

# THÈSE

Présentée par

**YAHIAOUI Abdelhalim**

Pour l'obtention du grade de

**DOCTEUR EN SCIENCES**

Filière : Génie Électrique

Option : Électrotechnique

Thème

**Utilisation des convertisseurs multiniveaux pour le raccordement  
de production d'origine éolienne offshore et onshore à travers un  
réseau HVDC**

Soutenue le : 10/12/2022

Devant le Jury composé de :

<b>Nom et Prénom</b>	<b>Grade</b>		
<b>Mr. MEDJDOUB Abdellah</b>	Professeur	Univ. de Bejaia	Président
<b>Mr. GHEDAMSI Kaci</b>	Professeur	Univ. de Bejaia	Rapporteur
<b>Mr. LEFOUILI Moussa</b>	Professeur	Univ. de Jijel	Examineur
<b>Mr. BOUHALI Omar</b>	Professeur	Univ. de Jijel	Examineur
<b>Mr. BOUBAKIR Ahcen</b>	MCA	Univ. de Jijel	Examineur
<b>Mr. IFFOUZAR Koussaila</b>	MCA	ESSA d'Alger	Invité

**Année Universitaire : 2021/2022**

## **Remerciements**

*Louange à Dieu qui nous a donné la force morale et physique qui nous a permis d'achever ces travaux de thèse.*

*Ces travaux de thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire de Maîtrise des Énergies renouvelables (LMER) de l'université A. Mira de Bejaia, sous la direction de Mr K. GHEDAMSI Professeur à l'université de Bejaia.*

*Je remercie, Mr A. MEDJDOUB, Professeur à l'université de Bejaia pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance de cette thèse.*

*Mes remerciements vont également à Mr M. LEFOUILLI, Professeur à l'université de Jijel, à Mr. O. BOUHALI Professeur à l'université de Jijel et Mr A. BOUBAKIR Maître de Conférences à l'université de Jijel pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner et de juger ce travail.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, Mr K. GHEDAMSI, Professeur à l'université de Bejaia. Je tiens à le remercier tout particulièrement pour sa direction attentive et appuie scientifique, son expérience et son soutien.*

*Je tiens à témoigner à Mr IFFOUZAR Koussaïla, Maître de Conférences à l'école supérieure des sciences appliquées d'Alger, ma reconnaissance pour sa forte implication, ses énormes contributions et conseils judicieux.*

*J'exprime toute ma reconnaissance à mes parents qui m'ont encouragé tout au long de ces années d'études. Qu'ils reçoivent ici ma profonde gratitude pour leurs innombrables sacrifices. Merci.*

*Un grand merci à ma femme pour son soutien moral, et ses encouragements le long de ce travail.*

*Je remercie sincèrement tous les membres de ma famille (mes parents, mon frère, mes sœurs...) pour leur encouragements et soutien tout au long de ces années, pour leur confiance sans failles dans ce travail.*

*Je remercie les membres du laboratoire LMER et sans oublier mes chers amis, avec lesquels j'ai passés des périodes heureuses et plaines de bonheur, et qui m'ont soutenu le long de mon parcours. Notamment, Mr AMIROUCHE Elyazid pour son inestimable aide et sa forte implication dans ce travail.*

*Enfin, merci à toutes les personnes que je n'ai pas citées et qui ont de près ou de loin participé à la réalisation de ce travail. Merci pour leur sympathie et simplement pour le plaisir que j'ai eu à les côtoyer quotidiennement.*

## **Dédicace**

Je dédie le présent travail à

Mes parents

Mon épouse et ma chère fille Nardjes

Mon frère et mes sœurs

Toute ma famille

Mes amis

## *Liste des travaux publiés*

### *Articles de journaux classe B*

1. Yahiaoui, A., Iffouzar, K., Ghedamsi, K., Himour, K. (2021). Dynamic Performance Analysis of VSC-HVDC Based Modular Multilevel Converter Under Fault. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, Vol. 54, No. 1, pp. 187-194. [DOI : 10.18280/jesa.540121](https://doi.org/10.18280/jesa.540121).
2. Yahiaoui, A., Iffouzar, K., Himour, K., Ghedamsi, K. (2019). Comparison of Different Multilevel Voltage Source Inverter Topologies on Induction Motor Energy Quality. *European Journal of Electrical Engineering*, Vol. 21, No. 4, pp. 367-372. [DOI : 10.18280/ejee.210404](https://doi.org/10.18280/ejee.210404).
3. Himour, K., Yahiaoui, A., Iffouzar, K. (2020). Comparison of Different Control Strategies of Multilevel Inverters Used to Fed a Dual Star Induction Machine. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, Vol. 53, No. 4, pp. 525-532. [DOI : 10.18280/jesa.530411](https://doi.org/10.18280/jesa.530411).

---



---

## *Table des matières*

---



---

Table des matières	I
Liste des figures	IV
Liste des tableaux	VIII
Nomenclature	IX
Introduction générale	1
Chapitre I. État de l'art sur les chaînes de génération d'énergie éolienne	4
I.1. Introduction	4
I.2. État du marché mondial de l'éolienne onshore	5
I.3. État du marché mondial de l'éolienne offshore	5
I.4. Chaîne de conversion d'énergie éolienne	6
I.4.a. Contrôle de la vitesse de rotation d'une turbine éolienne	8
I.4.b. Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	9
I.4.c. Type d'éoliennes : avantages et inconvénients	9
I.4.d. Éolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone	11
I.4.e. Éolienne à vitesse variable à base d'une machine synchrone	12
I.4.f. Tendances technologiques et choix d'un générateur éolien	13
I.4.g. Convertisseur de puissance pour éolienne offshore	14
I.5. Conclusion	15
Chapitre II. Convertisseurs pour la transmission d'énergie à haute tension	16
II.1. Introduction	16
II.2. Transmission d'énergie à haute tension	17
II.2.a. Évaluation technique HVAC vs HVDC	17
II.2.b. Comparaison des systèmes HVDC et HVAC	18
II.3. Système de transmission HVDC	20
II.3.a. Applications des systèmes HVDC	20
II.3.b. Configuration des systèmes HVDC	21
II.3.c. Évolution des systèmes HVDC	22
II.4. Technologies HVDC	23

II.4.a. Technologie LCC-HVDC	23
II.4.b. Technologie VSC-HVDC	25
II.4.c. Comparaison LCC vs VSC	26
II.4.d. Applications pratiques des systèmes VSC-HVDC	28
II.5. Fonctionnement d'une liaison VSC-HVDC	29
II.5.a. Configuration d'une liaison VSC-HVDC	29
II.6. Contrôle d'un système VSC-HVDC	35
II.6.a. Le principe du contrôle de l'angle de puissance	37
II.6.b. Principe du contrôle vectoriel	37
II.6.c. Contrôle vectoriel	38
II.7. Convertisseurs multiniveaux pour les systèmes VSC-HVDC	39
II.8. Conclusion	46
Chapitre III. Le Convertisseur Modulaire Multiniveau	46
III.1. Introduction	46
III.2. Principe de fonctionnement d'un MMC	46
III.2.a. Structure du MMC	46
III.2.b. Fonctionnement d'un MMC triphasé	49
III.2.c. Niveaux de modélisation du MMC	54
III.3. Contrôle du convertisseur modulaire multiniveau	56
III.3.a. Contrôle externe	57
III.3.b. Contrôle interne	57
III.4. Techniques de modulation pour le convertisseur modulaire multiniveau	59
III.4.a. Technique NLM (Nearest Level Modulation)	59
III.4.b. MLI multiniveau	61
III.4.c. Relation entre la disposition des porteuses et le nombre de niveaux de tension	63
III.5. Le courant circulant	73
III.6. Equilibrage des tensions des condensateurs des SM	76
III.6.a. Méthode de tri et sélection	76
III.6.b. Méthode de tri et sélection avec réduction des commutations :	77
III.6.c. Technique hybride : Méthode de tri - Méthode prédictive :	78
III.6.d. Stratégie à fréquence fondamentale	79
III.6.e. Méthode basée sur la rotation des porteuses	79
III.7. Dimensionnement des paramètres d'un MMC pour une application HVDC	80
III.7.a. Nombre de sous modules par bras	80
III.7.b. Valeurs nominales	81
III.7.c. Dimensionnement de la capacité du sous-module	81
III.7.d. Dimensionnement de l'inductance du bras	82
III.8. Etude du MMC connecté au réseau	84
III.8.a. Modèle équivalent du bras	84
III.8.b. Modèle équivalent du SM avec $N = 8$	85

---

III.8.c. MMC à base d'interrupteurs de puissance idéaux avec $N = 8$	86
III.8.d. MMC à base d'interrupteurs de puissance idéaux $N = 100$	87
III.9. Conclusion	89
<hr/>	
Chapitre IV. Connexion d'un parc éolien offshore à travers une liaison MMC-HVDC	90
<hr/>	
IV.1. Introduction	90
IV.2. Système VSC-HVDC à deux terminaux à base de MMC	90
IV.3. Système VSC-HVDC multi terminal à base de MMC	91
IV.4. Contrôle du système MMC-HVDC à deux terminaux	92
IV.4.a. Synchronisation avec le réseau	93
IV.4.b. Boucle de régulation interne du courant	94
IV.4.c. Contrôle du convertisseur offshore	95
IV.4.d. Contrôle du convertisseur onshore	97
IV.5. Validation par simulation numérique et interprétation	99
IV.5.a. Creux de tension alternative dans le réseau offshore	101
IV.5.b. Échelon de puissance active dans le réseau offshore	102
IV.5.c. Échelon de de puissance réactive dans le réseau offshore	103
IV.5.d. Défauts AC	104
IV.5.e. Défauts DC	107
IV.6. Liaison VSC-HVDC à base d'un MMC avec un grand nombre de niveaux	110
IV.7. Conclusion	111
<hr/>	
Conclusion générale	112
<hr/>	
Annexes	i
<hr/>	
Bibliographie	xi

---



---

## *Liste des figures*

---



---

<i>Figure I.1 : Historique de développement des installations globales dans le monde [13]</i>	5
<i>Figure I.2 : Principe d'un système de génération d'électricité éolien</i>	7
<i>Figure I.3 : Emplacement des différents composants dans la nacelle [17]</i>	9
<i>Figure I.4 : Les zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable</i>	9
<i>Figure I.5 : Éolienne à vitesse fixe à base d'une machine asynchrone</i>	10
<i>Figure I.6 : Exemple de caractéristique de réglage de la vitesse [20]</i>	11
<i>Figure I.7 : Éolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone à double alimentation</i>	11
<i>Figure I.8 : Éolienne à vitesse variable à base d'une machine synchrone</i>	12
<i>Figure I.9 : Éolienne à vitesse variable à base d'une MSAP à attaque direct</i>	12
<i>Figure I.10 : Caractéristique d'une turbine éolienne</i>	13
<i>Figure II.1 : Seuil de rentabilité : HVAC vs HVDC [4]</i>	19
<i>Figure II.2 : Schéma de base d'une liaison HVDC</i>	20
<i>Figure II.3 : Liaison HVDC : a) Monopolaire, b) Bipolaire</i>	21
<i>Figure II.4 : Connexion multi terminal a) série b) parallèle</i>	22
<i>Figure II.5 : Liaison LCC-HVDC avec un convertisseur à 06 impulsions</i>	24
<i>Figure II.6 : Liaison LCC-HVDC avec un convertisseur à 12 impulsions</i>	25
<i>Figure II.7 : Structure de base à deux niveaux de la station de conversion VSC</i>	26
<i>Figure II.8 : Évolution des coûts des stations LCC et VSC en fonction de la puissance des liaisons [4]</i>	27
<i>Figure II.9 : Composants constituant une liaison VSC-HVDC typique</i>	29
<i>Figure II.10 : Modèle de ligne de moyenne distance</i>	33
<i>Figure II.11 : Modèle de ligne de longue distance</i>	33
<i>Figure II.12 : Représentation simplifiée du convertisseur relié au réseau à travers l'impédance équivalente</i>	34
<i>Figure II.13 : (a) Variation de la puissance active (b) Variation de la puissance réactive</i>	34
<i>Figure II.14 : Mode de fonctionnement d'un VSC en 4 quadrants</i>	35
<i>Figure II.15 : Structure de contrôle d'une liaison de transmission VSC-HVDC</i>	36
<i>Figure II.16 : Transformation abc à dq</i>	38
<i>Figure II.17 : Principe du contrôle vectoriel du VSC</i>	38
<i>Figure II.18 : Schéma d'un bras de convertisseur à deux niveaux (a), trois niveaux (b), N niveaux (c)</i>	39
<i>Figure II.19 : Classification des convertisseurs multiniveaux [8]</i>	40
<i>Figure II.20 : Bras d'un convertisseur à structure NPC</i>	41
<i>Figure II.21 : Schéma d'une phase d'un convertisseur multiniveaux à cellules imbriquées à trois niveaux</i>	41
<i>Figure II.22 : Pont complet en H</i>	42
<i>Figure II.23 : Structure d'un convertisseur multiniveau en ponts H cascades à N niveaux.</i>	42
<i>Figure II.24 : Convertisseur en pont H à NPC en cascade.</i>	43
<i>Figure II.25 : Phase d'un convertisseur Active NPC à trois niveaux</i>	43
<i>Figure II.26 : Convertisseur hybride NPC-HB</i>	44
<i>Figure II.27 : Convertisseur hybride FC-HB</i>	45
<i>Figure II.28 : (a) Schéma du MMC, (b) Schéma d'un sous-module en demi pont</i>	46
<i>Figure III.1 : Structure du MMC. a) Circuit d'un MMC triphasé. b) SM en demi pont. c) SM en pont complet.</i>	47
<i>Figure III.2 : États de commutation d'un SM en demi pont</i>	48
<i>Figure III.3 : Circuit du MMC triphasé connecté au réseau.</i>	51
<i>Figure III.4 : Modèle équivalent d'une phase du MMC</i>	54
<i>Figure III.5 : Modèle moyen d'un bras du MMC</i>	55



<i>Figure III.6 : Modèle moyen d'un sous-module du MMC</i>	55
<i>Figure III.7 : Modèle d'un sous-module du MMC avec des interrupteurs idéaux</i>	56
<i>Figure III.8 : Schéma de contrôle global du MMC</i>	56
<i>Figure III.9 : Schéma fonctionnel de la modulation directe du MMC.</i>	58
<i>Figure III.10 : Schéma fonctionnel du contrôle distribué du MMC</i>	58
<i>Figure III.11 : Techniques de modulation pour un convertisseur modulaire multiniveau.</i>	59
<i>Figure III.12 : La technique de modulation NLM pour <math>N = 8</math></i>	60
<i>Figure III.13 : Tension simple de sortie du MMC et son analyse harmonique avec la NLM pour <math>N = 8</math></i>	60
<i>Figure III.14 : Tension simple de sortie du MMC et son analyse harmonique avec la NLM pour <math>N = 48</math></i>	61
<i>Figure III.15 : MLI multiniveau déphasée pour <math>N = 8</math>.</i>	62
<i>Figure III.16 : Disposition des porteuses pour la MLI décalée : a) PD –MLI, b) POD – MLI, c) APOD –MLI.</i>	63
<i>Figure III.17 : Porteuses en PS pour une tension simple de <math>N+1</math> niveaux avec <math>N = 7</math></i>	65
<i>Figure III.18 : Porteuses en PS pour une tension simple de <math>N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	65
<i>Figure III.19 : Porteuses en PD pour une tension simple de <math>N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	66
<i>Figure III.20 : Porteuses en POD pour une tension simple de <math>N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	66
<i>Figure III.21 : Porteuses en APOD pour une tension simple de <math>N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	67
<i>Figure III.22 : Tension de sortie de la phase a de <math>N+1</math> niveaux avec la MLI déphasée pour <math>N = 7</math>.</i>	67
<i>Figure III.23 : Tension de sortie de la phase a de <math>N+1</math> niveaux avec la MLI déphasée pour <math>N = 8</math>.</i>	67
<i>Figure III.24 : Tension de sortie de la phase a de <math>N+1</math> niveaux avec la MLI décalée (PD) pour <math>N = 8</math>.</i>	68
<i>Figure III.25 : Tension de sortie de la phase a de <math>N+1</math> niveaux avec la MLI décalée (POD) pour <math>N = 8</math>.</i>	68
<i>Figure III.26 : Tension de sortie de la phase a de <math>N+1</math> niveaux avec la MLI décalée (APOD) pour <math>N = 8</math>.</i>	68
<i>Figure III.27 : Porteuses en PS pour une tension simple de <math>2N+1</math> niveaux avec <math>N = 7</math></i>	69
<i>Figure III.28 : Porteuses en PS pour une tension simple de <math>2N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	69
<i>Figure III.29 : Porteuses en PD pour une tension simple de <math>2N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	70
<i>Figure III.30 : Porteuses en POD pour une tension simple de <math>2N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	70
<i>Figure III.31 : Porteuses en APOD pour une tension simple de <math>2N+1</math> niveaux avec <math>N = 8</math></i>	71
<i>Figure III.32 : Tension de sortie de la phase a de <math>2N+1</math> niveaux avec la MLI déphasée pour <math>N = 7</math>.</i>	71
<i>Figure III.33 : Tension de sortie de la phase a de <math>2N+1</math> niveaux avec la MLI déphasée pour <math>N = 8</math>.</i>	71
<i>Figure III.34 : Tension de sortie de la phase a de <math>2N+1</math> niveaux avec la MLI décalée (PD) pour <math>N = 8</math>.</i>	71
<i>Figure III.35 : Tension de sortie de la phase a de <math>2N+1</math> niveaux avec la MLI décalée (POD) pour <math>N = 8</math>.</i>	72
<i>Figure III.36 : Tension de sortie de la phase a de <math>2N+1</math> niveaux avec la MLI décalée (APOD) pour <math>N = 8</math>.</i>	72
<i>Figure III.37 : Circuit équivalent du courant circulant [85]</i>	74
<i>Figure III.38 : Schéma de contrôle du courant circulant dans un repère dq</i>	76
<i>Figure III.39 : Organigramme de la méthode de tri et sélection</i>	77
<i>Figure III.40 : Tensions des premiers SM des bras supérieur et inférieur de la phase a</i>	77
<i>Figure III.41 : Organigramme de la méthode de tri et sélection avec réduction des commutations</i>	78
<i>Figure III.42 : Courants circulants et tensions des bras</i>	85
<i>Figure III.43 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé</i>	85
<i>Figure III.44 : Les tensions et les courants du réseau</i>	85
<i>Figure III.45 : Les tensions AC du convertisseur</i>	85
<i>Figure III.46 : Courants circulants et tensions des condensateurs des SM du bras supérieur de la phase a</i>	86
<i>Figure III.47 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé</i>	86
<i>Figure III.48 : Les tensions et les courants du réseau</i>	86
<i>Figure III.49 : Les tensions AC du convertisseur</i>	86
<i>Figure III.50 : Courants circulants et tensions des condensateurs des SM du bras supérieur de la phase a</i>	87
<i>Figure III.51 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé</i>	87
<i>Figure III.52 : Les tensions et les courants du réseau</i>	87
<i>Figure III.53 : Les tensions AC du convertisseur</i>	87
<i>Figure III.54 : Courants circulants et tensions des condensateurs des SM du bras supérieur de la phase a</i>	88
<i>Figure III.55 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé</i>	88

<i>Figure III.56 : Les tensions et les courants du réseau</i>	88
<i>Figure III.57 : Les tensions AC du convertisseur</i>	88
<i>Figure IV.1 : Système VSC-HVDC à deux terminaux à base de MMC</i>	91
<i>Figure IV.2 : Système VSC-HVDC multi terminal série à trois terminaux à base de MMC</i>	92
<i>Figure IV.3 : Schéma fonctionnel du système de contrôle d'une liaison MMC-HVDC à deux terminaux.</i>	93
<i>Figure IV.4 : Schéma fonctionnel du contrôle de courant du convertisseur offshore.</i>	95
<i>Figure IV.5 : Schéma de contrôle de la station offshore.</i>	96
<i>Figure IV.6 : Schéma de contrôle de la station onshore.</i>	98
<i>Figure IV.7 : Vue d'ensemble du bloc de simulation de la liaison MMC-HVDC</i>	100
<i>Figure IV.8 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un creux de la tension AC offshore</i>	101
<i>Figure IV.9 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un creux de la tension AC offshore</i>	101
<i>Figure IV.10 : Réponses des courants AC des deux stations à un creux de la tension AC offshore</i>	101
<i>Figure IV.11 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un creux de la tension AC offshore</i>	101
<i>Figure IV.12 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un creux de la tension AC offshore</i>	101
<i>Figure IV.13 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	102
<i>Figure IV.14 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	102
<i>Figure IV.15 : Réponses des courants AC des deux stations à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	102
<i>Figure IV.16 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	103
<i>Figure IV.17 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	103
<i>Figure IV.18 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore</i>	103
<i>Figure IV.19 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore</i>	103
<i>Figure IV.20 : Réponses des courants AC des deux stations à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore</i>	104
<i>Figure IV.21 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore</i>	104
<i>Figure IV.22 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore</i>	104
<i>Figure IV.23 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un court-circuit triphasé au PCC onshore</i>	105
<i>Figure IV.24 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore</i>	105
<i>Figure IV.25 : Réponses des courants AC des deux stations à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore</i>	105
<i>Figure IV.26 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore</i>	105
<i>Figure IV.27 : Réponses de la tension DC des deux cotés de la liaison à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore</i>	105
<i>Figure IV.28 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un court-circuit phase-terre au PCC offshore</i>	106
<i>Figure IV.29 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un court-circuit phase-terre au PCC offshore</i>	106
<i>Figure IV.30 : Réponses des courants AC des deux stations à un court-circuit phase-terre au PCC offshore</i>	106
<i>Figure IV.31 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un court-circuit phase-terre au PCC offshore</i>	106
<i>Figure IV.32 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un court-circuit phase-terre au PCC offshore</i>	107
<i>Figure IV.33 : Réponses de la tension AC des convertisseurs des deux stations à un court-circuit DC pôle-pôle</i>	107
<i>Figure IV.34 : Réponses des courants AC des deux stations à un court-circuit DC pôle-pôle</i>	108
<i>Figure IV.35 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un court-circuit DC pôle-pôle</i>	108
<i>Figure IV.36 : Réponses de la puissances active du courant DC de la station offshore à un court-circuit DC pôle-pôle</i>	108

---

<i>Figure IV.37 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un court-circuit DC pôle positif-terre</i>	109
<i>Figure IV.38 : Réponses de la tension AC des convertisseurs des deux stations à un court-circuit DC pôle positif-terre</i>	109
<i>Figure IV.39 : Réponses des courants AC aux PCC des deux stations à un court-circuit DC pôle positif-terre</i>	109
<i>Figure IV.40 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un court-circuit DC pôle positif-terre</i>	109
<i>Figure IV.41 : Réponses du courant DC et de la puissances active de la station offshore à un court-circuit DC pôle positif-terre</i>	109
<i>Figure IV.42 : Réponses des tensions DC pôles positif et négatif à un court-circuit DC pôle positif-terre</i>	109
<i>Figure IV.43 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	110
<i>Figure IV.44 : Réponses des courants AC des deux stations à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	111
<i>Figure IV.45 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	111
<i>Figure IV.46 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un échelon de de puissance active du réseau offshore</i>	111
<i>Figure A02.0.1 : Structure générale d'une PLL</i>	ii
<i>Figure A02.0.2 : Boucle de contrôle de la PLL</i>	iii
<i>Figure A02.0.3: Représentation du vecteur <math>V</math> dans le repère <math>dq</math></i>	iii
<i>Figure 02.0.4 : Modèle de la PLL</i>	iv

---

---

## *Liste des tableaux*

---

---

<i>Tableau I.1 : Principaux fabricants proposant des éoliennes offshore multi-MW [21].</i>	<i>14</i>
<i>Tableau II.1 : Avantages de la technologie HVDC comparée à la technologie HVAC.</i>	<i>19</i>
<i>Tableau II.2 : Résumé des principaux points de comparaison entre les technologies LCC et VSC.</i>	<i>28</i>
<i>Tableau II.3 : Évolution des projets VSC-HVDC</i>	<i>28</i>
<i>Tableau II.4 : Réalisation des différents niveaux pour le convertisseur NPC 3N</i>	<i>41</i>
<i>Tableau III.1 : Différents états d'un SM en demi pont</i>	<i>48</i>
<i>Tableau III.2 : Différents états d'un SM en pont complet</i>	<i>48</i>
<i>Tableau III.3 : Comparaison des caractéristiques des tensions de sortie.</i>	<i>73</i>
<i>Tableau 01.1 : Paramètres du MMC pour la validation des techniques de modulation</i>	<i>i</i>
<i>Tableau 01.2 : Paramètres du MMC triphasé connecté au réseau (Cas 2 et 3)</i>	<i>i</i>
<i>Tableau 01.3 : Paramètres du MMC triphasé connecté au réseau (Cas 4)</i>	<i>i</i>
<i>Tableau 01.4 : Paramètres du système MMC-HVDC étudié</i>	<i>ii</i>

---

---

## *Nomenclature*

---

---

### **Abréviations**

- AC : Alternative Current
- ANPC : Active Neutral point Clamped
- CF : Condensateur flottant
- DC : Direct Current
- CHB : Cascaded half-Bridge
- CSC : Current Source Converter
- FMM : Force Magnétomotrice
- FOC : Field Oriented Control
- GSAP : Générateur Synchrone à Aimants Permanents
- GADA : Génératrice Asynchrone à Double à Alimentation
- GTO: Gate Turn-Off Thyristor
- GWEC : Global Wind Energy Council
- HVAC : High Voltage Alternative Current
- HVDC : High Voltage Direct Current
- IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor
- LCC : Line Commutated Converter
- LCOE : Levelized Cost of Energy
- MADA : Machine Asynchrone Double Alimentée
- MEB : Modèle équivalent du bras du MMC
- MEI : Modèle équivalent d'un interrupteur de puissance du MMC
- MEP : Modèle équivalent de la phase du MMC
- MESM : Modèle équivalent d'un SM du MMC
- MLI : Modulation de Largeur d'impulsion
- MMC : Modular Multilevel Converter
- MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents
- MTDC : Multiterminal Direct Current
- NLM : Nearest Level Modulation
- NPC : Neutral point Clamped
- ROW : Right-of-Way
- PCC : Point de Couplage Commun
- PWM : Pulse Width Modulation
- SM : Sous-module
- TCAC : Taux de Croissance Annuel Composé
- VSC: Voltage Source Converter

## Symboles

$C_{bras}$  : Capacité totale des condensateurs d'un bras du MMC [**F**]

$C_{a,k}$  : La capacité applicable des SM actifs d'un bras k du MMC [**F**]

$C_{dc}$  : Condensateur du bus continu [**F**]

$C_p$  : Coefficient de puissance de la turbine

$C_{SM}$  : Capacité du condensateur du sous-module [**F**]

$C_t$  : Couple de la turbine [**N.m**]

$E_c$  : Énergie du condensateur [**J**]

$f$  : Coefficient de frottement visqueux de la machine [**N.m.s/rad**]

$g_a, g_b, g_c$  : Signaux de gâchettes des interrupteurs du convertisseur

$i_{bras}$  : Courant du bras du MMC [**A**]

$i_{circ}$  : Courant circulant dans le MMC [**A**]

$i_{dc}$  : Courant du bus continu [**A**]

$i_j$  : Courant de la phase j [**A**]

$i_{l,j}$  : Courant du bras inférieur de la phase j du MMC [**A**]

$i_{u,j}$  : Courant du bras supérieur de la phase j du MMC [**A**]

$J$  : Inertie totale de la masse tournante [**kg.m<sup>2</sup>**]

$L_{bras}$  : Inductance du bras du MMC [**H**]

$m$  : Indice de modulation

$m_a$  : Masse d'air [**kg**]

$N$  : Nombre de sous-modules par bras du MMC

$n_k$  : Indice d'insertion du bras k

$N_{on}$  : Nombre de sous-modules actif par bras du MMC

$\theta$  : Angle électrique instantané [**rad**]

$p$  : Nombre de paires de pôles de la machine

$P$  : Puissance active [**W**]

$P_m$  : Puissance mécanique [**W**]

$P_t$  : Puissance mécanique sur l'arbre de la turbine [**W**]

$P_v$  : Puissance du vent [**W**]

$Q$  : Puissance réactive [**VAr**]

$R_{bras}$  : Résistance du bras du MMC [ **$\Omega$** ]

$R_{EP}$  : Rappoert energie/puissance [**VA/J**]

$R_t$  : Rayon de la turbine [**m**]

$S$  : Puissance apparente [**VA**]

$T(\theta)$  : Matrice de transformation de Concordia combinée la matrice de rotation de Park

$T_e$  : Couple électromagnétique de la machine [**N.m**]

$T_m$  : Couple mécanique disponible sur l'arbre de la machine/turbine [**N.m**]

$V_{cv}$  : Tension AC du convertisseur [**V**]

$V_c$  : Tension du condensateur du sous-module [**V**]

$V_{dc}$  : Tension du bus continu [**V**]

- $V_{pl}$  : Tension AC point de couplage commun [**V**]  
 $V_{SM}$  : Tension du sous-module [**V**]  
 $v_u$  : Tension du bras supérieur du MMC [**V**]  
 $v_l$  : Tension du bras inférieur du MMC [**V**]  
 $V_v$  : Vitesse du vent [**m/s**]  
 $\widehat{V}$  : Amplitude crête-à-crête de la tension de phase [**V**]  
 $B$  : Angle de calage des pales [**rad**]  
 $\lambda$  : Ratio de vitesse en bout de pales  
 $\rho$  : Densité de l'air [**kg/m<sup>3</sup>**]  
 $\tau$  : constante de temps du condensateur  
 $\delta$  : Déphasage entre la tension du convertisseur et celle du réseau [**rad**]  
 $\Psi_{pm}$  : Amplitude du flux imposé par les aimants permanents dans l'entrefer [**Wb**]  
 $\Omega$  : Vitesse angulaire de la machine [**rad/s**]  
 $\omega_e$  : Pulsation électrique de la tension statorique de la machine [**rad/s**]  
 $\Omega_t$  : Vitesse mécanique de la turbine [**rad/s**]  
 $\Sigma V_c$  : Somme des tensions des condensateurs d'un bras

# **Introduction générale**



---

---

## *Introduction générale*

---

---

La grande consommation des énergies fossiles dans le monde cause d'importants problèmes environnementaux tels que le changement climatique, la pollution d'air, etc. et l'attention se porte désormais sur les énergies renouvelables qui ont connu une croissance énorme en bénéficiant de l'avancement technologique, la réduction des coûts et l'augmentation des investissements [1]. L'énorme croissance de la production d'énergie renouvelable est due à la demande accrue en énergie propre et à la réduction continue des coûts, en particulier pour l'énergie éolienne. En raison des diverses limitations liées au développement de parcs éoliens terrestres (onshore), le déplacement des parcs éoliens en mer (offshore) offre des avantages importants et les technologies de l'énergie éolienne en mer ont évolué avec de nombreuses innovations [2]. Bien que le coût des parcs éoliens offshore soit toujours plus élevé que celui des parcs éoliens terrestres, l'écart se réduit et peut également être compensé par des facteurs de capacité plus élevés dus à une meilleure ressource éolienne avec moins de turbulences. Néanmoins, le transport de la puissance générée en offshore nécessite des moyens et des techniques de transport à la terre plus fiables, principalement pour les installations trop éloignées de la terre, où le transport en courant alternatif par câbles est limité en longueur à quelques dizaines de km à cause du courant capacitif généré par le câble lui-même. Au-delà de cette longueur limite, la solution consiste généralement à transporter la puissance en courant continu. A cet effet, le transport d'énergie en courant continu à haute tension (High Voltage Direct Current, HVDC) suscitent plus d'intérêt, principalement pour son meilleur facteur économique dans l'exploitation de production d'origine offshore [3].

Pendant plus d'un siècle, la production, le transport, la distribution et les utilisations de l'énergie électrique étaient principalement basés sur des systèmes à courant alternatif. Les systèmes de transport à courant continu ont été envisagés il y a une cinquantaine d'années pour des raisons techniques et économiques [4].

Durant plusieurs années, les systèmes HVDC à base de convertisseurs à source de courant avec des thyristors comme éléments de base, (Current Source Converter, CSC) ont dominé le paysage des transmissions d'énergie en courant continu. Soutenus par les développements de l'électronique de puissance, des semi-conducteurs et des techniques de contrôle, des convertisseurs à source de tension à base de composants à semi-conducteurs complètement commandables, tels que les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ont vu le jour, ce qui a permis le développement des liaisons de transmission d'énergie en HVDC basées sur ce convertisseur, où plusieurs projets commerciaux fonctionnels sont répertoriés dans le monde [5]. Les applications des systèmes HVDC à base de VSC (VSC-HVDC) comprennent les interconnexions des systèmes asynchrones, l'intégration au réseau des parcs éoliens offshore, l'alimentation des réseaux passifs et l'interconnexion des réseaux à courant continu multi-

terminaux. Les liaisons VSC-HVDC peuvent contrôler indépendamment les puissances actives et réactives en maintenant une tension et une fréquence plus stables.

Plusieurs topologies de convertisseurs VSC sont utilisées pour les liaisons VSC-HVDC, tels que le convertisseur à deux niveaux, le convertisseur à diode flottante (Neutral Point Clamped, NPC) ou le convertisseur à ponts cascades (Cascaded Half Bridge, CHB) [6]. Bien que ces convertisseurs classiques sont une technologie bien établie pour les applications d'entraînement des moteurs électriques [7], ils présentent des limites en raison de la complexité des commandes et des limites pratiques pour des applications en grandes puissances à haute tension, notamment pour l'extension à plusieurs niveaux de tensions [8]. Par ailleurs, les recherches ont également permis l'émergence de nouvelles topologies de convertisseurs multiniveaux permettant la montée en tension et en puissance. L'une de ces nouvelles topologies est le convertisseur modulaire multiniveau (Modular Multilevel Converter, MMC) qui permet de surmonter les limites des autres topologies multiniveaux pour les applications HVDC [9]. L'un des principaux avantages de ce convertisseur est sa modularité et sa flexibilité, qui permettent d'augmenter facilement le niveau de tension de sortie, de réduire les contraintes sur les interrupteurs de puissance et permet d'obtenir une tension de sortie avec un faible contenu harmonique [10]. Dans ce sens, une solution complémentaire est proposée pour améliorer les performances du MMC lors des applications HVDC qui consiste à éliminer les filtres encombrants dans les deux stations et ce, dans le cas de convertisseur MMC avec un nombre de sous-module par bras relativement faible [11]. En effet, comme le convertisseur multiniveau est considéré comme un filtre actif, ajouter à cela que le contenu harmonique d'une tension modulée obtenue avec ce convertisseur est généralement faible, la combinaison de ces deux aspects nous permet de valider notre contribution.

Ces travaux de thèse consistent à l'amélioration et l'optimisation du raccordement des sources d'énergie d'origine éolienne via des liaisons HVDC et ce, par l'utilisation des convertisseurs multiniveaux avec un nombre élevé de niveaux et l'application des techniques de commandes avancées dans la production et la gestion de l'énergie électrique en vue d'améliorer la qualité d'énergie de ce genre de sources.

Ce manuscrit est organisé comme suit :

- a) Le premier chapitre présente un état de l'art sur les systèmes de production d'énergie éolienne. D'abord, un état des lieux de la production d'énergie éolienne dans le monde sera exposé. Puis, les différents types d'éoliennes et de générateurs sont exposés et le choix d'une éolienne à base d'un générateur synchrone à aimants permanents (GSAP) a été fait pour la conception éventuelle d'un parc éolien offshore.
- b) Le second chapitre sera dédié à la présentation des systèmes HVDC. Premièrement, des généralités et une comparaison des systèmes de transport d'énergie électrique (HVDC et HVAC) sont présentées. Puis, les différents systèmes HVDC sont détaillés, en présentant leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, les différentes topologies de convertisseurs VSC couramment utilisés dans les applications HVDC sont illustrées. Enfin, nous présentons le principe de fonctionnement des liaisons VSC-HVDC avec une modélisation mathématique des stations de conversion.

- c) Le troisième chapitre sera consacré à l'étude du convertisseur modulaire multi-niveaux (MMC), en commençant par la présentation de sa structure, son fonctionnement et son mode de contrôle. Ensuite, nous procédons à la modélisation mathématique du MMC où les différents niveaux et modèles du MMC triphasé seront effectués. Puis les différentes techniques de modulation appliquées au MMC seront présentées. Dans cette partie, nous avons choisi deux techniques de modulation ; une à haute fréquence qui est la MLI sinusoïdale avec ses variantes et la deuxième est la NLM (Nearest Level Modulation) qui est une technique de modulation à fréquence fondamentale. Dans la deuxième partie, on développe les modèles de contrôle du MMC et qui seront validés, avec les différents modèles du MMC, par des simulations numériques avec Simpower System de Matlab.
- d) Le dernier chapitre présentera la validation du modèle de commande de la liaison MMC-HVDC avec des convertisseurs de trente (30) sous-modules, où nous avons pu éliminer les filtres AC encombrants dans les deux stations et tester les performances dynamiques de la liaison lors des changements des points de fonctionnement et dans des conditions dégradés (présence de défauts).

Le manuscrit sera clôturé par une conclusion générale, où seront présentés les différents résultats et la contribution de ce travail. Enfin, quelques perspectives de recherche seront présentées pour d'éventuelles pistes de recherche.

**Chapitre I**  
**État de l'art sur les chaînes de génération**  
**d'énergie éolienne**

---

---

## *Chapitre I.*

# *État de l'art sur les chaînes de génération d'énergie éolienne*

---

---

### **I.1. Introduction**

Le rayonnement du soleil et la rotation de la terre (hémisphère irradié, hémisphère dans l'obscurité) sont à l'origine d'écart de pression atmosphérique qui s'établissent à proximité de la surface ou en basse altitude. Les masses d'air se déplacent alors, avec une vitesse plus ou moins élevée, des régions ou zones de forte pression vers les zones de plus faible pression. Ce mouvement confère aux masses d'air une énergie cinétique qui peut être considérable, proportionnelle à la masse volumique de l'air, aux volumes échangés et au carré de la vitesse du vent. La vitesse du vent, sa direction, ses fluctuations, son aléa, etc. au cours d'une période, sont des informations données qui caractérisent le gisement éolien.

Le gisement éolien est globalement bien réparti à la surface des différents continents et des océans. On estime que la technologie actuelle permettrait une production d'électricité d'un minimum de 100 000 TWh/an au plan mondial. De quoi couvrir, en théorie, plusieurs fois la consommation annuelle d'électricité. Sous réserve que la production d'électricité éolienne soit au fil des heures synchronisées avec la demande d'électricité, aux capacités d'interconnexion des réseaux et de stockage d'énergie.

Malgré quelques expériences de production d'électricité dès la fin du 19<sup>ème</sup> siècle jusqu'au début des années 1970, la conversion de l'énergie éolienne visait essentiellement la production d'énergie mécanique sur des sites isolés équipés de moulins à vent plus ou moins sophistiqués. Il s'agissait alors d'assurer la rotation d'arbres moteurs (minoteries, ateliers textiles...) ou de pompes hydrauliques (pompage de l'eau, irrigation). Depuis une quarantaine d'années, l'énergie éolienne sert avant tout à la production industrielle d'électricité grâce à la mise en œuvre de turbines de plus en plus puissantes et performantes. Au bénéfice d'une ressource naturelle bien répartie sur les différents continents et d'une technologie toujours plus efficace et en constante évolution, les installations éoliennes se sont multipliées d'abord en Amérique du Nord à l'époque du Wind Rush Californien puis en Europe, et enfin en Asie du Sud-Est à partir des années 2000. Il s'agit actuellement de la première source d'énergie renouvelable (hors grandes hydrauliques) qui intervient dans le mix de production d'électricité, tous pays confondus [12].

Selon le rapport du Conseil Global de l'Énergie Éolienne (Global Wind Energy Council, GWEC) [13], les nouvelles installations dans le monde ont atteint 93.6 GW en 2021, portant ainsi la capacité totale installée dans le monde à 837 GW, soit une croissance de 12 % par rapport à l'année 2020.

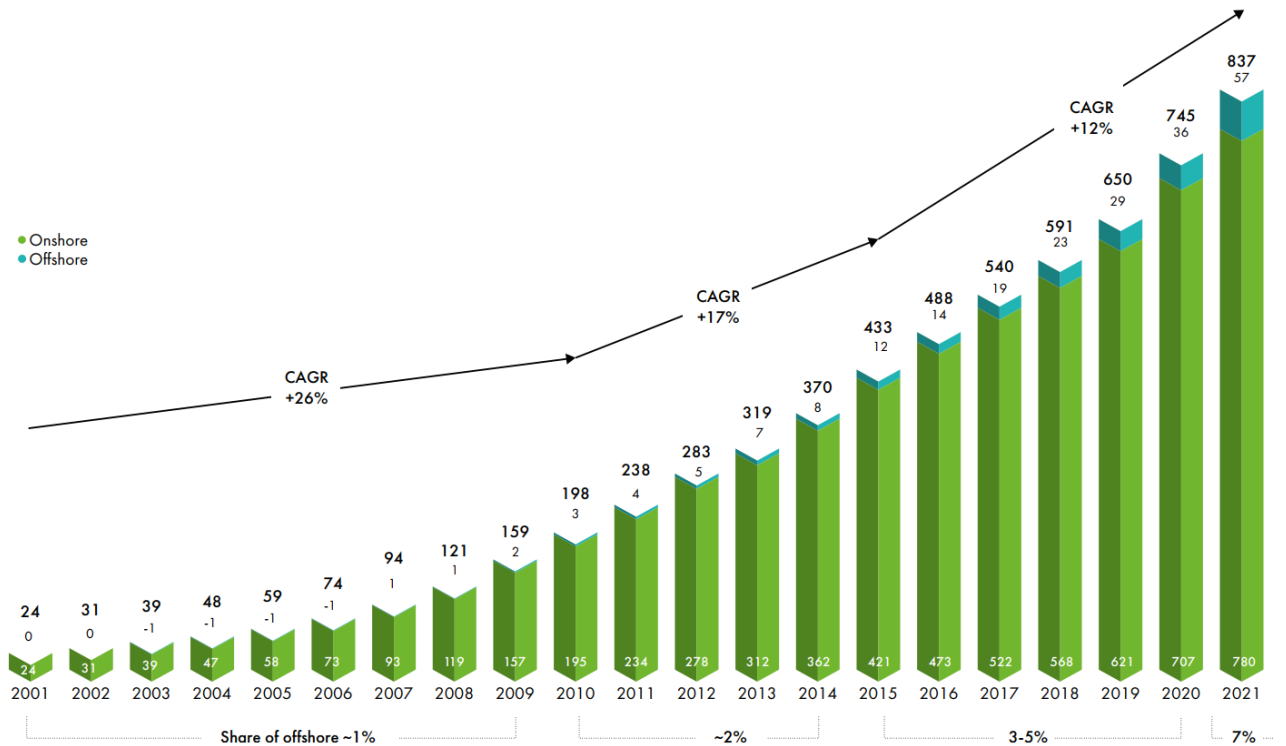


Figure I.1 : Historique de développement des installations globales dans le monde [13]

## I.2. État du marché mondial de l'éolienne onshore

Toujours selon [13], 72.5 GW ont été ajoutés au marché de l'éolien terrestre à l'échelle mondiale en 2021 portant la capacité éolienne terrestre cumulée à 780 GW.

