisie égale à 11 K/kW : cette résistance dépend du débit d'eau, il est à noter qu'elle varie également d'un constructeur à un autre.

3.1.2. Composants à conduction inverse

L'IGCT existe également en version à conduction inverse, c'est-à-dire que le composant peut conduire le courant dans les deux sens. Physiquement cela se traduit par l'introduction d'une zone "diode" sur le wafer du composant [32], ce procédé permet de réduire le volume du sous-module puisque le composant conserve le même diamètre (environ 4 pouces) tandis que trois plaques à eau peuvent être supprimées par sous-module. En

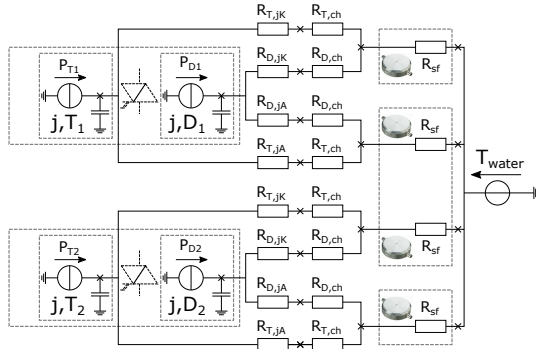


Fig. 6. Modèle thermique pour un empilage de deux composants à conduction inverse dans un sous-module de MMC

revanche, la densité de courant dans le semi-conducteur est nécessairement plus importante car les deux parties du wafer ne sont conduites jamais simultanément [33]. Il en résulte une dégradation inéluctable des performances du composant par rapport à l'association de deux composants discrets, pour un diamètre de wafer donné.

Le modèle thermique d'un tel composant doit faire apparaître deux jonctions : celle de la zone "diode" et celle de la partie "GCT" du wafer. La présence de couplages internes est évidente : si seule une zone du wafer est utilisée, la zone délaissée va également subir une élévation de température. Néanmoins la modélisation de ces couplages est complexe, car une précision importante du calcul des résistances thermiques est requis pour les identifier clairement. Ainsi ces couplages sont négligés comme illustré sur la Figure 6, il est supposé que les flux thermiques émanant des zones "diode" et "GCT" sont indépendants. Cette hypothèse est pessimiste pour l'évaluation de la température de jonction maximale, car les couplages tendent à réduire les écarts de températures entre les deux zones.

Les caractéristiques des semi-conducteurs ont été mesurées en commutation et en conduction, pour quatre températures de jonction : 25°C , 75°C , 125°C et 140°C . La présence des températures intermédiaires, 75°C et 125°C , permet d'augmenter la précision des résultats : en temps normal les calculs se basent au mieux sur un interpolation des caractéristiques entre 25°C et 125°C , ce qui constitue un intervalle de température très important. L'utilisation de caractéristiques issues de relevés expérimentaux rend à elle seule la précision des calculs plus élevée que lorsque les caractéristiques en conduction et en commutation sont approximées à l'ordre un ou deux.

3.2. Circuit d'aide à la commutation

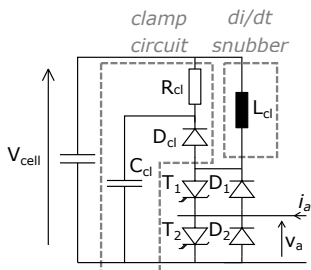


Fig. 7. Circuit d'aide à la commutation, comportant l'inductance de limitation de di/dt et le circuit "RCD" pour amortir les surtensions

Le circuit d'aide à la commutation mentionné plus haut est présenté sur la Figure 7. L'amorçage de l'IGCT se fait par une impulsion de courant au niveau de la gâchette, comme pour un thyristor : à l'inverse d'un transistor, il n'existe pas d'état transitoire du composant que l'on puisse contrôler [6]. Ce principe

physique inhérent au thyristor induit une perte de contrôle du di/dt durant cette période, alors que le recouvrement des charges de la diode s'opère : c'est la raison pour laquelle ce circuit est obligatoire lorsqu'une diode est utilisée en tant que composant complémentaire à l'IGCT dans la même cellule de commutation [34] (D_2 avec T_1 et D_1 avec T_2). Le circuit "RCD" mène à une dissipation d'énergie à chaque commutation, il en résulte des pertes supplémentaires. Ce circuit s'active dans deux cas :

- A l'amorçage de l'IGCT, il s'active lorsque le courant de recouvrement atteint sa valeur maximale car c'est le moment où la tension aux bornes de l'inductance L_{cl} devient négative.
- Au blocage de l'IGCT, l'interruption brutale du courant dans l'inductance amorce spontanément D_{cl} .

L'énergie dissipée à chaque commutation dans la résistance R_{cl} dépend de la tension du sous-module V_{cell} , du courant dans le bras i_a et des propriétés de la diode de roue libre de l'IGCT (D_2 pour l'IGCT T_1 et D_1 pour l'IGCT T_2). Il est à noter que ces propriétés dépendent de la température de jonction de la diode en question, notée T_{Dj} . Ces propriétés étant connues pour différentes températures de jonction, il est possible de retenir seulement trois variables permettant de retrouver l'énergie dissipée par le circuit d'aide à la commutation :

1. La tension du sous-module V_{cell}
2. Le courant dans le bras i_a
3. La température de jonction de la diode de roue libre de l'IGCT T_{Dj}

Ce constat est mis en oeuvre pour établir une table de correspondances (Lookup Table) entre ces trois variables et l'énergie dissipée. Un modèle de ce circuit est simulé sous PLECS pour de multiples points (V_{cell} , i_a , T_{Dj}), afin de constituer une table de correspondances facilement exploitable par d'autres outils de calcul.

3.3. Modèle moyenné du MMC, limites d'utilisation du modèle sous PLECS

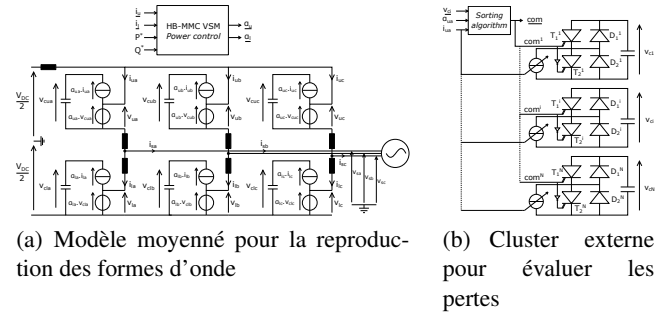


Fig. 8. Découplage du modèle moyenné et du modèle électro-thermique

Plusieurs étapes ont été successivement mises en oeuvre pour évaluer les pertes dans un convertisseur. La première, basée sur le modèle complet du convertisseur, a rapidement montré ses limites pour un grand nombre de niveaux. Le temps de calcul du système d'état à chaque pas de temps augmente rapidement avec le nombre de niveaux ; à partir d'une centaine de niveaux le temps de calcul pour une simulation de quelques secondes se compte en jours avec un ordinateur de bureau. Une première étape pour pallier ce problème est de recourir au modèle moyenné d'un cluster : la mise en série de sous-modules s'apparente à une unique cellule de commutation avec un condensateur de capacité C_e en entrée dont la tension moyenne de sortie est proportionnelle à un rapport cyclique [35][36]. Ce concept est illustré par la Figure 8(a), α_x est le rapport cyclique issu de la commande pour le cluster x . Ce modèle ne fait plus apparaître

de composants semi-conducteurs, pour lesquels nous devons utiliser le modèle électro-thermique. Par conséquent, un cluster externe est remplacé dans le modèle pour évaluer les pertes. Le ralentissement du temps de calcul n'est plus du même ordre de grandeur que dans le cas précédent : le courant d'un bras est mesuré dans le modèle moyenné du convertisseur puis réinjecté dans le cluster externe, ce qui accélère le calcul du système d'état associé au cluster. En appliquant ces modifications, une vingtaine de minutes est nécessaire pour simuler un point de fonctionnement sur un ordinateur de bureau. Cette diminution drastique du temps de calcul n'est pas suffisante : il n'est par exemple pas possible de simuler une centaine de points de fonctionnement en un temps raisonnable. Un balayage des points de fonctionnement n'est donc pas encore applicable à ce stade.