En Chine, de nouvelles installations d'éoliennes terrestres d'une capacité de plus de 30 GW ont été connectées au réseau, portant le total de ses installations terrestres à plus de 300 GW. Le secteur éolien terrestre aux États-Unis a enregistré près de 13 GW d'éoliennes mises en service, portant sa capacité totale au-dessus de 130 GW. Outre la Chine et les États-Unis, les cinq principaux marchés de l'éolien terrestre, ayant enregistré les plus grandes croissances en 2021, étaient le Brésil (3,80 GW), Le Vietnam (2,7 GW) et la Suède (2,1 GW).

## I.3. État du marché mondial de l'éolienne offshore

L'industrie mondiale de l'éolien offshore a enregistré un nouveau record en terme de croissance en une année, avec 23.6 GW de capacité installée en 2021, répartis comme suit :

- La Chine est le leader mondial en terme de nouvelles installations avec plus de 17 GW de nouvelle capacité éolienne offshore installés.
- La croissance en Europe représente la majorité des nouvelles capacités restantes avec près de 3.3 GW. En tête, Royaume-Uni qui a installé près de 2,3 GW de nouvelles éoliennes offshore, ce qui en fait le deuxième marché en 2021, suivi du Danemark (608 MW) et des Pays Bas (392 MW).

La filière de l'éolien offshore avec tous les atouts et les avantages qu'elle présente, devient l'une des clés majeures pour la transition énergétique dans le monde. Ainsi, cette technologie est dans le cœur des recherches et ne cesse son évolution et sa croissance [13].

Le taux de croissance annuel composé (TCAC) de l'éolien offshore est estimé à 31,5% pour les cinq prochaines années. Les nouvelles installations devraient quadrupler d'ici 2025. Au total, plus de 70 GW d'énergie éolienne offshore devraient être ajoutés dans le monde entre 2021-2025. Ces perspectives positives du marché mondial de l'éolien offshore sont soutenues par :

- La forte baisse du cout actualisé de l'énergie (Levelized Cost of Energy, LCOE) provenant de l'éolien offshore ;
- L'augmentation des objectifs pour l'éolien offshore en Europe, aux États-Unis et des marchés clés en Asie comme le Japon et la Corée du Sud,
- La commercialisation attendue et l'industrialisation de l'éolienne flottante ;
- Le rôle important de l'éolien offshore dans la facilitation de la coopération intersectorielle et l'accélération de la transition énergétique mondiale des combustibles fossiles vers les énergies renouvelables.

Donc, les perspectives du développement de la filière de l'éolien offshore entre 2021 et 2025 sont présentées ainsi : En Asie, la Chine restera le plus grand contributeur durant les cinq prochaines années, suivie de Taiwan, du Vietnam, du Japon et de la Corée du Sud. En Europe, l'éolien offshore continue de croître notamment lorsque de nouveaux projets seront mis en service au Royaume Uni à partir de 2023 et avec de nouveaux projets à installer par les pays de l'Est de l'Europe à partir de 2024. Aux États Unis, la mise en service des premières installations offshore à grande échelle (plus de 800 MW) d'ici 2023 devient réalisable et de nouvelles installations de plusieurs GW devraient être construites par la suite.

#### **I.4. Chaîne de conversion d'énergie éolienne**

Une éolienne est une structure destinée à transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique au niveau de l'arbre, puis en énergie électrique dans le générateur [14]. Le vent exerce une force sur les pales de la turbine sous l'effet de la portance aérodynamique, ce qui génère un mouvement de rotation de l'arbre. Afin de caler la vitesse de rotation de la turbine sur celle du générateur, un multiplicateur de vitesse est souvent installé entre les deux. Les pales rotatives font tourner un arbre à l'intérieur de la nacelle, qui passe dans une boîte de vitesse (multiplicateur); cette dernière augmente la vitesse de rotation jusqu'à celle qui est appropriée pour le générateur électrique. Ce dernier s'occupe ensuite de convertir cette énergie mécanique de rotation en énergie électrique. La puissance fournie est transmise à un transformateur qui adapte la tension pour qu'elle soit prête à être injectée au réseau électrique. L'extraction de l'énergie éolienne est illustrée sur la Figure I.2.

Si on considère une masse d'air  $m_a$  en kg qui se déplace à une vitesse  $V_v$ , l'énergie cinétique du vent qui fait tourner les pales de l'éolienne est donnée par l'équation (I.1) [15] :

$$E_c = \frac{1}{2} m_a V_v^2 \quad (I.1)$$

La puissance de la masse d'air  $P_v$  qui traverse la surface balayée par les pales de l'éolienne est donnée par l'équation (I.2) [15] :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V_v^2 \quad (\text{I.2})$$

Avec  $\rho = 1.225 \text{ kg/m}^3$  : la densité de l'air et  $S$  la surface balayée par la turbine d'un rayon  $R$ .

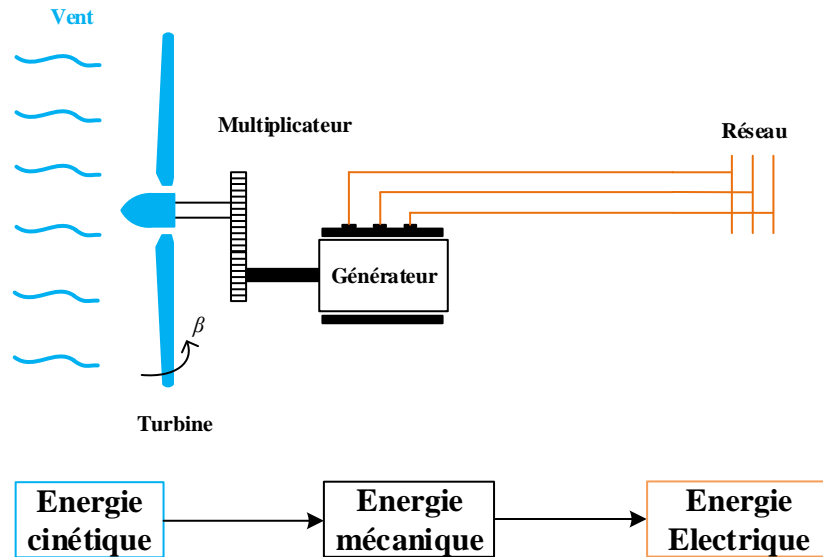


Figure I.2 : Principe d'un système de génération d'électricité éolien

L'un des paramètres clé de la production d'énergie éolienne est le coefficient de puissance  $C_p$ , basé sur la théorie de Betz, qui est une approche simplificatrice découverte en 1920 par le physicien allemand Albert Betz. Elle donne la valeur maximale d'énergie cinétique qui peut être récupérée par une éolienne. Par définition,  $C_p$  est le rapport entre la puissance extraite du vent et la puissance disponible à la surface  $S$  de la turbine, comme le montre l'équation (I.3) [15] :

$$C_p = \frac{P_m}{P_v} \quad (\text{I.3})$$

Le maximum théorique de  $C_p$  est  $16/27 = 0.593$ . Donc, l'énergie maximale récupérable par un aérogénérateur ne peut en aucun cas dépasser 59.3%. Dans les applications pratiques,  $C_p$  varie généralement entre 0.4 et 0.5 [16].

Le coefficient  $C_p(\lambda, \beta)$  représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la vitesse de rotation de la turbine, qui peut être définie en fonction de la vitesse spécifique  $\lambda$ , et de l'angle d'inclinaison des pales  $\beta$ .

La vitesse spécifique ou le rapport de vitesse (Vitesse de l'extrémité des pales sur la vitesse de rotation)  $\lambda$  est donné par l'équation (I.4):

$$\lambda = \frac{R_t \Omega}{V_v} \quad (\text{I.4})$$



$R_t$  est le rayon de la surface balayée par les pales.

L'équation générale de la puissance mécanique disponible sur l'arbre du générateur est donnée comme suit :

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R_t^2 V_v^3 \quad (I.5)$$

Le couple produit par l'éolienne est alors déduit de l'équation (I.5) :

$$C_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R_t^3 V_v^2 \quad (I.6)$$

#### I.4.a. Contrôle de la vitesse de rotation d'une turbine éolienne

La Figure I.3 donne un aperçu sur l'emplacement des principales parties électriques de l'éolienne. La plupart des dispositifs qui participent à la conversion de l'énergie sont placés au sommet de la tour de l'éolienne, cette partie est appelée nacelle. La nacelle est composée du rotor de l'éolienne avec ses pales, moyeu, générateur, multiplicateur de vitesse, transformateur et convertisseurs de puissance. La combinaison des composants peut varier en fonction des applications et de la technologie adoptée.

La vitesse de rotation d'une turbine éolienne est régulée pour des raisons de sécurité, d'exigences du réseau ou dans le but de maximiser la puissance extraite du vent. Plusieurs systèmes mécaniques et électromécaniques sont mis en œuvre pour assurer ce contrôle. Un système utilisant le phénomène de décrochage aérodynamique et intrinsèque à la forme des pales est appelé 'Stall'. C'est un système de limitation de vitesse naturel, plus simple et moins coûteux. Néanmoins, ce système dépend de la masse volumique de l'air et de la rugosité des pales, donc de leur état de propreté, ce qui affecte négativement sa précision et sa fiabilité.

Un deuxième système largement utilisé pour la limitation de la vitesse de l'éolienne est basé sur un contrôle actif des pales, dit 'Pitch control'. Il consiste à régler l'angle d'incidence du vent sur les pales.

Un troisième procédé est utilisé pour le contrôle de la vitesse de rotation de la turbine et qui consiste à mixer les deux méthodes précédentes, dit 'Stall active'.

Etant donné que le coefficient de puissance est intimement lié à l'aérodynamique des pales, plus l'angle de calage  $\beta$  est important plus est faible l'énergie cinétique du vent capturée. Ainsi, pour des vents faibles, l'angle de calage est maintenu petit ou nul pour extraire un maximum de puissance jusqu'à la vitesse nominale du vent. L'angle de calage augmente pour des vents forts jusqu'à atteindre la position 'drapeau' à la vitesse de vent maximale admissible par la turbine, dite la vitesse de décrochage. Dans ce cas, la turbine est mise à l'arrêt.

Dans le cas de vents très faibles (inférieurs à  $V_{vmin}$ ), la turbine éolienne est gardée immobile, jusqu'à une vitesse de vent assez élevée. À ce moment l'angle de calage des pales est maintenu fixe sur une valeur permettant de démarrer la turbine et reste constant tant que la puissance nominale de

la génératrice n'est pas atteinte. Plus la vitesse du vent augmente plus l'angle de calage augmente pour ralentir le système et limiter la puissance extraite à sa valeur nominale.

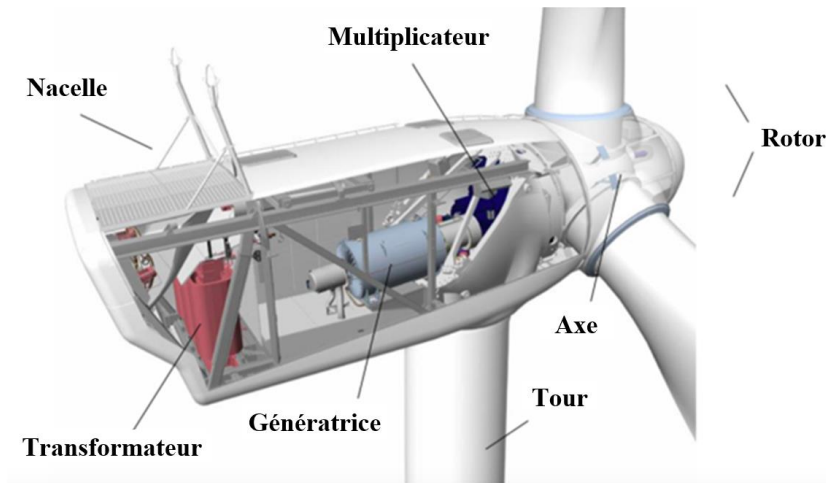


Figure I.3 : Emplacement des différents composants dans la nacelle [17]

#### I.4.b. Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

Il existe trois zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable, comme illustré par la Figure I.4.

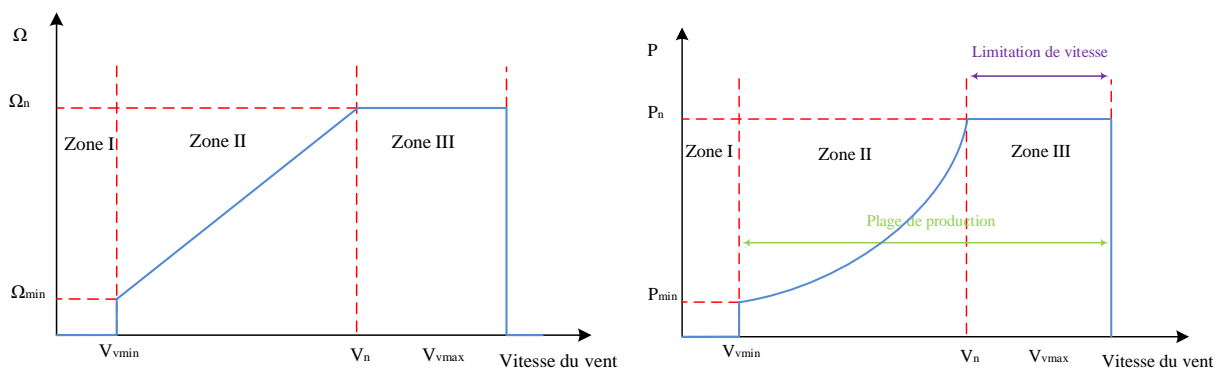


Figure I.4 : Les zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

#### I.4.c. Type d'éoliennes : avantages et inconvénients

Il a été mentionné précédemment que le processus de conversion d'énergie dans l'éolienne est effectué en trois étapes et la première étape se fait généralement de la même manière pour toutes les turbines, avec le seul changement possible en utilisant ou non la boîte de vitesses. La deuxième et la troisième étape peuvent présenter des différences significatives d'une turbine à l'autre en fonction de la technologie.

##### A. Eolienne à vitesse de rotation fixe

Les premières configurations commerciales ont été introduites à la fin des années 1970. Elles étaient à base de générateurs asynchrone à vitesse fixe directement connectés au réseau [18]. Le

générateur est entraîné par un multiplicateur et sa vitesse de rotation est maintenue quasi constante par un système mécanique d'orientation des pales (Pitch control).

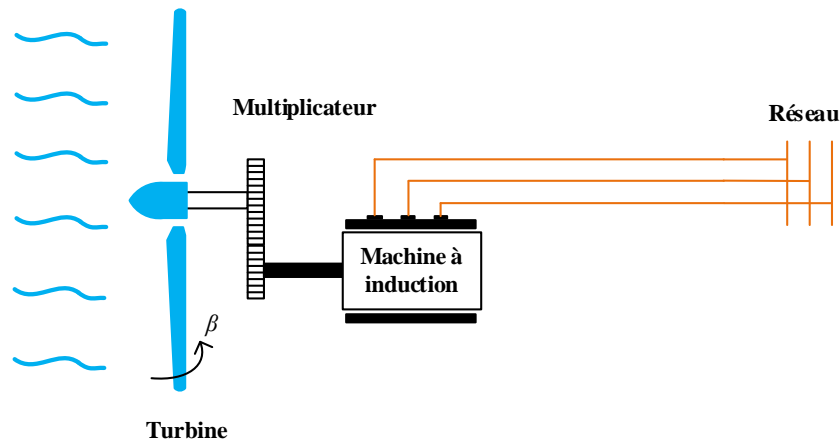


Figure I.5 : Éolienne à vitesse fixe à base d'une machine asynchrone

## B. Éolienne à vitesse de rotation variable

Avec le développement de la technologie de l'énergie éolienne et afin de maximiser la puissance convertie, la vitesse de la turbine doit donc être adaptée par rapport à la vitesse du vent. C'est pourquoi les éoliennes de forte puissance raccordées aux réseaux moyenne et haute tension fonctionnent de plus en plus fréquemment à vitesse variable. Ces types d'éoliennes présentent plusieurs avantages comparés aux éoliennes à vitesses fixe, tels que :

- Un système d'orientation des pales simplifié. Puisque la vitesse du générateur peut être contrôlée via le couple électromagnétique, donc le système d'orientation des pales interviendra que pour limiter la vitesse de rotation lors de vitesses de vents élevées.
- Réduction des bruits de fonctionnement lors des vitesses faibles.
- Une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique [19].
- Augmentation de la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses du vent [20].
- Réduction des efforts mécaniques sur les pales du moment où la vitesse de la turbine est adaptée à la vitesse du vent [20].

Trois topologies de machines sont utilisées pour des éoliennes à vitesses variables : la machine synchrone (MS) ou asynchrone (MAS) avec des convertisseurs dimensionnés pour la pleine puissance avec multiplicateur de vitesse, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) avec un grand nombre pair de pôles permettant de supprimer le multiplicateur de vitesse.

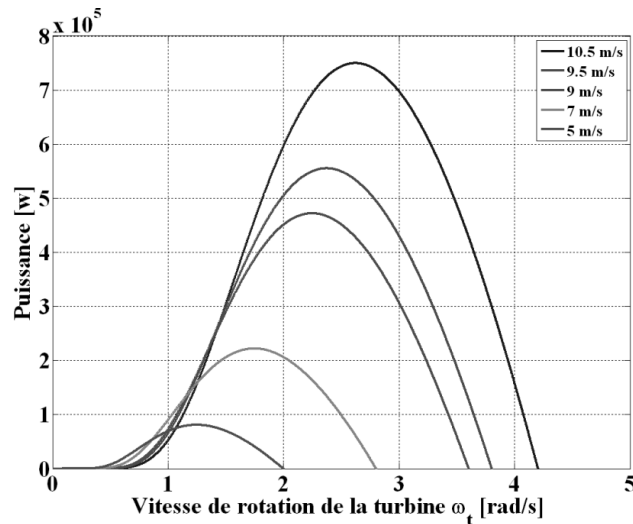


Figure I.6 : Exemple de caractéristique de réglage de la vitesse [20]

#### I.4.d. Éolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone

Dans les années 1990, le générateur à induction à double alimentation (MADA) a été introduit [18]. Le principe de fonctionnement de la MADA est basé sur la variation du glissement ( $g = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s}$ ) en modifiant la résistance du rotor par le biais de convertisseurs de puissance. Le stator de la génératrice est connecté directement au réseau. Le rotor est connecté lui aussi au réseau mais à travers des convertisseurs de puissance qui permettent un découplage entre la fréquence du réseau et la vitesse de rotation mécanique du rotor. La plage de variation de la vitesse du rotor autorisée sur une machine asynchrone à double alimentation peut aller de - 40% à + 30% autour de sa vitesse de synchronisme [20], donc les convertisseurs de puissance sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale (Figure I.7).

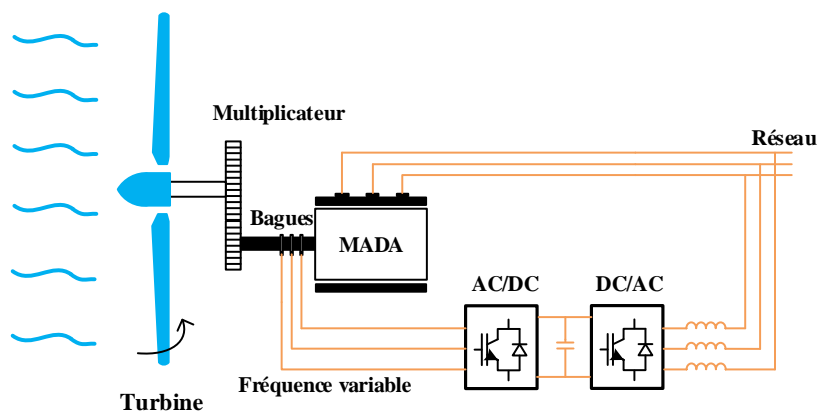


Figure I.7 : Éolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone à double alimentation

Néanmoins, la machine asynchrone à double alimentation possède l'inconvénient de nécessiter un système de bagues et de balais et un multiplicateur de vitesse, ce qui induit des coûts supplémentaires et rend la maintenance plus difficile, surtout dans les installations offshore. Pour pallier à cela, des éoliennes à base de machine synchrone avec un grand nombre de paires de pôles furent développées et connectées directement à la turbine, supprimant ainsi le multiplicateur de

vitesse. Le système de bagues et de balais peut aussi être éliminé si la génératrice est équipée d'aimants permanents. Cette structure d'éolienne comporte une génératrice entièrement découplée du réseau par les convertisseurs électroniques de puissance et permet ainsi une large variation de vitesse de rotation [20].

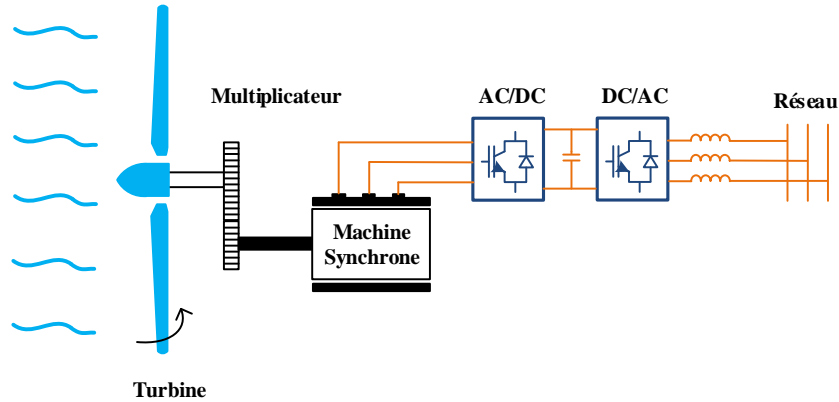


Figure I.8 : Éolienne à vitesse variable à base d'une machine synchrone

#### I.4.e. Éolienne à vitesse variable à base d'une machine synchrone

L'inconvénient de ces structures est que les convertisseurs sont dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice. Toutefois, cet inconvénient peut être un avantage du point de vue contrôle de l'éolienne. Ainsi, le convertisseur du côté réseau permet un interfaçage complètement contrôlable, alors que le convertisseur du côté génératrice permet le contrôle de la puissance générée en limitant, ainsi, le pitch control à une fonction de sécurité par grand vent [20].

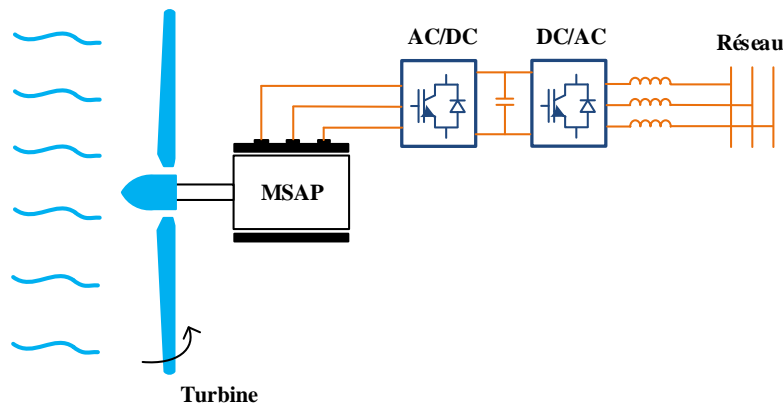


Figure I.9 : Éolienne à vitesse variable à base d'une MSAP à attaque directe

À vitesse de rotation donnée,  $\lambda$  évolue de manière inversement proportionnelle à la vitesse du vent  $V_v$ . Pour une valeur optimale de  $\lambda$  ( $\lambda_{opt}$ ), la courbe de  $C_p$  passe par un maximum  $C_{pmax}$ , qui reste toujours inférieur à la limite de Betz (59%). Les valeurs positives de  $C_p$  correspondent à un fonctionnement moteur de la turbine entraînant la génératrice électrique qui peut produire de l'électricité. Pour les valeurs négatives de  $C_p$ , obtenues lors des vitesses de rotation supérieures à la vitesse nominale de la turbine, elles correspondent à un fonctionnement en ventilateur.

L'allure typique de la courbe de  $C_p(\lambda)$  est donnée par la Figure I.10:

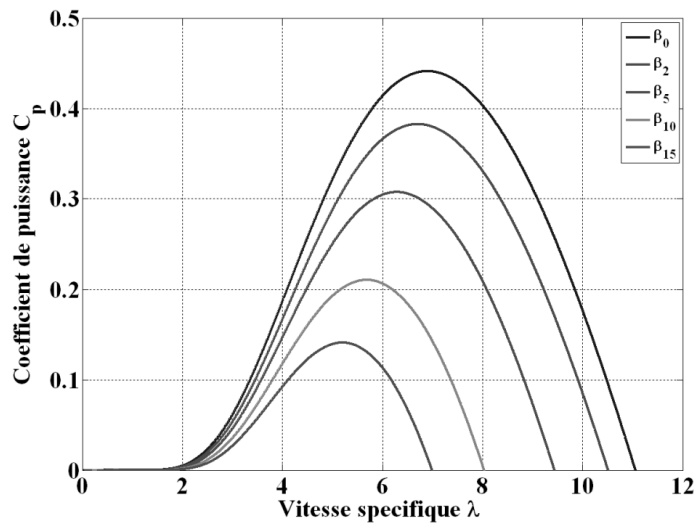


Figure I.10 : Caractéristique d'une turbine éolienne

Généralement, pour une turbine tripale,  $\lambda_{opt}$  a une valeur aux environs de 6. Par conséquent, le rendement aérodynamique est maximal pour une vitesse tangentielle en bout de pale égale à six (06) fois la vitesse du vent, ce qui se traduit par une vitesse de rotation optimale  $\Omega_{opt}$  permettant de maximiser la récupération de l'énergie éolienne. Ainsi, si on prend en exemple une turbine éolienne tripale d'un rayon  $R = 70$  m avec un vent de 12 m/s, on aura  $\Omega_{opt} = 1.03$  rad/s (soit 10.28 tr/min).

En résumé, pour pouvoir récupérer le maximum de l'énergie du vent, il est fort souhaitable de maintenir une vitesse de rotation proportionnelle à la vitesse du vent, qui est le principe des éoliennes à vitesse variable.

#### I.4.f. Tendances technologiques et choix d'un générateur éolien

Les éoliennes à axe horizontal avec des générateurs à induction à double alimentation à grande vitesse (MADA), des générateurs synchrones à aimants permanents (MSAP) à vitesse moyenne et à entraînement direct à basse vitesse sont les trois principales configurations d'éoliennes utilisées par l'industrie éolienne offshore. En outre, la tendance de la prochaine génération d'éoliennes offshore aura les caractéristiques suivantes [21] :

- Des éoliennes à vitesse variable avec contrôle de l'angle de calage et du couple pour une extraction de puissance optimale ;
- L'utilisation de générateurs sans balais et la minimisation ou la suppression des multiplicateurs de vitesse afin de réduire le temps et les coûts de maintenance
- L'utilisation de convertisseurs entièrement commandables afin de découpler le générateur du réseau, améliorant l'intégration au réseau.

Sur la base de cette comparaison, il est possible de conclure que, pour des applications à grande échelle et particulièrement offshore, le système à attaque direct est le plus approprié. En outre, pour une éolienne à grande puissance située en offshore, la maintenance joue un rôle important, et assurer

une maintenance rapide, suffisante et efficace est plus compliqué et prend plus temps que pour une éolienne onshore, dès lors l'accès aux systèmes éoliens offshore n'est pas toujours possible.

Tableau I.1 : Principaux fabricants proposant des éoliennes offshore multi-MW [21].

Constructeur	Modèle de la turbine	Puissance nominale	Diamètre du rotor	Génératrice	Entrainement
GAMESA	G14X	5 MW	145 m	GSAP	2 Niveaux
GE	4.1-113	4.1 MW	113 m	GSAP	Direct
Siemens	SWT-6.0-154	6 MW	154 m	GSAP	Direct
VESTAS	V164	5 MW	135 m	GSAP	4 Niveaux
REPOWER	6M	6.15 MW	126 m	GADA	3 Niveaux
ALSTOM	HALIADE 150	6 MW	150 m	GSAP	Direct
NORDEX	N150/6000	6 MW	150 m	GSAP	Direct
GE	HALIADE X	12 MW	220 m	GSAP	Direct

Dans la mesure où le présent travail se concentre principalement sur le système de transmission à haute tension et l'étude des convertisseurs de puissance, nous avons opté pour une éolienne à attaque direct à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) à grand nombre de paires de pôles, ses avantages par rapport aux autres génératrices sont :

- Haute efficacité ;
- L'absence de multiplicateur de vitesse pour les GSAP à grand nombre de paires de pôles, augmente le rendement du système et diminue le bruit ;
- Haute fiabilité pour les applications offshore ou sur les zones rurales onshore [14];
- La suppression du système bagues-balais qui nécessite une source d'alimentation externe et un entretien régulier, ce qui est un atout de taille surtout pour les applications en offshore.

Comme inconvénient, on peut citer le coût élevé des aimants permanents. Mais cet inconvénient devient moins important dans les applications à grande puissance.

#### I.4.g. Convertisseur de puissance pour éolienne offshore

Les trois types de convertisseurs largement utilisés pour l'interfaçage des éoliennes sont : les convertisseurs à deux niveaux en dos-à-dos (Back-to-Back), les convertisseurs multiniveaux et les convertisseurs matriciels [22]. Le convertisseur de puissance bidirectionnel le plus utilisé est le convertisseur à deux niveaux dos-à-dos. Il se compose de deux convertisseurs de source de tension identiques (VSC) et d'un condensateur connecté entre eux. Le principal avantage de cette technologie est la flexibilité de contrôle grâce au condensateur de liaison DC, qui fournit une capacité de contrôle séparée à la fois du côté générateur et du côté réseau. Cependant, le principal inconvénient sont les pertes dues à la fréquence de commutation élevée de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) [23].

Contrairement au convertisseur à deux niveaux, le convertisseur multiniveau peut fonctionner à la fois à la fréquence de commutation fondamentale et à la fréquence de commutation élevée. Par

conséquent, une fréquence de commutation plus faible signifie des pertes par commutation plus faibles et une efficacité plus élevée. En outre, dans les convertisseurs multiniveaux, la tension de sortie présente une très faible distorsion en raison du nombre élevé de niveaux de tension générés par l'augmentation du nombre d'interrupteurs de puissance [8]. Cependant, cela entraîne une augmentation du coût global du système et augmente la complexité des stratégies de contrôle [23]. En ce qui concerne le convertisseur matriciel, certaines limitations liées à la tension de sortie maximale et aux pertes par conduction élevées sont les principales lacunes [24], ce qui rend son utilisation pour l'éolienne plus délicate.

## **I.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les énergies éoliennes est présenté. Tout d'abord, la situation des installations éoliennes dans le monde est exposée ; ensuite, nous nous sommes intéressés aux marchés mondiaux des éoliennes onshore et offshore. Bien que l'éolien onshore est largement exploité dans le monde, l'éolien offshore est avantageuse, notamment pour la nature des gisements éoliens offshore, qui sont plus stables et ont un potentiel plus élevé comparés aux gisements onshores. Néanmoins, l'exploitation de ces gisements offshore nécessitent des technologies de plus en plus fiables avec des éoliens encore plus grands et ce, afin d'extraire le maximum d'énergie pour chaque unité tout en réduisant le temps de maintenance. C'est dans ce sens que les tendances technologiques se tournent vers des génératrices plus robustes tel que la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) ou la génératrice synchrone à aimants permanents avec un grand nombre de paires de pôles à entraînement direct.

Outre ces défis technologiques, le défi majeur pour les gisements éoliens offshore demeure leur raccordement au réseau terrestre, pour cela plusieurs solutions sont mises en œuvres. On trouve les liaisons en courant alternatif à haute tension (HVAC) et les liaisons à courant continu à haute tension (HVDC). Le prochain chapitre sera consacré à l'étude de ces deux technologies de transport d'énergie à grande échelle, notamment, le HVDC.



**Chapitre II**  
**Convertisseurs pour la transmission**  
**d'énergie à haute tension**

---

## *Chapitre II.*

### *Convertisseurs pour la transmission d'énergie à haute tension*

---

#### **II.1. Introduction**

Bien que l'électricité existe depuis le début de l'histoire de la terre et se manifeste souvent sous des formes brutales et spectaculaires (ex. les éclairs ...), mais ce n'est qu'à partir de 600 AV J-C que commence à apparaître les premières traces écrites avec le philosophe grec Thalès de Milet, effectivement, il découvre que l'ambre jaune attire des matériaux légers une fois frottée (brins de paille, petits morceaux de bois...). Cependant, ce n'est qu'au 18<sup>ème</sup> siècle que commencent les premiers travaux sur l'électricité, en effet, en 1733, l'intendant Du Fay fait la distinction entre électricité positive et électricité négative. Ensuite, Benjamin Franklin, après avoir compris la nature électrique de la foudre, il invente le paratonnerre. En 1799, la première pile électrique fut inventée par Alessandro Volta en empilant des disques de métaux différents.

Néanmoins, c'est au 19<sup>ème</sup> siècle que le domaine de l'électricité connait son grand tournant avec la formulation de Marie-André Ampère en 1820 des premières lois sur les relations du magnétisme et de l'électromagnétisme. Les années 1860 enregistrent l'invention et le développement de la dynamo électrique pour générer de l'électricité sur commande, couronnée en 1971 par de la première génératrice industrielle de courant continu inventée par Zenobe Gramme, une invention qui permet de mettre en application d'autres découvertes. En 1879, Thomas Edison invente la lampe à incandescence, durant la même année une centrale hydroélectrique de 7 kW voit le jour.

Aux États Unis, l'électricité est mise en service par Thomas Edison, étant plus bricoleur que chercheur, il utilise un courant continu qui est simple à mettre en place et très bien adapté aux consommateurs de cette époque (Lampe à incandescence). Au moment où le courant continu, prôné par Edison, prenait son essor, Nicolas Tesla étudiait les bénéfices et avantages du courant alternatif qu'il a su faire valoir grâce à ses travaux et ses avancées technologiques. En effet, le transport sur de longues distances a été grandement facilité par l'utilisation des transformateurs AC, ces derniers permettaient de transporter l'énergie avec des tensions dix fois plus élevées entre les différentes liaisons permettant, ainsi, de diminuer les pertes et d'éloigner les centrales de production d'électricité. Aussi, un autre avantage du courant alternatif et pas des moindres, est de pouvoir générer de l'électricité sans balais, qui demeurent l'un des moyens faibles des génératrices à courant continu, ce qui augmente le taux de disponibilité des génératrices alternatives.

Cette dualité entre les amis devenus ennemis était principalement technique et avait pris fin lorsque Tesla a vendu sa technologie pour la production d'énergie longue distance visant à exploiter les chutes du Niagara.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes technologies de transport d'énergie électrique sur de longues distances. Ensuite, nous nous focaliserons sur la technologies VSC-HVDC, son fonctionnement, son principe de contrôle et les différentes topologies de convertisseurs utilisés dans cette technologie.

## **II.2. Transmission d'énergie à haute tension**

La transmission d'énergie à grande échelle est réalisable en utilisant des liaisons en HVDC et /ou HVAC. Historiquement, le HVAC a été la principale technologie de transmission d'énergie, bénéficiant du développement précoce des transformateurs AC qui permettaient une transmission en courant alternatif à haute tension sur de plus longues distances avec de faibles pertes, réglant ainsi la « guerre des courants » en faveur de Tesla. Cependant, le développement des valves à vapeur de mercure [25] et leur adoption généralisée dans les années trente du vingtième siècle ont progressivement ouvert la voie à la réintégration du courant continu sur le marché de la transmission à haute tension, car ils permettaient également de transmettre de l'énergie à des tensions continues plus élevées donc avec moins de pertes.

La première liaison HVDC commerciale a été construite par ABB en Suède en 1954 après plusieurs années d'expérimentation. La liaison Gotland 1 s'étendait sur 98 km, transportant 20 MW à 100 kV [6]. La technologie de transmission HVDC a encore évolué avec le développement des thyristors dans les années soixante du dernier siècle, surmontant plusieurs inconvénients de leurs prédécesseurs. Les principaux avantages étaient la réduction du poids et de l'encombrement pour les thyristors, avec une augmentation de la gamme de puissance, de l'efficacité et de la flexibilité de contrôle. En conséquence, les liaisons basées sur les thyristors ont rapidement dominé le paysage HVDC [25].

D'autres innovations ont conduit au développement des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) dans les années quatre-vingt et qui ont été introduits sur le marché HVDC à la fin des années 1990 [26]. Les IGBT's sont techniquement avantageux par rapport aux options précédentes, puisque ce sont des interrupteurs totalement commandables, ils offrent une meilleure gestion de la puissance réactive au niveau des convertisseurs indépendamment du réseau AC améliorant ainsi, la qualité d'énergie et rendant les systèmes de contrôle plus flexibles [27].

### **II.2.a. Évaluation technique HVAC vs HVDC**

L'utilisation de la transmission HVDC sur de longues distances offre plusieurs avantages techniques par rapport à la transmission HVAC. Le rapport pertes / coûts de la transmission DC est nettement inférieurs à celui de la transmission AC en raison de l'absence d'effets de charge capacitive et réactive de la ligne de transmission, ce qui limite les pertes principales de la transmission HVDC aux pertes par effet joule et élimine le besoin de compensateurs réactifs [28]. La transmission en courant continu peut ainsi être utilisée efficacement pour de très longues distances de transmission [29]. Elle nécessite moins de câbles et de conducteurs et utilise toute la capacité de transmission des lignes jusqu'à leurs limites thermiques. Cela réduit la section transversale requise pour les câbles à courant continu à cause de l'absence de l'effet de peau, ce qui réduit le coût de transmission. L'espace

de l'emprise qui est la distance de garde au sol horizontale requise (Right-of-Way (ROW)) pour la transmission en courant continu est également plus faible que l'équivalent en courant alternatif, pour le transport d'électricité à grande échelle aérien et souterrain [30].

Néanmoins, les stations de conversion (onduleur et redresseur) AC / DC et DC / AC, qui ne sont pas nécessaires dans le cas du HVAC, augmentent considérablement le coût global de réalisation des liaisons HVDC. Autrement dit, le coût fixe des transmissions en courant continu (stations et équipement) est beaucoup plus élevé par rapport à celles en courant alternatif, alors que les coûts et les pertes de ligne sont fortement en faveur des liaisons à courant continu. Établissant ainsi une distance ou un seuil de rentabilité pour les deux technologies, après quoi la transmission en courant continu devient économiquement préférable [30].

### **II.2.b. Comparaison des systèmes HVDC et HVAC**

On peut évaluer ces types de transmission sur la base des facteurs suivants :

#### **A. Coûts du système**

Le coût des lignes HVAC est plus élevé que celui des lignes DC, pour une même capacité de transmission, car il faut au moins trois conducteurs alors que les systèmes de DC n'en nécessitent que deux. Bien que le coût des lignes soit plus faible, les stations de conversion sont plus coûteuses dans les systèmes HVDC. Les coûts des câbles de transmission, les coûts des droits de passage ainsi que les coûts d'exploitation et de maintenance sont moins élevés dans le cas du HVDC [31]. Le seuil de rentabilité est la distance à laquelle les coûts des systèmes AC et DC sont identiques. Il ressort de la Figure II.1 qu'une ligne à courant continu est économique pour des distances plus longues qui sont supérieures à la distance du seuil de rentabilité (Even Break Point) [32]. Au-delà de cette distance, la technologie HVDC donnera toujours le coût le plus bas. La distance d'équilibre dépend de différents facteurs (moyens et coûts de la transmission, coûts de la réalisation, maintenance, ...).

#### **B. Pertes**

Bien que les pertes initiales soient plus élevées dans les systèmes HVDC, elles ne varient pas en fonction de la distance, contrairement aux systèmes HVAC où les pertes par transmission qui sont plus importantes lorsque la distance augmente. Une ligne de transmission HVDC présente des pertes plus faibles que les lignes AC pour une même capacité de puissance. Les pertes de transmission HVDC sont inférieures aux pertes AC dans tous les cas et les câbles HVDC ont également des pertes inférieures à celles des câbles HVAC de même taille [32].

#### **C. Ligne de transmission à longue distance**

Dans le cas d'une transmission à longue distance en courant alternatif, le flux de puissance réactive limitera la distance maximale de transmission en raison de la grande capacité du câble. Cependant, dans les systèmes HVDC, il n'y a pas cette limitation, ce qui fait du HVDC la seule option faisable pour les longues liaisons par câble.

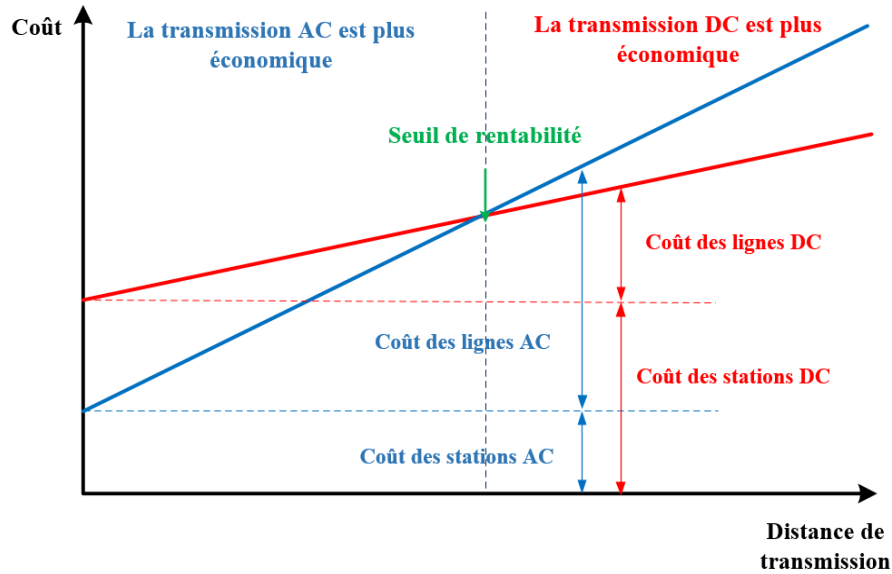


Figure II.1 : Seuil de rentabilité : HVAC vs HVDC [4]

#### D. Connexion asynchrone

L'un des avantages fondamentaux dans un système HVDC est qu'il est très facile à contrôler la puissance active et réactive dans la liaison de transmission [33]. Pour des raisons de stabilité, il est parfois difficile, voire impossible, d'interconnecter deux réseaux AC avec des fréquences différentes. Dans ce cas, le HVDC est le seul moyen de permettre l'interconnexion entre les deux réseaux. Il existe également des liaisons HVDC qui sont utilisées pour connecter des systèmes à différentes fréquences (50 et 60 Hz) au Japon et en Amérique du Sud [34].

Tableau II.1 : Avantages de la technologie HVDC comparée à la technologie HVAC.

Système de transmission	HVAC	HVDC
Effet capacitif	La longueur de la ligne est limitée en raison du courant capacitif.	Pas de courant capacitif produit.
Effet de peau	L'effet de peau produit par la distribution non uniforme de la charge dans un conducteur.	Il n'y a pas d'effet de peau ni de perte de puissance.
Effet couronne	Effet couronne plus grand	Effet couronne moindre.
Pertes réactives	Il y a des pertes réactives.	Absence de pertes réactives
Nombre de conducteurs	Pour les grandes puissances, six conducteurs sont utilisés	Deux conducteurs sont nécessaires.
Poste ou sous-station intermédiaire	Tous les 300 km, une sous-station est requise.	Pas besoin de sous-stations intermédiaires.
Utilisation du retour de terre	Il n'est pas possible d'utiliser la terre ou la mer comme voie de retour.	Il est possible d'utiliser la terre ou la mer comme voie de retour.
Stabilité	Système moins stable	Système plus stable
Régulation de la tension	Moyenne	Très bonne
Connexion asynchrone	Non réalisable	Réalisable
Possibilité de défaillance du système	Faible	Elevée

Transfert de puissance et contrôle	Légèrement difficile.	Contrôle rapide
Complexité du système	Moins complexe	Plus complexe
Maintenance	Facile à entretenir	Difficile à entretenir

### II.3. Système de transmission HVDC

Dans une liaison de transmission HVDC, deux convertisseurs sont placés aux deux extrémités de la ligne de transmission et reliés par une liaison DC, comme le montre la Figure II.2. Le convertisseur fonctionnant en redresseur convertit la tension alternative en une tension continue, tandis que celui fonctionnant en onduleur reconvertit la tension continue en une tension alternative. La transmission en courant continu est utilisée sur de longues distances car elle permet de réduire les pertes et d'améliorer l'efficacité globale du système. Un système composé de deux stations de conversion et d'une seule ligne de transmission est connu sous le nom de "système à courant continu à deux terminaux" ou "système point à point". De même, si une liaison comporte plus de deux stations de conversion et des lignes terminales DC interconnectées, elle est connue sous le nom de liaison DC multi-terminale [6]. Il existe deux principaux types de dispositifs de commutation utilisés dans les convertisseurs requis pour les systèmes HVDC, à savoir les thyristors et les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT).

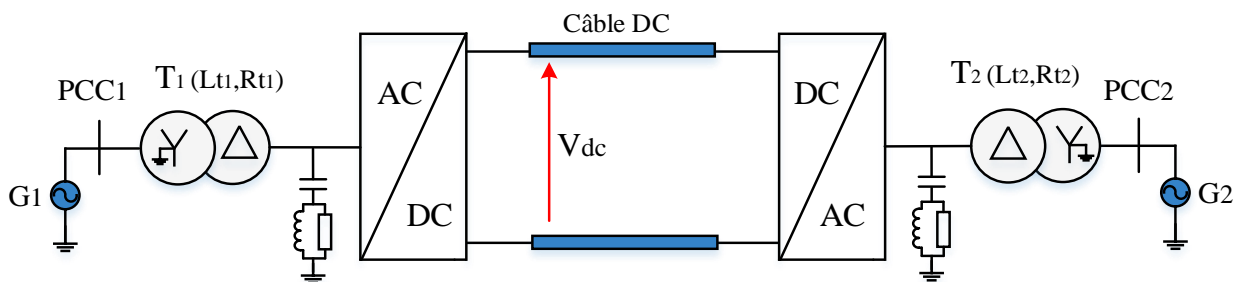


Figure II.2 : Schéma de base d'une liaison HVDC

#### II.3.a. Applications des systèmes HVDC

Les avantages de la transmission HVDC par rapport aux technologies conventionnelles en HVAC sont bien établis pour les transferts de puissance point à point sur de longues distances. Ainsi, nous allons passer en revue les principales applications de la technologie HVDC.

- **Liaisons entre grande centrale électrique et charge distante** : les systèmes de transmission HVDC offrent souvent une alternative plus économique à la transmission AC, pour exploiter la puissance électrique générée à partir de sources éloignées, telles que les hydroélectriques (le barrage d'Itaipu au Brésil qui est à une distance de 800 km de la ville de Sao Paulo, qui accueille près de 12 millions d'habitants [35], les centrales électriques distantes, les parcs éoliens offshore, etc. [36].
- **Liaisons sous-marines et à câbles** : La technologie HVDC est utilisée dans des applications avec câbles souterrains et sous-marins là où les lignes aériennes ne sont pas pratiques et où la technologie HVAC est économiquement moins intéressante.

- **Connexions de réseaux asynchrones** : La technologie HVDC a également la capacité de connecter des réseaux asynchrones ; cette capacité pourrait avoir plus de valeur à l'avenir avec un plus grand nombre de micro-réseaux.
- **Contrôle de puissances** : Les technologies HVDC peuvent également fournir un contrôle de stabilité extrêmement rapide, un contrôle du flux d'énergie et la capacité de segmenter des parties du système électrique, ce qui peut améliorer la flexibilité et la fiabilité du réseau.

Bien que la transmission HVDC soit une technologie assez mature, les récentes améliorations technologiques ont élargi ses capacités et son applicabilité pour relever les défis rencontrés sur les réseaux et les interconnexions de transmission d'énergie. De nouvelles applications commerciales et opportunités de développement peuvent s'ouvrir à mesure que les conditions du secteur de l'énergie électrique dans le monde changent. Des applications telles que les réseaux HVDC sous-marins peuvent ouvrir de nouvelles possibilités de gestion de l'énergie et fournir un moyen pratique d'accéder à de grandes quantités d'énergie électrique issues de sources offshore.

### II.3.b. Configuration des systèmes HVDC

Le convertisseur HVDC peut être utilisé dans un grand nombre de configurations pour un fonctionnement efficace. Les convertisseurs peuvent être disposés en configurations monopolaires ou bipolaires, comme le montre la Figure II.3 et sont décrits comme suit :

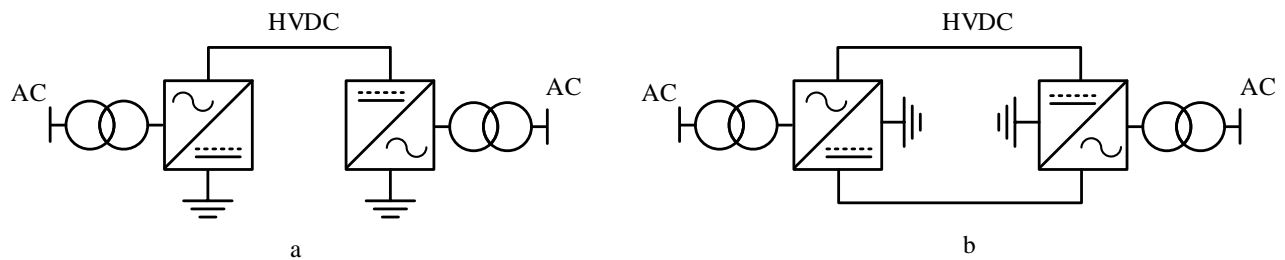


Figure II.3 : Liaison HVDC : a) Monopolaire, b) Bipolaire

#### A. Configuration monopolaire

Dans une liaison en configuration monopolaire, l'une des bornes du convertisseur est mise à la terre, tandis que l'autre est reliée à une ligne de transmission [37]. Des retours à la terre au lieu d'un conducteur neutre dédié peuvent être utilisés pour des raisons économiques, mais cela peut entraîner des effets néfastes sur l'environnement. Pour éviter ces problèmes, un conducteur de retour métallique peut être installé entre les deux extrémités de la ligne de transmission. Dans la Figure II.3.a, un seul conducteur de transmission isolé est installé et la terre est utilisée pour le courant de retour.

#### B. Configuration bipolaire

En transmission bipolaire, deux conducteurs sont utilisés, un positif et un négatif (Figure II.3.b). Comme ces conducteurs doivent être calibrés pour la pleine tension, Les coûts des lignes de transmission sont plus élevés que ceux d'une liaison monopolaire avec un conducteur de retour. Toutefois, des avantages tels qu'un courant de terre négligeable, le fonctionnement en cas de défaut

et la réduction des coûts des conducteurs grâce à un courant plus faible, peuvent en faire une option intéressante. La configuration bipolaire est la configuration la plus couramment utilisée dans les systèmes de transmission d'électricité HVDC [38].

### C. Configuration dos à dos

Dans la configuration dos à dos, les deux stations de conversion sont situées au même endroit. Cela ne nécessite aucune ligne de transmission ou câble entre les stations de conversion. Elles peuvent être connectées soit en mode unipolaire, soit en mode bipolaire. Elle est utilisée généralement pour la connexion de réseaux AC asynchrones. Elle est également employée dans les réseaux maillés pour fournir un flux de puissance défini [35].

### D. Configuration HVDC multi-terminal

L'interconnexion de deux stations de conversion est l'une des dispositions les plus courantes des liaisons HVDC. L'utilisation de liaisons HVDC multi-terminal, pour la connexion de plus de deux points, est rare mais devient de plus en plus nécessaire et utile. Les terminaux multiples peuvent être configurés soit en série, soit en parallèle, soit dans une configuration hybride (une combinaison de connexions en série et en parallèle) [39]. Si les convertisseurs sont ajoutés en série, le système est alors en courant continu multi-terminal en série, comme le montre la Figure II.4.a. Le DC multi-terminal parallèle, illustré à la Figure II.4.b, peut être utilisé si toutes les sous-stations du système sont connectées à la même tension [40].

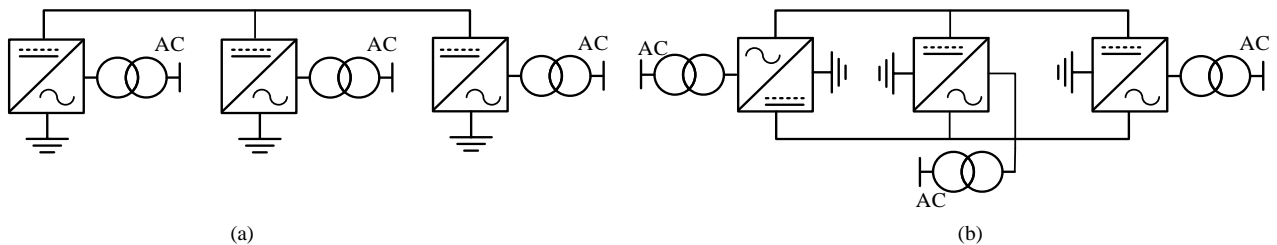


Figure II.4 : Connexion multi terminal a) série b) parallèle

### II.3.c. Évolution des systèmes HVDC

Dès la commercialisation des premières lignes HVDC dans le monde à partir de 1954 [41], un intérêt considérable a été porté à cette technologie. Ainsi, durant les années 1960, d'autres liaisons HVDC furent réalisées tel que, la liaison Volgograd-Donbass en Russie [42], transitant une puissance nominale de 750 MW à travers une ligne aérienne de 475 km avec une tension continue de  $\pm 400$  kV, le projet HVDC Inter-Island, pole 1 et 2 reliant Benmore et Haywards en Nouvelle-Zélande qui fut construit en 1965 et transitant une puissance de 1200 MW sur une distance totale de 609 km (40 km en câble sous-marin et 535 km en ligne aérienne). En 1965, fut réalisé la liaison HVDC Italie-Corse-Sardaigne sur une longueur totale de 415 km (304 km en câble sous-marin et 118 km en ligne aérienne).

Jusque-là, les convertisseurs utilisés dans les liaisons HVDC étaient à base de valves à vapeur de mercure. Vers la fin des années 1950, le thyristor, qui est un dispositif pouvant réaliser des



commutations commandées, a été inventé dans les laboratoires de General Electric, cette invention a permis l'émergence des convertisseurs à source de courant (CSC, Current Source Converter), qui permettent un contrôle plus aisé du transfert de puissance. La première liaison HVDC dos-à-dos à base de thyristors est construite en 1972 en Eel River au Canada. Durant les trois décennies qui ont suivi, toutes les liaisons réalisées étaient à base de CSC. Néanmoins, les avancées dans le domaine des semi-conducteurs, ont permis le développement de composants complètement commandables, tels que les GTOs et les IGBTs, ce qui a conduit à l'émergence des " Convertisseurs à source de tension" (VSC, Voltage Source Converter), le premier convertisseur de cette famille fut développé en 1997 [43] et la première installation commerciale utilisant ce genre de convertisseurs est réalisée en 1997 à Gotland [44].

Les VSC présentent plusieurs avantages comme leur volume compact, la capacité de démarrage en Black-start, la capacité de se connecter à des réseaux AC faibles et un contrôle indépendant des puissances active et réactive [45]. Par conséquent, ils sont devenus les convertisseurs préférés pour les liaisons HVDC.

Une liaison aérienne à Inga-Shaba commercialisée en 1982 avec une distance de 1700 km était considérée longtemps comme la plus longue liaison HVDC au monde. En 2013, la ligne Rio Madeira au Brésil avec une longueur de 2500 km a été réalisée et devient la plus longue au monde.

Sur l'aspect niveau de tension, les premières liaisons HVDC étaient réalisées avec de basses tensions, la première ligne DC entre Miesbach et Munich avait une tension de 2 kV, le premier projet de Gotland en 1984 avait une tension de 100 kV. En 2010, la liaison Yunnan-Guangdong en Chine est mise en service et fonctionne avec une tension DC de  $\pm 800$  kV. D'autres projets utilisant des tensions relativement élevées furent réalisés dans le monde, tel que, la liaison Volgograd-Donbass en 1965 avec une tension de  $\pm 400$  kV, la liaison Cabora-Bassa réalisée en 1978 avec une tension pouvant atteindre  $\pm 533$  kV et le fameux projet d'Itaipu entre le Paraguay et le Brésil, mis en service en 1987 avec une tension de  $\pm 600$  kV et une puissance nominale de 6300 MW.

## II.4. Technologies HVDC

L'élément principal de tout projet HVDC est la station de conversion car elle convertit la tension alternative en une tension continue adéquate pour la transmission (convertisseur AC / DC) à une extrémité, et convertit la tension continue en une tension alternative adéquate pour interfacer le réseau AC (convertisseur DC / AC) à l'autre extrémité. Les notions de station émettrice et réceptrice sont souvent utilisées de manière interchangeable en fonction de la direction du flux de puissance [46]. Deux principaux types de convertisseurs sont utilisés dans les liaisons HVDC : les convertisseurs commutés par les lignes (LCC) et les convertisseurs à source de tension (VSC).

### II.4.a. Technologie LCC-HVDC

Les convertisseurs LCC, comme leur nom l'indique, fonctionnent en fonction des paramètres de la ligne de transmission AC. Leur fréquence de découpage correspond à la fréquence du réseau (50-60 Hz). Les signaux de commande des gâchettes sont utilisés pour définir leur mode de fonctionnement en redresseur ou onduleur et ce, en fonction des angles de commutation des thyristors

(idéalement :  $0 - 90^\circ$  pour le redresseur et  $90^\circ - 180^\circ$  pour le mode onduleur), ainsi que pour la régulation de la qualité de l'énergie transférée [47].

Les convertisseurs LCC présentent des limites lors de pannes de courant alternatif et les démarrages en Black Start. Autrement dit, ils ne peuvent pas être utilisés pour redémarrer un système AC connecté à deux terminaux car le fonctionnement des thyristors dépend de la fréquence des tensions de ligne qui n'existeront pas en cas de panne d'électricité. Pour surmonter cette limitation, la première liaison HVDC de Gotland a utilisé des condensateurs synchrones auxiliaires alimentés séparément pour restaurer le fonctionnement du convertisseur HVDC en cas de défaut de courant alternatif, ajoutant au système coût et complexité [48].

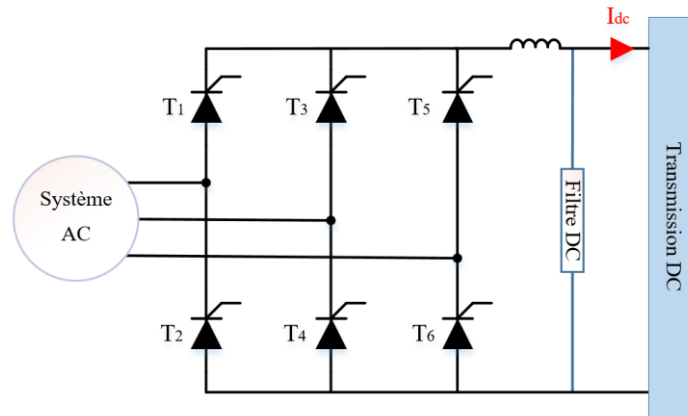


Figure II.5 : Liaison LCC-HVDC avec un convertisseur à 06 impulsions

Les stations LCC conventionnelles utilisaient des ponts à thyristors à 6 impulsions représentés sur la Figure II.5. Le fonctionnement du convertisseur dépend des séquences d'allumage des thyristors pour produire une tension et un courant continus de sortie unipolaires. La sortie DC cyclique à 6 impulsions est lissée par l'inductance DC connectée à la sortie DC du convertisseur, d'autres filtres DC supplémentaires sont utilisés pour s'assurer que les exigences en qualité de l'énergie sont respectées. Les inductances de lissage sont conçues pour un courant total du convertisseur (ce qui augmente sa taille) et sont utilisées en plus pour atténuer les variations brusques du courant [49].

En revanche, la Figure II.6 montre un schéma fonctionnel des liaisons LCC-HVDC les plus courantes à 12 impulsions, constituées de deux convertisseurs à 6 impulsions connectés en série et alimentés séparément par des transformateurs Y-Y et Y- $\Delta$  afin de créer un déphasage de  $30^\circ$  nécessaire à la commutation [50]. Les avantages des convertisseurs à 12 impulsions sont leur fiabilité et la réduction des courants harmoniques dans les côtés AC et DC [38].

Les LCC sont des convertisseurs à source de courant (CSC) car ils permettent le passage du courant continu dans une seule direction. L'inversion du flux de puissance nécessite donc d'inverser la polarité de la tension continue aux deux stations de conversion (c'est-à-dire de passer d'un mode onduleur/redresseur à un autre). Ce processus crée des contraintes importantes en courant continu sur les équipements de transmission et les stations de conversion.

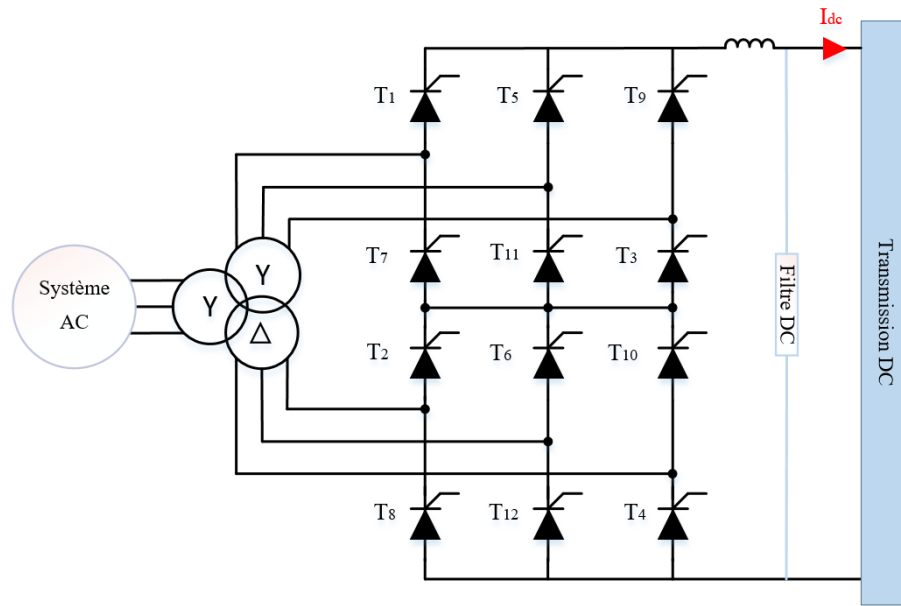


Figure II.6 : Liaison LCC-HVDC avec un convertisseur à 12 impulsions

#### II.4.b. Technologie VSC-HVDC

La première mise en œuvre de la technologie VSC dans la transmission HVDC remonte à 1997, en utilisant des interrupteurs IGBT pour la liaison d'essai de 3 MW Hällsjön-Grängesberg en Suède par ABB [38]. Depuis lors, la technologie VSC s'est considérablement améliorée et s'est avérée être un concurrent clé sur le marché et qui remplace progressivement la technologie LCC, en particulier dans les applications offshore et les projets de transmission d'énergie avec des puissances inférieures à 2000 MW (puissance opérationnelle la plus élevée des VSC) [4].

Le passage à la technologie VSC est en plein essor en raison de sa supériorité technique et de son développement continu. Les VSC sont des convertisseurs auto-commutés, qui peuvent fonctionner en quatre quadrants et ne dépendent pas des tensions des lignes, mais leur fonctionnement repose plutôt sur les signaux de commande externes pour la commutation [51]. L'inversion du flux de puissance dans les stations VSC est basée sur l'inversion de la direction du courant continu tandis que la polarité de tension reste inchangée, ce qui est beaucoup plus rapide et plus fiable comparé aux LCC [49]. Les VSC sont des convertisseurs qui permettent de :

- i. Utiliser des techniques de commutation avancées tel que la modulation de largeur d'impulsion (MLI), permettant des fréquences de commutation élevées. Cela réduit considérablement les exigences de dimensionnement des filtres d'harmoniques en éloignant la composante fondamentale et conduit à une réduction significative des équipements de filtrage par rapport aux LCC [38].
- ii. Surmonter les défauts symétriques et asymétriques du réseau AC et offrir un démarrage en Black-start après les défauts [48].
- iii. Contrôler indépendamment la consommation et la production de puissance active et réactive. Cela permet de prendre en charge la qualité d'énergie du réseau AC [52].
- iv. Inverser le flux de puissance en inversant la polarité du courant.

La structure de base à deux niveaux des stations VSC est représentée sur la Figure II.7. Différentes configurations sont utilisées dans les liaisons existantes. On trouve, les convertisseurs conventionnels à deux niveaux qui utilisent des chaînes série et parallèle d'IGBT dans une configuration similaire aux convertisseurs à 6 impulsions à thyristors. Des topologies modifiées ont émergé plus tard et sont largement adoptées dans les récents projets. Tel que, le schéma HVDC Plus de Siemens utilise des convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) basés sur VSC comme technologie de base ou la technologie HVDC Light du constructeur ABB [53].

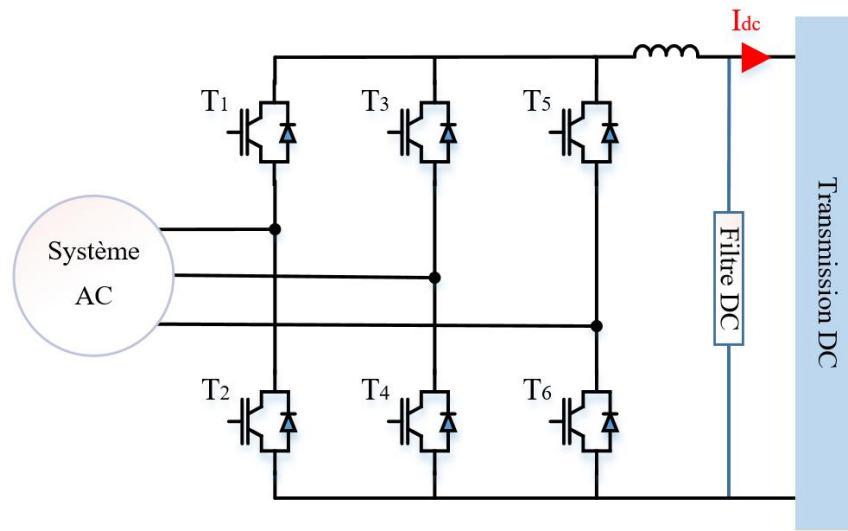


Figure II.7 : Structure de base à deux niveaux de la station de conversion VSC

#### II.4.c. Comparaison LCC vs VSC

Habituellement, des convertisseurs LCC sont les plus utilisés pour les systèmes HVDC [47], ces convertisseurs présentent l'avantage de pouvoir limiter les courants lors de défauts du côté DC [6]. Néanmoins, ces convertisseurs présentent quelques inconvénients, tel que :

- Absorbent de la puissance réactive, cette consommation est d'environ 50 % de la puissance transitée en régime établi [54] et elle est beaucoup plus importante en régime transitoire, ce qui nécessite des systèmes de compensation de la puissance réactive aux cotés AC des convertisseurs.
- La conduction des interrupteurs (Thyristors et diodes) ne peut se faire que lorsque les tensions de phase sont positives. Ainsi, si le système alternatif est fragile, de faibles perturbations sur les tensions peuvent causer des difficultés au niveau des commutations [6].
- Nécessitent des filtres sur les côtés AC pour éliminer les harmoniques générés par les commutations [47].
- Étant donné que les convertisseurs LCC sont toujours en sources de courant et par conséquent, le changement de la direction du flux de puissance se fait par l'inversion de polarité de la tension DC, qui est une contrainte pour le contrôle des convertisseurs.

Bien que la part de marché actuelle de la technologie VSC soit très inférieure à la technologie LCC, la tendance attendue est que la part du VSC augmente au fur et à mesure que la technologie progresse et permet des côtes plus élevées à un coût raisonnable qui justifie ses capacités techniques supplémentaires [55].

En outre, la technologie VSC est plus appropriée pour la mise en œuvre de réseaux DC en raison de son comportement en tension continue constante et de ses avantages de contrôle [56]. Contrairement aux convertisseurs LCC qui ont une applicabilité limitée dans les réseaux DC multi-terminaux (MTDC), car l'inversion de la direction du flux d'énergie à n'importe quelle station connectée nécessiterait l'inversion de la polarité de la tension pour toutes les autres stations DC connectées [38]. Le rôle de la technologie LCC dans la mise en œuvre de MTDC est donc principalement limité aux applications hybrides qui visent à faciliter l'intégration de grands réseaux actifs LCC dans des réseaux DC basés sur les VSC [49].

La limite actuelle des projets VSC-HVDC est de 2000 MW, une limite principalement justifiée par les coûts élevés des stations VSC par rapport à la technologie LCC, comme l'illustre la Figure II.8. Il est important de noter que le coût des stations de conversion est variable et dépend du projet. La forte augmentation des coûts des VSC s'explique par les valeurs nominales de tension et courant des IGBT disponibles. La valeur nominale d'un module IGBT haute tension varie de 1700 V à 6500 V. En revanche, les thyristors sont facilement disponibles à des valeurs nominales plus élevées : (1600 V à 8500 V par module avec des courants entre 350 A et 6100 A) [57].

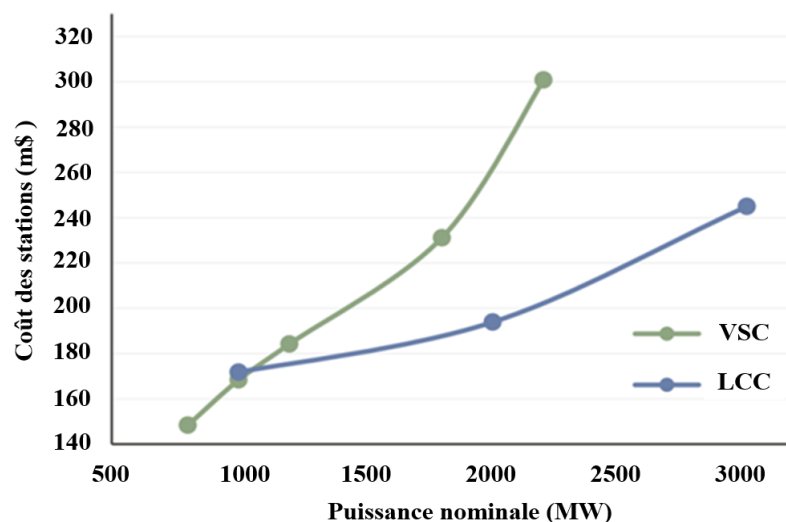


Figure II.8 : Évolution des coûts des stations LCC et VSC en fonction de la puissance des liaisons [4]

Pour faciliter l'illustration, en se basant sur [58], un convertisseur dimensionné pour une tension continue de 400 kV et une puissance nominale du côté DC de 800 MW, qui peut être réalisé par un VSC à deux niveaux ou un LCC. Avec des dispositifs à semi-conducteurs typiques disponibles dans le marché tels que des IGBT de 4,5 kV / 3 kA et des thyristors de 8 kV / 4 kA, et une tension d'utilisation du dispositif de 60% pour une meilleure fiabilité et pour tenir compte des surtensions potentielles du système. Sur la base des paramètres sélectionnés, on estime que le nombre d'IGBT requis est de 894 contre 504 thyristors uniquement.

Enfin, le Tableau II.2 résume les principaux points de comparaison entre les technologies LCC et VSC dans les applications HVDC [4].

Tableau II.2 : Résumé des principaux points de comparaison entre les technologies LCC et VSC.

<b>LCC-HVDC</b>	<b>VSC-HVDC</b>
Commutation dépendante de la ligne	Auto-commutation
Contrôle uniquement la puissance active	Contrôle de la puissance active et réactive indépendamment
Contrôle du flux de puissance par la polarité de la tension	Contrôle du flux de puissance par la polarité du courant
Capacité limitée d'inversion du flux de puissance	Inversion du flux de puissance presque instantanée
Nécessite un réseau AC fort	Peut alimenter un réseau AC faible
Très limité pour les configurations multi terminal	Très approprié pour les configurations multi terminal
Nécessite de la puissance réactive	Peut injecter ou absorber la puissance réactive
Pertes de puissance 0.6 % - 0.8 %	Pertes de puissance ~ 1 %
Application en grandes puissances, longues distances	Application dans projets Offshores / Câblés,
Coût des stations faible	Coût des stations élevé

#### II.4.d. Applications pratiques des systèmes VSC-HVDC

Les schémas VSC-HVDC sont généralement désignés par leurs noms de marque : HVDC Light (ABB), HVDC Plus (Siemens) ou HVDC MaxSine (Alstom Grid). La première installation VSC-HVDC sous forme d'un prototype a été commercialisée en 1997 avec une puissance nominale de 50 MW et une tension DC de 80 kV. Actuellement, il existe plusieurs installations actives dans le monde avec différentes technologies (Tableau II.3). Le tableau montre l'évolution de la technologie des convertisseurs utilisée dans une sélection de projets commerciaux : des NPC à deux et trois niveaux aux convertisseurs multiniveaux.

Tableau II.3 : Évolution des projets VSC-HVDC

<b>Projet</b>	<b>Année</b>	<b>Convertisseur</b>	<b>Puissance nominale (MW)</b>	<b>Tension DC (kV)</b>	<b>Fournisseur</b>
Gotland	1997	Deux niveaux	50	± 80	ABB
Eagle Pass	2000	3N NPC	36	± 15.9	ABB
Estlink	2006	Deux niveaux	350	± 150	ABB
Trans Bay Cable	2010	MMC	400	± 200	Siemens
Nanao 3 terminaux DC	2013	MMC	200/100/50	± 160	Multiple
SW Link	2014	MMC	2x720	± 300	Alstom Grid
DolWin 1	2015	MMC	800	± 320	ABB
DolWin 2	2015	MMC	900	± 320	ABB
INELFE	2015	MMC	2x1000	± 320	Siemens
DolWin 3	2018	MMC	900	± 320	ABB

## II.5. Fonctionnement d'une liaison VSC-HVDC

### II.5.a. Configuration d'une liaison VSC-HVDC

La configuration d'un système VSC-HVDC à deux terminaux est illustrée à la Figure II.9. Elle comprend des convertisseurs de source de tension ( $VSC_1$ ,  $VSC_2$ ), des inductances de phase ( $L_1$ ,  $L_2$ ), des transformateurs ( $T_1$ ,  $T_2$ ), un filtre AC ( $F_1$ ,  $F_2$ ), des condensateurs DC et un câble DC.

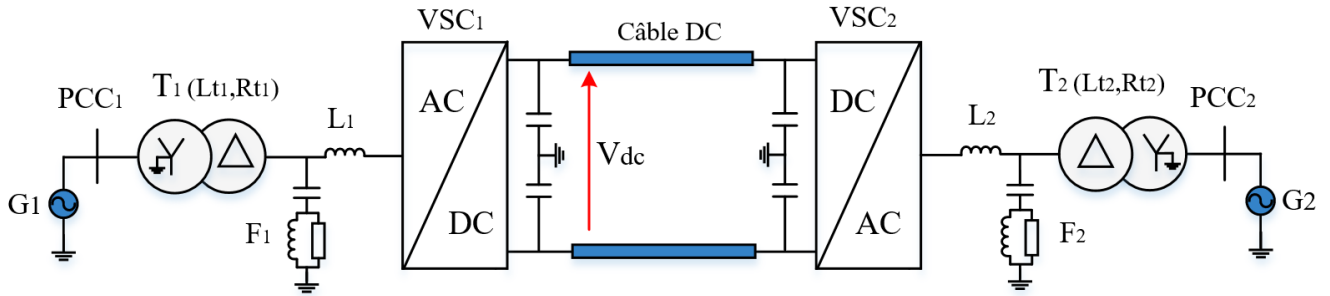


Figure II.9 : Composants constituant une liaison VSC-HVDC typique

#### A. Composants d'une station VSC-HVDC

La structure de base de la station du système VSC HVDC est illustrée à la Figure 12.1. La fonction et la conception des principaux composants de puissance seront résumées dans les sections suivantes.

##### a. Convertisseurs de puissance

Il s'agit d'une mise en série d'interrupteurs de puissance. Tous les systèmes VSC-HVDC utilisent la technologie IGBT qui fonctionne dans deux états discrets : un état bloqué non conducteur et un état passant. En contrôlant le fonctionnement de ces commutateurs, une forme d'onde AC peut être construite à partir d'un signal DC et vice versa. Pour augmenter la tension nominale des interrupteurs de puissances, les IGBT sont montés en série comprenant des centaines de modules dans certains cas. Comme les IGBT sont connectés en série, il est essentiel qu'ils soient passants simultanément.

##### b. Transformateurs

Dans un système VSC-HVDC, le transformateur est généralement installé entre le réseau AC et le convertisseur. Il a deux rôles essentiels, faire le lien entre la tension du réseau et un niveau de tension convenable pour le convertisseur et fixer l'indice de modulation du convertisseur [59].

##### c. Filtres AC

Les filtres AC dans un système VSC-HVDC ont pour fonction d'atténuer les harmoniques générés par la modulation dans le VSC, notamment la MLI. Ces harmoniques sont d'ordres élevés, donc un filtre LC passe-bas est généralement utilisé pour supprimer ces composantes harmoniques [36]. Afin d'utiliser des transformateurs standards, les filtres AC sont installés entre les transformateurs et les inductances de phase. Ceci afin d'éviter des contraintes de tension et des harmoniques affectant le fonctionnement des transformateurs [56]. Contrairement au cas des

systèmes LCC-HVDC où des condensateurs de compensation sont utilisés pour la production d'une puissance réactive nécessaire au fonctionnement de la liaison, les filtres dans les systèmes VSC-HVDC apportent eux-mêmes une base de puissance réactive de manière à corriger le facteur de puissance.

#### d. Inductances de phase

Les inductances sont utilisées comme un lien énergétique entre le réseau et le côté AC du convertisseur. Elles servent à plusieurs fins [60] :

- Elles permettent le contrôle de la liaison HVDC ;
- Elles réduisent les composantes de courant harmonique de haute fréquence du côté AC du convertisseur [35] ;
- Elles réduisent les courants de défaut en séparant le système AC (et son courant de court-circuit) du convertisseur auquel il est connecté [29].

Le choix de la taille de l'inductance de phase dépend de la fréquence de commutation, de la saturation du convertisseur et de l'algorithme de contrôle, la saturation du convertisseur étant le facteur déterminant dominant [61].

#### e. Condensateurs DC

Les condensateurs du côté DC du convertisseur servent à minimiser les ondulations de la tension DC et stocker de l'énergie dans le bus DC afin de pouvoir contrôler le flux de puissance. Le fonctionnement des convertisseurs VSC par MLI produit des harmoniques de courant et des ondulations de la tension DC que le condensateur DC minimise [62]. Le dimensionnement de ces condensateurs dépend de la tension désirée et des ondulations de tension admissibles et doit être conforme à la fréquence de découpage pour des performances et une économie optimale : plus la fréquence de commutation est rapide, plus le condensateur peut être petit.

D'une part, de faibles ondulations de tension impliquent un grand condensateur. D'autre part, un petit condensateur présente des avantages compte tenu du contrôle et de la dynamique du convertisseur, ce qui se traduit par un contrôle rapide de la puissance active. La sélection de la taille du condensateur DC est un compromis entre l'ondulation de la tension, la durée de vie, les coûts et le contrôle rapide de la tension DC. Sur la base de la spécification des ondulations, une limite inférieure peut être établie pour la valeur du condensateur [62] :

$$C_{dc} > \frac{S_n}{2\omega V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (\text{II.1})$$

où  $C_{dc}$  est la capacité DC,  $S_n$  est la puissance apparente nominale du convertisseur en MVA,  $V_{dc}$  est la tension nominale du bus DC,  $\omega$  est la fréquence électrique fondamentale et  $\Delta V_{dc}$  est l'ondulation de tension admissible qui est, généralement, entre 5 et 20 %. Cependant, d'autres limites peuvent également s'appliquer. En fonction des exigences de vitesse de contrôle, il est possible de définir la limite supérieure [62] :



$$C_{dc} < \frac{2 \tau S_n}{V_{dc}} \quad (\text{II.2})$$

Où  $\tau$  est la constante de temps du condensateur DC. Cette constante de temps est couramment choisie inférieure à 10 ms pour satisfaire la vitesse de réponse transitoire souhaitée.

Néanmoins, la taille du condensateur pour les grandes puissances est déterminée en considérant une méthode simple basée sur l'énergie totale stockée dans le condensateur [29]. Le rapport énergie/puissance  $R_{EP}$  (J/VA) est défini à partir de l'énergie du condensateur  $E_c$  (J) et de la puissance du convertisseur  $S_n$  (VA) :

$$R_{EP} = \frac{E_c}{S_n} \quad (\text{II.3})$$

Le rapport énergie/puissance dans les convertisseurs entre 10 et 50 (kJ/MVA), en utilisant l'expression de l'énergie du condensateur :

$$E_c = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (\text{II.4})$$

D'où la taille du condensateur pour le convertisseur VSC est obtenue par l'équation (II.5):

$$C_{dc} = \frac{2 S_n E_c}{V_{dc}^2} \quad (\text{II.5})$$

#### f. Lien DC

Les liens DC sont soit des lignes aériennes, soit des câbles souterrains où chacun à ces avantages et ces inconvénients. Pour les liaisons VSC, les câbles souterrains présentent un grand nombre d'avantages significatifs par rapport aux liaisons aériennes [59]. Par exemple, étant donné que les VSC n'acceptent qu'une seule polarité de tension DC, les câbles n'ont pas besoin d'être conçus pour résister à une inversion de polarité du courant [35], ce qui permet l'utilisation de certains types de câbles présentant des avantages conséquents. Généralement, Le câble utilisé dans les applications VSC-HVDC est un nouveau type développé où l'isolation est constituée d'un polymère extrudé particulièrement résistant à la tension continue. Les câbles polymères sont le choix préféré pour HVDC principalement en raison de leur résistance mécanique, de leur flexibilité et de leur faible poids [29].

Les paramètres caractérisant un lien DC (ligne ou câble DC) sont :

- La résistance R : en courant continu elle est donnée par :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{s} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$\rho$  : est la résistivité du conducteur en [ $\Omega \cdot m$ ].

$l$  : est la longueur du conducteur en [m].

$s$  : est la section du conducteur en [m<sup>2</sup>].

La résistance varie en fonction de la température, du type de conducteur, de la longueur, de la section et de l'effet de peau (dans le cas d'une liaison en alternatif).

- La réactance  $X$  : il existe deux types, la réactance capacitive (Équation (II.7)) et la réactance inductive (Équation (II.8)).

$$X_c = \frac{1}{2\pi.f.C} \quad (\text{II.7})$$

$$X_L = 2\pi.f.L \quad (\text{II.8})$$

En courant continu, la fréquence est nulle. Bien que la ligne possède une inductance et une capacité, la réactance inductive est nulle et la réactance capacitive est infinie. Ainsi les principaux effets relatifs aux réactances sont éliminés et le seul paramètre qui entre en jeu pour les calculs est la résistance.