3.4. Implémentation du modèle sous MATLAB

Le principal élément ralentissant les calculs est le cluster externe, puisqu'il impose des pas de temps faibles. Le schéma de la Figure 8(b) montre que le cluster peut se résumer à un système de N équations indépendantes, puisque le courant ne dépend plus de l'état des semi-conducteurs grâce aux simplifications apportées par le modèle moyenné. Le logiciel de simulation PLECS exploite déjà ce concept, cependant d'autres points peuvent être améliorés :

- L'ensemble des grandeurs électriques et thermiques peuvent être représentées sous forme de matrices, afin d'accélérer les calculs.
- Il a été observé que le logiciel de simulation PLECS génère des pas de temps entre les ordres de commutations, régulièrement espacés de la période d'échantillonnage $\frac{1}{f_s}$. Ces pas de temps permettent de respecter l'ordre de mise à jour des variables, car le fonctionnement de l'algorithme de tri dépend des tensions de l'ensemble des sous-modules $v_{ci}, i \in [1, N]$. L'utilisation d'un pas de temps fixe permet de s'affranchir de ce problème, cependant il a été constaté que l'algorithme de tri n'était pas correctement exécuté par le logiciel avec un pas de temps fixe.

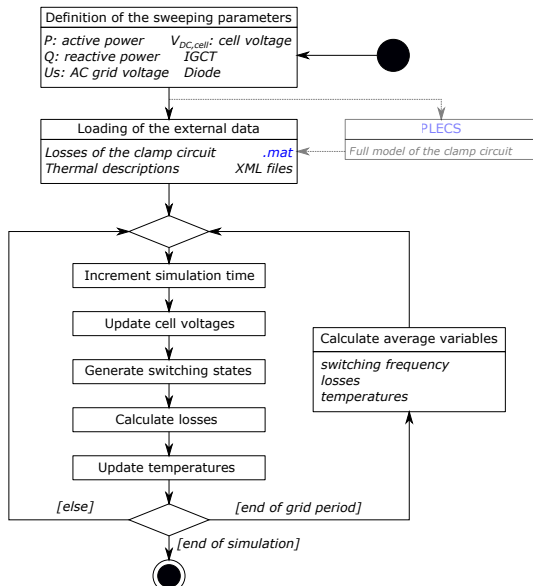


Fig. 9. Diagramme d'état décrivant la simulation du convertisseur à chaque pas de temps

Une implémentation directe dans MATLAB, sous formes d'équations avec un pas de temps fixe, a été choisie afin d'améliorer les performances du modèle. Plusieurs fonctions sont écrites :

1. Le calcul des tensions des sous-modules, qui dépend des signaux de commande fournis par l'algorithme de tri.

2. La génération des signaux de commande des sous-modules, cette fonction correspond simplement à l'algorithme de tri.
3. Le calcul des pertes, les grandeurs électriques du système d'état sont utilisées pour réaliser des interpolations bilinéaires et trilineaires des caractéristiques des semi-conducteurs d'ABB.
4. La mise à jour des températures de jonction, les modèles thermiques s'expriment sous la forme d'équations différentielles du premier ordre.

Le processus ainsi décrit est visible sur la Figure 9. Chaque itération correspond à un pas de temps, l'ordre d'exécution des blocs est prédéfini et ne varie pas au cours de la simulation. L'utilisation de ce principe sous MATLAB permet d'accélérer le calcul d'un facteur 40 environ en favorisant les calculs matriciels, adaptés aux convertisseurs multiniveaux.

4. RÉSULTATS À TENSION V_{DC} FIXE, INFLUENCE DU NOMBRE DE SOUS-MODULES

Les références des composants sont remplacées par des numéros partant de 1. Les composants sont triés suivant leur fréquence de commutation optimale : le composant avec le nombre le plus élevé est optimisé pour des pertes en conduction minimales, tandis que celui avec le nombre le plus bas est optimisé pour travailler à fréquence de commutation élevée. Ce compromis est particulièrement intéressant à étudier, puisqu'il peut mener à lui seul à une augmentation du rendement du convertisseur sans modifier son architecture ou sa commande.