- L'impédance  $Z$  : mesure l'opposition d'un circuit électrique au passage d'un courant alternatif sinusoïdale, exprimée en Ohm par l'équation :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega + \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad (\text{II.9})$$

On peut présenter les paramètres de ligne en fonction de la distance comme suit [63] :

#### a. Paramètres de ligne de petite distance

On parle de petite distance pour les lignes aériennes inférieures à 80 km [63]. Par contre pour les câbles souterrains et sous-marins, la petite distance varie entre 30 et 40 Km. Pour cette distance l'effet capacitif est négligé et seules la résistance et la réactance inductive sont prises en compte.

#### b. Paramètres de ligne de moyenne distance

Dans le transport aérien la distance considérée est de 80 à 240 km [63]. Sur la Figure II.10, le circuit équivalent monophasé est représenté par le modèle en pi. Le courant capacitif devient semblable en grandeur au courant actif que le câble doit transmettre si aucune compensation n'est faite. En plus de la résistance et de la réactance inductive, la capacité de shunt de la ligne est divisée en deux parties égales, chacune étant placée aux extrémités d'émission et de réception de la ligne.

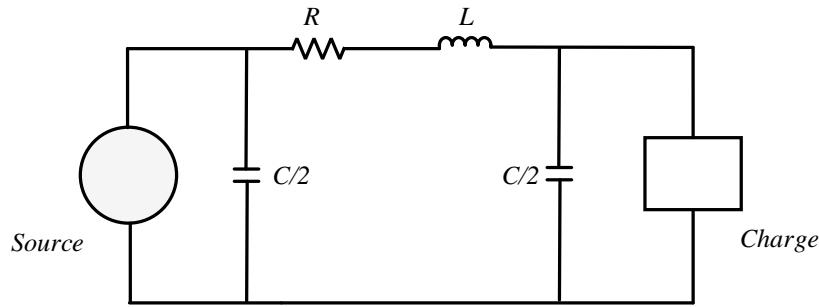


Figure II.10 : Modèle de ligne de moyenne distance

**c. Paramètres de ligne de longue distance**

Pour une longueur de plus de 240 km environs pour les lignes aériennes, le modèle doit tenir compte de paramètres uniformément répartis le long de la ligne [63]. L'impédance en série et la capacité appropriées sont trouvées en résolvant le système d'équations où les tensions et les courants sont décrits en fonction de la distance et du temps avec les hypothèses. La distribution longitudinale de courant et de tension, peut être examinée au moyen des équations (II.10) et (II.11) :

$$U(x) = U_s \cdot \cosh(\gamma \cdot x) + Z_l \cdot I_s \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \tag{II.10}$$

$$I(x) = I_s \cdot \cosh(\gamma \cdot x) + \frac{U_s}{Z_l} \cdot \sinh(\gamma \cdot x) \tag{II.11}$$

Avec  $Z_l$  l'impédance nominale définie par :

$$Z_l = \sqrt{\frac{R + j \omega \cdot L}{G + j \omega \cdot C}} \tag{II.12}$$

Avec G représente la conductance électrique qui l'inverse de la résistance électrique.

Les paramètres de la Figure II.11 sont définis en supposant que les lignes fonctionnent dans des conditions équilibrées et stables.

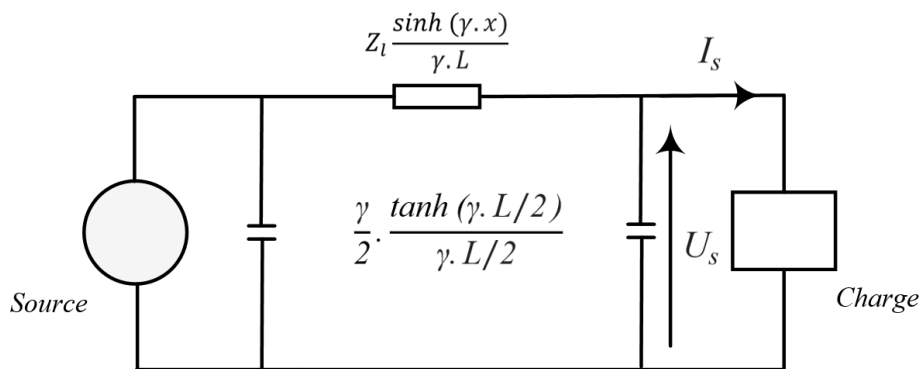


Figure II.11 : Modèle de ligne de longue distance

## B. Principe de base d'une liaison VSC-HVDC

Le fonctionnement d'un système VSC-HVDC peut être expliqué en considérant chaque VSC comme une source de tension connectée à un réseau alternatif via les inductances combinées du transformateur, du convertisseur et de phase, comme illustré sur la Figure II.12 [62] :

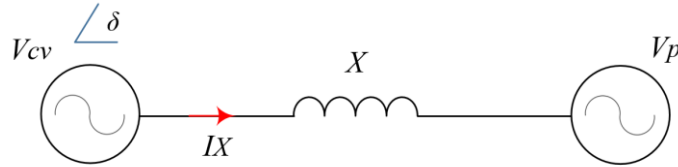


Figure II.12 : Représentation simplifiée du convertisseur relié au réseau à travers l'impédance équivalente

Les puissances actives échangées entre les convertisseurs et les réseaux AC dans les deux stations sont données par :

$$P = \frac{|V_p| \cdot |V_{cv}|}{X} \sin \delta \quad (\text{II.13})$$

$$Q = \frac{|V_p|^2 - |V_p| \cdot |V_{cv}| \cos \delta}{X} \quad (\text{II.14})$$

Où  $V_{cv}$  est la tension alternative du convertisseur,  $V_p$  est la tension du réseau,  $X$  est l'impédance combinée du transformateur et du convertisseur reliant le VSC au réseau AC et  $\delta$  est l'angle de déphasage entre  $V_{cv}$  et  $V_p$ .

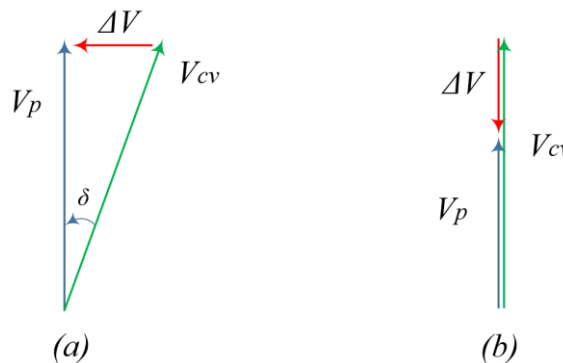


Figure II.13 : (a) Variation de la puissance active (b) Variation de la puissance réactive

A partir des équations (II.13) et (II.14), on constate que le contrôle de l'angle de déphasage et l'amplitude de la tension du convertisseur permet de contrôler, respectivement, l'écoulement des puissances active et réactive à un point de fonctionnement désiré.

Toute différence d'amplitude entre les tensions du réseau et du convertisseur se traduit par un échange avec le réseau de puissance réactive. Toute différence de phase entre les tensions du réseau et du convertisseur se traduit par un échange de puissance active avec le réseau.

Les puissances active et réactive sont alors contrôlées dans les quatre quadrants. En effet, pour une différence d'angle de tension nulle, la puissance active est égale à zéro et la puissance réactive est déterminée par la différence des amplitudes de tension.

Pour des amplitudes égales de tension, la puissance réactive est égale à zéro et la puissance active est déterminée par l'angle de déphasage entre les deux tensions.

- ✓ Si  $V_p > V_{cv}$  :  $Q$  est inférieur à zéro ce qui signifie que le VSC absorbe de la puissance réactive (Fonctionnement inductif)
- ✓ Si  $V_p < V_{cv}$  :  $Q$  est supérieur à zéro ce qui signifie que le VSC produit de la puissance réactive (Fonctionnement capacitif)

Quand les amplitudes de tensions sont égales, la puissance réactive est nulle et l'écoulement de la puissance active est déterminé par l'angle de déphasage  $\delta$  entre les deux tensions :

- ✓ Si  $\delta > 0$  : la puissance active transite du convertisseur vers le réseau AC (Fonctionnement onduleur).
- ✓ Si  $\delta < 0$  : la puissance active transite du réseau AC vers le convertisseur (Fonctionnement redresseur)

Comme illustré sur la Figure II.14 : un VSC peut fonctionner dans les quatre quadrants du cercle PQ et réaliser un contrôle indépendant de la puissance active et réactive.

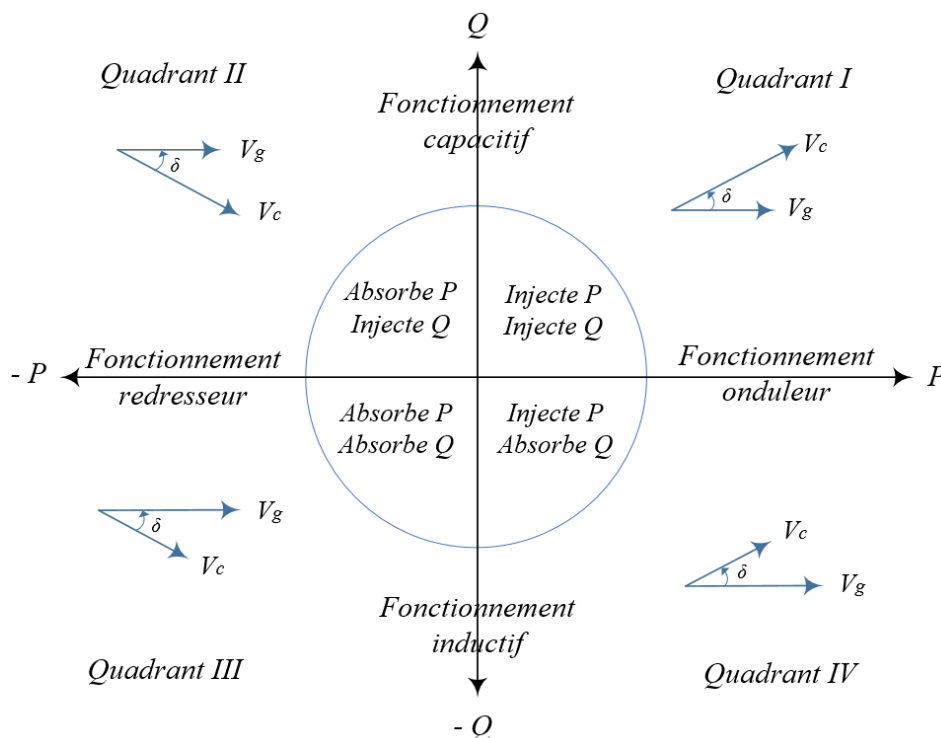


Figure II.14 : Mode de fonctionnement d'un VSC en 4 quadrants

## II.6. Contrôle d'un système VSC-HVDC

Dans le cas des systèmes de transmission VSC-HVDC, le transfert de puissance est contrôlé de la même manière que dans le cas d'une transmission HVDC classique. Le côté onduleur contrôle la

puissance active, tandis que le côté redresseur contrôle la tension continue [64]. Avec les systèmes HVDC classiques, la puissance réactive ne peut pas être contrôlée indépendamment de la puissance active. Le système VSC-HVDC permet de contrôler la puissance réactive et la puissance active indépendamment. Le flux de puissance réactive peut être contrôlé séparément dans chaque convertisseur par la tension alternative demandée ou réglé manuellement sans modifier la tension continue. Le flux de puissance active peut être contrôlé par la tension continue du côté continu ou la variation de fréquence du côté alternatif ou réglé manuellement. Ainsi, le flux de puissance active, le flux de puissance réactive, la tension alternative, la tension continue et la fréquence peuvent être contrôlés lors de l'utilisation de d'une liaison VSC-HVDC. La Figure II.15 représente la structure de contrôle du système de transmission VSC-HVDC.

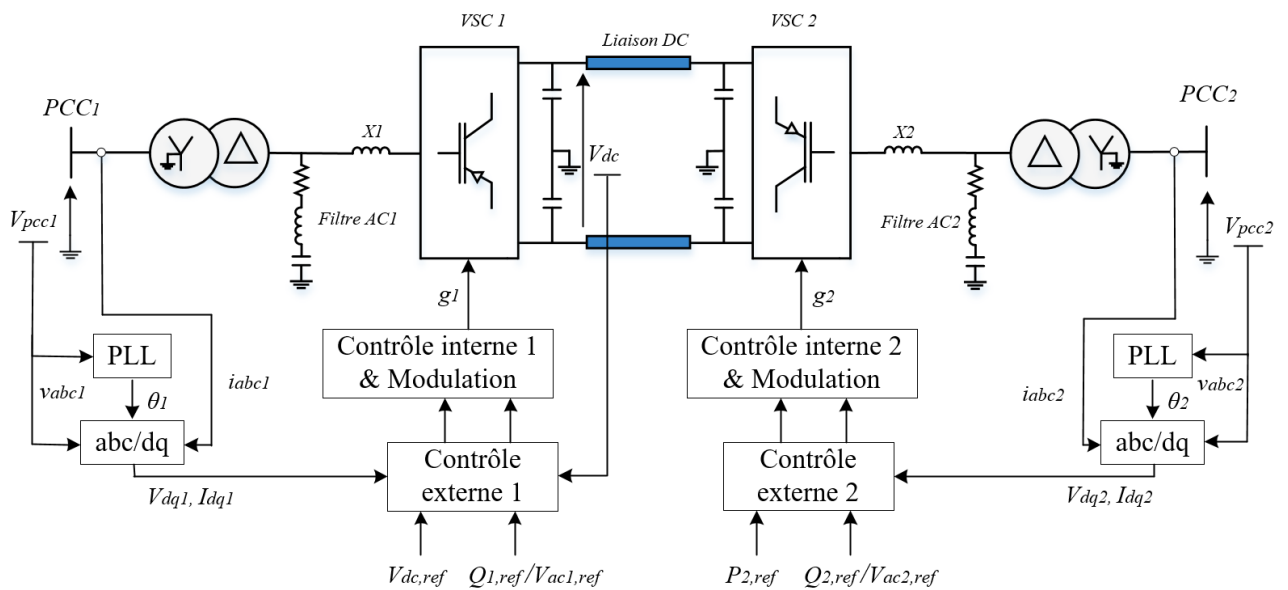


Figure II.15 : Structure de contrôle d'une liaison de transmission VSC-HVDC

Différentes stratégies de contrôle sont rencontrées dans la littérature pour le contrôle des systèmes VSC-HVDC. L'une de ces méthodes de contrôle est connue sous le nom de méthode de contrôle de puissance directe (DPC). La DPC est basée sur les boucles de régulation de puissance active et réactive instantanées [65]. Dans la DPC, il n'y a pas de boucles de contrôle de courant internes et pas de bloc modulateur pour les signaux de commande, car les états de commutation du convertisseur sont sélectionnés par une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les valeurs commandées et estimées des puissances active et réactive. Cette méthode utilise un vecteur de flux virtuel estimé dans sa boucle de contrôle. En raison d'inconvénients tels que la fréquence de commutation variable et la nécessité d'une conversion et d'un calcul rapides, l'utilisation de ce type de commande n'est pas très courante. De plus, le contrôle de l'angle de puissance, également appelé contrôle de l'angle de tension, est peut-être le contrôleur le plus simple pour les VSC connectés au réseau [65].

Une autre méthode largement utilisée pour le contrôle des systèmes VSC-HVDC est la méthode de contrôle vectoriel. La méthode de contrôle vectoriel utilise la modélisation de systèmes triphasés en utilisant des transformations d'axes. La théorie vectorielle est la plus utilisée dans le contrôle des convertisseurs triphasés de nos jours. Dans les convertisseurs pour les applications AC, les systèmes

de contrôle vectoriel peuvent être utilisés pour obtenir un contrôle indépendant des puissances active et réactive. L'une des caractéristiques les plus avantageuses du contrôle vectoriel est que les vecteurs de courants et de tensions alternatifs se produisent sous forme de vecteurs constants en régime permanent, et par conséquent, les erreurs statiques dans le système de contrôle peuvent être évitées en utilisant des contrôleurs PI.

### II.6.a. Le principe du contrôle de l'angle de puissance

Le principe du contrôle de l'angle de puissance repose sur les équations (II.13) et (II.14); il est clair que la puissance active est principalement associée à l'angle de phase  $\delta$ , tandis que la puissance réactive est davantage associée à la différence d'amplitude de tension. Les relations mathématiques fournies constituent la base du contrôle de l'angle de puissance. Ainsi, la puissance active est contrôlée en ajustant l'angle de phase de tension du VSC. De même, la puissance réactive est contrôlée en faisant varier l'amplitude de tension du VSC. Malgré le fait que le contrôle de l'angle de puissance semble être simple et bénéfique, il n'a jamais été utilisé dans les systèmes VSC-HVDC existants car il présente plusieurs inconvénients [66] :

- La bande passante du contrôleur est sérieusement limitée.
- Le système de contrôle n'est pas en mesure de limiter le courant des interrupteurs de puissance du convertisseur.

Ce dernier est un sérieux problème, car les convertisseurs VSC-HVDC ne fournissent généralement pas de fonction de protection contre les surintensités. Ainsi, il est vital que le système de contrôle puisse limiter le courant des interrupteurs afin d'éviter le déclenchement des convertisseurs lors de perturbations [67].

### II.6.b. Principe du contrôle vectoriel

Le système de contrôle vectoriel implique une représentation simplifiée des systèmes triphasés connus sous le nom de transformations dq.

#### Transformation dq

C'est la transformation des coordonnées du système de coordonnées stationnaire triphasé au système de coordonnées rotatif dq. Cette transformation se fait en deux étapes :

- Une transformation du système de coordonnées stationnaire triphasé vers le système de coordonnées stationnaire  $\alpha\beta$  biphasé
- Une transformation du système de coordonnées stationnaire  $\alpha\beta$  vers le système de coordonnées rotatif dq

Les transformations de Clarke et de Clarke inverse sont utilisées pour convertir les variables (par exemple, les valeurs de phase des tensions et des courants) en repère stationnaire  $\alpha\beta$ , et vice versa. De même, les transformations Park et Park inverse convertissent les grandeurs dans repère stationnaire  $\alpha\beta$  au repère synchrone dq, et vice versa. Les repère et les transformations sont illustrés en .

L'axe stationnaire  $\alpha$  est choisi pour être aligné avec l'axe triphasé stationnaire  $a$  pour une analyse simplifiée. Le référentiel dq tourne à une vitesse synchrone  $\omega$  par rapport au référentiel stationnaire  $\alpha\beta$ , et à tout instant, la position de l'axe  $d$  par rapport à l'axe  $\alpha$  est donnée par  $\theta = \omega t$ .

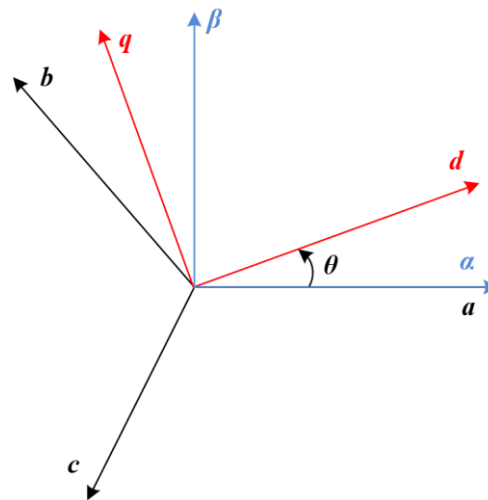


Figure II.16 : Transformation abc à dq

### II.6.c. Contrôle vectoriel

Pour l'analyse d'un VSC avec la commande vectorielle, les courants et les tensions triphasés sont exprimés comme des vecteurs dans un référentiel complexe, appelé référentiel  $\alpha\beta$ . Un référentiel rotatif synchronisé avec le réseau AC est également introduit, comme dans la Figure II.16. Lorsque la repère dq est synchronisée avec le réseau, les tensions et les courants sont transformés sous forme de vecteurs constants dans le référentiel dq en régime permanent. Pour l'analyse du système, des équations de base décrivant le comportement du système sont présentées sur la base de l'analyse effectuée dans [67]. Le schéma du contrôle vectoriel est illustré à la Figure II.17.

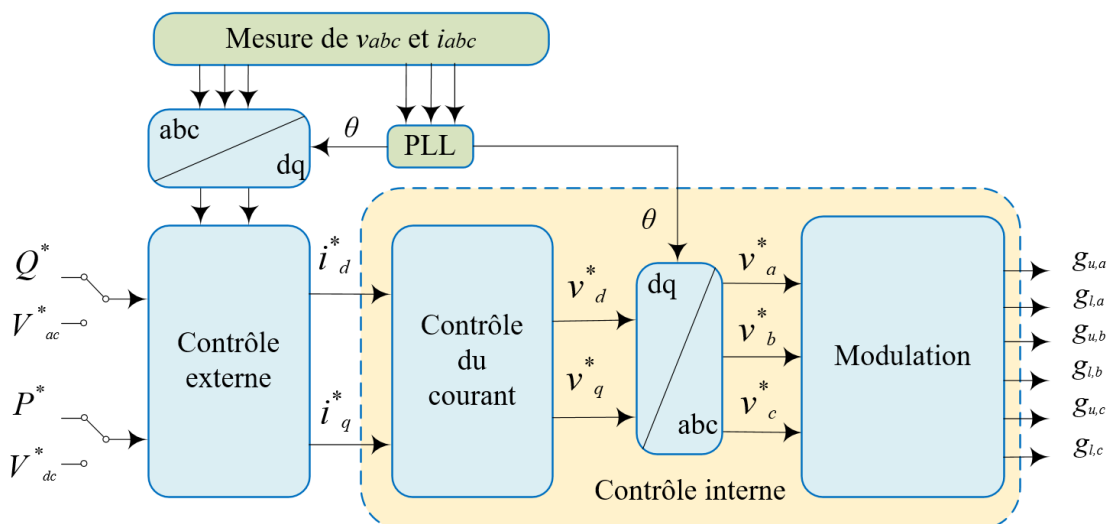


Figure II.17 : Principe du contrôle vectoriel du VSC



## II.7. Convertisseurs multiniveaux pour les systèmes VSC-HVDC

Les premières installations VSC-HVDC ont été basées, bien que les convertisseurs à deux niveaux présentent plusieurs avantages comparés aux convertisseurs LCC, ils demeurent très limités en termes de la qualité d'énergie et nécessitent l'utilisation de filtres volumineux et coûteux pour le lissage et le filtrage de l'énergie pour son intégration dans les réseaux de distribution et de transmission. Dans ce sens, de nouvelles topologies et technologies de convertisseurs ont émergées. Ces nouveaux convertisseurs ont pour but d'augmenter le niveau des tensions de sortie en augmentant le nombre d'interrupteur de commutation et l'utilisation des techniques de modulation permettant de faciliter le filtrage des harmoniques et la réduction du volume et voir la suppression des filtres.

Un convertisseur statique est dit « multiniveau » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux (Figure II.18). Ce type de convertisseurs présente essentiellement deux avantages. D'une part, les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. Chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension du bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [68].

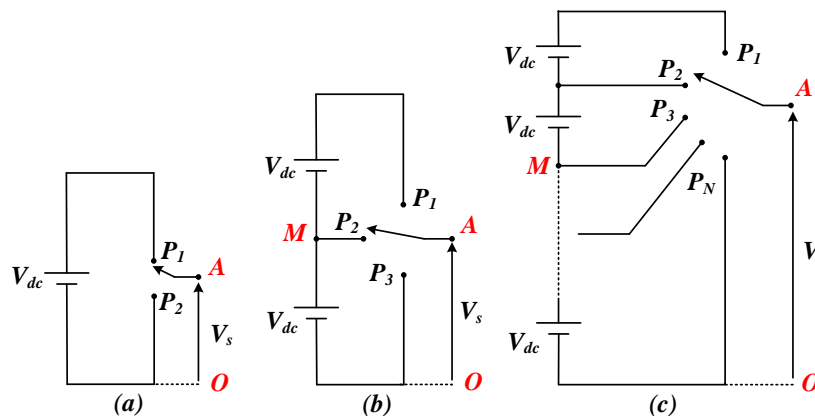


Figure II.18 : Schéma d'un bras de convertisseur à deux niveaux (a), trois niveaux (b),  $N$  niveaux (c)

Le convertisseur en fonctionnement onduleur de la Figure II.18.a délivre à sa sortie deux niveaux de tensions :

- Position  $p_1$  :  $V_s = V_{dc}$
- Position  $p_2$  :  $V_s = 0$ .

Les trois positions ( $p_1$ ,  $p_2$  et  $p_3$ ) de l'interrupteur de la Figure II.18.b, permettent d'avoir respectivement trois niveaux de tension ( $V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$  et  $0$ ). D'où l'appellation convertisseur à trois

niveaux. La généralisation de ce principe, permet d'aboutir à la structure à  $N$  niveaux de la Figure II.18.c.

L'augmentation du nombre de sources continues et par conséquent du nombre de niveaux contribue sans doute à rendre la forme de la tension, à la sortie du convertisseur, plus proche de la sinusoïde avec un minimum de taux d'harmoniques. La Figure II.19 illustre quelques topologies de convertisseurs multiniveaux rencontrées dans la littérature [8].

### A. Structures classiques

Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux. Beaucoup de propriétés de ces structures sont communes avec les nouvelles structures, c'est pour cela que dans un premier temps, ces structures de base seront présentées.

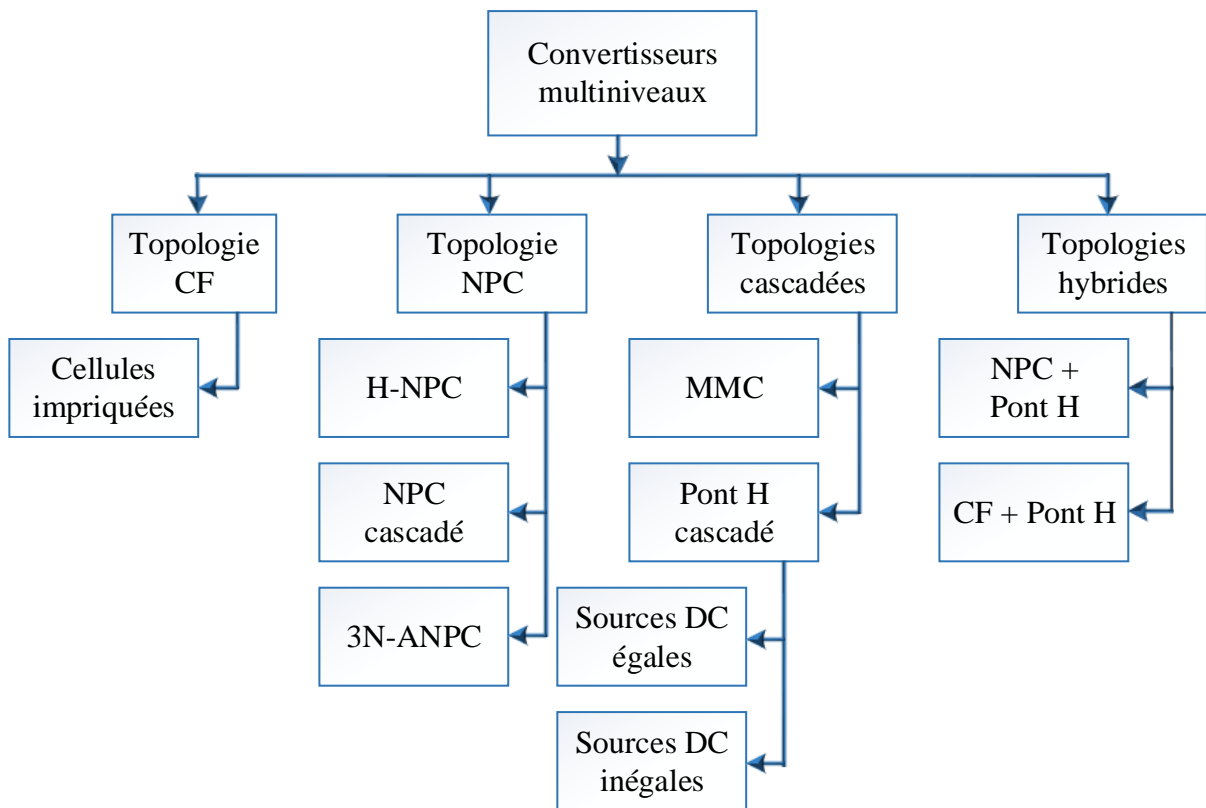


Figure II.19 : Classification des convertisseurs multiniveaux [8]

#### i. Le convertisseur clampé par le neutre (NPC)

Une des structures de référence dans la conversion multiniveau est le convertisseur NPC trois niveaux (Neutral Point Clamped). L'objectif de cette structure de convertisseur multiniveau [69], était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par le convertisseur dans la charge pour des applications de type alimentation des moteurs. Cette structure, connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension de l'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par les diodes (clamps) connectées à des points milieux capacitifs. La Figure II.20 montre le circuit électrique correspondant à une phase du convertisseur à trois niveaux à structure NPC.

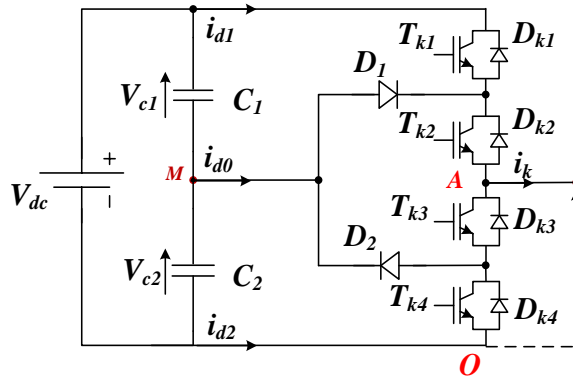


Figure II.20 : Bras d'un convertisseur à structure NPC

Ce montage est alimenté par la tension continue  $V_{dc}$ . Les 3 états de commutation possibles permettent de délivrer 3 niveaux distincts entre les bornes A et M. Chaque branche comporte 2 étages constitués chacun de 2 interrupteurs de type IGBT avec des diodes en antiparallèles. Deux diodes supplémentaires  $D_1$  et  $D_2$  permettent de relier les étages intermédiaires au point milieu M. Le Tableau II.4 illustre le procédé de réalisation des différents niveaux de tension.

Tableau II.4 : Réalisation des différents niveaux pour le convertisseur NPC 3N

Tension de sortie	Interrupteurs rendus passants	Sens du courant	Le courant circule dans...
$V_{dc}/2$	$T_{11} \text{ \& } T_{12}$	$I_j > 0$	$T_{11} \text{ \& } T_{12}$
		$I_j < 0$	$D_{11} \text{ \& } D_{12}$
0	$T_{12} \text{ \& } T_{13}$	$I_j > 0$	$D_1 \text{ \& } T_{12}$
		$I_j < 0$	$D_2 \text{ \& } T_{13}$
$-V_{dc}/2$	$T_{13} \text{ \& } T_{14}$	$I_j > 0$	$D_{14} \text{ \& } D_{13}$
		$I_j < 0$	$T_{14} \text{ \& } T_{13}$

ii. Convertisseur à cellules imbriquées

Cette structure (Figure II.21) a été introduite en 1992 par T. Meynard et H. Foch dans [70]. Elle est également connue sous l'appellation « Flying Capacitors Multilevel Converter » dans la littérature anglo-saxonne.

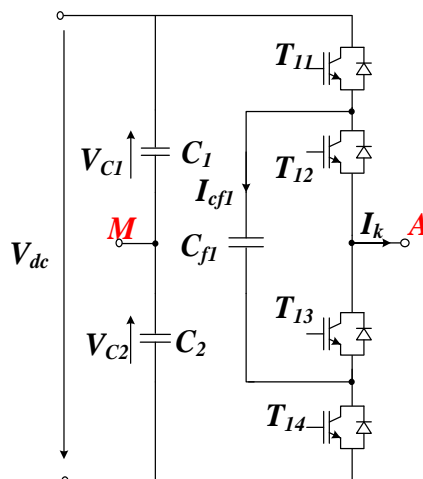


Figure II.21 : Schéma d'une phase d'un convertisseur multiniveaux à cellules imbriquées à trois niveaux

La structure du convertisseur à capacité flottante est semblable à celle du convertisseur NPC sauf qu'au lieu d'utiliser les diodes de clamps, elles sont remplacées par des condensateurs qui jouent le rôle des sources de tension flottantes dont il vient le nom convertisseur à capacité flottante.

**iii. Convertisseur multiniveaux à structure cascadée**

Cette famille est la première décrite dans la littérature comme une structure de conversion multiniveaux [71]. En effet la mise en cascade de plusieurs structures à 3-niveaux (Figure II.22) permet d'avoir en sortie une forme d'onde de tension multiniveaux [72]. Le convertisseur multiniveaux en ponts H cascades est simplement la mise en série de plusieurs convertisseurs monophasés en pont H avec des sources de tension continue galvaniquement isolées.

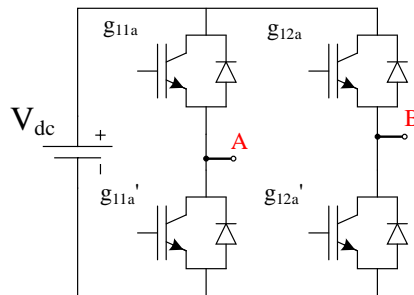


Figure II.22 : Pont complet en H

La Figure II.23 représente la structure d'un convertisseur multiniveaux à N niveaux basée sur la mise en série de convertisseurs monophasés. Les cellules y sont connectées en étoile [73]. Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Si les sources DC séparées galvaniquement ont le même niveau de tension continue ( $V_{dc}$ ), la tension de phase sera en mesure de s'échelonner du niveau  $(-H.V_{dc})$  au niveau  $(+H.V_{dc})$  qui aura N niveaux. Où  $H = (N-1)/2$  est le nombre de tous les ponts en H ou le nombre de sources DC séparées. A mesure que le nombre de sources de tension ( $V_{dc}$ ) augmente, il y aurait plus de niveaux dans la tension de sortie. Ainsi la forme d'onde de tension de sortie sera plus proche de la sinusoïde [8].

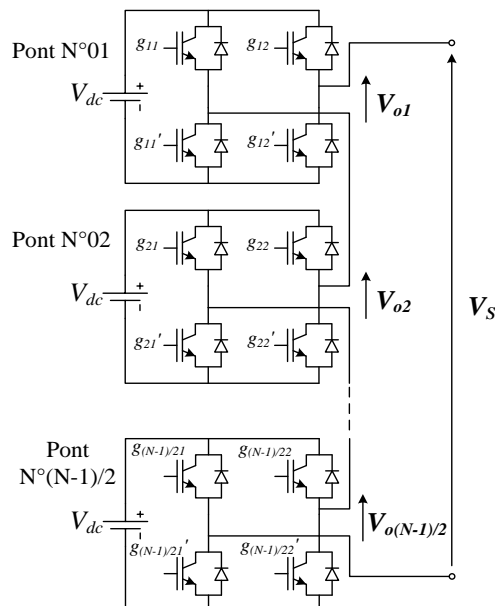


Figure II.23 : Structure d'un convertisseur multiniveaux en ponts H cascades à N niveaux.

## B. Nouvelles topologies

Depuis l'introduction de la première topologie multiniveau, presque quatre décennies déjà, environ une douzaine de variantes et de nouvelles topologies multiniveaux ont été proposées dans la littérature. La majorité d'elles sont des variations des topologies multiniveaux classiques citées plus haut, ou hybrides entre elles.

### i. Convertisseur H-NPC cinq niveaux

Ce convertisseur est la synthèse d'un raccordement des phases des convertisseurs NPC monophasés à trois niveaux classiques en pont H (Figure II.24), formant ainsi un HNPC cinq niveaux (5L-HNPC), et a été proposé pour la première fois par [74]. Cette topologie est commercialisée par ABB et TMEIC-GE [8].

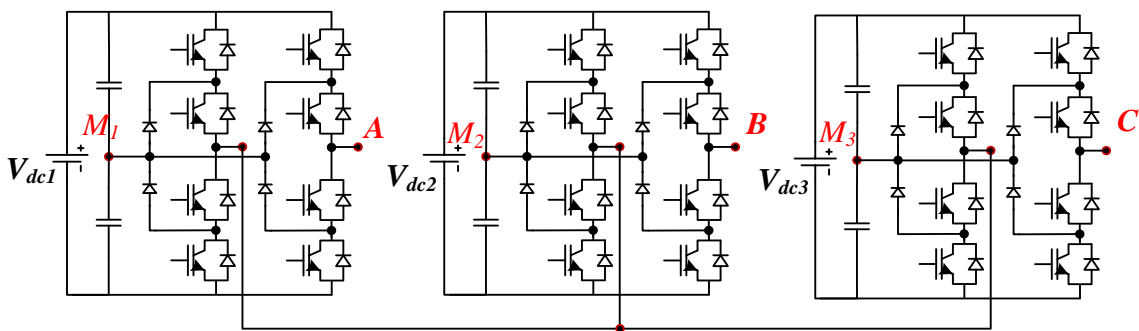


Figure II.24 : Convertisseur en pont H à NPC en cascade.

La combinaison des trois niveaux de chaque bras de convertisseur NPC ( $V_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}/2$ ) résulte cinq niveaux différents à la sortie ( $V_{dc}$ ,  $V_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}/2$ ,  $-V_{dc}$ ). Comme le traditionnel pont H, cette topologie exige une source isolée pour chaque pont H pour éviter les courts circuits des bus continus [8].

### ii. Convertisseur ANPC trois niveaux

L'un des inconvénients de la topologie NPC trois niveaux est l'inégalité de la répartition des pertes entre les interrupteurs du haut et du bas de chaque bras du convertisseur. Ce problème peut être résolu en remplaçant les diodes de clamping par des interrupteurs pour avoir un moyen de contrôle du courant au neutre de la source, donc un contrôle de la distribution des pertes dans les interrupteurs du convertisseur.

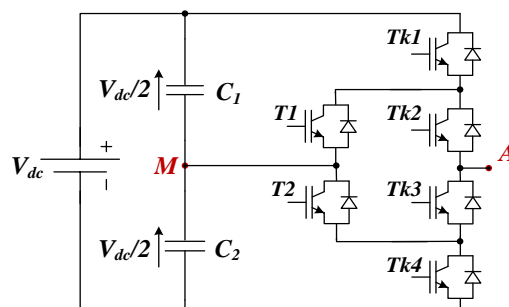


Figure II.25 : Phase d'un convertisseur Active NPC à trois niveaux

En d'autres termes, avec les diodes de clamp comme celles du NPC trois niveaux, le courant circule à travers la diode de clamp du haut ou du bas selon sa polarité, et cela quand le niveau zéro est généré. Par contre, avec les interrupteurs de clamp, le courant peut être forcé à passer à travers le chemin de clamp du haut ou du bas [75]. (Figure II.25).

### iii. Convertisseur en pont H asymétrique

Si la topologie du pont H cascadié, illustrée sur la Figure I.14, est alimentée avec des rapports de tension inégaux entre les cellules, une partie ou même tous les états de commutation redondants des niveaux de tension peuvent être éliminés, ce qui maximise le nombre de niveaux différents de tension générés par le convertisseur. Ce concept de ratios de sources continues asymétriques a été introduit pour des applications d'imagerie par résonance magnétique. Plus tard, cette idée a été explorée pour les convertisseurs à moyenne tension avec deux ou plusieurs cellules en série avec des puissances de deux taux de déséquilibre de tension ( $1: 2: \dots: 2^{n-1}$ ), qui sont capables de générer sept niveaux de tension différents avec seulement deux cellules. Plus tard, des rapports de tension dans les puissances de trois ( $1: 3: \dots: 3^{n-1}$ ) ont été introduits [76], ce qui élimine tous les redondances et maximise le nombre de niveaux à la sortie. Ce convertisseur asymétrique est également connu comme "Convertisseur ternaire hybride multiniveaux" [77].

## C. Topologies hybrides

La combinaison de deux ou, juste une partie des topologies classiques ou nouvelles, donne naissance à de nouvelles topologies de convertisseurs multiniveaux, on trouve le NPC-HB, FC-HB et autres, le premier est la combinaison du pont H et le NPC, le deuxième est la combinaison du FC et le pont H.

### i. Convertisseur hybride NPC-CHB

Comme son nom le suggère, c'est une hybridation entre le convertisseur à diode flottante (NPC) à trois niveaux et des cellules en pont H monophasées connectées en série avec les sorties, entre le NPC et la charge (Figure II.26).

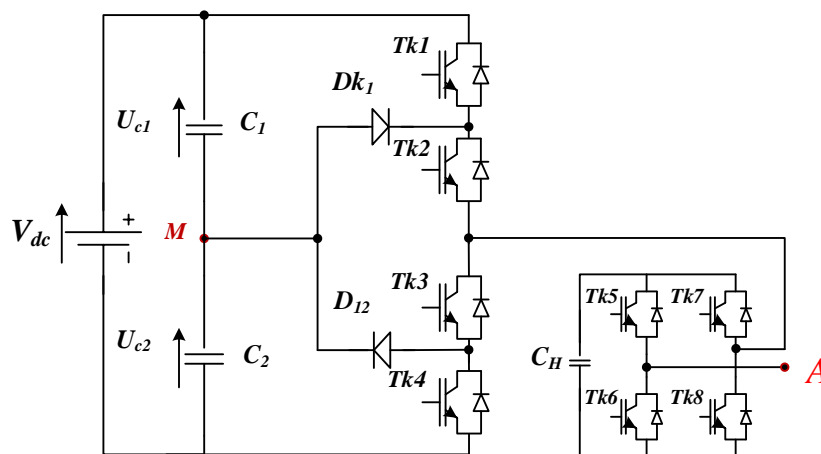


Figure II.26 : Convertisseur hybride NPC-HB

Le coté continu du pont H est un condensateur flottant sans alimentation en tension. Par conséquent, les étages additionnels du pont H introduisent plus de niveaux de tension, mais n'augmente pas d'une manière efficace la puissance active globale du convertisseur. Le nombre de cellule en pont H connectées en série varie habituellement entre un et deux [78].

L'étage pont H fonctionne comme un filtre actif connecté en série (AF), même s'il contribue à l'amélioration de la qualité de l'énergie et la réduction des tensions homopolaires, il introduit également des pertes par commutation supplémentaires.

## ii. Convertisseur hybride FC-CHB

Ce convertisseur est obtenu en montant en cascade un convertisseur à capacités flottantes à trois niveaux avec des cellules en pont H en chaque phase (Figure II.27). Cette topologie a des états de commutation redondants pour générer les différents pôles de tension. En sélectionnant les états de commutation appropriés, les tensions aux bornes des condensateurs peuvent être équilibrées instantanément (par rapport au fondamental) dans n'importe quel sens du courant, quel que soit le facteur de puissance de la charge [78].