4.1. Composants asymétriques 4.5 kV

Référence	Désignation	f_{sw} optimale
5SHY 40L4511	IGCT 1	haute
5SHY 35L4510	IGCT 2	moyenne
5SHY 55L4500	IGCT 3	basse
5SHY 55L45xx	IGCT 4	très basse
5SDF 20L4520	diode 1	moyenne
5SDF 28L4520	diode 2	basse

Tableau 4. Liste des IGCT asymétriques 4.5 kV et des diodes associées triés suivant leurs performances en commutation ; f_{sw} désigne la fréquence de commutation

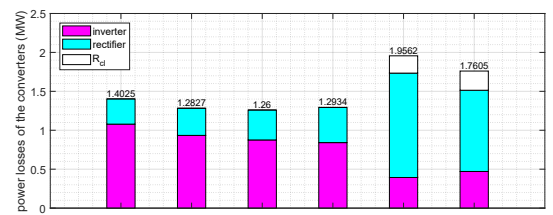


Fig. 10. Pertes des deux convertisseurs pour la distribution des vents donnée, interrupteurs asymétriques 4.5 kV, $V_{DC} = \pm 320$ kV

La Figure 10 présente les niveaux de pertes des deux convertisseurs pour les interrupteurs asymétriques 4.5 kV de la Table 4, avec $N = 256$ sous-modules. Pour chaque composant semi-conducteur les pertes sont séparées en deux parties, l'onduleur et le redresseur. Les pertes dues au circuit d'aide à la commutation, plus précisément à la résistance R_{cl} , sont reportées sur la diode puisqu'elles évoluent notamment avec les pertes par recouvrement de la diode. Pour chaque couple de composants, quarante points de fonctionnement ont été simulés. On remarque dans un premier temps que la diode 2 diminue les pertes, c'est-à-dire qu'une diode optimisée pour travailler à basse fréquence de commutation est plus pertinente. Ce résultat

est principalement dû au redresseur de la liaison HVDC, où les diodes sont très sollicitées en conduction. On remarque également que les pertes diminuent pour des IGCT allant de 1 à 3 tandis que cette tendance s'inverse pour l'IGCT 4, où elles augmentent. Cela signifie que l'IGCT 3 présente le meilleur compromis entre les pertes par conduction et les pertes par commutation pour le raccordement des parcs éoliens en mer, avec les spécifications choisies.

La meilleure combinaison de composants donne 3.02 MW de pertes pour les deux convertisseurs de la liaison HVDC, soit 0.645% de la production moyenne.

4.2. Composants asymétriques 9 kV

Référence	Désignation	f_{sw} optimale
5SHY 17L9000	IGCT 1	moyenne
5SHY 17L90xx	IGCT 2	très basse
5SDF xL9000	diode 1	moyenne
5SDF xL90xx	diode 2	très basse

Tableau 5. Liste des IGCT asymétriques 9 kV et des diodes associées triés suivant leurs performances en commutation ; f_{sw} désigne la fréquence de commutation

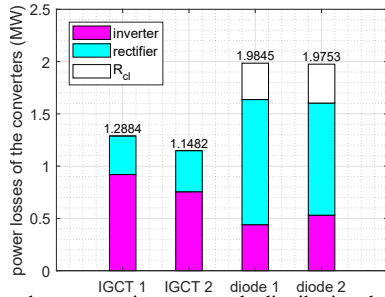


Fig. 11. Pertes des deux convertisseurs pour la distribution des vents donnée, interrupteurs asymétriques 9 kV, $V_{DC} = \pm 320 \text{ kV}$

La Figure 11 présente les niveaux de pertes des deux convertisseurs pour les interrupteurs asymétriques 9 kV de la Table 5, avec $N = 128$ sous-modules. On observe une augmentation des pertes par rapport au cas précédent : le meilleur couple de composants, l'IGCT 2 et la diode 2, induit 3.12 MW de pertes (0.667% de la production moyenne). Le choix des interrupteurs 9 kV doit donc prendre en compte des considérations supplémentaires, tout particulièrement l'impact de la réduction du nombre de sous-modules sur le coût total du convertisseur.

4.3. Composants à conduction inverse 4.5 kV

Référence	Désignation	f_{sw} optimale
5SHX 36L4520	RC-IGCT 1	moyenne
5SHX 35L4521	RC-IGCT 2	basse

Tableau 6. Liste des IGCT à conduction inverse 4.5 kV triés suivant leurs performances en commutation ; f_{sw} désigne la fréquence de commutation

Les pertes des deux IGCT à conduction inverse (RC-IGCT) 4.5 kV de la Table 6 sont évaluées. Au total les pertes sont de 3.60 MW pour le RC-IGCT 1 et de 3.22 MW pour le RC-IGCT 2 : le RC-IGCT 2 reste au-dessus des composants asymétriques 4.5 kV et 9 kV en termes de pertes. Une fois encore, le choix de cet interrupteur doit prendre en compte d'autres considérations telles que la réduction du nombre de plaques à eau par sous-module ainsi que la diminution du débit du système de refroidissement, induisant une baisse du volume et des coûts d'investissement liés aux convertisseurs.

4.4. Composants à conduction inverse 6.5 kV - influence de L_{cl}

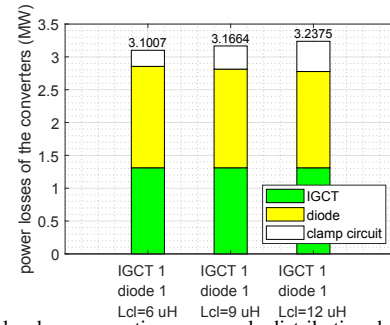


Fig. 12. Pertes des deux convertisseurs pour la distribution des vents donnée, interrupteurs à conduction inverse 6.5 kV pour différentes valeurs de L_{cl} , $V_{DC} = \pm 320 \text{ kV}$

La Figure 12 présente les pertes pour le RC-IGCT 6.5 kV 5SHX 22L6521, où l'inductance du circuit d'aide à la commutation L_{cl} prend plusieurs valeurs. On voit que l'augmentation de L_{cl} réduit les pertes dans la partie diode du composant, car la réduction du di/dt réduit les pertes par recouvrement. Néanmoins cette réduction est contrastée par l'augmentation des pertes dans le circuit d'aide à la commutation : l'énergie stockée dans l'inductance L_{cl} est plus importante. Ce compromis mène à une augmentation des pertes totales, la multiplication de l'inductance par deux entraîne une augmentation des pertes d'environ 137 kW sur l'ensemble des deux convertisseurs. Cette évolution est observée pour l'ensemble des composants susmentionnés : c'est la valeur la plus basse de L_{cl} qui permet d'obtenir les pertes les plus basses. D'autres considérations sont également liées à L_{cl} :

- L_{cl} a pour but de maintenir le di/dt sous une valeur donnée. L'augmentation de la tension par sous-module requiert donc une inductance plus importante, pour le même calibre en courant. L'augmentation de la tension par sous-module induit donc des contraintes d'encombrement supplémentaires, indépendamment de l'isolation.
- L'augmentation du di/dt maximum des diodes permet de réduire le volume de l'inductance et les pertes des convertisseurs, au prix d'une augmentation rapide du taux de défaillance. Ce compromis doit impérativement être correctement évalué pour ce type d'application.

En termes de niveaux de pertes le RC-IGCT avec $L_{cl} = 6 \mu\text{H}$ induit 3.10 MW de pertes pour les deux convertisseurs (0.662% de la production moyenne), ce résultat est particulièrement intéressant car ce composant dépasse les performances des RC-IGCT 4.5 kV et des IGCT asymétriques 9 kV.

4.5. Conclusions

La Table 7 reprend les différents résultats vus ainsi que les températures de jonction maximales dans les deux convertisseurs pour l'IGCT et la diode. Les pertes sont indiquées de deux manières, en valeur absolue et par rapport au meilleur couple de composants asymétriques 4.5 kV. Les températures de jonction maximales sont relevées en mode onduleur pour les IGCT et en mode redresseur pour les diodes, à pleine puissance. Les températures de jonction dites maximales correspondent aux températures d'un seul composant dans le convertisseur : c'est bien cette grandeur qui est déterminante et non la température de jonction moyenne. Les contraintes thermiques par composant augmentent avec le calibre en tension : les composants asymétriques 9 kV dépassent les 100°C , alors que les composants asymétriques 4.5 kV restent en-dessous de 80°C . Cela montre que les composants asymétriques 4.5 kV sont surdimensionnés en courant pour l'application étudiée, l'écart entre la température ambiante et la température de jonction n'excède par 22°C à pleine puissance. Ce surdimensionnement du composant peut être