Le convertisseur à capacités flottantes à trois niveaux avec un bus continu  $V_{dc}$  et la tension du pont H égale à  $V_{dc}/2$ , ce qui peut générer des tensions de 0,  $V_{dc}/2$  et  $V_{dc}$ . Le pont H alimenté par un condensateur est en cascade avec chaque phase du convertisseur, la tension aux bornes du condensateur du pont H doit être maintenue par un contrôle externe. Cette combinaison peut produire plus de niveaux de tension par rapport au convertisseur à capacités flottantes traditionnel.

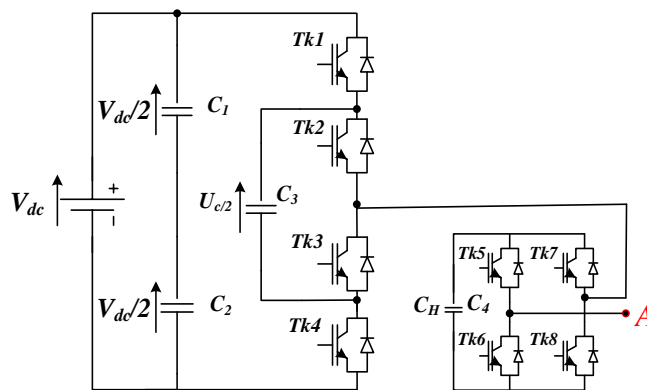


Figure II.27 : Convertisseur hybride FC-HB

## D. Convertisseur modulaire multiniveaux MMC

Un autre convertisseur multiniveau ayant trouvé des applications industrielles est le convertisseur modulaire multiniveaux (Modular Multilevel Converter, connu sous MMC) Figure II.28.a. Cette topologie a été développée au début des années 2000 [79].

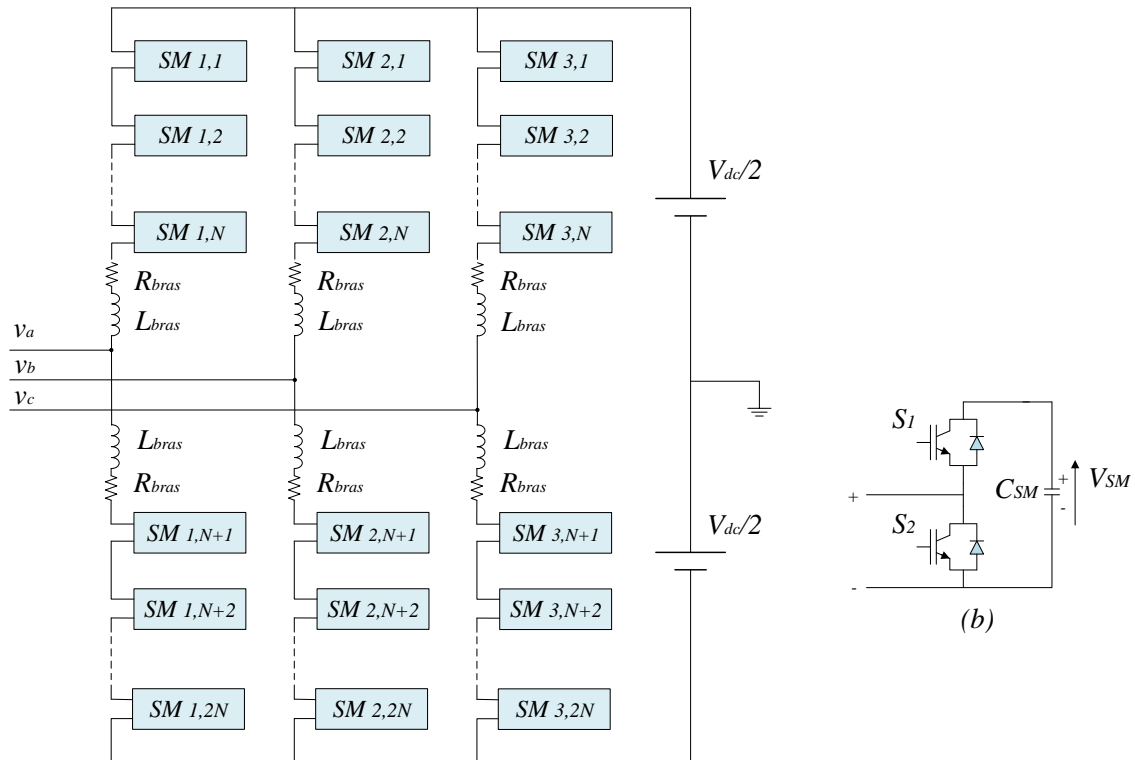


Figure II.28 : (a) Schéma du MMC, (b) Schéma d'un sous-module en demi pont

Les deux interrupteurs de la cellule de puissance (Figure II.28.b) sont contrôlés par des signaux complémentaires et produisent deux états de commutation actifs, qui peuvent connecter ou non la capacité aux autres capacités du bras du convertisseur, générant ainsi, un signal multiniveau. Il y a un troisième état de commutation, où les deux interrupteurs sont à l'état ouvert (off), permettant au courant de circuler à travers les diodes (ou à travers les condensateurs, si cela est exigé par le signe du courant). Dans les applications pratiques, il y a un interrupteur additionnel pour une isolation complète des cellules [8].

En comparaison avec les topologies de convertisseurs classiques, cette configuration modulaire présente de nombreux avantages, notamment de faibles pertes de commutation. La nature modulaire du convertisseur permet une conception et une maintenance faciles ; cependant, la quantité de sous modules séparés requis peut-être problématique.

Cette approche d'utilisation de sous modules augmente les niveaux de la tension de sortie du convertisseur car de nombreux modules peuvent être utilisés en série ; cependant, il existe certaines limitations dues à la valeur nominale du conducteur du sous-module. Un algorithme pour contrôler chaque sous-module individuellement est nécessaire pour permettre le contrôle de la puissance active et réactive et équilibrer la tension des sous-modules. La connexion Trans Bay Cable, mise en service en 2010, utilise cette technologie [80].

## II.8. Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux technologies de transmission de l'énergie électriques à haute tensions. Bien que la technologie HVAC a été la première utilisée et la plus répandue dans le monde.



Grace aux avancées technologiques, la technologie HVDC revient de loin pour devenir un concurrent de taille pour la transmission d'énergie à haute tension, notamment, pour les applications où les sources d'énergie ne sont pas accessibles par la technologies HVAC.

La technologie HVDC est basée essentiellement sur deux types de convertisseurs, les convertisseurs à sources de courants (CSC) et les convertisseurs à sources de tensions (VSC). Les convertisseurs de la première famille sont caractérisés par leur robustesse et permettent le transport de grandes quantités d'énergie. Néanmoins, leur commande reste leur point faible en raison de sa dépendance du réseau AC.

Les VSC, comparés aux CSC, présentent plusieurs avantages tel que la gestion indépendante des flux de puissances active et réactive, ne nécessitent pas de compensation de la puissance réactive du moment que le convertisseur peut l'injecter indépendamment dans le réseau. Ces atouts ont permis aux VSC une grande part dans les nouveaux projets de transport d'énergie.

Plusieurs topologies de convertisseurs sont utilisées dans les projets VSC-HVDC, commençant par le convertisseur à deux niveaux puis l'émergence des convertisseurs multiniveaux classiques (NPC, FC, ...). Récemment, la topologie modulaire MMC a été développée pour pallier les inconvénients des topologies précédentes et de permettre d'augmenter les niveaux des tensions de sortie et par la même les tensions de transmission. Cette topologie sera étudiée et détaillée dans le prochain chapitre.

# **Chapitre III :**

## **Le Convertisseur Modulaire Multiniveau**

---

---

## *Chapitre III.*

### *Le Convertisseur Modulaire Multiniveau*

---

---

#### **III.1. Introduction**

En raison des limites et des nombreuses restrictions des VSC classiques pour les applications à haute tension, telle que les exigences de connexion en série d'un nombre élevé de dispositifs de commutation pour supporter les tensions élevées réduisant, ainsi, la fiabilité du convertisseur, ou la mauvaise forme d'onde et la qualité des tensions de sortie ce qui nécessite des filtres coûteux et encombrants et des pertes de puissance élevées. Le convertisseur multiniveau modulaire est introduit pour pallier les inconvénients des VSC conventionnels notamment dans les applications HVDC [81].

Le convertisseur multiniveau modulaire est une topologie relativement nouvelle et prometteuse, qui a suscité beaucoup d'intérêt dans l'industrie ces dernières années en raison de sa conception modulaire et de son adaptation facile aux applications nécessitant différents niveaux de puissance et de tension, telles que la transmission de puissance via HVDC. Ce chapitre vise à étudier les différents aspects du convertisseur modulaire multiniveau, son fonctionnement, son mode de contrôle ainsi que la modélisation.

Dans ce chapitre, les aspects fondamentaux de la dynamique et du contrôle du convertisseur modulaire multiniveau sont examinés. Contrairement à de nombreuses autres topologies de convertisseurs, le MMC a une dynamique interne relativement complexe. Pour cette raison, le chapitre commence par une description de la topologie du convertisseur à des fins de modélisation dynamique. Puis des modèles dynamiques moyens seront développés qui constitueront la base de la conception du système de contrôle.

#### **III.2. Principe de fonctionnement d'un MMC**

Le schéma d'un MMC triphasé à  $N$  sous-modules est montré par la Figure III.1.a, comme illustré, il est composé des éléments suivants :

##### **III.2.a. Structure du MMC**

###### **A. Le bras**

Chaque phase du MMC est composée de deux bras : un bras supérieur et un bras inférieur. Chaque bras est formé par  $N$  sous-modules (SM) identiques connectés en série. Les sous-modules peuvent être considérés comme des sources de tension variables, qui, lorsque leurs tensions de sortie sont additionnées, donnent la tension du bras. Pour éviter des harmoniques de commutation trop

importantes dans les courants de bras, il est nécessaire d'équiper chaque bras d'une inductance,  $L_{bras}$  et d'une résistance de bras  $R_{bras}$ .

**B. Le sous-module**

Le sous module est l'élément de base d'un MMC, il existe deux structures pour un SM : en demi pont (Figure III.1.b) et en pont complet (Figure III.1.c). En raison de sa topologie simple avec un fonctionnement moins complexe, de son coût moindre, génère moins de pertes de puissance (moins d'interrupteurs de commutation) et de sa fiabilité, la première structure demeure la plus utilisée [35].

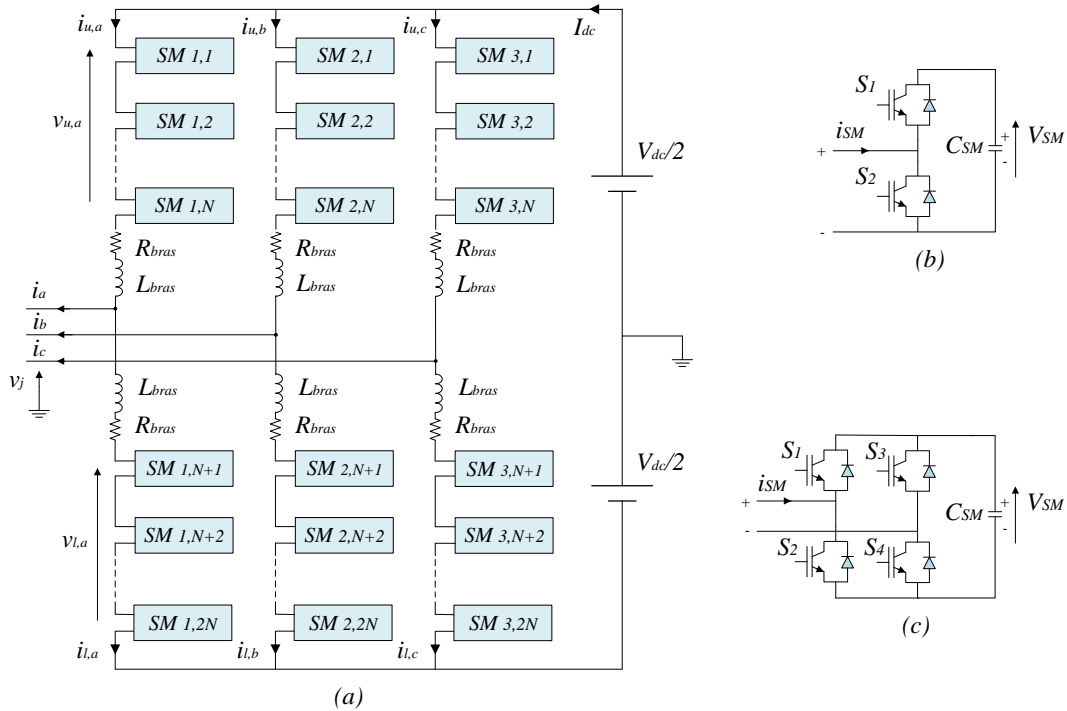


Figure III.1 : Structure du MMC. a) Circuit d'un MMC triphasé. b) SM en demi pont. c) SM en pont complet.

**a. Sous-module en demi pont**

Un SM en demi pont est composé de deux interrupteurs de puissance, généralement des IGBT, avec des diodes en antiparallèle. Le fonctionnement des interrupteurs dans un SM est complémentaire et sa tension de sortie est égale à la tension aux bornes du condensateur ( $V_c$ ) ou zéro, selon l'état de commutation des paires d'interrupteurs, comme est montré sur le Tableau III.1

Ainsi, les deux IGBT ne doivent jamais être activés simultanément au risque de court-circuiter le condensateur. Dans le cas où le premier interrupteur est actif on est dans l'état ON. Le deuxième cas est quand le second IGBT est actif, dans ce cas le SM est contourné, c'est l'état OFF. Dans le cas où les deux IGBT sont à l'état inactif ou ouvert, on est dans l'état bloqué, ce sont les diodes qui conduisent le courant mais sans avoir un contrôle direct sur la tension de sortie du SM qui devient liée à la direction du courant.

La Figure III.2 montre les différents états de commutation d'un SM en demi pont. On voit bien qu'on peut connecter ou contourner le condensateur du SM indépendamment de la direction du courant.

Tableau III.1 : Différents états d'un SM en demi pont

État	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	Polarité du courant	État du condensateur	Tension de sortie V <sub>SM</sub>
i	ON	OFF	OFF	OFF	$i_{bras} < 0$	Déchargement	$V_c$
ii	OFF	ON	OFF	OFF	$i_{bras} > 0$	Contourné	0
ii	OFF	OFF	ON	OFF	$i_{bras} > 0$	Chargement	$-V_c$
iv	OFF	OFF	OFF	ON	$i_{bras} < 0$	Contourné	0

Lorsque le SM est actif, donc le condensateur est inséré au chemin du courant, c'est la direction de ce dernier qui définit si le condensateur se charge ou se décharge. Par conséquent, la tension du condensateur d'un SM actif varie continuellement. De ce fait, le condensateur doit être dimensionné convenablement pour éviter d'importantes fluctuations de la tension à ses bornes [82].

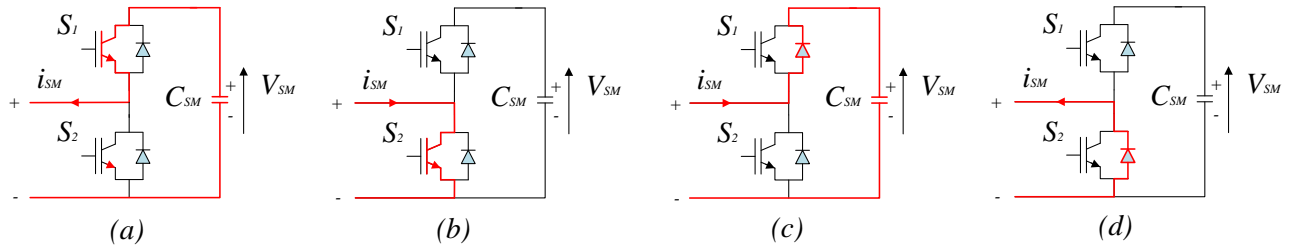


Figure III.2 : États de commutation d'un SM en demi pont

En cas de défaut du côté DC, la chute de tension pourrait potentiellement conduire à la décharge des condensateurs des SM et de provoquer des courants de défaut très élevés. Ainsi, les IGBT de tous les SM peuvent être bloqués pour empêcher le déchargement des condensateurs. Ainsi, le MMC se comportera comme un redresseur non commandé et le courant de défaut du côté AC peut continuer à circuler à travers les diodes [83].

**b. Sous module en pont complet**

La Figure III.1.c montre le schéma d'un SM à base d'un pont complet. Avec cette configuration, la tension de sortie du SM est égale soit  $V_c$ ,  $-V_c$  ou zéro, comme est illustré dans le Tableau III.2.

Tableau III.2 : Différents états d'un SM en pont complet

État	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	Polarité du courant	État du condensateur	Tension de sortie V <sub>SM</sub>
i	ON	OFF	ON	OFF	-	Contourné	0
ii	ON	OFF	OFF	ON	$i_{bras} > 0$	Chargement	$V_c$
ii	ON	OFF	OFF	ON	$i_{bras} < 0$	Déchargement	$V_c$
iv	OFF	ON	ON	OFF	$i_{bras} > 0$	Déchargement	$-V_c$
v	OFF	ON	ON	OFF	$i_{bras} < 0$	Chargement	$-V_c$
vi	OFF	ON	OFF	ON	-	Contourné	0
vii	OFF	OFF	OFF	OFF	-	Bloqué	-

### III.2.b. Fonctionnement d'un MMC triphasé

Pour un MMC triphasé à N sous modules dans chaque bras (2N sous modules pour chaque phase), chaque bras peut générer une forme d'onde de tension de N+1 niveaux. Pour assurer une tension stable du côté DC, en négligeant la chute de tension aux bornes de l'inductance du bras [84], la somme des tensions du bras supérieur et du bras inférieur de chaque phase doit toujours être égale à la tension du bus continu  $V_{dc}$  et le nombre des SM actifs dans chaque phase doit être égale à N. Ainsi, les tensions des bras supérieur et inférieur,  $v_u$  et  $v_l$ , peuvent être décrites comme suit [85] :

$$v_u = \frac{V_{dc}}{2} (1 + m \cdot \sin(\omega t)) \quad (III.1)$$

$$v_l = \frac{V_{dc}}{2} (1 - m \cdot \sin(\omega t)) \quad (III.2)$$

Avec m est l'indice de modulation, qui est le rapport entre l'amplitude crête-à-crête de la tension de phase  $\widehat{V}$  et la tension du bus continu  $V_{dc}$ .

$$m = \frac{\widehat{V}}{V_{dc}} \quad (III.3)$$

#### A. Étude des courants d'une phase d'un MMC

Le courant d'un bras d'une phase est formé par trois composantes essentielles [35] :

- i. **Un courant circulant** : c'est un courant qui circule dans le convertisseur, il est généré par les déséquilibres de tension entre les bras supérieur et inférieur de la phase, entre les phases et le bus continu et de la variation de la somme des tensions des SM.
- ii. **Une composante continue** : Idéalement, le courant du bus continu est réparti équitablement entre les trois phases. En effet, le bus DC voit la même impédance dans les trois phases et cette composante vaut  $I_{dc}/3$  en régime permanent;
- iii. **Une composante alternative** : le courant du côté alternatif de chaque phase est réparti entre le bras supérieur et le bras inférieur.

En considérant la phase j (a, b, c) et selon les conventions de signes de la Figure III.3, les courants des bras supérieur et inférieur s'écrivent comme suit [84] :

$$i_{u,j} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{circ,j} + \frac{i_j}{2} \quad (III.4)$$

$$i_{l,j} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{circ,j} - \frac{i_j}{2} \quad (III.5)$$

En régime permanent le courant du bus continu est réparti équitablement sur les trois phases. Ainsi, d'après la Figure III.1, le courant du bus continu peut s'écrire comme suit :

$$I_{dc} = i_{u,a} + i_{u,b} + i_{u,c} = i_{l,a} + i_{l,b} + i_{l,c} \quad (III.6)$$

En additionnant les équations (III.4) et (III.5), le courant circulant peut-être exprimé comme suit :

$$i_{circ,j} = -\frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{u,j} + i_{l,j}}{2} \quad (III.7)$$

Donc, la somme des courants circulants dans les trois phases est exprimée par l'équation (III.8) :

$$\begin{aligned} i_{circ,a} + i_{circ,b} + i_{circ,c} &= -\frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{u,a} + i_{l,a}}{2} - \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{u,b} + i_{l,b}}{2} - \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{u,c} + i_{l,c}}{2} \\ &= -I_{dc} + \frac{i_{u,a} + i_{u,b} + i_{u,c} + i_{l,a} + i_{l,b} + i_{l,c}}{2} \\ &= -I_{dc} + \frac{I_{dc} + I_{dc}}{2} = 0 \end{aligned} \quad (III.8)$$

L'équation (III.8) montre que le courant circulant n'a pas d'effet sur les grandeurs externes et que c'est un courant interne du convertisseur.

### B. Modèle mathématique du MMC triphasé

Sur le schéma détaillé du MMC triphasé connecté au réseau présenté sur la Figure III.3, la tension de chaque bras est définie par  $v_{k,j}$ , où  $k$  représente l'indice du bras ( $k = u, l$ . Avec :  $u$  : bras supérieur et  $l$  : bras inférieur) et l'indice  $j$  représente la phase ( $j = a, b, c$ ),  $i_{circ,j}$  est le courant circulant de la phase  $j$ . Du côté AC, le convertisseur est supposé connecté à un réseau triphasé avec une tension  $v_{g,j}$  et une impédance  $R_g$  et  $L_g$ . Le côté DC du convertisseur est connecté à une source de tension avec un pont médian relié à la terre. Les directions de toutes les grandeurs sont indiquées sur la Figure III.3.

Soit  $N_{on}$  le nombre de SM actifs et  $n_k(t)$  est l'indice d'insertion ou d'activation qui définit le nombre instantané de SM actifs,  $n_k(t) = 1$  signifie que tous les SM du bras sont à l'état ON et quand  $n_k(t) = 0$  signifie que tous les SM sont à l'état OFF.  $n_k(t)$  est donné par l'équation (III.9) [85].

$$n_k(t) = \frac{N_{on}}{N} \quad (III.9)$$

Si la capacité du condensateur de chaque SM est  $C_{SM}$ , la capacité de  $N$  sous modules mis en série est  $C_{bras}$  et exprimée par l'équation (III.10) :

$$C_{bras} = \frac{C_{SM}}{N} \quad (III.10)$$

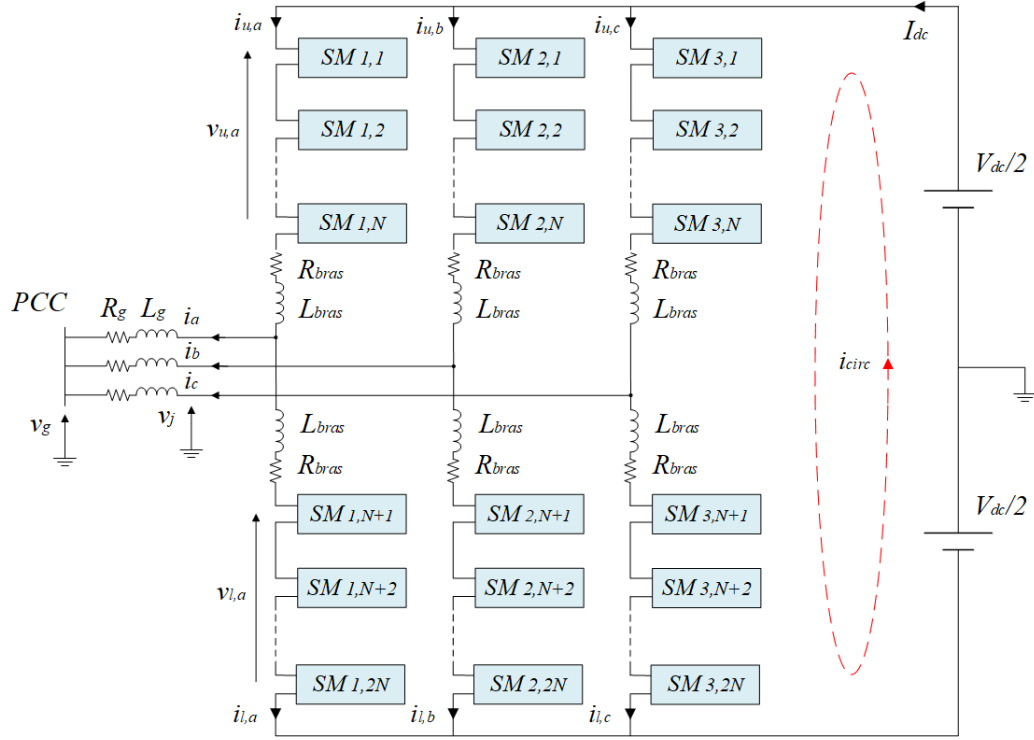


Figure III.3 : Circuit du MMC triphasé connecté au réseau.

La capacité applicable des SM actifs dans un bras est exprimée par l'équation (III.11)

$$C_{a, k} = \frac{C_{SM}}{N_{on}} \quad (III.11)$$

Ainsi, la capacité applicable des SM actifs par bras devient :

$$C_{a, k} = \frac{C_{bras}}{n_k(t)} \quad (III.12)$$

Selon [29], pour un nombre N suffisamment grand,  $n_{k,j}(t)$  peut être considéré comme une fonction continue dans l'intervalle [0.1].

En supposant que les condensateurs sont tous chargés à  $V_{dc}/N$  et la somme de toutes les tensions des condensateurs d'un bras à un instant t est  $\sum V_c$ , les tensions des bras supérieur et inférieur sont exprimées par les équations (III.13) et (III.14), respectivement :

$$v_{u, j} = n_{u, j}(t) \cdot \sum V_{c, u, j} \quad (III.13)$$

$$v_{l, j} = n_{l, j}(t) \cdot \sum V_{c, l, j} \quad (III.14)$$

Le courant traversant chaque bras charge ou décharge les condensateurs des SM actifs est exprimé selon l'équation (III.15) :



$$i_{k,j} = C_{a,k,j} \cdot \frac{d(\sum V_{c,k,j})}{dt} \quad (\text{III.15})$$

L'équation (III.15) peut être développée sous la forme :

$$i_{u,j} = C_{a,u,j} \cdot \frac{d(\sum V_{c,u,j})}{dt} \quad (\text{III.16})$$

$$i_{l,j} = C_{a,l,j} \cdot \frac{d(\sum V_{c,l,j})}{dt} \quad (\text{III.17})$$

En appliquant la loi de Kirchhoff aux bras supérieur et inférieur d'une phase sur la Figure III.3, on obtient les deux équations suivantes [85] :

$$\frac{V_{dc}}{2} - v_{u,j} - L_{bras} \frac{di_{u,j}}{dt} - R_{bras} i_{u,j} - v_j = 0 \quad (\text{III.18})$$

$$\frac{V_{dc}}{2} - v_{l,j} - L_{bras} \frac{di_{l,j}}{dt} - R_{bras} i_{l,j} + v_j = 0 \quad (\text{III.19})$$

Des équations (III.18) et (III.19), on obtient les modèles régissant les bras supérieur et inférieur, comme suit :

$$\frac{V_{dc}}{2} - v_{u,j} = L_{bras} \frac{di_{u,j}}{dt} + R_{bras} i_{u,j} + v_j \quad (\text{III.20})$$

$$\frac{V_{dc}}{2} - v_{l,j} = L_{bras} \frac{di_{l,j}}{dt} + R_{bras} i_{l,j} - v_j \quad (\text{III.21})$$

La tension alternative de sortie  $v_j$  est exprimée en développant les équations (III.20) et (III.21) comme suit :

$$v_j = \frac{v_{l,j} - v_{u,j}}{2} - \frac{R_{bras}}{2} i_j + \frac{L_{bras}}{2} \frac{di_j}{dt} \quad (\text{III.22})$$

En utilisant l'équation (III.7), l'équation différentielle du courant circulant est donnée par l'équation (III.23) :

$$\frac{di_{circ}}{dt} = \frac{1}{2} \left( \frac{di_u}{dt} + \frac{di_l}{dt} \right) \quad (\text{III.23})$$

A partir des équations (III.18) et (III.19), on obtient  $di_u/dt$  et  $di_l/dt$  :

$$\frac{di_u}{dt} = \frac{V_{dc}}{2 L_{bras}} - \frac{v_u}{L_{bras}} - \frac{R_{bras}}{L_{bras}} i_u - \frac{1}{L_{bras}} v_j \quad (\text{III.24})$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{V_{dc}}{2L_{bras}} - \frac{v_l}{L_{bras}} - \frac{R_{bras}}{L_{bras}} i_l + \frac{I}{L_{bras}} v_j \quad (III.25)$$

En insérant les équations (III.24) et (III.25) dans l'équation (III.23), on obtient l'équation différentielle du courant circulant dans l'équation (III.26).

$$\frac{di_{circ}}{dt} = \frac{I}{2} \left( \frac{V_{dc}}{2L_{bras}} - \frac{v_u}{L_{bras}} - \frac{R_{bras}}{L_{bras}} i_u - \frac{I}{L_{bras}} v_j + \frac{V_{dc}}{2L_{bras}} - \frac{v_l}{L_{bras}} - \frac{R_{bras}}{L_{bras}} i_l + \frac{I}{L_{bras}} v_j \right) \quad (III.26)$$

En insérant les équations (III.20) et (III.21) dans (III.26), on obtient l'équation régissant le courant circulant (III.27) :

$$\frac{di_{circ}}{dt} = \frac{V_{dc}}{2L_{bras}} - \frac{R_{bras}}{L_{bras}} i_{circ} - \frac{v_u}{2L_{bras}} - \frac{v_l}{2L_{bras}} \quad (III.27)$$

En insérant les équations (III.13) et (III.14) dans l'équation (III.27), l'équation régissant le courant circulant devient :

$$\frac{di_{circ}}{dt} = \frac{V_{dc}}{2L_{bras}} - \frac{R_{bras}}{L_{bras}} i_{circ} - \frac{n_{u,j}}{2L_{bras}} \sum V_{c,u,j} - \frac{n_{l,j}}{2L_{bras}} \sum V_{c,l,j} \quad (III.28)$$

En utilisant  $i_{u,j}$  et  $i_{l,j}$  des équations (III.4) et (III.5) et en négligeant la composante continue du courant circulant [83], les équations (III.16) et (III.17) peuvent être réécrites comme suit :

$$\frac{d(\sum V_{c,u})}{dt} = \frac{n_u}{C_{bras}} i_{circ} + \frac{n_u}{2C_{bras}} i_j \quad (III.29)$$

$$\frac{d(\sum V_{c,l})}{dt} = \frac{n_l}{C_{bras}} i_{circ} - \frac{n_l}{2C_{bras}} i_j \quad (III.30)$$

Comme la forme d'onde des tensions en régime permanent est alternative, la dérivée temporelle des tensions des bras supérieur et inférieur oscille autour d'une valeur moyenne. En utilisant les équations (III.28), (III.29) et (III.30) on obtient un modèle continu d'une phase j dans l'équation (III.31).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{circ} \\ \sum V_{c,u} \\ \sum V_{c,l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{bras}}{L_{bras}} & -\frac{n_u}{2L_{bras}} & -\frac{n_l}{2L_{bras}} \\ \frac{n_u}{C_{bras}} & 0 & 0 \\ \frac{n_l}{C_{bras}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{circ} \\ \sum V_{c,u} \\ \sum V_{c,l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2L_{bras}} \\ \frac{n_u}{2C_{bras}} i_j \\ \frac{n_l}{2C_{bras}} i_j \end{bmatrix} \quad (III.31)$$

**III.2.c. Niveaux de modélisation du MMC**

La modélisation et la simulation des MMC peuvent être réalisées avec différents degrés de détail. En effet, lors de l'étude des contraintes internes ou immédiatement externes du convertisseur une modélisation détaillée du MMC doit être utilisée. Cela peut nécessiter une modélisation dynamique des interrupteurs de puissance et la modélisation des inductances des bras et des condensateurs des sous modules.

Contrairement à la modélisation détaillée, les bras du MMC peuvent être représentés comme des sources de tension réglables lors de l'étude de divers problèmes liés au système d'alimentation.

Les MMC pour la transmission HVDC comprennent généralement plusieurs centaines de sous-modules dans chaque bras [80]. Si des modèles de simulation détaillés de MMC sont utilisés, des centaines voire des milliers d'éléments de commutation devraient être représentés. Il en résulte un énorme effort de calcul et des temps de simulation très longs. Afin de contourner ce problème, des modèles de simulation moyens, qui fournissent des propriétés dynamiques similaires aux modèles de simulation détaillés du point de vue du système, sont préférés [59]. Plusieurs modèles de simulation moyens ou d'ordre réduit du MMC sont proposés dans la littérature [86]. Selon le degré de complexité, on peut citer les modèles suivants :

**A. Modèle équivalent de la phase (MEP) :** Basé sur le modèle continu d'une phase du MMC représenté par l'équation (III.31), issu de la dynamique interne du MMC, avec les variables d'état  $i_{circ}$ ,  $\sum v_{c,u}$  et  $\sum v_{c,l}$ . Ce modèle, introduit pour la première fois dans [87], est un modèle continu efficace en termes de calcul de la dynamique interne du MMC.

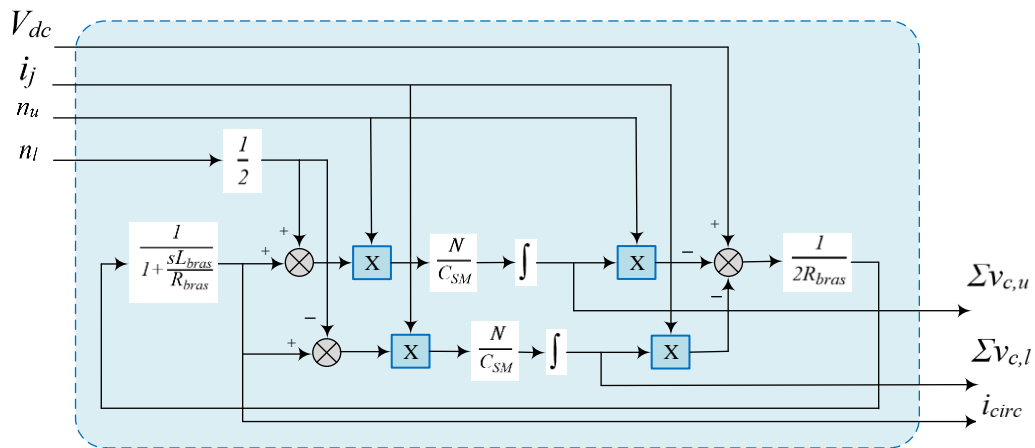


Figure III.4 : Modèle équivalent d'une phase du MMC

Il nécessite en entrée, outre les indices d'insertion  $n_{u,l}$ , le courant de sortie  $i_j$  et la tension continue  $V_{dc}$ . Il reflète les interactions entre les somme des tensions des condensateurs des bras supérieur et inférieur, le courant circulant, la tension du bus, le courant de sortie et les indices d'insertion, comme est montré sur la Figure III.4.

**B. Modèle équivalent du bras (MEB) :** Dans ce niveau, chaque bras du convertisseur est approximé par une source de tension idéale qui est contrôlée par l'indice d'insertion défini dans l'équation (III.9). Dans ce modèle, la tension du bras (Équations (III.13) et (III.14)) est modélisée par une

source de tension contrôlée tandis que la somme des tensions des condensateurs du bras (Équations (III.29) et (III.30)) est représentée par une source de courant contrôlée [29]. Le modèle équivalent du bras (Figure III.5) est un modèle continu de quatrième ordre dont les variables d'état sont  $i_j$ ,  $i_{\text{circ}}$ ,  $\sum v_{c,u}$  et  $\sum v_{c,l}$  et peut être facilement implémenté. Il peut être utilisé pour étudier la dynamique des côtés AC et DC et convient donc aux études de conception des contrôles telles que l'équilibrage des tensions des bras ou les boucles externes.

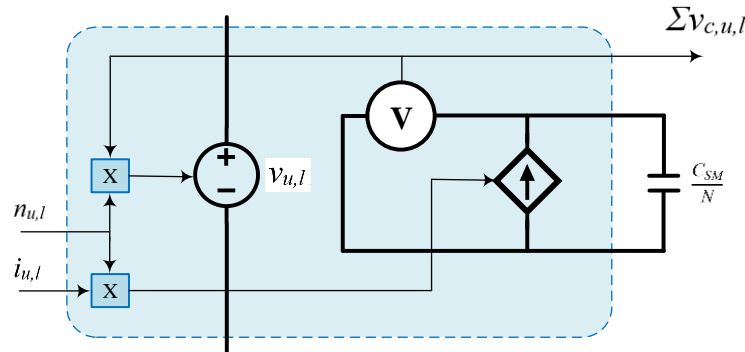


Figure III.5 : Modèle moyen d'un bras du MMC

**C. Modèle équivalent du SM (MESM) :** Pour les études où la dynamique des tensions individuelles des condensateurs des SM est prise en considération, un modèle où chaque sous-module est représenté comme une source de tension idéale peut être utilisé. Ce modèle est un cas particulier du modèle équivalent du bras pour  $N=1$ . Contrairement au modèle équivalent du bras, dans ce modèle on remplace la somme mathématique des tensions des SM par une somme électrique (connexion en série). Une résistance en parallèle au condensateur dans chaque sous-module peut être introduite afin de tenir compte des pertes internes [29].

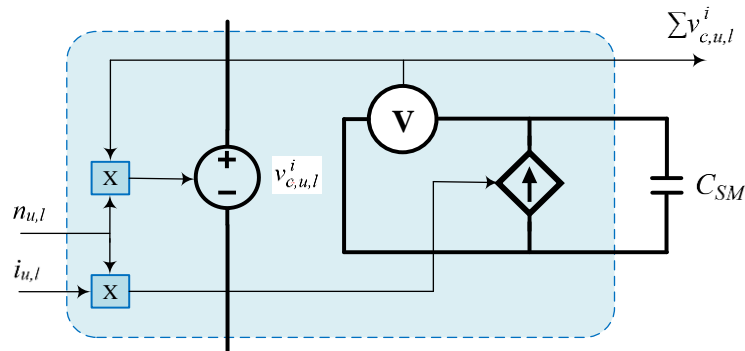


Figure III.6 : Modèle moyen d'un sous-module du MMC

**D. Modèle équivalent d'un interrupteur de puissance (MEI) :** L'approche de ce modèle suppose la représentation du sous-module à l'aide de commutateurs idéaux (transistors et diodes). Le circuit équivalent est illustré à la Figure III.7. Ce modèle peut être utilisé pour des études axées sur les méthodes d'équilibrage des condensateurs et l'évaluation des pertes.

Ces modèles sont capables de représenter la plupart des conditions de fonctionnement normales et, dans de nombreux cas, cela peut être suffisant. Néanmoins, ces modèles n'ont pas la capacité de représenter le mode bloqué (Où les deux interrupteurs du sous-module sont à l'état OFF au même

temps). Ce qui signifie que le démarrage et divers scénarios de fonctionnement pendant les conditions de défaut ne sont pas accessibles à l'étude [29].

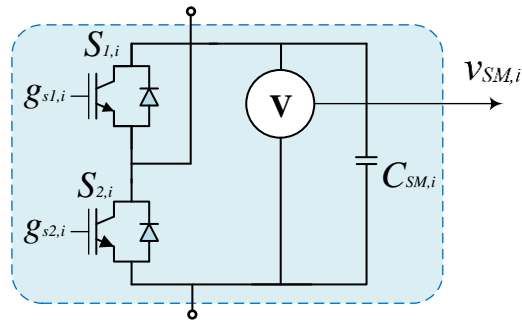


Figure III.7 : Modèle d'un sous-module du MMC avec des interrupteurs idéaux

En effet, avant le démarrage du convertisseur, il est obligatoire de charger les condensateurs des SM à une valeur minimale permettant de démarrer le contrôle. La solution industrielle est basée sur la charge des condensateurs des SM à travers les diodes. Cette étape de charge est appelée "étape non contrôlée" et peut être exploitée avec des réseaux AC ou DC en fonction des conditions du réseau [88].

Le défaut DC est l'un des modes dégradés qui peuvent se produire à tout moment, en particulier dans les liaisons aériennes. Les courants de bras atteignent rapidement des valeurs élevées qui peuvent être dix fois leurs valeurs nominales. Ainsi, les protections des IGBT dans les SM doivent rapidement afin de bloquer leurs signaux d'impulsion. Les diodes doivent donc conduire le courant de bras pendant une courte période avant d'activer le système de protection [88].

### III.3. Contrôle du convertisseur modulaire multiniveau

Les méthodes de contrôles et de commutations des MMC sont fondamentalement similaires à ceux des VSC conventionnels. Néanmoins, la topologie du MMC diffère et des boucles de contrôle supplémentaires sont nécessaires. En premier lieu, le contrôle des puissances active et réactive de sortie du MMC est essentiellement le même que celui des VSC conventionnels.

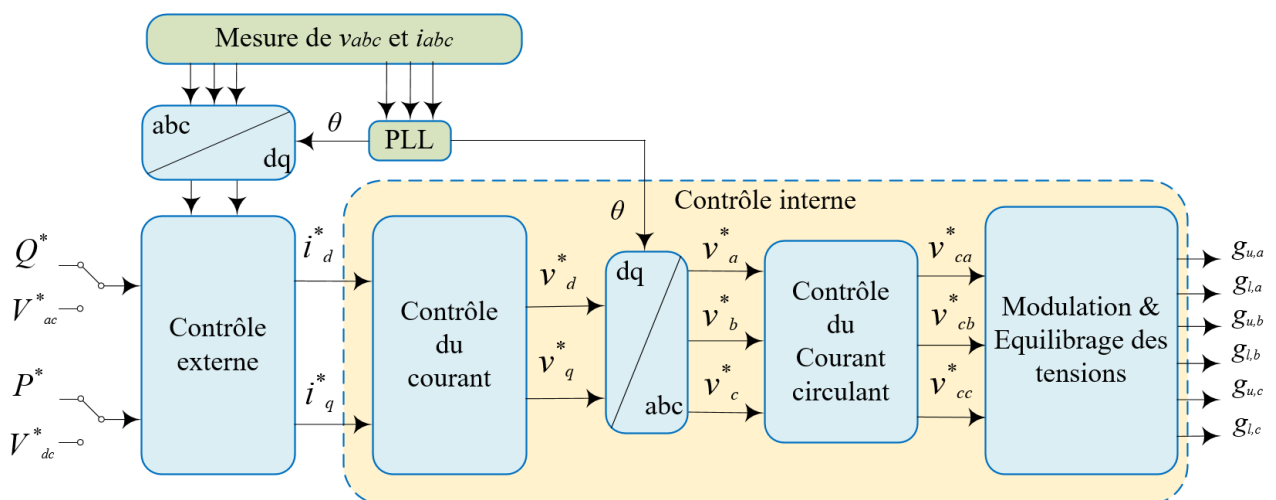


Figure III.8 : Schéma de contrôle global du MMC

La structure modulaire du MMC produit une distribution de l'énergie stockée dans le convertisseur dans tous les condensateurs des SM, au lieu d'un ou des condensateurs du côté DC comme dans les VSC classiques. Ainsi, un contrôle supplémentaire du MMC doit assurer une répartition optimale de l'énergie dans les sous-modules, ce qui se traduit par un équilibrage des tensions des condensateurs des SM.

En outre, ces déséquilibres affectent la stabilité du convertisseur et engendrent des courants internes élevés, qui peuvent s'accumuler entre les sous-modules et les phases. Egalement, la composante alternative ne participant pas au transfert de puissance et son contrôle permet d'augmenter le rendement du convertisseur et de réduire les valeurs nominales des composants du circuit.

Dans cette partie nous allons présenter les différentes méthodes de contrôle et de commutation du MMC. Outre le contrôle de la puissance de sortie ou le contrôle externe, qui peut être considéré comme commun à tous les VSC, nous allons présenter les deux approches du contrôle interne du convertisseur modulaire multiniveaux.

### III.3.a. Contrôle externe

Le contrôle externe du MMC est similaire à celui du VSC classique, il consiste en une boucle de contrôle plus lente comparée à la boucle de contrôle interne. Comme est illustré sur la

Figure III.8, les valeurs de référence  $P^*/V_{dc}^*$  et  $Q^*/V_{ac}^*$  sont renseignées à la boucle de contrôle externe, qui va générer les courants de référence exprimés dans le système dq. Le contrôle interne se charge ensuite de générer le signal tension de référence. Le contrôle externe sera détaillé dans la section IV.4.

### III.3.b. Contrôle interne

Pour le contrôle interne du MMC, il existe deux approches fondamentales dans la littérature. L'une est proposée par Lesnicar et Marquardt [79] et appelée modulation directe. Tandis que, la deuxième est basée sur la modulation à porteuses déphasées, appelée contrôle distribuée, proposée par [89].

#### A. Modulation directe

Dans cette approche, pour tous les SM d'une phase, un seul signal de référence est utilisé pour la modulation. Deux algorithmes de contrôle distincts sont mis en œuvre pour l'équilibrage des tensions des condensateurs des SM et le contrôle du courant circulant. Le schéma fonctionnel de cette modulation est illustré à la Figure III.9.

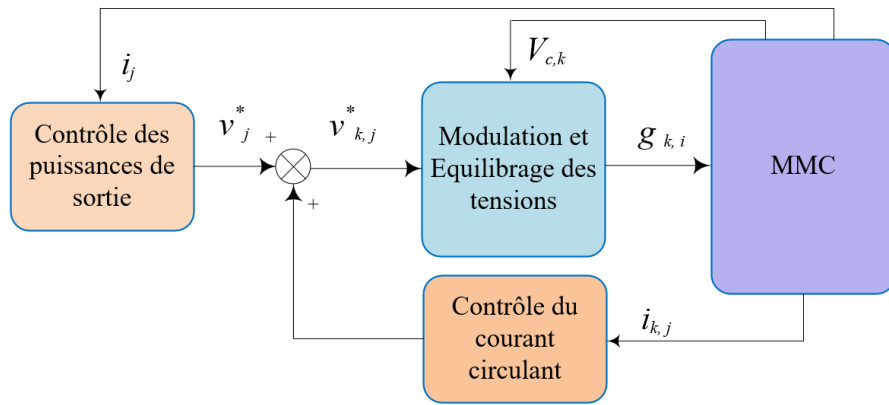


Figure III.9 : Schéma fonctionnel de la modulation directe du MMC.

### B. Contrôle distribué

Contrairement à la modulation directe, un signal de référence distinct est généré pour chaque sous-module. Ainsi, la commutation est traitée individuellement pour chaque sous-module, plutôt que pour l'ensemble du bras de la phase comme dans le cas de la modulation directe. Le schéma fonctionnel de cette approche de contrôle est illustré à la Figure III.10.

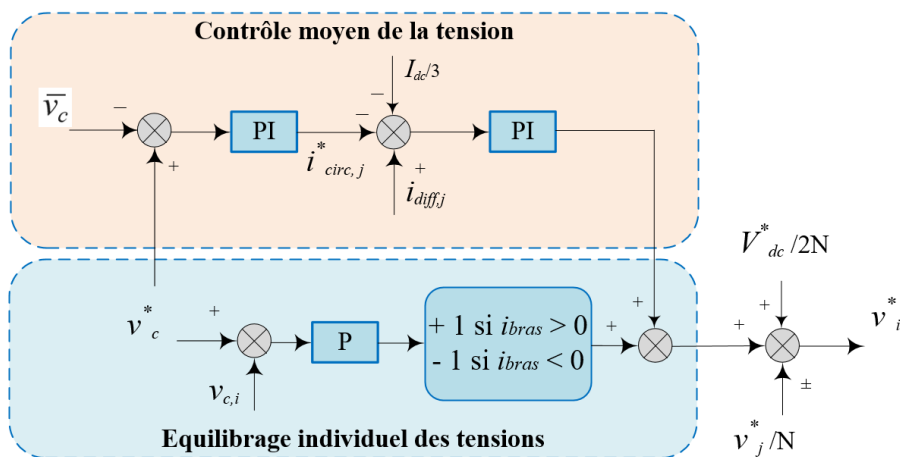


Figure III.10 : Schéma fonctionnel du contrôle distribué du MMC

Cette méthode comprend deux parties différentes :

- **Un contrôle moyen des tensions** : il assure que la tension de chaque SM soit proche d'une tension de référence, il comprend deux boucles : une boucle de courant et une boucle de tension. La somme des tensions des condensateurs des SM d'une phase est divisée par le nombre de SM dans la phase,  $2N$ . L'erreur entre la tension moyenne réelle et la tension de référence est introduite dans un régulateur PI pour générer une référence pour le contrôleur du courant circulant. Ensuite, l'erreur issue entre le courant circulant mesuré et le courant circulant de référence est introduite dans un régulateur PI pour donner une tension de sortie moyenne de référence comme illustré sur la Figure III.10.
- **Un équilibrage individuel des tensions** : cette partie est chargée de régler la tension des condensateurs de chaque sous-module à sa valeur de référence. Le contrôle d'équilibrage est

séparé pour chaque sous-module dans le MMC. L'erreur entre la tension réelle du condensateur du sous-module et la tension de référence est détectée et transmise à un contrôleur proportionnel. La sortie est inversée si le courant de bras est négatif. Le schéma fonctionnel du contrôleur d'équilibrage est illustré à la Figure III.10 ci-dessus.

### III.4. Techniques de modulation pour le convertisseur modulaire multiniveau

Plusieurs techniques de commande ont été développées pour les convertisseurs multiniveaux comprenant la MLI sinusoïdale, (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), l'élimination sélective des harmoniques (Selective Harmonic Elimination, SHE), la modulation vectorielle (Space Vector Modulation, SVM) ou la technique NLM (Nearest Level Modulation) [90], qui est basée sur la détermination du niveau de tension le plus proche de la tension sinusoïdale, cette technique présente un choix très intéressant pour le MMC. Les méthodes de modulation employées dans les convertisseurs multiniveaux peuvent être classifiées selon leur fréquence de commutation en deux types : à fréquence fondamentale et à haute fréquence de commutation, comme est montré sur l'organigramme de la Figure III.11 [85].

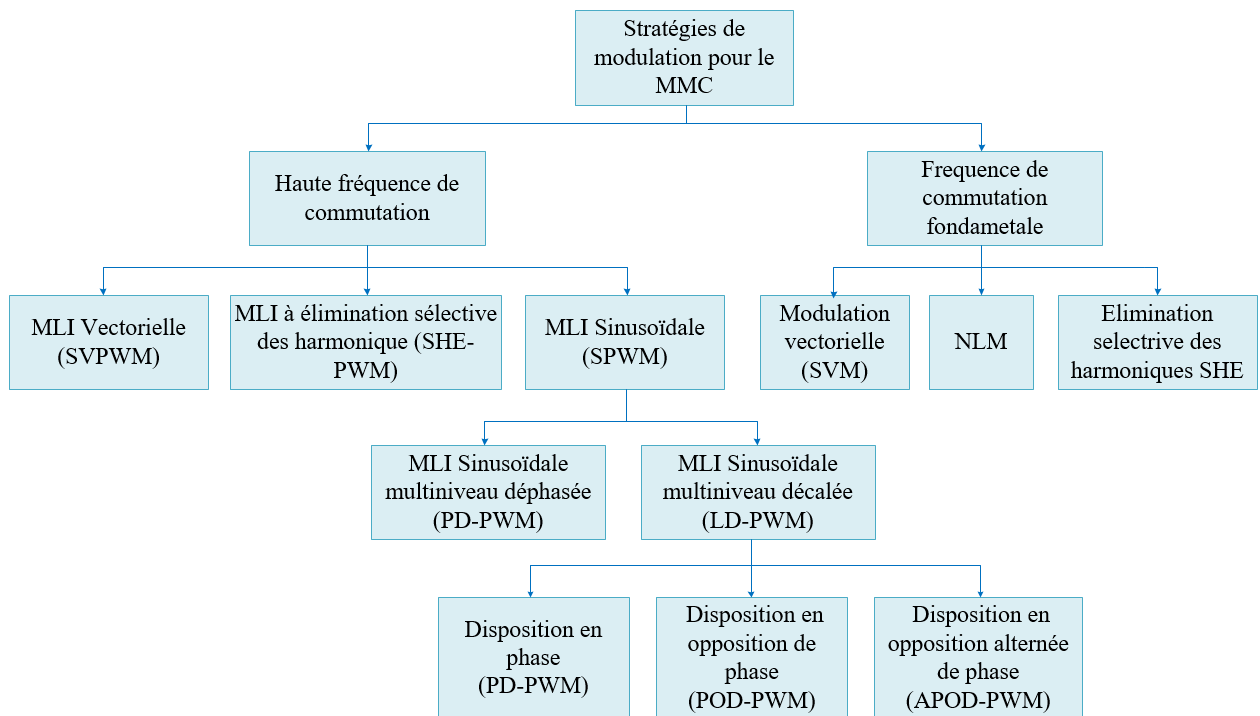


Figure III.11 : Techniques de modulation pour un convertisseur modulaire multiniveau.

#### III.4.a. Technique NLM (Nearest Level Modulation)

L'une des techniques de modulation les plus adaptées pour le convertisseur modulaire multiniveau est la modulation NLM [84]. Le principe de base de cette technique de modulation à fréquence fondamentale est de sélectionner le nombre de SM qui permet au convertisseur de générer le niveau de tension de sortie le plus proche de l'onde de modulation. Le principe de cette technique est basé sur l'utilisation d'une onde en escalier pour approximer l'onde sinusoïdale souhaitée, comme illustré sur la Figure III.12. Comparée à la MLI à haute fréquence, la NLM présente les avantages de



pertes par commutation faibles et un équilibrage des tensions des condensateurs plus facile. Si le nombre de SM est suffisamment grand, les tensions et les courants de sortie du MMC obtenus par la technique NLM ont de très bonnes caractéristiques harmoniques [58]. Par conséquent, la technique NLM est très recommandée pour les systèmes MMC-HVDC à moyenne et haute tensions avec des convertisseurs MMC ayant un grand nombre de niveaux.

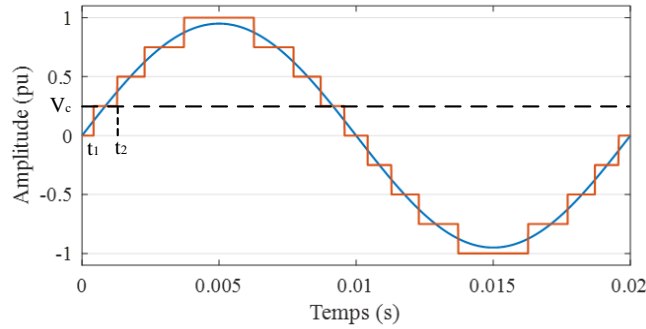


Figure III.12 : La technique de modulation NLM pour N = 8

Pour un MMC triphasé, à tout moment chaque phase a N sous-modules actifs, comme décrit plus haut. En supposant que les tensions des condensateurs sont équilibrées, la tension moyenne du condensateur d'un SM est  $V_c$ , qui peut être décrite comme :

$$V_c = \frac{V_{dc}}{N} \tag{III.32}$$

Et la tension alternative de référence est donnée par l'équation (III.33) :

$$V_{ref,j} = \frac{1}{2} m V_{dc} \sin(\omega t) \tag{III.33}$$

Avec  $m$  est l'indice de modulation est  $\omega$  est la fréquence du signal. Ainsi, le nombre de sous modules actifs pour les bras supérieur et inférieur sont calculés, respectivement, par les équations (III.34) et (III.35) :

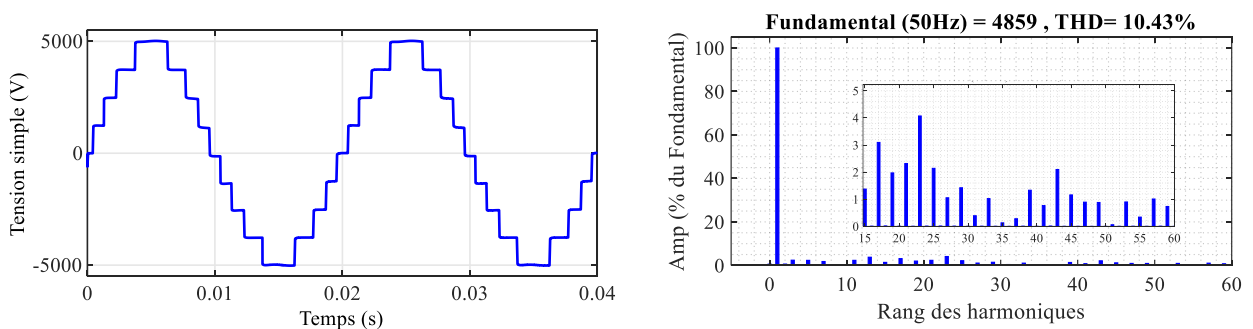


Figure III.13 : Tension simple de sortie du MMC et son analyse harmonique avec la NLM pour N =8

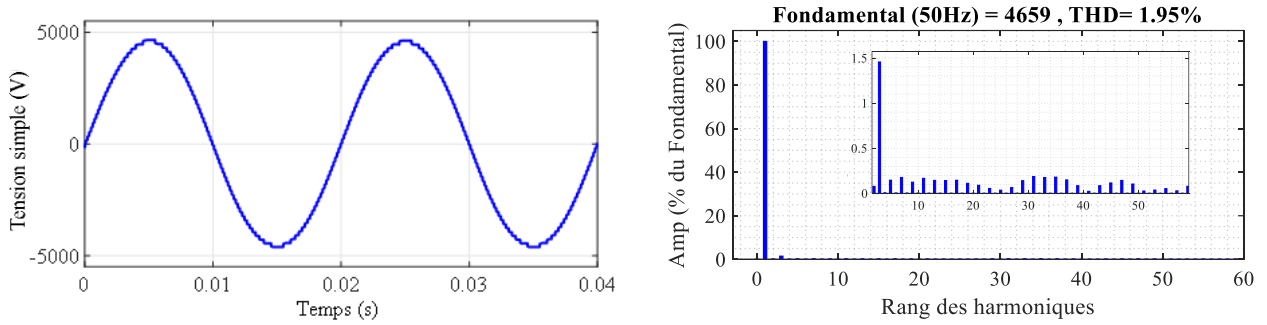


Figure III.14 : Tension simple de sortie du MMC et son analyse harmonique avec la NLM pour N= 48

$$N_{u, j} = \text{round} \left( \frac{0.5 \cdot V_{dc} - V_{ref, j}}{V_c} \right) \quad (\text{III.34})$$

$$N_{l, j} = \text{round} \left( \frac{0.5 \cdot V_{dc} + V_{ref, j}}{V_c} \right) \quad (\text{III.35})$$

### III.4.b. MLI multiniveau

La MLI triangulo-sinusoïdale est une technique bien établie pour les convertisseurs à deux niveaux. Elle est basée sur la comparaison d'un signal sinusoïdal à une modulatrice (porteuse) triangulaire ou en dent de scie pour générer les signaux de commande des interrupteurs de puissance. Cette technique a été étendue pour les convertisseurs multiniveaux où plusieurs porteuses triangulaires sont utilisées pour générer les signaux de commande des gâchettes des interrupteurs de puissance, cette approche est appelée la modulation multi-porteuses ou multiniveau [91].

Les techniques de modulation triangulo-sinusoïdales multi-porteuses peuvent être classées selon la disposition des porteuses en deux catégories : MLI multi-porteuses déphasée et MLI multi-porteuses décalée. Dans la première, les porteuses triangulaires d'amplitudes identiques sont disposées horizontalement et déphasées entre elles. Tandis que dans la deuxième, les porteuses triangulaires sont disposées verticalement.

Les MLI multi-porteuses sont largement utilisées pour le contrôle des convertisseurs multiniveaux en raison de la simplicité de leur mise en œuvre et de la facilité pour leur extension à un nombre élevé de niveaux. Cependant, ces techniques ont des pertes par commutation plus élevées par rapport aux techniques de modulation à fréquence fondamentale [92].

#### A. MLI multiniveau déphasée (Phase-Shifted PWM)

Dans cette technique de modulation, toutes les porteuses triangulaires ont la même fréquence et la même amplitude avec un déphasage entre les porteuses adjacentes comme illustré sur la Figure III.15 (Avec  $m = 0.95$ ,  $f = 50$  Hz et  $f_p = 150$  Hz). Cette technique de modulation est largement appliquée pour le contrôle des convertisseurs multiniveaux classiques (NPC, à condensateur flottants (FC) ou en pont en H en cascadié (CHB) [93].

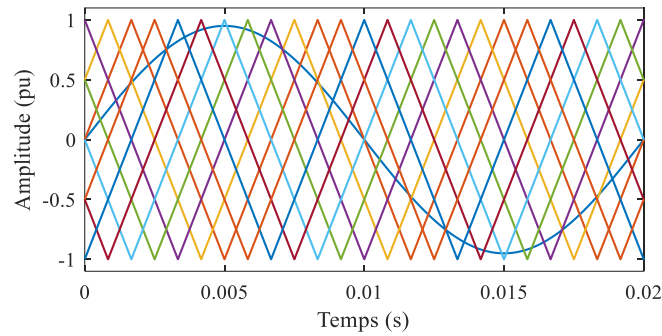


Figure III.15 : MLI multiniveau déphasée pour N = 8.

La MLI multiniveau déphasée est également intéressante pour le convertisseur modulaire multiniveau, en raison des avantages suivants [94] :

- Elle assure un équilibrage naturel des tensions des condensateurs des sous-module ;
- Les contraintes sur les semi-conducteur et les sous-modules sont uniformément réparties ;
- Elle minimise l'ondulation du courant du bus continu.

L'application de la MLI multiniveau déphasée pour un MMC avec N sous-modules par bras nécessite N porteuses triangulaires qui sont disposées avec un angle de déphasage  $\varphi_p$ , qui est donné par l'équation (III.36) [93] :

$$\varphi_p = \frac{360^\circ}{N} \quad (\text{III.36})$$

Les porteuses triangulaires des bras supérieur et inférieur peuvent être entrecroisées avec un angle  $\varphi_{pe}$  donné par l'équation (III.37) :

$$\varphi_{pe} = \frac{360^\circ}{2N} \quad (\text{III.37})$$

En ajoutant un angle d'entrecroisement entre les bras supérieur et inférieur, comme expliqué plus bas, le MMC génère une tension de sortie avec  $2N + 1$  niveaux. Il est également possible d'utiliser des porteuses triangulaires similaires pour les bras supérieurs et inférieurs (c'est-à-dire,  $\varphi_{pe} = 0$ ), ce qui donnerait une tension de sortie avec  $N + 1$  niveaux [83]. Cet aspect est détaillé dans la section III.4.c.

### B. MLI multiniveau décalée (Carrier Shifted PWM)

La MLI multiniveau décalée est l'une des techniques de modulation les plus utilisées pour les convertisseurs multiniveaux. Dans cette technique, les porteuses triangulaires, avec une amplitude et une fréquence identiques, sont disposées verticalement. Chaque porteuse triangulaire représente deux niveaux de tension.

La MLI multiniveau décalée peut être facilement appliquée à n'importe quel convertisseur multiniveau. Cependant, cette technique de modulation est moins souhaitable pour le MMC, car elle

provoque une répartition non uniforme des pertes de puissance entre les SM [95]. En outre, cela affecte la distorsion harmonique de la tension de sortie AC et entraîne une distribution inégale des fluctuations de tension des condensateurs des sous-module et une grande amplitude des courants circulants dans le MMC [93].

En fonction du déphasage entre les porteuses adjacentes, la MLI multiniveau décalée a trois variantes :

**a. Disposition en phase (Phase Disposition, PD)**, où les porteuses triangulaires sont disposées verticalement en phase les unes avec les autres, comme le montre la Figure III.16.a ;

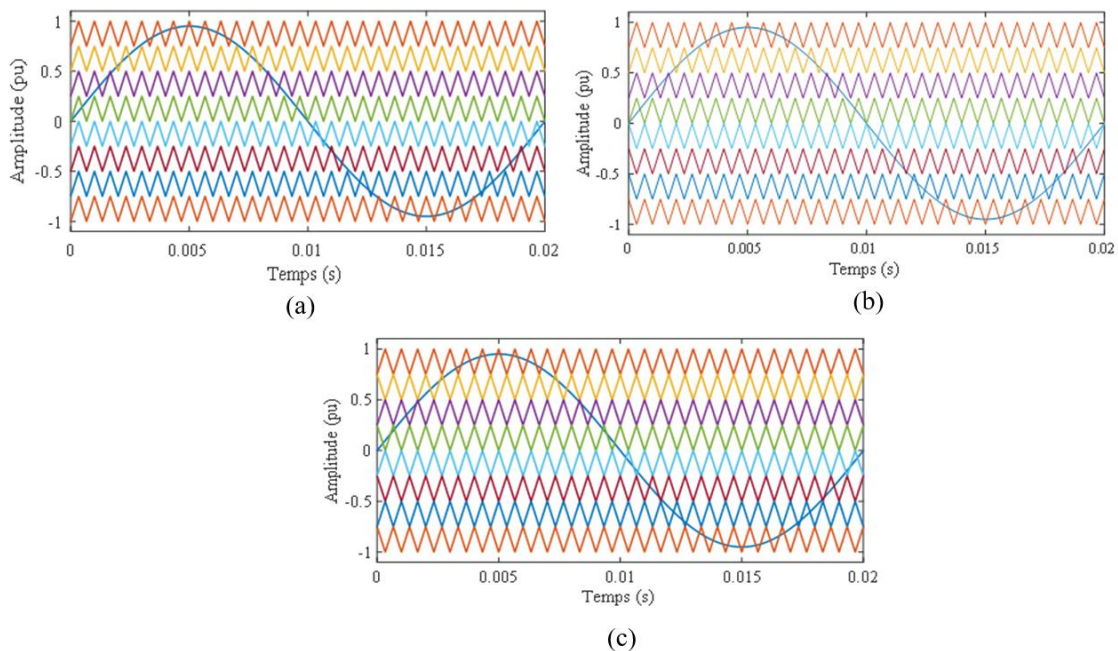


Figure III.16 : Disposition des porteuses pour la MLI décalée : a) PD –MLI, b) POD –MLI, c) APOD –MLI.

Avec  $m = 0.95$ ,  $f = 50$  Hz et  $f_p = 450$  Hz.

**b. Disposition en opposition de phase (Phase Opposition Disposition, POD)**, où les porteuses triangulaires au-dessus du zéro de la référence sinusoïdale sont en phase et ceux en dessous du zéro de référence sinusoïdale sont déphasées par rapport aux premières, comme le montre la Figure III.16.b.

**c. Disposition en opposition alternée de phase (Alternate Phase Opposition Disposition, APOD)**, où toutes les porteuses triangulaires sont disposées alternativement en opposition de phase comme le montre la Figure III.16.c.

### III.4.c. Relation entre la disposition des porteuses et le nombre de niveaux de tension

Le nombre de niveaux de la tension de sortie pour les convertisseurs classiques (à deux/trois niveaux) est fixe et le nom du convertisseur se réfère à ce nombre de niveaux. Cependant, pour le MMC, selon la disposition des porteuses utilisées pour la commutation des bras supérieurs et inférieurs, il est possible d'obtenir une tension de sortie avec  $N+1$  ou  $2N+1$  niveaux avec le même nombre de sous-modules par bras (c.-à-d.  $N$ ).

Les deux méthodes MLI triangulo-sinusoidales, décalée et déphasée, nécessitent un jeu de N porteuses pour chaque bras. La commutation des bras supérieur et inférieur du MMC peut être effectuée soit en utilisant le même jeu de porteuses, soit par deux jeux de porteuses différents, à condition qu'il y ait une différence de phase prédéfinie entre eux. La manière de commuter, en n'utilisant qu'un jeu de porteuses ou deux jeux de porteuses différents pour les bras supérieur et inférieur, se traduit par N+1 ou 2N+1 niveaux pour la tension simple à la sortie du convertisseur. Dans cette partie, on explique les principes de commutation pour les deux cas : avec des tensions de sortie de N+1 et 2N+1 niveaux de tension.

Il est essentiel de noter que, dans toutes les explications de cette section, les signaux de référence sinusoïdaux pour les bras supérieur et inférieur d'une phase sont déphasés de 180°.

Pour analyser les techniques de modulation appliquées au MMC, plusieurs simulations ont été réalisées en utilisant le programme de simulation Matlab/Simulink. Deux techniques de modulation sont utilisées dans cette partie, à savoir la NLM et les MLI multiniveau. Chaque technique de modulation est comparée à l'autre sur la base de la distorsion harmonique totale (THD) de la tension de sortie qui est calculée par l'équation (III.38) et le nombre de niveaux de la tension de sortie pour la MLI. Le modèle utilisé est un modèle détaillé du MMC et ces paramètres sont indiqués dans le Tableau 01.1 (Annexe A01). La fréquence des porteuses est de 1200 Hz pour la MLI déphasée et les trois types de la MLI décalée (PD, POD et APOD), l'indice de modulation  $m = 0.95$ .

Il à noter que toutes ces simulations sont effectuées avec uniquement l'algorithme de tri et sélection pour l'équilibrage des tensions les condensateurs des SM, sans aucun autre contrôle externe (puissances, énergie...) ou interne (Courant, Courant circulant...) du MMC.

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \cdot 100(\%) \quad (\text{III.38})$$

Avec  $V_n$  est la tension efficace de l'harmonique de rang n.

## A. Tension de sortie avec N + 1 niveaux

### i. MLI Multiniveau déphasée

Pour obtenir une tension de sortie avec N + 1 niveaux par la méthode MLI déphasée, les porteuses sont disposées selon N, pair ou impair.

Dans le cas où N est impair, deux jeux de porteuses différents sont utilisés pour les bras supérieurs et inférieurs. Le premier jeu de porteuses est arrangé de la même manière qu'exprimé à la section III.4.b. Le deuxième jeu a la même forme d'onde, mais avec un déphasage de  $180^\circ/N$  par rapport au premier jeu. Les SM du bras supérieur sont commutés avec le premier jeu de porteuses et les SM du bras inférieur sont commutés avec le deuxième jeu de porteuses, ce qui résulte une tension simple de sortie avec N+1 niveaux. La Figure III.17 illustre cette méthode avec N = 7.

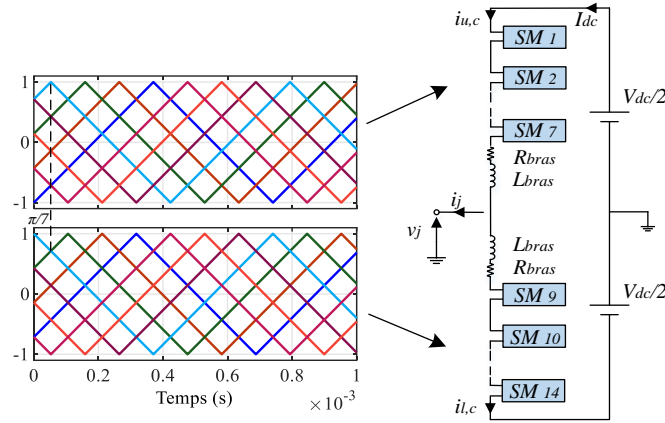


Figure III.17 : Porteuses en PS pour une tension simple de N+1 niveaux avec N = 7

Dans le cas où N est pair, un seul jeu de porteuses est utilisé pour les bras supérieurs et inférieurs. La Figure III.18 illustre le jeu de porteuses pour une phase du MMC avec N = 8, ce qui résulte une tension simple de sortie avec N + 1 niveaux.

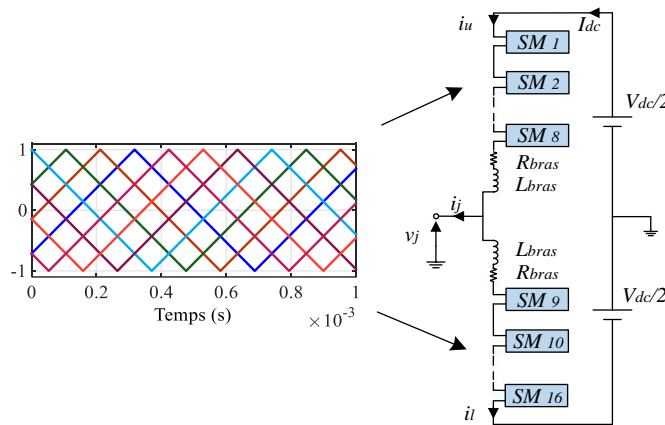


Figure III.18 : Porteuses en PS pour une tension simple de N+1 niveaux avec N = 8

Dans ces deux cas, la fréquence de commutation équivalente du convertisseur est égale au nombre de porteuses multiplié par la fréquence des porteuses déphasées, comme dans l'équation (III.39).

$$f_{eq} = N \cdot f_p \tag{III.39}$$

**ii. MLI multiniveau décalée (Carrier Shifted PWM)**

**a. Disposition en phase (Phase Disposition, PD) :**

La MLI décalée avec disposition en phase est mise en œuvre avec deux jeux de porteuses différents déphasés de 180° pour les bras supérieur et inférieur afin de construire une tension de sortie de N+1 niveaux.

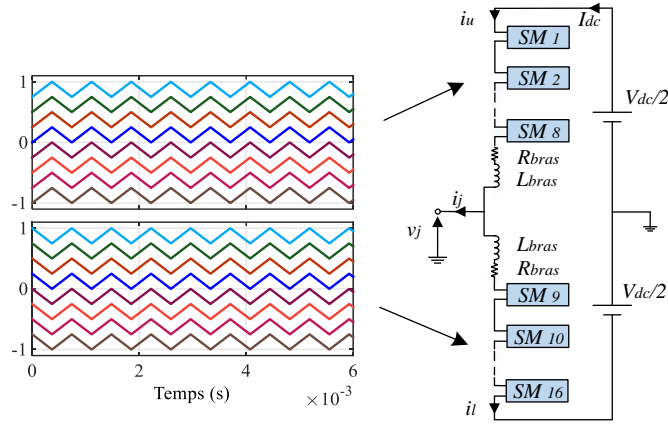


Figure III.19 : Porteuses en PD pour une tension simple de N+1 niveaux avec N = 8

La Figure III.19 illustre le cas d'une phase du MMC avec N = 8 commandée avec cette méthode. La fréquence de commutation équivalente du convertisseur est égale à la fréquence des porteuses  $f_p$ .

$$f_{eq} = f_p \tag{III.40}$$

**b. Disposition en opposition de phase (Phase Opposition Disposition, POD),**

Cette méthode est mise en œuvre avec un seul jeu de porteuses pour les bras supérieur et inférieur afin de construire la tension de phase au niveau N + 1.

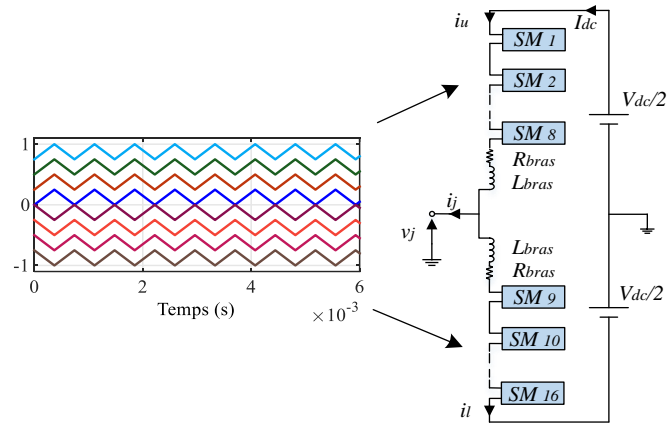


Figure III.20 : Porteuses en POD pour une tension simple de N+1 niveaux avec N = 8

La disposition du jeu de porteuses est tel qu'illustré sur la Figure III.20, qui montre le cas d'une phase du MMC avec N = 8. La fréquence de commutation équivalente du convertisseur est égale à la fréquence des porteuses  $f_p$ .

$$f_{eq} = f_p \tag{III.41}$$

**c. Disposition en opposition alternée de phase**

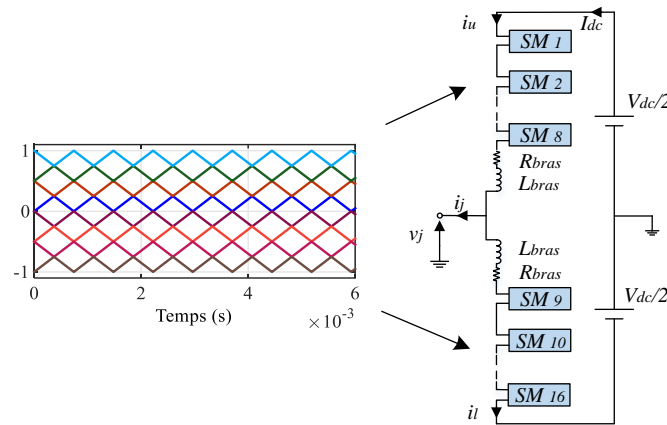


Figure III.21 : Porteuses en APOD pour une tension simple de N+1 niveaux avec N = 8

Afin de construire une tension simple de N + 1 niveaux, la méthode APOD est mise en œuvre avec un seul jeu de porteuses pour les bras supérieur et inférieur. La Figure III.21 illustre la disposition des porteuses dans le cas d’une phase du MMC avec N = 8. La fréquence de commutation équivalente du convertisseur est égale à la fréquence des porteuses  $f_p$ .

$$f_{eq} = f_p \tag{III.42}$$

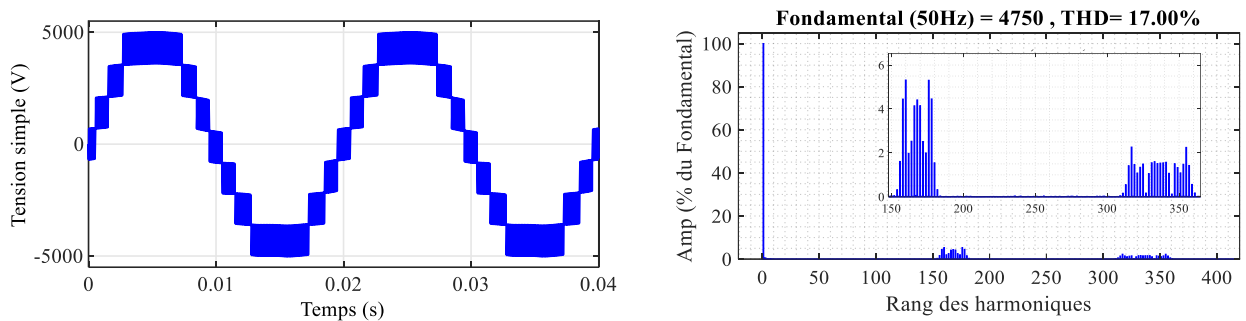


Figure III.22 : Tension de sortie de la phase a de N+1 niveaux avec la MLI déphasée pour N= 7.

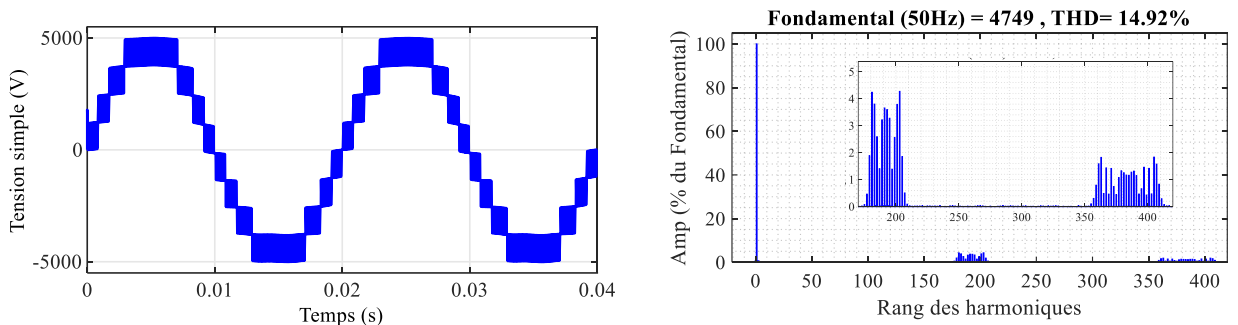


Figure III.23 : Tension de sortie de la phase a de N+1 niveaux avec la MLI déphasée pour N= 8.



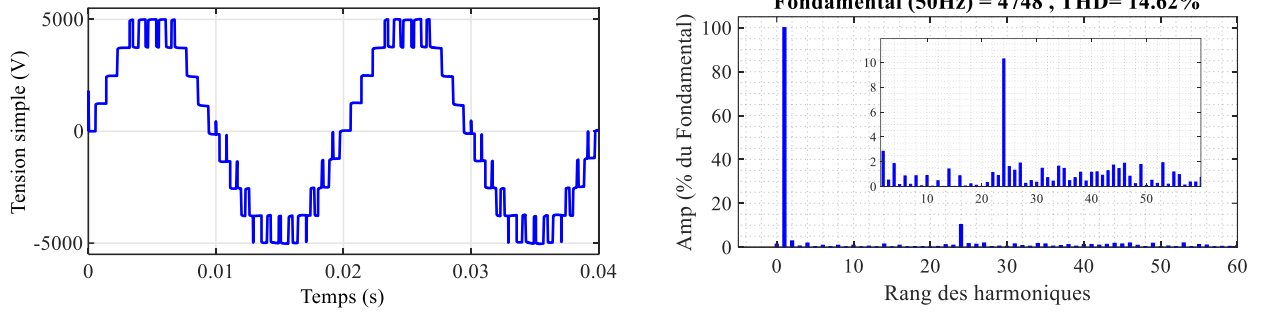


Figure III.24 : Tension de sortie de la phase a de N+1 niveaux avec la MLI décalée (PD) pour N= 8.

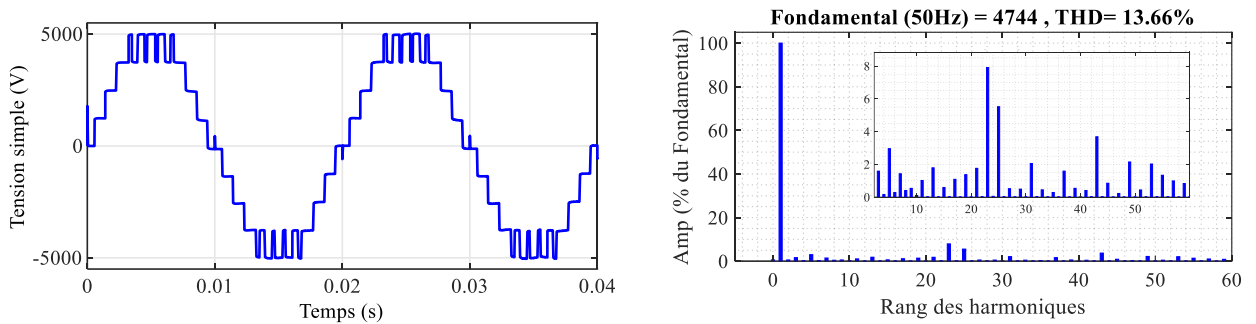


Figure III.25 : Tension de sortie de la phase a de N+1 niveaux avec la MLI décalée (POD) pour N= 8.

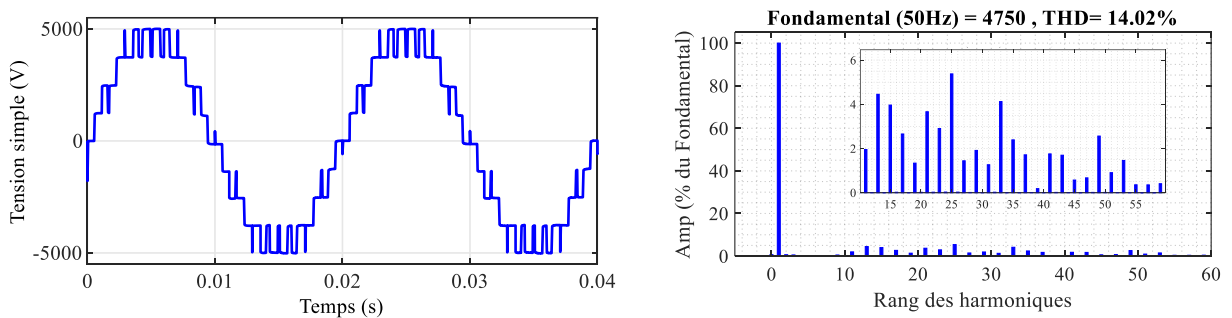


Figure III.26 : Tension de sortie de la phase a de N+1 niveaux avec la MLI décalée (APOD) pour N= 8.