Type	N	pertes MW	pertes ref.	T_{Tj} max. $^{\circ}C$	T_{Dj} max. $^{\circ}C$
A 4.5 kV	256	3.02	0 %	79 $^{\circ}C$	79 $^{\circ}C$
A 9 kV	128	3.12	+3.4 %	104 $^{\circ}C$	112 $^{\circ}C$
RC 4.5 kV	256	3.22	+6.8 %	86 $^{\circ}C$	93 $^{\circ}C$
RC 6.5 kV	178	3.10	+2.6 %	99 $^{\circ}C$	103 $^{\circ}C$

Tableau 7. Pertes et températures de jonction maximales pour chaque type et chaque calibre en tension pour le meilleur couple IGCT/diode - $V_{DC} = \pm 320 kV$

Type	V_{DC} kV	pertes MW	pertes ref.	T_{Tj} max. $^{\circ}C$	T_{Dj} max. $^{\circ}C$
A 4.5 kV	± 320	3.02	0 %	79 $^{\circ}C$	79 $^{\circ}C$
A 9 kV	± 640	2.56	-15 %	76 $^{\circ}C$	83 $^{\circ}C$
RC 6.5 kV	± 461	2.86	-5.2 %	84 $^{\circ}C$	87 $^{\circ}C$

Tableau 8. Pertes et températures de jonction maximales pour chaque type et chaque calibre en tension pour le meilleur couple IGCT/diode - $N = 256$

compensé par une réduction du débit d'eau du système de refroidissement. De par ses performances, l'augmentation de la densité de puissance et la réduction du nombre de niveaux qu'il offre, l'IGCT à conduction inverse 6.5 kV semble être un excellent compromis.

5. RÉSULTATS À NOMBRE DE MODULES FIXE, INFLUENCE DE LA TENSION V_{DC}

Il est noter que les résultats de la première étude, relatifs aux composants 4.5 kV, sont inchangés. Comme évoqué dans la sous-section 2.2, le nombre de sous-modules est fixé à $N = 256$ tandis que la tension V_{DC} est augmentée lorsque le calibre en tension des interrupteurs augmente.

5.1. Composants asymétriques 9 kV

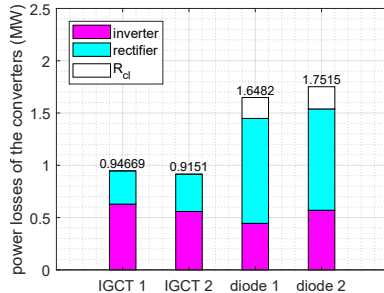


Fig. 13. Pertes des deux convertisseurs pour la distribution des vents donnée, interrupteurs asymétriques 9 kV - $N = 256$

La Figure 13 illustre premièrement le gain dû à l'augmentation de la tension V_{DC} : comparé à la Figure 11, les pertes ont été diminuées de 14.6 % pour le couple IGCT 2/diode 2, malgré la multiplication du nombre de composants par deux dans les convertisseurs. La réduction du courant a une conséquence : c'est désormais la diode 1 qui présente les meilleures performances, alors que c'était la diode 2 dans la première étude. Ce résultat est logique, on pouvait voir sur la Figure 11 que les deux diodes avaient des performances similaires, la réduction du courant est en faveur de la diode "haute fréquence", c'est-à-dire la diode 1. Ce résultat montre que pour s'adapter à l'élévation de tension V_{DC} , l'augmentation du calibre en tension des semi-conducteurs permet de réduire les pertes pour le même nombre de sous-modules, ce qui signifie que les coûts et les contraintes de mise en oeuvre restent peu affectées.

5.2. Composant à conduction inverse 6.5 kV

Pour l'IGCT à conduction inverse 6.5 kV, le même phénomène se produit : les pertes atteignent 2.86 MW, soit 0.612 % de la production moyenne. Le composant, évoluant sous des contraintes en courant moins importantes, devient plus performant que des composants asymétriques 4.5 kV.

5.3. Conclusions

La Table 8 reprend les résultats de la seconde étude comparative : la montée en tension côté continu à N fixé favorise clairement les composants ayant un calibre en tension plus élevé. On remarque également que les contraintes thermiques sont plus homogènes entre les différents types de composants : tous les couples de semi-conducteurs retenus conservent une température de jonction maximale inférieure à 90 $^{\circ}C$.