**B. Tension de sortie avec 2N + 1 niveaux**

**i. MLI Multiniveau déphasée**

Dans le cas où N est impair, un seul jeu de porteuses est utilisé pour les bras supérieurs et inférieurs. La Figure III.27 illustre le jeu de porteuses pour une phase du MMC avec N = 7, ce qui résulte une tension simple de sortie avec 2N + 1 niveaux.

Dans le cas où N est pair, deux jeux de porteuses différents sont utilisés pour les bras supérieur et le bras inférieur. Le premier jeu est arrangé de la même manière qu'expliqué à la section III.4.b. Le deuxième est déphasé de  $180^\circ/N$  avec le premier jeu. Dans ce cas, la tension de phase de sortie est de niveau 2N+1. La Figure III.28 illustre les porteuses utilisées pour une phase du MMC avec N = 8.

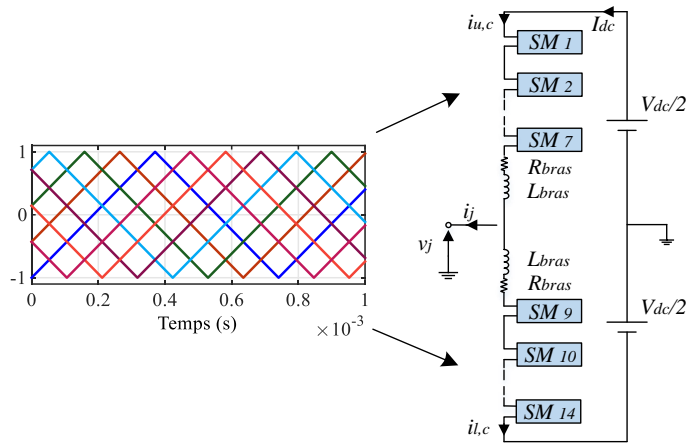


Figure III.27 : Porteuses en PS pour une tension simple de 2N+1 niveaux avec N = 7

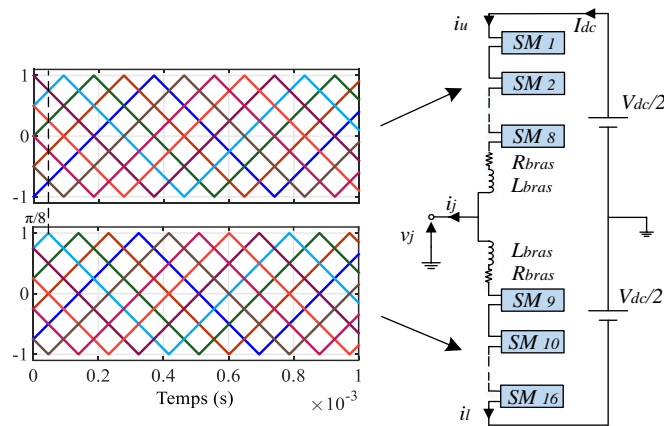


Figure III.28 : Porteuses en PS pour une tension simple de 2N+1 niveaux avec N = 8

Dans ces deux cas, la fréquence de commutation équivalente du convertisseur est égale à deux fois le nombre de porteuses multipliée par la fréquence des porteuses, comme exprimé dans l'équation (III.43) :

$$f_{eq} = 2N \cdot f_p \tag{III.43}$$

**(b) MLI multiniveau décalée (Carrier Shifted PWM)**

**b. En disposition de phase (Phase Disposition, PD)**

Afin d'avoir une tension simple avec 2N + 1 niveaux en utilisant cette méthode, un seul jeu de porteuses est utilisé pour les bras supérieur et inférieur. Les porteuses pour une phase du MMC avec N = 8 sont arrangées comme illustré sur la Figure III.31. La fréquence de commutation équivalente du convertisseur est égale au double de la fréquence des porteuses, comme exprimé par l'équation (III.44).

$$f_{eq} = 2 \cdot f_p \tag{III.44}$$

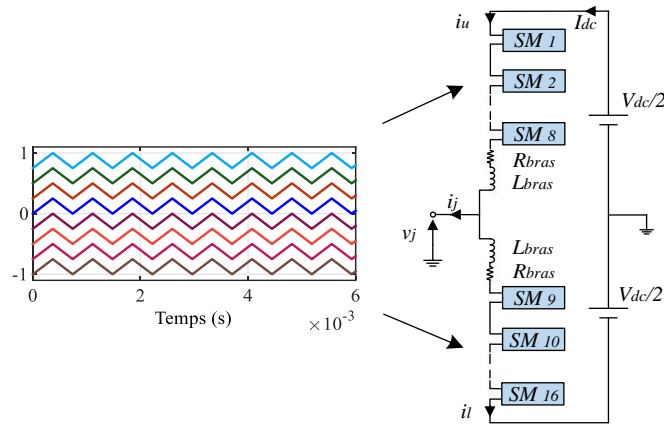


Figure III.29 : Porteuses en PD pour une tension simple de 2N+1 niveaux avec N = 8

**c. Disposition en opposition de phase (Phase Opposition Disposition, POD),**

Afin de construire une tension simple de 2N + 1 niveaux, la méthode POD est mise en œuvre avec deux jeux de porteuses différents pour les bras supérieur et inférieur.

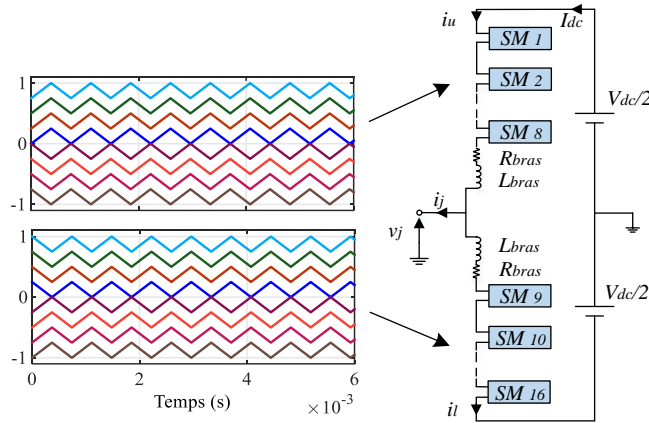


Figure III.30 : Porteuses en POD pour une tension simple de 2N+1 niveaux avec N = 8

La Figure III.30 illustre les deux jeux de porteuses pour les bras supérieur et inférieur pour une phase du MMC avec N = 8. Le deuxième jeu de porteuses est déphasé de 180° par rapport au premier. Dans ce cas, la fréquence de commutation équivalente du convertisseur est égale au double de la fréquence des porteuses, exprimée dans l'équation (III.45) :

$$f_{eq} = 2 \cdot f_p \tag{III.45}$$

**d. Disposition en opposition alternée de phase**

Afin de construire une tension de phase de 2N + 1 niveaux par la méthode APOD, cette dernière est mise en œuvre avec deux jeux de porteuses différents pour les bras supérieurs et inférieurs. Le jeu de porteuses assigné au bras inférieur a un déphasage de 180° par rapport au premier jeu. La Figure III.31 illustre le cas avec la méthode APOD pour une phase avec N = 8. Dans ce cas, la fréquence de commutation équivalente du convertisseur,  $f_{eq}$ , est égale au double de la fréquence des porteuses, comme exprimé dans l'équation (III.46).

$$f_{eq} = 2 \cdot f_p \tag{III.46}$$

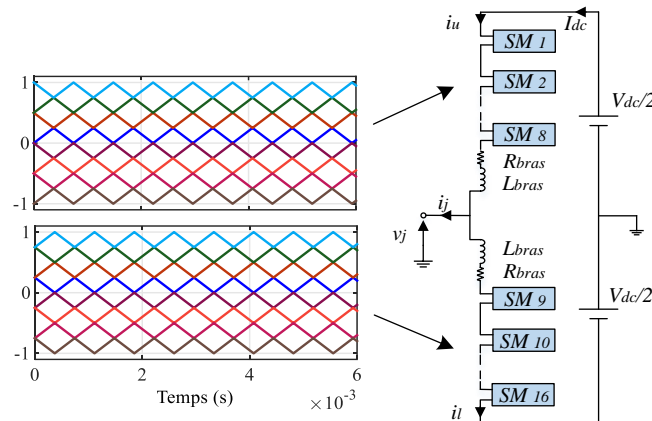


Figure III.31 : Porteuses en APOD pour une tension simple de 2N+1 niveaux avec N = 8

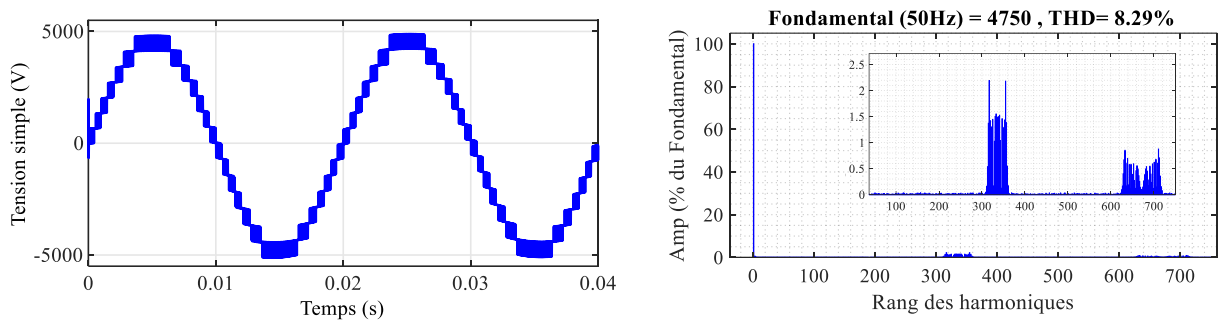


Figure III.32 : Tension de sortie de la phase a de 2N+1 niveaux avec la MLI déphasée pour N= 7.

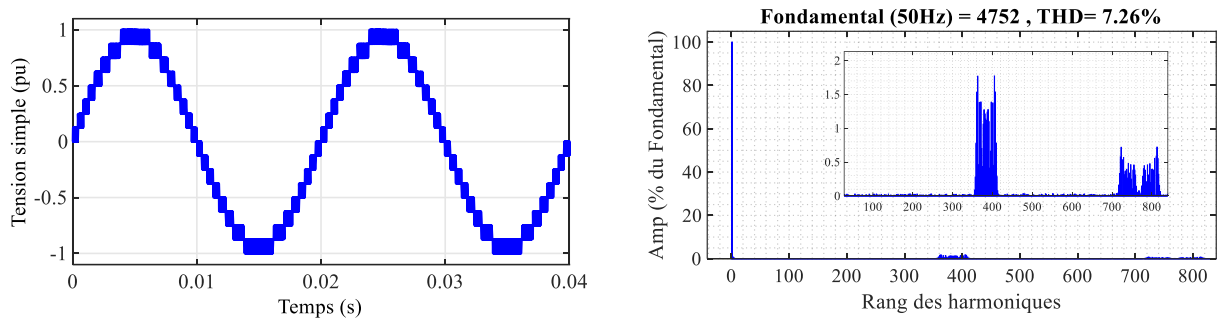


Figure III.33 : Tension de sortie de la phase a de 2N+1 niveaux avec la MLI déphasée pour N= 8.

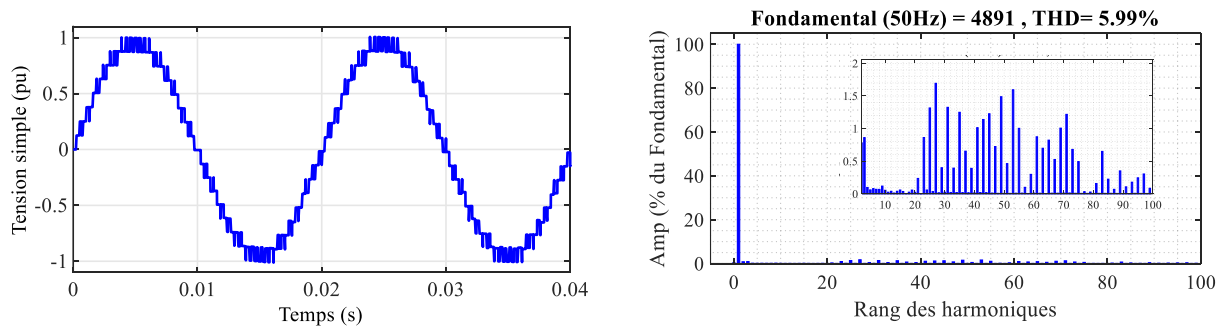


Figure III.34 : Tension de sortie de la phase a de 2N+1 niveaux avec la MLI décalée (PD) pour N= 8.

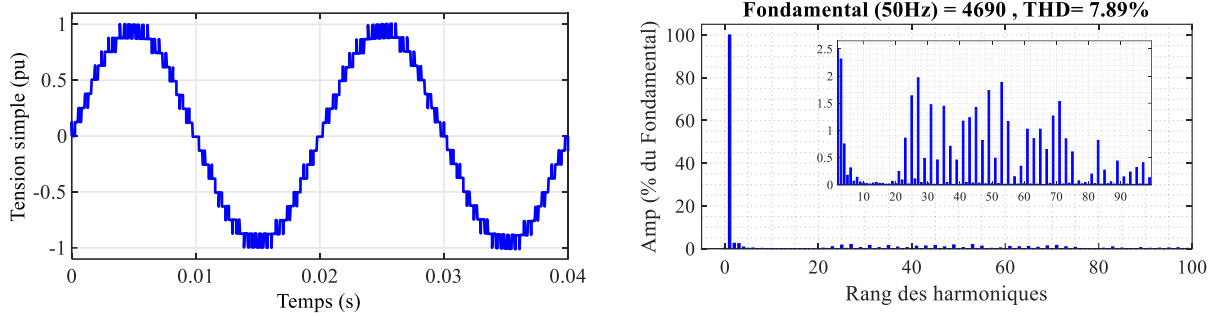


Figure III.35 : Tension de sortie de la phase a de  $2N+1$  niveaux avec la MLI décalée (POD) pour  $N= 8$ .

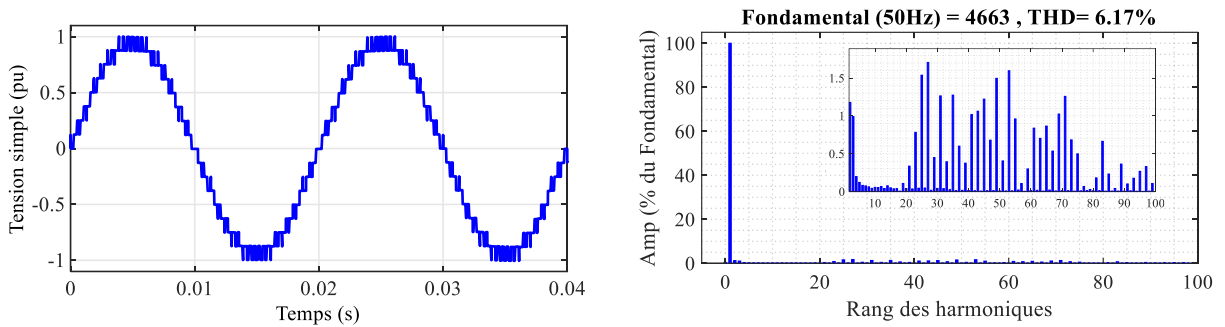


Figure III.36 : Tension de sortie de la phase a de  $2N+1$  niveaux avec la MLI décalée (APOD) pour  $N= 8$ .

### C. Analyse des caractéristiques des tensions de sortie générées

La NLM a la fréquence de commutation la plus basse car chaque SM est à l'état activé ou désactivé qu'une seule fois pour chaque niveau de tension de sortie, comme illustré à la Figure III.13.

La MLI déphasée a une fréquence de commutation élevée (Figure III.22, Figure III.23, et Figure III.33), car la fréquence de commutation totale de tous les SM dans chaque bras est égale à  $N$  fois de la fréquence des porteuses pour les tensions de sortie de  $N+1$  niveau et de  $2N$  fois la fréquence des porteuses pour les tensions avec  $2N+1$  niveaux, tandis que la fréquence de commutation totale pour les trois types de la MLI décalée (PD, POD et APOD), présentées sur Figure III.24, Figure III.25, Figure III.26, Figure III.34, Figure III.35 et Figure III.36, n'est que la fréquence des porteuses pour les tensions de sortie de  $N+1$  niveaux et le double de la fréquence des porteuses pour les tensions de sortie de  $2N+1$  niveaux.

L'analyse spectrale des signaux de tensions de sortie avec  $N+1$  et  $2N+1$  niveaux obtenues pour la MLI déphasée montre que, les harmoniques les plus dominant sont repoussés et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence des porteuses ( $N.f_p$ ,  $2N.f_p$ ,...) pour les tensions de  $N+1$  niveaux et autour des fréquences multiples du double de la fréquence des porteuse ( $2N.f_p$ ,  $4N.f_p$ ,...) pour les tensions de  $2N + 1$  niveaux ce qui faciliterait considérablement leur élimination et diminuerait la taille des filtres.

Tandis que l'analyse spectrale des signaux de tensions de sortie avec  $N+1$  et  $2N+1$  niveaux obtenues par les trois stratégies de la MLI décalée (PD, POD et APOD) montre que, les harmoniques les plus dominant sont repoussés et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples

de la fréquence des porteuses ( $f_p, 2f_p \dots$ ) pour les tensions de  $N+1$  niveaux et autour des fréquences multiples du double de la fréquence des porteuse ( $2f_p, 4f_p \dots$ ) pour les tensions de  $2N+1$  niveaux.

Tableau III.3 : Comparaison des caractéristiques des tensions de sortie.

Niveau de tension	Technique de modulation	THD de la tension de phase (%)	Ondulation de la somme des tensions des SM (%)
N+1	NLM	10,43	6,48
	MLI déphasée (N=7)	17,00	9,10
	MLI déphasée (N=8)	14,92	7,26
	MLI décalée (PD)	14,62	6,08
	MLI décalée (POD)	13,66	6,24
	MLI décalée (APOD)	14,02	6,32
2N+1	MLI déphasée (N=7)	8,29	9,17
	MLI déphasée (N=8)	7,26	6,32
	MLI décalée (PD)	5,99	7,92
	MLI décalée (POD)	7,89	5,12
	MLI décalée (APOD)	6,17	5,84

Les résultats obtenus renseignés le Tableau III.3 montrent que les tensions ayant  $2N+1$  niveaux ont un de meilleurs THD comparées aux tensions ayant  $N+1$  niveaux, aussi la tension obtenue par la technique NLM présente un THD très intéressant.

D'après l'analyse ci-dessus, les techniques MLI multiniveaux conviennent aux MMC avec un nombre de SM faible. De plus, elles présentent l'avantage de repousser les harmoniques gênants à des rangs très élevés ce qui faciliterait leur filtrage. Cependant, ces techniques peuvent entraîner de fortes pertes de puissance par commutation. Pour réduire les harmoniques dans les techniques MLI décalées (PD, POD et APOD), le nombre de niveaux du MMC doit être augmenté.

Dans cette partie nous avons présenté une analyse de différentes techniques de modulation, à savoir NLM, MLI déphasée et MLI décalée avec ces trois variantes (PD, POD et APOD), pour le MMC. Une comparaison de THD entre trois techniques de modulation a été discutée. Les résultats de simulation ont démontré que les techniques MLI déphasées sont plus adaptées au MMC avec de faible nombre de SM car elles génèrent de grandes pertes par commutation alors que, les MLI décalées sont plus adaptées aux MMC avec un nombre de SM moyen puisqu'elles donnent de meilleurs THD en repoussant les harmoniques gênants à des rangs élevés avec des pertes de commutation moindres comparées à la MLI déphasée. Tandis que, la technique NLM peut donner la fréquence de commutation la plus basse parmi toutes les techniques de modulation puisqu'elle fonctionne à la fréquence fondamentale et présente un faible THD. C'est une condition nécessaire pour améliorer l'efficacité de MMC, ce qui rend la technique NLM un choix raisonnable pour les MMC avec un nombre de SM élevé.

### III.5. Le courant circulant

Le courant circulant est l'une des caractéristiques du MMC. Comme expliqué à la section III.2.b, ce courant provient de la variation des tensions entre les sommes des tensions des condensateurs des SM entre les bras supérieur et inférieur de la phase, les différentes phases et le bus continu, il est

composé d'une composante continue responsable du transfert de puissance et d'une composante alternative [96]. Le courant circulant n'a aucun impact sur les tensions et les courants de sortie. Cependant, ne pas contrôler ces courants augmente les valeurs crêtes et efficaces des courants des bras ce qui augmente, par conséquent, la puissance nominale des dispositifs de puissance et les ondulations dans les condensateurs des SM [35].

- La variation des tensions entre les bras supérieur et inférieur de la phase peut être minimisée par l'équilibrage des tensions des condensateurs par le biais de méthodes dédiées [48] ;
- Il a été montré dans [97] que, la somme des tensions des condensateurs des SM d'une phase contient une composante alternative qui consiste en une composante dominante du second harmonique. En effet, les sommes des tensions des condensateurs des bras supérieur et inférieur contiennent des composantes alternatives constituées de composantes dominantes à fréquence fondamentale déphasées de  $180^\circ$  et de composantes du deuxième harmonique en phase. Par conséquent, la somme de toutes les tensions des condensateurs dans une phase contient une composante dominante du deuxième harmonique et la composante fondamentale est éliminée.
- La composante alternative du courant circulant est proportionnelle au courant de sortie AC et inversement proportionnel à la valeur des capacités des condensateurs des SM [85].

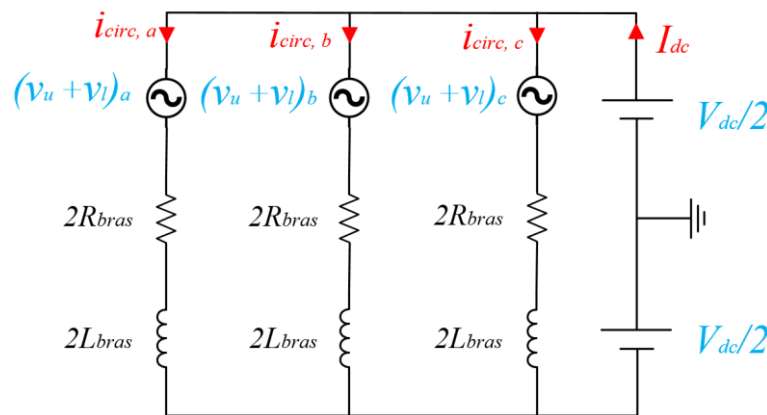


Figure III.37 : Circuit équivalent du courant circulant [85]

D'après le circuit équivalent du courant circulant de la Figure III.37, on peut déduire l'équation (III.47) :

$$2 L_{bras} \frac{di_{circ}}{dt} + 2 R_{bras} i_{circ} = V_{dc} - (v_u + v_l) \quad (III.47)$$

Comme le courant circulant est composé d'une composante dominante du second harmonique, il peut être exprimé comme suit [84] :

$$i_{circ} = -\frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \cdot \sin(2\omega t + \varphi) \quad (III.48)$$

Avec  $I_{2f}$  la valeur crête de la composante du second harmonique du courant circulant. La dynamique interne du convertisseur MMC est donc définie par l'équation (III.49) [84] :

$$v_{circ, j} = L_{bras} \frac{di_{circ, j}}{dt} + R_{bras} i_{circ, j} \quad (III.49)$$

Selon l'équation (III.47), le courant circulant peut être limité principalement par l'inductance du bras. Cependant, une stratégie de contrôle actif pourrait être mise en œuvre sans affecter la tension de sortie, en augmentant à la fois les tensions des bras supérieur et inférieur, de sorte que le côté droit de l'équation soit nul. L'algorithme de contrôle aura pour objectif de maintenir l'équilibre de tension entre le bus DC et les phases ou entre les différentes phases en activant ou en désactivant des sous-modules supplémentaires à la fois du bras supérieur et inférieur afin de ne pas déformer la tension de sortie [85].

Typiquement, un contrôle dans un référentiel synchrone est utilisé pour la suppression des courants circulants. Dans cette approche, les courants circulants dans le repère stationnaire abc sont transformés dans un repère synchrone dq tournant à deux fois la fréquence fondamentale. Dans le référentiel synchrone dq, les courants circulants deviennent des signaux continus ce qui faciliterait leur contrôle à l'aide de simples PI [83].

Une autre approche est utilisée pour le contrôle des courants circulants, elle est basée sur des régulateurs résonants dans un référentiel abc stationnaire. Dans cette approche, les régulateurs résonants sont conçus pour éliminer les composantes harmoniques dominantes des courants circulants telle que la deuxième et la quatrième [83].

Les composantes du deuxième harmonique du courant circulant varient dans le temps et sont difficiles à contrôler à l'aide de régulateurs en régime permanent [83]. Pour pallier à cette contrainte, ces signaux variables dans le temps sont transformés en signaux continus à l'aide de la matrice de transformation abc à dq (voir Annexe A04). A partir de l'équation (III.49), le modèle du courant circulant triphasé dans le référentiel abc est donné par (III.50) :

$$\begin{bmatrix} v_{circ, a} \\ v_{circ, b} \\ v_{circ, c} \end{bmatrix} = L_{bras} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{circ, a} \\ i_{circ, b} \\ i_{circ, c} \end{bmatrix} + R_{bras} \begin{bmatrix} i_{circ, a} \\ i_{circ, b} \\ i_{circ, c} \end{bmatrix} \quad (III.50)$$

En appliquant la transformation abc à dq à l'équation (III.50), le modèle du courant circulant dans le référentiel synchrone dq tournant à  $2\omega_0$  est donné par l'équation (III.51):

$$\begin{bmatrix} v_{circ, d} \\ v_{circ, q} \end{bmatrix} = L_{bras} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{circ, d} \\ i_{circ, q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2\omega_0 L_{bras} \\ 2\omega_0 L_{bras} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{circ, d} \\ i_{circ, q} \end{bmatrix} + R_{bras} \begin{bmatrix} i_{circ, d} \\ i_{circ, q} \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

La structure du contrôle du courant circulant dans le référentiel synchrone dq est illustrée sur la Figure III.38. Les courants circulants mesurés sont transformés dans le référentiel synchrone dq en  $i_{circ, d}$  et  $i_{circ, q}$ , les courants de références  $i_{circ, d}^*$  et  $i_{circ, q}^*$  sont forcés à zéro. La comparaison entre les



courants mesurés et les courants de référence donne les erreurs de courants, ces dernières sont minimisées en utilisant des régulateurs PI. Ces régulateurs génèrent des tensions de référence  $v_{circ,d}^*$  et  $v_{circ,q}^*$  qui seront transformées dans le référentiel stationnaire abc à l'aide de la matrice de transfert inverse. Les tensions de référence résultantes ( $v_{circ,a}^*$ ,  $v_{circ,b}^*$  et  $v_{circ,c}^*$ ) sont utilisées avec le système de contrôle du MMC.

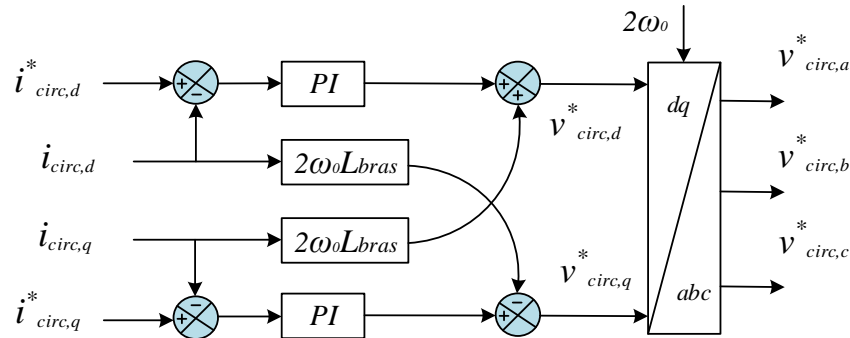


Figure III.38 : Schéma de contrôle du courant circulant dans un repère  $dq$

### III.6. Equilibrage des tensions des condensateurs des SM

L'équilibrage des tensions entre les sous-modules est un facteur essentiel pour un fonctionnement fiable des MMC. Le principe de base de l'approche d'équilibrage de tension est de contrôler la charge et la décharge des condensateurs des SM sur la base de la direction du courant de bras et des valeurs instantanées des tensions des condensateurs [83].

Il est essentiel de maintenir une répartition équitable des contraintes sur les dispositifs de puissance, c'est pourquoi les condensateurs des sous-modules doivent fonctionner à des niveaux de tension approximativement égaux [14]. Plusieurs algorithmes et techniques d'équilibrage des tensions des condensateurs des SM sont utilisés [83]. Dans cette partie, on cite quelques méthodes couramment exploitées dans la littérature.

#### III.6.a. Méthode de tri et sélection

Cette méthode est la plus utilisée pour l'équilibrage des tensions des condensateurs [98]. Elle est utilisée pour déterminer quels SM devraient être activés ou non pour équilibrer les tensions des condensateurs.

Comme le nombre de SM qui devraient être activés est connu après la modulation, l'étape suivante consiste à mesurer et trier toutes les tensions des condensateurs des SM et déterminer la polarité du courant du bras, puis on procède à l'application de l'algorithme illustré sur la Figure III.39 comme suit [99] :

- Si le courant du bras est positif,  $N_{on}$  sous-modules avec les tensions les plus basses sont activés afin que leurs condensateurs se chargent et leurs tensions vont augmenter.
- Si le courant du bras est négatif,  $N_{on}$  sous-modules avec les tensions les plus élevées sont activés afin que leurs condensateurs se déchargent et leurs tensions vont diminuer.

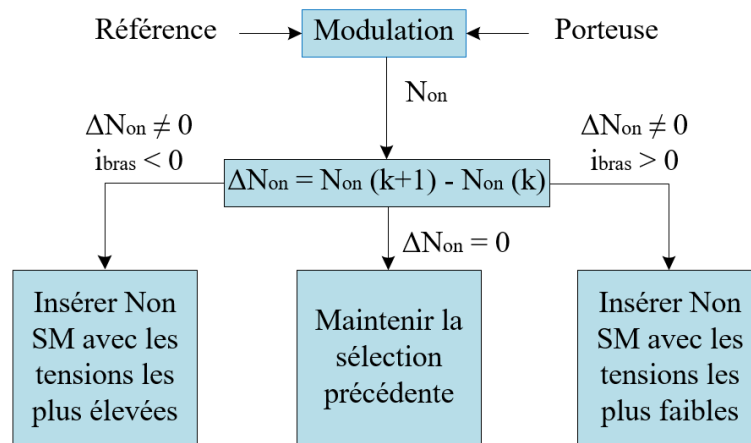


Figure III.39 : Organigramme de la méthode de tri et sélection

De cette façon, les tensions des condensateurs sont maintenues relativement équilibrées. Cette algorithme est simple et peut être appliqué facilement pour le MMC. Cependant, même si la condition de fonctionnement n'est pas modifiée, la commutation du SM peut se produire et augmenter par la même la fréquence de commutation, ce qui augmente les pertes [100].

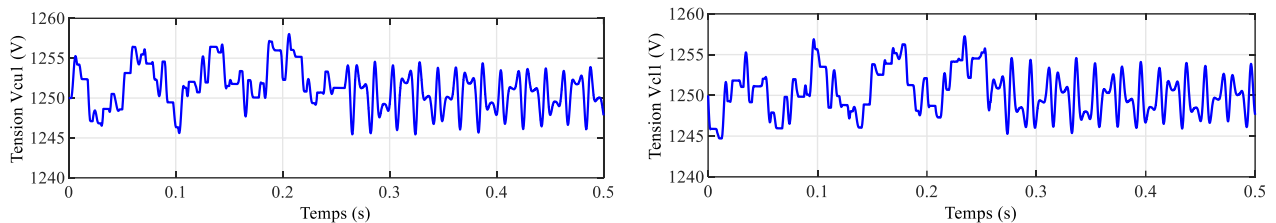


Figure III.40 : Tensions des premiers SM des bras supérieur et inférieur de la phase a

La Figure III.40 montre les tensions des premiers sous modules des bras supérieur et inférieur de la phase a d'un convertisseur MMC triphasé ( $V_{dc} = 10 \text{ kV}$ ,  $N = 8$ ,  $C_{sm} = 5.5 \text{ mF}$  et  $L_{bras} = 0.1 \text{ mH}$ ) alimentant une charge inductive ( $R = 10 \text{ } \Omega$  et  $L = 10 \text{ mH}$ ). L'algorithme d'équilibrage des tensions des SM basé sur la méthode de tri et sélection (Annexe A06) est appliqué à  $t = 0.25 \text{ s}$ , on remarque la divergence des tensions des SM avant l'application de l'équilibrage, mais une fois l'algorithme appliqué, les tensions se stabilise autour de la tension du SM qui vaut  $V_{dc} / N = 10 \text{ kV} / 8 = 1250 \text{ V}$ .

### III.6.b. Méthode de tri et sélection avec réduction des commutations :

Dans cette technique, illustrée sur la Figure III.41, si des SM additionnels devraient être activés, juste les SM à l'état OFF durant la période précédente sont triés et ceux qui ont les tensions les plus basses sont activés si le courant est positif, sinon, ce sont les SM avec les tensions les plus élevées qui seront activés. Si des SM devraient être désactivés comparé à la période précédente, uniquement les SM déjà actifs seront triés et le principe de sélection est le même comme décrit plus haut. Par conséquent, il y aura moins de commutations inutiles et la fréquence de commutation est réduite considérablement. Toutefois, l'équilibrage des tensions des condensateurs serait moins efficace [101].

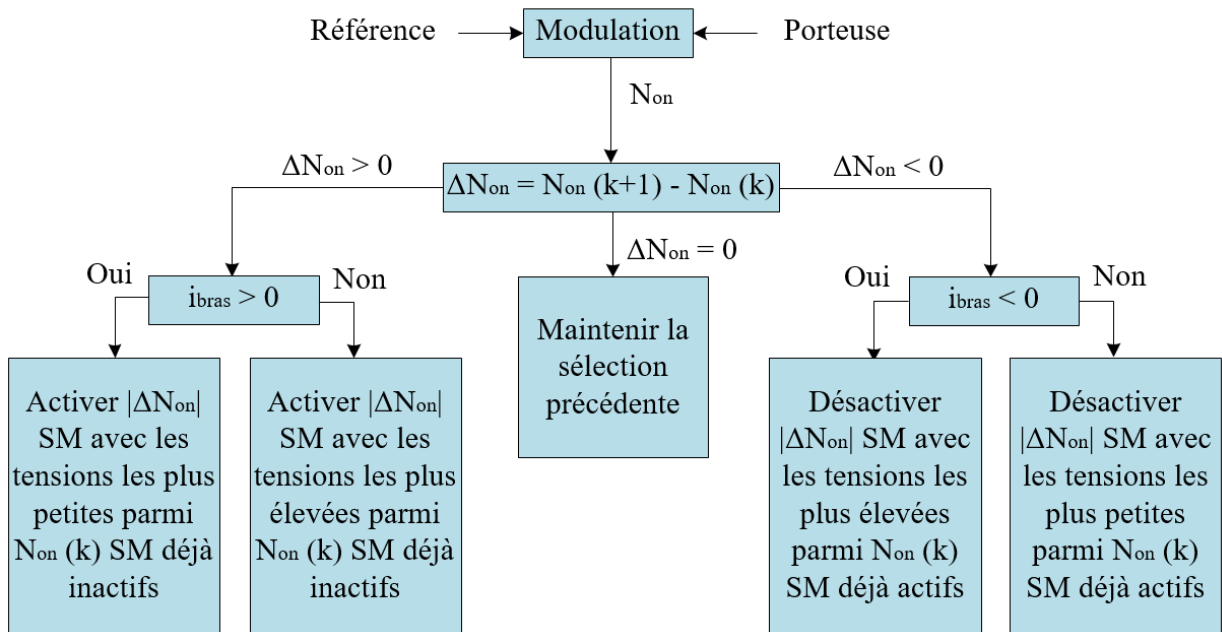


Figure III.41 : Organigramme de la méthode de tri et sélection avec réduction des commutations

### III.6.c. Technique hybride : Méthode de tri - Méthode prédictive :

Cette méthode est un compromis entre la plage d'ondulation admissible des tensions et la fréquence de commutation. Ainsi, si on considère une plage de tolérance pour les ondulations des tensions dans les condensateurs des SM, il ne serait pas nécessaire d'appliquer la méthode de tri à chaque période mais il suffit d'intégrer une simple technique pour réduire la fréquence de tri tout en gardant la fréquence de modulation inchangée, évitant ainsi les transitions de tension inutiles. L'idée principale est basée sur la définition d'une plage d'ondulation de la tension  $\Delta V$  et en procédant comme suit [102] :

On calcul les différences entre les tensions des condensateurs des SM puis on les compare à  $\Delta V$ , si la différence de tension maximale est supérieure à la valeur de  $\Delta V$ , qui représente la valeur maximale admissible, la méthode de tri conventionnelle serait utilisée. Sinon, une méthode prédictive serait appliquée.

Cette méthode prédictive est utilisée pour estimer l'erreur de tension entre les tensions des condensateurs des SM et la tension de référence un pas en avant et de choisir les SM, avec la petite erreur de tension, à insérer. Les tensions des condensateurs prédites peuvent être calculées comme suit :

$$V_{c, k}(t+T_e) = V_{c, k}(t) + \frac{i_{k,j}}{C_{SM}} \tag{III.52}$$

Avec  $i_{k,j}$  est le courant de bras,  $C_{SM}$  est la capacité du SM et  $T_e$  est la période d'échantillonnage.

L'erreur de la tension est calculée par :

$$e_k = |V_{c, k}(t+T_e) + V_{c, ref}| \quad (\text{III.53})$$

Où  $V_{c, ref}$  est la tension de référence du sous module.

En utilisant ces méthodes, certains SM peuvent ne pas être commutés pendant quelques cycles [100], de sorte que la fréquence de commutation est réduite.

#### III.6.d. Stratégie à fréquence fondamentale

Si la technique de modulation NLM est utilisée et que la tension de référence est sinusoïdale, il n'y a que  $2N$  transitions de commutations, donc c'est la fréquence fondamentale pour chaque SM. Cependant, si la méthode d'équilibrage des tensions basée sur la méthode de tri et sélection est utilisée, la fréquence de commutation sera augmentée par des commutations inutiles. Par exemple, si  $N/2$  sous-modules sont actifs sur le bras supérieur de la phase et que le nombre de SM actifs sur le bras supérieur est toujours  $N/2$  dans la période de contrôle suivante, il ne devrait pas y avoir de commutations pour la NLM. Cependant, l'algorithme de tri peut désactiver certains SM actifs et activer certains SM non actifs, ce qui entraînera des transitions de commutation supplémentaires.

Cette situation ne se produira pas si tous les SM sur les bras supérieurs sont actifs ou si tous sont non actifs. Par conséquent, cette stratégie de fréquence fondamentale ne trie les tensions des SM que lorsque tous les SM sur le bras supérieur sont actifs ou contournés [103].

#### III.6.e. Méthode basée sur la rotation des porteuses

Pour l'équilibrage des tensions des condensateurs des SM, il existe une autre méthode à utiliser avec une approche de contrôle de modulation directe, sans avoir besoin de mesurer les tensions des condensateurs des SM et déterminé la polarité du courant de bras [104]. Cette méthode est particulièrement adaptée pour la MLI décalée qui est basée sur l'attribution de chaque porteuse à un sous-module avec un même signal de référence. Cependant, si chaque porteuse est affectée en permanence à un sous-module, les durées d'activation ou de désactivation de ces sous-modules pourront divergés les uns des autres [85]. Dans cette condition, les taux de charge/décharge des condensateurs divergeront également les uns des autres, ce qui entraînera un déséquilibre entre les tensions des condensateurs. Afin d'égaliser ces temps d'activation/désactivation des différents sous-modules, chaque porteuse doit être affecté à chaque sous-module du bras pendant une période de temps, et l'affectation des porteuses doit être modifiée périodiquement. De cette manière, les durées d'activation/désactivation des sous-modules sont assimilées les unes aux autres de même que les quantités de charge/décharge. Par conséquent, un équilibrage des tensions des condensateurs des sous-modules pourrait être atteint. La période de rotation des porteurs est égale à la période fondamentale de la tension de sortie. A chaque période fondamentale, la porteuse est affectée au sous-module suivant, jusqu'au  $N$ ème sous-module. Ensuite, la porteuse est affectée au tout premier sous-module et le processus se poursuit. Il est important de noter que, lorsque  $N$  augmente, la capacité d'équilibrage de la méthode se dégrade, en raison de l'augmentation de la période de rotation.

### III.7. Dimensionnement des paramètres d'un MMC pour une application HVDC

Le choix et le dimensionnement des paramètres d'un circuit du MMC est une opération multitâche. En règle générale, la conception commence par définir l'application dont le convertisseur est destiné afin de déterminer les valeurs nominales de la puissance et de la tension requises, puis le nombre de sous-modules par bras  $N$ , la tension moyenne par sous-module et de la capacité du condensateur du sous-module sont choisies, dans l'étape suivante, l'inductance du bras est choisie [29]. La détermination de tous ces paramètres dépend fortement du système MMC à mettre en œuvre, des exigences en qualité d'énergie et de la forme d'onde des grandeurs de sortie et bien sûr du coût, Dans cette section nous allons présenter brièvement le processus de sélections des paramètres d'un MMC.

#### III.7.a. Nombre de sous modules par bras

Le nombre de sous-modules par bras,  $N$ , est élément fondamental pour la topologie MMC. En effet, l'un des avantages majeurs du MMC comparé aux convertisseurs classiques est sa modularité qui permet d'augmenter le nombre de niveaux de tension facilement et ce, en augmentant le nombre de sous module. Lorsque  $N$  augmente, une tension de sortie et des puissances nominales plus élevées peuvent être atteintes tout en réduisant les contraintes sur les interrupteurs de puissance. Par conséquent, la détermination de  $N$  est directement liée à ces deux grandeurs.