6. CONCLUSION

Le travail effectué a permis d'aborder la liaison HVDC à deux niveaux :

- L'échelle convertisseur où les caractéristiques électrique et thermique de chaque sous-module peuvent être analysées en détail. Ces grandeurs sont essentielles au dimensionnement du convertisseur.
- L'échelle plus globale où l'intermittence de la production du parc éolien est prise en compte dans la distribution des points de fonctionnement de la liaison HVDC.

Pour pouvoir mener à bien l'étude comparative, il a fallu développer un modèle de pertes suffisamment précis qui intègre les caractéristiques réelles des composants. La méthode proposée ici permet de prendre en compte la commande du convertisseur et s'applique notamment dans le cas du NLC. La première étude comparative a montré que les composants avaient des niveaux de pertes similaires pour la même tension V_{DC} , ce qui avantage le RC-IGCT 6.5 kV de par la réduction des coûts qu'il offre. La seconde étude comparative, s'inscrivant dans le cadre d'une projection sur les évolutions technologiques des câbles XLPE, montre que les tenues en tension importantes de l'IGCT mènent à une réduction des pertes sans augmenter le nombre de sous-modules.

La démarche adoptée permet de faciliter les analyses de coûts, le compromis entre le coût d'investissement et le coût des pertes en fonctionnement est déduit de ces résultats. Avec une fréquence de commutation inférieure à 110 Hz les résultats montrent l'existence de combinaisons optimales au sein de la famille des IGCT, le convertisseur modulaire multiniveaux permet une diminution de la fréquence de commutation assez importante pour favoriser l'utilisation d'un thyristor.

7. RÉFÉRENCES

- [1] ABB. ABB Review - 60 years of HVDC. Technical report, ABB Technology Ltd., Zurich, 2014.
- [2] A. L.P. De Oliveira, C. E. Tibúrcio, M. N. Lemes, and D. Retzmann. Prospects of Voltage-Sourced Converters (VSC) applications in DC transmission systems. In *2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition : Latin America, T and D-LA 2010*, number September, pages 491–495, 2011.
- [3] Philippe Ladoux, Nicola Serbia, and Eric Carroll. On the Potential of IGCTs in HVDC. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(3) :780–793, sep 2015.
- [4] Davin Guédon, Philippe Ladoux, Mehdi Kanoun, and Sébastien Sanchez. IGCTs in HVDC Systems : Analysis and Assessment of Losses Modular multilevel converter. In *PCIM Europe 2019, 7 – 9 May 2019, Nuremberg, Germany*, number May, pages 753–760, Nuremberg, 2019. VDE.
- [5] Bjorn Odegard, David Weiss, Tobias Wikstrom, and Remo Baumann.

- Rugged MMC converter cell for high power applications. In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pages 1–10. IEEE, sep 2016.
- [6] Peter Steimer, Oscar Apeldoorn, Eric Carroll, and Andreas Nagel. IGCT technology baseline and future opportunities. *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference*, 2001.
- [7] Tomas Modeer, Hans-Peter Nee, and Staffan Norrga. Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC applications. *EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal)*, 2012.
- [8] Phil S. Jones and Colin C. Davidson. Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2013*, 2013.
- [9] Martin Buschendorf, Jens Weber, and Steffen Bernet. Comparison of IGCT and IGBT for the use in the modular multilevel converter for HVDC applications. In *International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD 2012 - Summary Proceedings*, 2012.
- [10] Arman Hassanpoor, Staffan Norrga, and Alireza Nami. Loss evaluation for modular multilevel converters with different switching strategies. In *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pages 1558–1563. IEEE, jun 2015.
- [11] Biao Zhao, Rong Zeng, Jianguo Li, Tianyu Wei, Zhenyu Chen, Qiang Song, and Zhanqing Yu. Practical Analytical Model and Comprehensive Comparison of Power Loss Performance for Various MMCs based on IGCT in HVDC Application. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pages 1–1, 2018.
- [12] Hirofumi Akagi. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011.
- [13] Rainer Marquardt. Modular Multilevel Converter : An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-bus-applications. In *2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia -, IPEC 2010*, pages 502–507, 2010.
- [14] Bjorn Jacobson, Patrik Karlsson, Gunnar Asplund, Lennart Harnefors, and Tomas Jonsson. VSC-HVDC Transmission with Cascaded Two-Level Converters. *CIGRE*, 2010.
- [15] Anton Lesnicar and Rainer Marquardt. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In *2003 IEEE Bologna PowerTech - Conference Proceedings*, 2003.
- [16] H E Gruening. High performance low cost MVA inverters realised with Integrated Gate-Commutated Thyristors (IGCT). In *EPE*, pages 1–5, Trondheim, 1997.
- [17] Working Group B4.55. HVDC Connection of Offshore Wind Power Plants. Technical Report May, CIGRE, 2015.
- [18] I Arrambide, I Zubia, and I Zamora. VSC-HVDC technology on power systems and offshore wind farms integration. *Electrical Engineering Electronic Journal (EEEJ)*, 1(3), 2016.
- [19] European Commission. Network code on requirements for grid connection of generators. Technical Report July 2009, ENTSO-E, 2016.
- [20] Markus Billmann, Otto Kreutzer, and Martin Nagelmüller. Modular Multilevel Submodules for Converters, from the State of the Art to Future Trends. In *PCIM*, 2018.
- [21] Arman Hassanpoor, Amin Roostaei, Staffan Norrga, and Markus Lindgren. Optimization-based cell selection method for grid-connected modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016.
- [22] Qingrui Tu and Zheng Xu. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2011.
- [23] Kamran Sharifabadi, Lennart Harnefors, Hans-Peter Nee, Staffan Norrga, and Remus Teodorescu. *Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems*. Wiley-IEEE Press, 2016.
- [24] J.F. Manwell, J.G. McGowan, and A.L. Rogers. *Wind Energy Explained : Theory, Design and Application (Second Edition)*, volume -. Wiley, 2002.
- [25] Eugene C. Morgan, Matthew Lackner, Richard M. Vogel, and Laurie G. Baise. Probability distributions for offshore wind speeds. *Energy Conversion and Management*, 52(1) :15–26, 2011.
- [26] B H Bulder, E T G Bot, E Wiggelinkhuizen, and F D J Nieuwenhout. Quick scan wind farm efficiencies of the Borssele location. Technical Report June, ECN, 2014.
- [27] GE. GE's Haliade 150-6MW. *Product Brochure*, 2016.
- [28] Alhassan Ali Teyabeen, Fathi Rajab Akkari, and Ali Elseddig Jwaied. Power Curve Modelling for Wind Turbines. *Proceedings - 2017 UKSim-AMSS 19th International Conference on Modelling and Simulation, UK-Sim 2017*, pages 179–184, 2018.
- [29] Thomas Ackermann. *Wind Power in Power Systems*. Wiley, john wiley edition, 2005.
- [30] Björn Backlund and Toni Schweizer. Recommendations regarding mechanical clamping of Press Pack High Power Semiconductors. Technical report, ABB Switzerland Ltd Semiconductors, 2002.
- [31] Hervé Feral. *Modélisation des couplages électrothermo-fluidiques des composants en boîtier press-pack. Application à l'Integrated Gate Commutated Thyristor 4,5kV - 4kA*. PhD thesis, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, 2005.
- [32] Tobias Wikstroem, Maria Alexandrova, Vasilis Kappatos, Christian Winter, Evgeny Tsyplakov, Madhan Mohan, and Makan Chen. 94 mm Reverse-Conducting IGCT for High Power and Low Losses Applications. In *PCIM Asia 2017: International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Shanghai, 2017. VDE.
- [33] Peter K. Steimer, David Weiss, and Bjorn Odegard. Robust, Low-Loss RCIGCT Technology and MV Applications. *ICPE 2019 - ECCE Asia - 10th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, pages 1703–1708, 2019.
- [34] P.K. Steimer, H.E. Gruning, J. Werninger, Eric Carroll, S. Klaka, and S. Linder. IGCT-a new emerging technology for high power, low cost inverters. In *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, volume 2, pages 1592–1599. IEEE, 1997.
- [35] Jaime Peralta, Hani Saad, Sébastien Dennerrière, Jean Mahseredjian, and Samuel Nguéfeu. Detailed and Averaged Models for a 401-Level MMC-HVDC System. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(3) :1501–1508, jul 2012.
- [36] Nicola Serbia. *Modular Multilevel Converters for HVDC power stations*. Phd thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2014.