En outre, l'augmentation de  $N$  permet de diminuer la taille de l'inductance du bras et du filtre d'harmoniques de sortie. Néanmoins, pour des utilisations pratiques, les sous-modules commerciaux ont une valeur de condensateur généralement fixe et qui devrait être respectées lors du dimensionnement du système [85]. Ainsi, pour une tension du bus continu donnée, l'équation (III.54) fixe la limite de la valeur minimale de  $N$  comme suit :

$$N \geq \frac{V_{dc}}{V_{c, max}} \quad (III.54)$$

Où,  $V_{c, max}$  représente la tension maximale admissible pour un sous-module. De plus, compte tenu de la puissance de sortie, l'équation (III.55) définit la limite de la valeur maximale de  $N$ , basée sur les besoins de stockage d'énergie du convertisseur et en tenant compte de l'ondulation admissible de la tension du sous-module :

$$N \leq \frac{C \times \Delta V_c}{\frac{S_n}{3 \times m_a \times \omega \times V_{dc}^2 \times \left[ 1 - \left( \frac{m_a \times \cos \varphi}{2} \right) \right]^{3/2}}} \quad (III.55)$$

Où,  $\Delta V_c$  est l'ondulation de tension du condensateur du sous-module,  $S_n$  est la puissance apparente nominale du convertisseur et  $\omega_0$  est la fréquence fondamentale. Par conséquent, cette limite maximale découle du dimensionnement de la valeur de la capacité du condensateur du SM en supposant un courant circulant constant et un déséquilibre de tension négligeable entre les sous-

modules d'un même bras. La valeur appropriée de  $N$  peut être déterminée à l'aide des équations (III.54) et (III.55) tout en respectant les exigences de contenu harmonique de la tension de sortie. Si les deux équations ne se rencontrent pas dans un intervalle commun, le condensateur du sous-module doit être modifié en conséquence.

### III.7.b. Valeurs nominales

Pour les applications de transmission à haute tension, la première étape dans la conception d'un projet est la détermination de la quantité d'énergie à transmettre par le système. Les projets avec des VSC nécessitent généralement un câble en polyéthylène réticulé (XLPE) à haute tension pour la transmission de puissance [29]. Étant donné que ces câbles sont commercialisés à des niveaux de tension normalisés, ces niveaux dictent généralement la tension nominale du côté DC du MMC. Actuellement, des câbles avec des niveaux de tension allant de 80 à 600 kV sont largement commercialisés [105].

A partir des besoins de l'énergie à transporter, les valeurs moyennes du courant continu et de la tension continue sont connues. Cependant, du côté AC, non seulement les tensions et les courants nominaux sont nécessaires mais aussi les valeurs nominales des courants réactifs sont également à spécifier.

Comme décrit plus haut, au début de la conception d'un convertisseur de puissance, deux paramètres principaux devraient être définis. Il s'agit de la puissance nominale du convertisseur  $S_n$  et de la valeur efficace de la tension composée  $U_{eff}$  du côté alternatif ou de la tension  $V_{dc}$  du côté continu du convertisseur. La relation entre les tensions côté AC et côté DC est donnée par l'équation (III.56) [106] :

$$U_{eff} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{dc} \quad (III.56)$$

Où l'indice de modulation  $m$  peut varier entre 0 et  $2/\sqrt{3}$ .

### III.7.c. Dimensionnement de la capacité du sous-module

La valeur de la capacité du sous-module doit être choisie très soigneusement. Une valeur inutilement élevée de la capacité du sous-module peut avoir un effet drastique sur le coût total du MMC et ralentit le contrôle du convertisseur. Tandis qu'une valeur faible de la capacité provoque des ondulations importantes de la tension, susceptibles de générer des distorsions sur la tension de sortie. Habituellement, la valeur des ondulations de la tension tolérées est de  $\pm 10\%$  [107]. La méthode la plus couramment utilisée pour le dimensionnement de la capacité des SM est basée sur le calcul de l'énergie stockée dans le condensateur. Typiquement, la capacité du sous-module est choisie de telle sorte que l'énergie totale stockée dans tous les condensateurs des sous-module du convertisseur doit situer entre 30 et 40 kJ/MVA.

Dans les convertisseurs VSC, l'énergie est stockée dans les condensateurs du bus continu. L'énergie maximale stockée dans les condensateurs  $E_{Cmax}$  est déterminée par la puissance nominale du convertisseur  $S_n$ , et le rapport énergie-puissance  $R_{EP}$ , qui dépend de l'application du convertisseur [108] et donné par l'équation (III.57).

$$R_{EP} = \frac{E_{cmax}}{S_n} \quad (III.57)$$

L'énergie maximale stockée dans les condensateurs du circuit intermédiaire d'un MMC triphasé composé de  $6N$  sous-modules est donnée par l'équation (III.58) [108] :

$$E_{cmax} = 6N \frac{C_{SM}}{2} \left( \frac{V_{dc}}{N} \right)^2 \quad (III.58)$$

A partir des équations (III.57) et (III.58), la capacité du condensateur du SM peut être calculée en utilisant le rapport énergie-puissance  $R_{EP}$  comme suit :

$$C_{SM} = N. C_{bras} = N. R_{EP} \frac{S_n}{3 V_{dc}^2} \quad (III.59)$$

En outre, une autre approche pour le calcul de la valeur de la capacité du condensateur du SM proposée par [79] et basée sur l'ondulation admissible de la tension du condensateur. En supposant que le courant circulant ne contient pas de composante alternative, la valeur du condensateur du sous-module est calculée comme dans l'équation (III.60), avec une amplitude crête à crête de l'ondulation de la tension du condensateur prédéfinie.

$$C_{SM} = \frac{P}{3 \times N \times m_a \times V_c \times \Delta V_c \times \omega_0 \times \cos\varphi} \left( 1 - \left( \frac{m_a \times \cos\varphi}{2} \right) \right)^{\frac{3}{2}} \quad (III.60)$$

Des valeurs de la capacité du condensateur plus élevées augmentent le volume du système et le coût du convertisseur et la réponse du système aux changements dynamiques de la liaison DC. Par conséquent, les condensateurs des sous-module sont choisis aussi petits que possible, en maintenant l'ondulation de la tension dans une plage acceptable [107].

#### III.7.d. Dimensionnement de l'inductance du bras

Le MMC comporte deux inductances de bras insérées séparément dans le bras supérieur et le bras inférieur. Ces inductances de bras ont deux fonctions :

- Comme expliqué à la section III.5, les courants circulants sont issus des déséquilibres entre les tensions des phases et entre les tensions des bras supérieur et inférieur. Les inductances de bras pourraient réduire ces courants à un niveau très bas et les rendre gérables moyennant des méthodes de contrôle appropriées [84].

- Les inductances de bras sont mises en série avec les condensateurs des SM qui stockent l'énergie, de sorte que les effets des défauts survenant à l'intérieur ou à l'extérieur du convertisseur peuvent être considérablement réduits par l'inductance de bras. Par conséquent et contrairement à la topologie VSC classique, le taux de montée du courant de MMC est de quelques dizaines d'ampères par microseconde en cas de court-circuit sur le côté DC [84].

Selon [106], la valeur exacte de l'inductance du bras dépend de la tension du condensateur du sous-module, de la technique de modulation, de la fréquence de commutation et d'un contrôle supplémentaire éventuellement utilisé pour supprimer le courant circulant.

L'équation (III.27) peut être réécrite comme suit :

$$L_{bras} \frac{di_{circ}}{dt} + R_{bras} i_{circ} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{v_u + v_l}{2} \quad (III.61)$$

D'après l'équation (III.61), l'amplitude du courant de circulant est façonnée par l'inductance et la résistance de bras qui est composé principalement d'une composante dominante du deuxième harmonique [84]. Cette amplitude est donnée par l'équation (III.62) :

$$I_{2f} = \frac{I_{dc}}{3 \cos(\varphi)} \frac{N}{8 \omega_0^2 L_{bras} C_{SM} - N} \quad (III.62)$$

La valeur de l'inductance de bras peut être calculée par l'équation (III.63) :

$$L_{bras} = \frac{N}{8 V_{dc} \omega^2 C_{SM}} \left( \frac{S_n}{3 I_{2f}} + V_{dc} \right) \quad (III.63)$$

Une autre approche pour la détermination de l'inductance du bras est proposée dans [109]. Elle est basée sur la fréquence de résonance du convertisseur qui est donnée par l'équation (III.64) :

$$\omega_r = \sqrt{\frac{N}{L_{bras} C_{SM}}} \sqrt{\frac{2(n^2 - 1) + m^2 \cdot n^2}{4 n^2 (n^2 - 1)}} \quad (III.64)$$

Où,  $n = 3k \pm 1$ . Il a été montré dans [109] qu'il convient de faire fonctionner le convertisseur au-dessus de la fréquence de résonance la plus élevée, qui est obtenue pour  $n = 2$  et  $m = 1$ . Ainsi, l'inductance du bras peut être obtenue sur la base de l'équation (III.65) :

$$L_{bras} C_{SM} > \frac{5 N}{24 \omega^2} \quad (III.65)$$

Afin de satisfaire l'équation (III.65), la fréquence fondamentale du convertisseur doit être supérieure à la fréquence de résonance la plus élevée, ce qui entraîne de grandes valeurs de  $L_{bras}$  et/ou  $C_{SM}$ .



Dans les systèmes pour lesquels la sortie du convertisseur est connectée à une source de tension, tels que les systèmes HVDC, en cas de court-circuit, l'inductance de bras limite le courant de défaut. Par conséquent, mis à part le processus d'élimination du deuxième harmonique du courant circulant, le deuxième facteur à prendre en compte pour la sélection de l'inductance de bras est le taux maximal de variation du courant de défaut. Un court-circuit côté du courant continu représente le pire des cas. En supposant que le régime transitoire est suffisamment court pour maintenir les tensions du condensateur inchangées et en ignorant la résistance de bras [85], l'équation (III.66) donne le courant à travers une phase du convertisseur :

$$L_{bras} \frac{di_u}{dt} + L_{bras} \frac{di_l}{dt} = V_{dc} \quad (\text{III.66})$$

Puisque le courant de défaut serait nettement supérieur aux courants de bras nominaux, les courants de défaut des bras supérieur et inférieur peuvent être supposés égaux et l'équation (III.66) peut être réécrite comme suit :

$$2 L_{bras} \frac{di_u}{dt} = 2 L_{bras} \frac{di_l}{dt} = V_{dc} \quad (\text{III.67})$$

Ainsi, l'inductance du bras peut être obtenue sur la base de l'équation (III.65) :

$$L_{bras} = \frac{V_{dc}}{2 \frac{di_u}{dt}} = \frac{V_{dc}}{2 \frac{di_l}{dt}} \quad (\text{III.68})$$

L'équation (III.68) donne un autre moyen pour la détermination de l'inductance de bras, à condition que le taux de montée du courant de défaut admissible soit connu.

### III.8. Etude du MMC connecté au réseau

Dans cette partie nous allons présenter des simulations, dans le domaine Simpower System de Matlab, du MMC connecté à un réseau alternatif triphasé. Pour cela, différents modèles du MMC seront testés en utilisant la méthode de contrôle direct avec un contrôle du courant circulant et l'algorithme de tri et sélection pour l'équilibrage des tensions des sous-modules. Les différents aspects du MMC seront présentés et discutés. Il à noter que cette partie est basée sur les travaux réalisés dans [29].

#### III.8.a. Modèle équivalent du bras

Dans cette partie, le modèle du MMC à base du modèle équivalent du bras connecté à un réseau triphasé est simulé avec un contrôle du courant circulant enclenché à  $t = 0.25$  s. Comme les bras du MMC sont des modélisations moyennes, on a pas de limite pour N, de ce fait, les indices de modulation  $n_{u,i}(t)$  sont des fonctions continues dans l'intervalle  $[0,1]$ .

Les résultats obtenus dans ces conditions de simulation montrent une stabilité du transfert de puissance avant et après l'application du contrôle des courants circulants (Figure III.43), aussi pour les tensions et les courants du réseau. L'effet du contrôle du courant circulant est illustré par la Figure III.42. Aussi, sur la même figure, on peut voir que le contrôle du courant circulant a fait diminué l'ondulation des tensions des bras. Sur la Figure III.45, comme la tension AC du convertisseur est l'image des indices d'insertion, cette tension est quasi sinusoïdale.

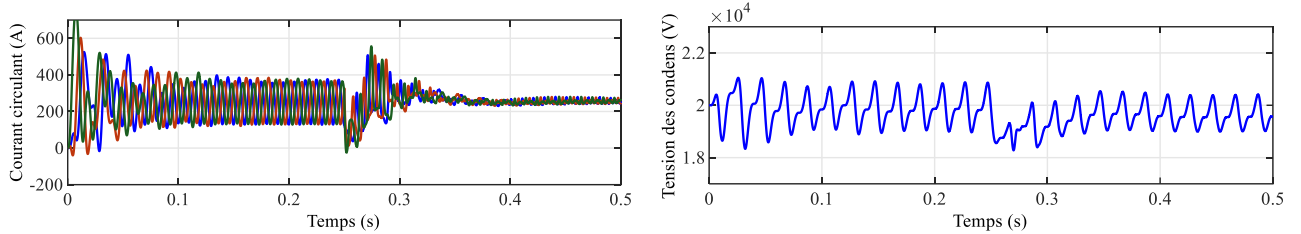


Figure III.42 : Courants circulants et tensions des bras

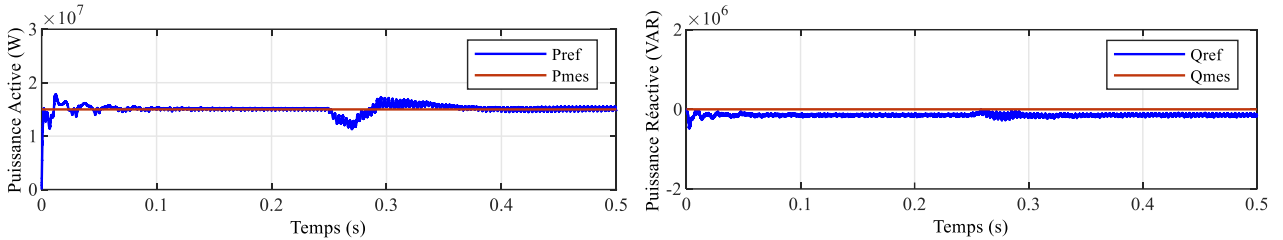


Figure III.43 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé

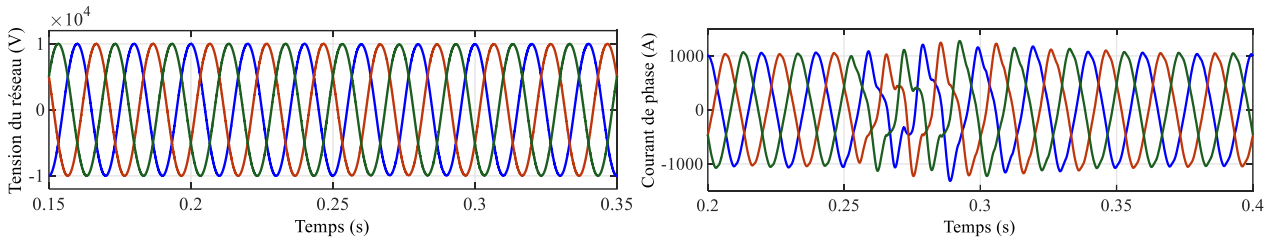


Figure III.44 : Les tensions et les courants du réseau

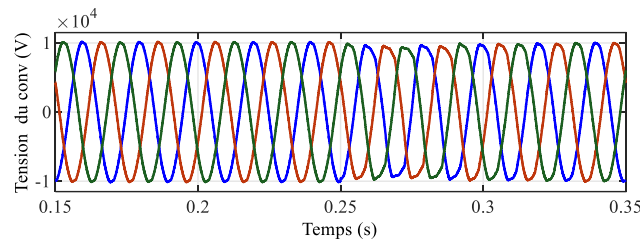


Figure III.45 : Les tensions AC du convertisseur

### III.8.b. Modèle équivalent du SM avec N = 8

Dans cette partie le modèle du MMC à base des modèles équivalents des SM connecté à un réseau triphasé est simulé. Aucun contrôle du courant circulant n'est appliqué et de même pour l'équilibrage des tensions au niveau des SM. La technique de modulation utilisée est la MLI déphasée avec  $f_p = 150$  Hz qui, comme montré plus haut, offre un équilibrage naturel des tensions des SM. Les paramètres de simulation sont portés sur le Tableau 01.2 (Annexe A01).

Les résultats obtenus montrent une stabilité du transfert de puissance (Figure III.47). Néanmoins sur la Figure III.46, on voit une amplitude importante du courant circulant d'environ 700 A, qui est une valeur très élevée et pourrait causer des contraintes supplémentaire sur les composants internes du MMC. La même figure montre de grandes fluctuations des tensions des SM en raison de l'absence de l'équilibrage des tensions des SM et la non application du contrôle du courant circulant, qui devrait aussi réduire ces fluctuations.

Sur la Figure III.49, on remarque des déformations sur la tension AC du MMC, ces déformations sont l'image des tensions des SM non équilibrées.

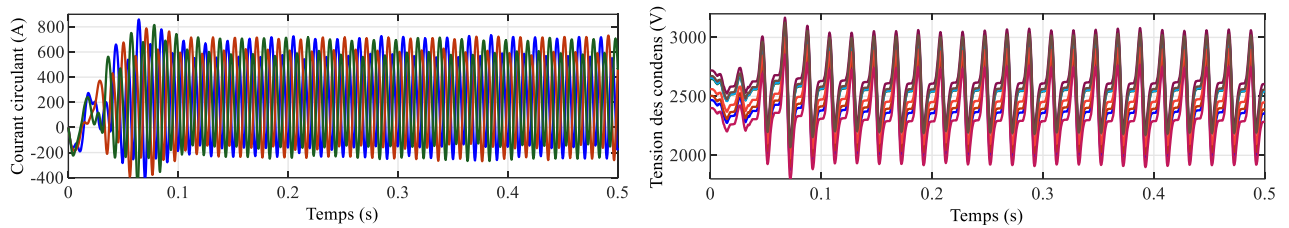


Figure III.46 : Courants circulants et tensions des condensateurs des SM du bras supérieur de la phase a

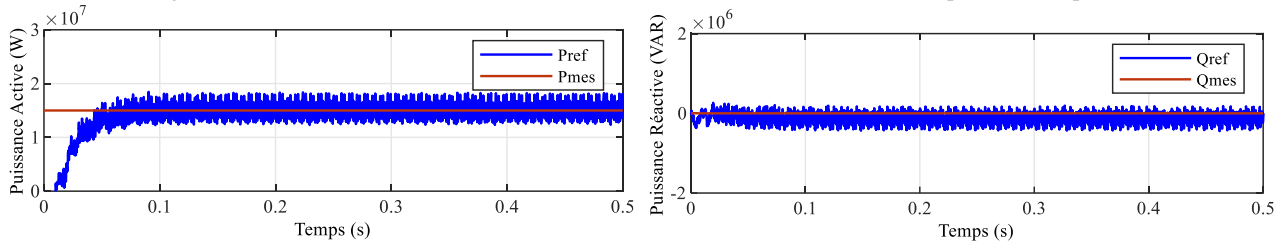


Figure III.47 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé

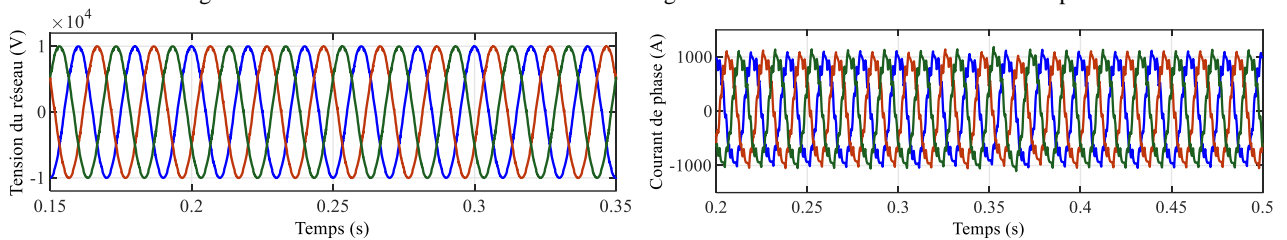


Figure III.48 : Les tensions et les courants du réseau

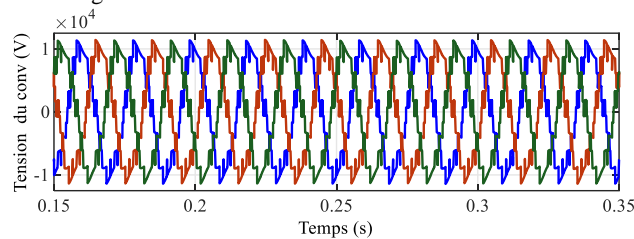


Figure III.49 : Les tensions AC du convertisseur

### III.8.c. MMC à base d'interrupteurs de puissance idéaux avec N = 8

Dans cette partie, le modèle du MMC à base d'interrupteur de puissance idéaux connecté au réseau triphasé est simulé. L'équilibrage des tensions des SM, basé sur l'algorithme de tri et sélection, est appliqué à  $t = 0$  et le contrôle du courant circulant est appliqué à  $t = 0.25$ . La technique de modulation utilisée est la MLI décalée à disposition en phase avec  $f_p = 600$  Hz. Les paramètres de simulation sont portés sur le Tableau 01.2 (Annexe A01).

Les résultats illustrés ci- après montrent une stabilité du transfert de puissance entre le convertisseur et le réseau triphasé (Figure III.51). Aussi, les deux algorithmes appliqués (Contrôle du

courant circulant et équilibrage des tensions des SM), se manifestent sur la Figure III.50 du courant circulant, qui a une amplitude relativement faible comparé au premier cas, cela est dû à l'algorithme d'équilibrage des tensions des SM.

Après l'application du contrôle du courant circulant, son amplitude diminue fortement. Aussi, sur la Figure III.50, on peut voir que, comparés au cas précédent où l'équilibrage des tensions était absent, les fluctuations des tensions des SM sont plus faibles, puis elles encore plus réduites grâce au contrôle du courant circulant.

L'équilibrage des tensions des SM se manifeste sur la figure de la tension AC du MMC, où on voit une juste une légère déformation sur la forme d'onde.

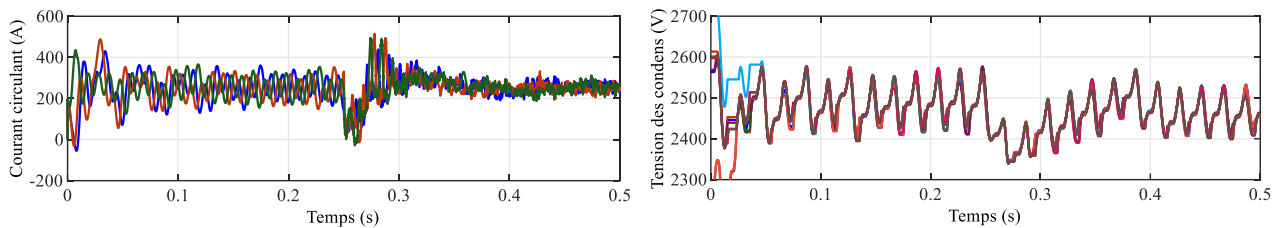


Figure III.50 : Courants circulants et tensions des condensateurs des SM du bras supérieur de la phase a

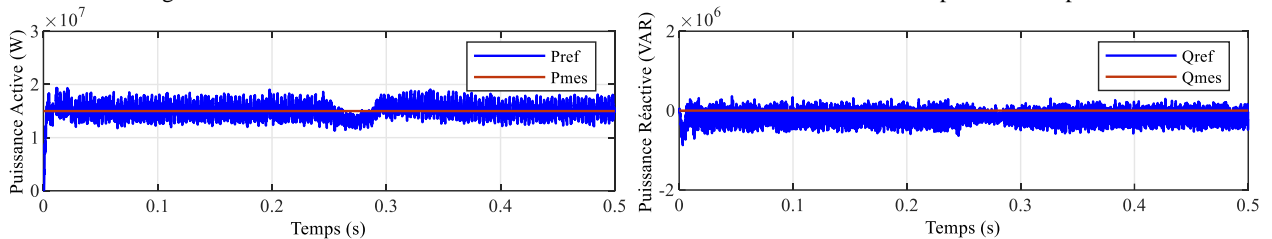


Figure III.51 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé

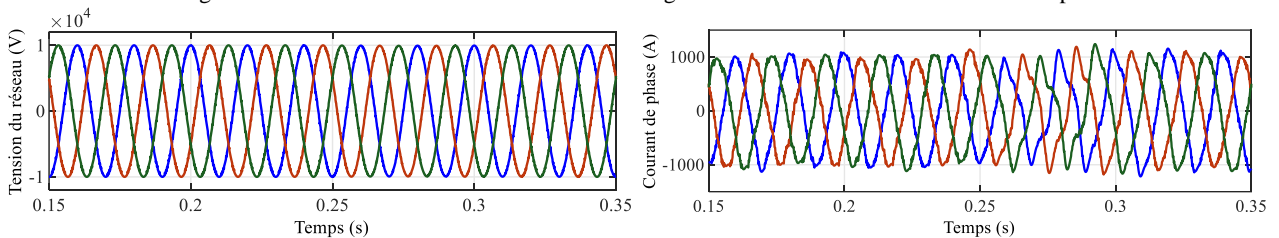


Figure III.52 : Les tensions et les courants du réseau

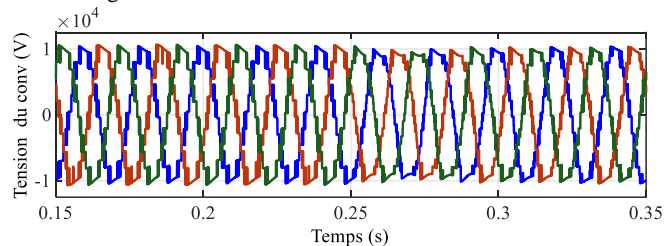


Figure III.53 : Les tensions AC du convertisseur

### III.8.d. MMC à base d'interrupteurs de puissance idéaux $N = 100$

Le convertisseur MMC est réputé pour sa modularité, dans cette partie nous allons présenter quelques avantages de cette particularité. Pour cela, le MMC avec des interrupteurs idéaux, connecté au réseau triphasé, est simulé avec  $N = 100$ . L'équilibrage des tensions des SM, basé sur l'algorithme de tri et sélection, est appliqué à  $t = 0$  et le contrôle du courant circulant est appliqué à  $t = 0.25$ . La technique de modulation utilisée est NLM. Les paramètres de simulation sont portés sur le Tableau 01.3 (Annexe A01).

Les résultats illustrés ci- après montrent une stabilité du transfert de puissance entre le convertisseur et le réseau triphasé. Aussi, les deux algorithmes appliqués (Contrôle du courant circulant et équilibrage des tensions des SM), se manifestent sur la Figure III.54 du courant circulant, qui a une amplitude relativement faible comparé au premier cas, cela est dû à l’algorithme d’équilibrage des tensions des SM.

Après l’application du contrôle du curant circulant, son amplitude diminue fortement. Aussi, sur la Figure III.54, on peut voir que, comparés au cas précédent où l’équilibrage des tensions était absent, les fluctuations des tensions des SM sont plus faibles, puis elles encore plus réduites garce au contrôle du courant circulant.

Le nombre élevé de SM se manifeste sur la Figure III.56 du courant de la phase et de la tension AC du convertisseur, respectivement, on voit que leurs allures sont quasi sinusoïdales, ce qui faciliterait le filtrage ou voir même l’élimination des filtres AC.

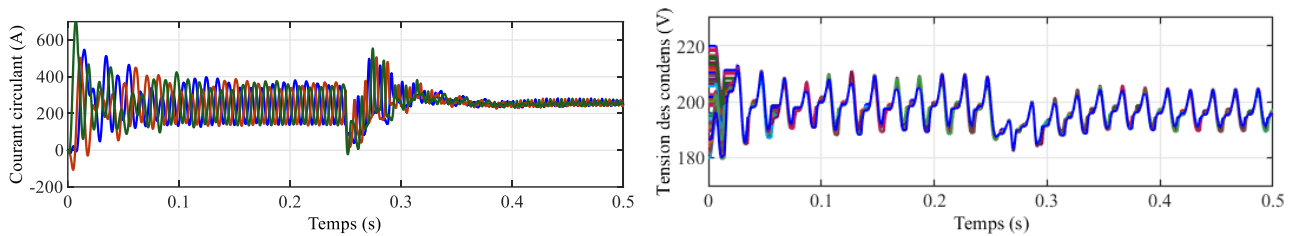


Figure III.54 : Courants circulants et tensions des condensateurs des SM du bras supérieur de la phase a

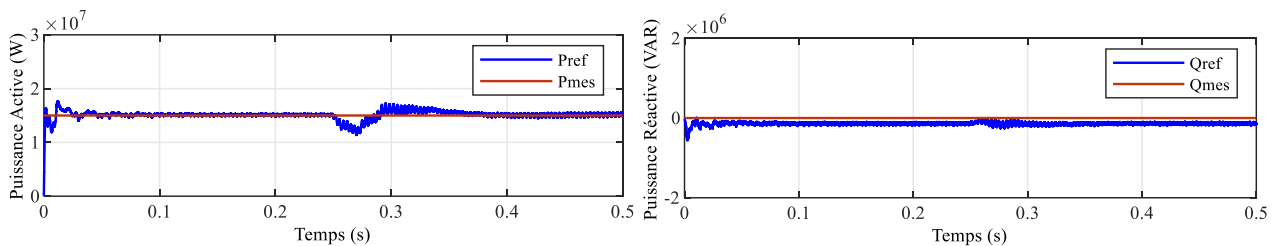


Figure III.55 : Puissances active et réactives échangées entre le convertisseur et le réseau triphasé

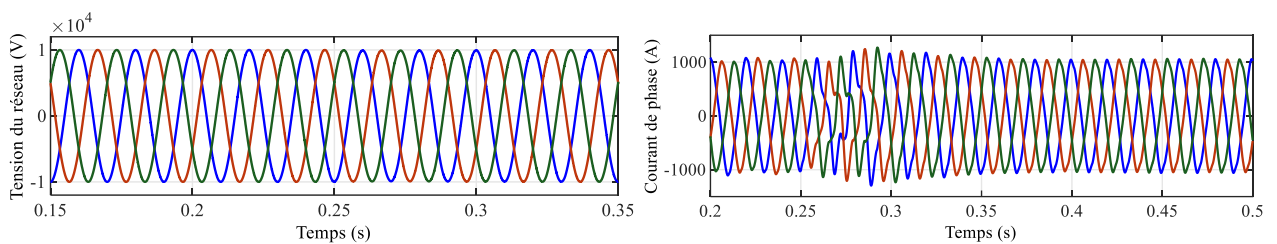


Figure III.56 : Les tensions et les courants du réseau

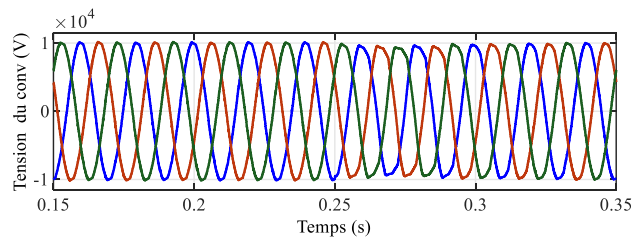


Figure III.57 : Les tensions AC du convertisseur

Les résultats de ces simulations numériques peuvent nous renseigner sur quelques points :

- L'utilisation des modèles moyens pour le MMC facilite l'étude de ce dernier, néanmoins le niveau de modélisation serait déterminé par les aspects dont on souhaite étudier. Comme on peut voir sur le modèle moyen du bras, qu'on ne peut pas étudier la dynamique des SM, mais juste celles des bras et des phases.
- Le contrôle du courant circulant est essentiel pour le MMC et notamment ces composants. Ne pas contrôler ces courants aurait des effets sur le dimensionnement des composants et augmenterait les contraintes sur eux. Aussi, une augmentation des pertes dans le convertisseur.
- Tout comme le contrôle du courant circulant, l'équilibrage des tensions des SM est fondamental pour le bon fonctionnement du MMC et ce afin de réduire les contraintes sur les composants du MMC et de réduire aussi les capacités des condensateurs.
- Le contrôle du courant circulant et l'équilibrage des tensions des SM interagissent mutuellement. En effet, un contrôle du courant circulant contribue à la diminution des ondulations des tensions des SM. De même pour l'équilibrage des tensions des SM, qui réduit l'amplitude du courant circulant.
- L'utilisation des techniques MLI avec un grand nombre de SM augmente les pertes par commutation vu le nombre élevé d'interrupteurs de puissance. Néanmoins l'utilisation de la technique NLC dans ce cas de figure, semble être un choix très intéressant, comme nous avons pu voir dans le quatrième cas de simulation.

### III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude des différents aspects du convertisseur modulaire multiniveau. Nous avons commencé par la présentation de sa structure de son principe de fonctionnement, qui est basé sur la mise en série de sous modules qui peuvent avoir plusieurs configurations. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la modélisation du MMC. Ainsi, le modèle mathématique du MMC est construit, puis nous avons présenté les différents niveaux d'approximation des modèles du MMC et ce, selon la complexité et les aspects d'études souhaitées sur le convertisseur. A cet effet, cinq niveaux de modélisation sont présentés, le modèle moyen d'une phase, le modèle moyen d'un bras, le modèle moyen d'un sous module, le modèle moyen d'un interrupteur de puissance (Interrupteur idéal) et enfin le modèle détaillé où toutes les composantes sont présentées sans aucune approximation.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié le contrôle du MMC, ainsi, nous avons présenté les différentes techniques de modulation rencontrées dans la littérature pour le MMC, qui sont regroupées essentiellement en deux catégories, à fréquence fondamentale et à haute fréquence de commutation. Puis nous avons étudié leurs effets sur les grandeurs de sortie du convertisseur. Le contrôle externe du convertisseur modulaire multiniveau est similaire à celui des VSC classiques. Cependant le contrôle interne du MMC est plus complexe et nécessite des boucles et des algorithmes supplémentaires, notamment pour la suppression des courants circulants et l'équilibrage des tensions des sous-modules. En effet, ces deux contrôles sont essentiels pour un fonctionnement stable du MMC.

Hormis l'importance des interrupteurs de puissance et des techniques de commande, deux éléments du MMC sont d'un intérêt capital, qui sont le condensateur du SM et l'inductance du bras. Le premier devrait être bien dimensionné afin d'éviter de grandes ondulations des tensions des SM donc des tensions de sortie du convertisseur dans le cas des petites valeurs, ou d'affecter la dynamique du convertisseur pour les grandes valeurs. L'inductance de bras qui a pour rôle d'atténuer les courants internes du MMC et les courants de défaut externes. Ces inductances ont une relation directe avec les courants circulants dans le MMC. Ainsi, une grande valeur permet de réduire ces courants mais affecte aussi la dynamique du convertisseur.

Dans la dernière partie de ce chapitre, des simulations numériques des différents modèles du MMC, connecté au réseau triphasé, ont été réalisées sous Simpower System de Matlab. Les résultats obtenus confirment l'intérêt du contrôle du MMC, notamment le contrôle des courants circulant et l'équilibrage des tensions des SM. Aussi, nous avons mis en évidence l'importance de la modularité du MMC qui permet d'augmenter le nombre de SM facilement et ce, afin d'obtenir des tensions et des courants de sortie avec de grands nombre de niveaux et donc avec de meilleures caractéristiques harmoniques.

Ce dernier aspect du MMC, sera exploité dans le prochain chapitre pour le raccordement d'un parc éolien offshore au réseau terrestre via une liaison HVDC à base des convertisseurs MMC avec un nombre de SM relativement élevé et ce, afin de pouvoir éliminer les filtres AC encombrants.

**Chapitre IV**  
**Connexion d'un parc éolien offshore à**  
**travers une liaison MMC-HVDC**



---

---

## *Chapitre IV.*

# *Connexion d'un parc éolien offshore à travers une liaison MMC-HVDC*

---

---

### **IV.1. Introduction**

Le convertisseur modulaire multiniveau (MMC) peut être facilement étendu à n'importe quel niveau de tension de fonctionnement en augmentant le nombre de sous-modules dans chaque bras [83]. Cette modularité est attrayante pour les applications à hautes tensions ( $\geq 200$  kV). L'une des applications est la transmission à courant continu haute tension (HVDC), dans laquelle le MMC est utilisé pour transférer l'énergie entre deux réseaux alternatifs synchrones ou asynchrones [110]. Il est également possible de former un réseau DC en interconnectant plus de deux MMC à un point DC commun. Le système résultant est connu sous le nom de système HVDC multi-terminal [111]. Comme pour tous les VSC, l'amélioration de la qualité de l'énergie est une autre application importante du MMC, où un contrôle des puissances active et réactive, la régulation de la tension, sont les objectifs de contrôle pour de tels systèmes [112].

Dans ce chapitre, nous allons procéder à la simulation de l'interconnexion d'un parc éolien offshore à un réseau terrestre (onshore) à travers une liaison MMC-HVDC bipolaire. Ainsi, après avoir développé le modèle mathématique du MMC et son modèle de commande dans le chapitre précédent, nous développons dans cette partie le modèle de commande de la liaison MMC-HVDC. Un convertisseur MMC avec son modèle détaillé de trente (30) SM par bras sera utilisé.

Compte tenu du nombre relativement élevé de SM par bras du MMC, ce qui se traduit par des tensions de sortie avec de faibles distorsions harmoniques, nous avons procédé à l'élimination des filtres AC des deux côtés de la liaison MMC-HVDC et cela, pour proposer une solution économique pour les transmissions à haute tension en courant continu.

Afin de tester la robustesse et les réponses du modèle commande développé, la liaison est testée dans plusieurs points de fonctionnements et lors des défauts. Enfin, les résultats obtenus seront interprétés.

### **IV.2. Système VSC-HVDC à deux terminaux à base de MMC**

Le système HVDC à base du MMC à deux terminaux est également appelé système MMC-HVDC monopolaire symétrique et sa configuration est illustrée à la Figure IV.1. La configuration monopolaire symétrique a un convertisseur à l'extrémité émettrice ou de la ferme éolienne offshore et un convertisseur à l'autre extrémité réceptrice onshore [113]. En raison de leur faible coût et de leur

efficacité élevée, les MMC des stations offshore et onshore sont conçues avec des sous-modules en demi pont. De plus, le système MMC-HVDC se compose d'un transformateur d'isolement, d'une inductance avec une impédance de mise à la terre et d'un câbles DC. En règle générale, le transformateur d'isolement est conçu avec une connexion d'enroulement en étoile sur le réseau AC tandis que la connexion d'enroulement en triangle est utilisée du côté AC du MMC. Par conséquent, les courants homopolaires sont bloqués à l'entrée du système pendant les défauts côté AC. De plus, le transformateur isole le réseau AC et la station de conversion et il est utilisé aussi pour faire correspondre les tensions côté AC du convertisseur et du réseau [83].

Les côtés DC des convertisseurs onshore et offshore sont connectés par des câbles souterrains ou sous-marins ou par des lignes de transmission aériennes. Dans la simulation et les études expérimentales, les câbles sont modélisés comme une inductance avec une résistance équivalente [59]. Dans les systèmes éoliens offshore des câbles sous-marins sont utilisés pour interconnecter les côtés DC des convertisseurs onshore et offshore [114].

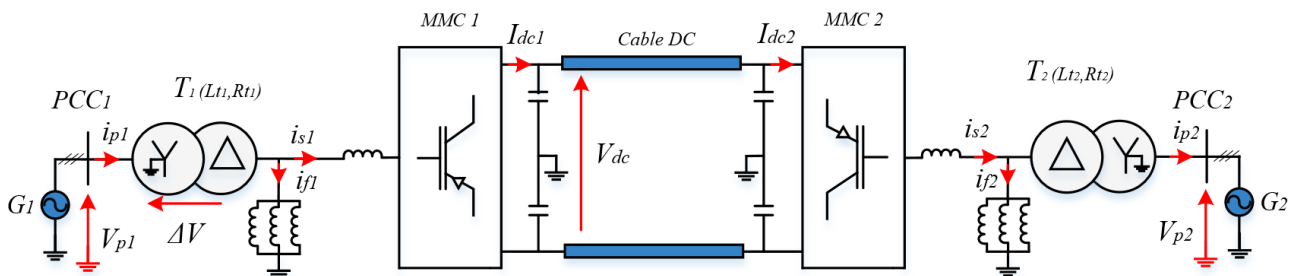


Figure IV.1 : Système VSC-HVDC à deux terminaux à base de MMC

### IV.3. Système VSC-HVDC multi terminal à base de MMC

Les systèmes HVDC multi-terminaux se caractérisent par le fait d'avoir plus de deux stations de conversion connectées entre elles. Pour former un réseau multi-terminaux, les stations de conversion peuvent être connectées soit en série, soit en parallèle [115]. Lorsqu'ils sont connectés en série, tous les convertisseurs partagent le même courant continu, tandis que pour la connexion en parallèle, les convertisseurs partagent la même tension de transmission continue. Pendant les défauts permanents, le fonctionnement complet du système multi-terminal connecté en série est interrompu. Par conséquent, les systèmes multi terminaux connectés en parallèle sont un meilleur choix par rapport aux systèmes connectés en série [83].

Les systèmes multi-terminaux peuvent être formés en utilisant à la fois la technologie HVDC basée sur un convertisseur à source de courant à commutation de ligne (CSC) ou un convertisseur à source de tension (VSC). Parmi eux, la technologie VSC-HVDC devient la plus populaire par sa capacité à contrôler à la fois les puissances actives et réactives. Actuellement, la technologie VSC-HVDC basée sur un convertisseur modulaire multiniveau est largement utilisée pour former les systèmes HVDC multi-terminaux. Une configuration du système HVDC à quatre terminaux MMC est illustrée à la Figure IV.2. Chaque terminal se compose d'une station de conversion MMC basée sur des SM en demi pont, d'une inductance mise à la terre et d'un transformateur d'isolement.

La fonction de chaque liaison est similaire à celle du système à deux terminaux. Certains des exemples commerciaux du système multi-terminaux sont le projet Nanao à trois terminaux [116] et le projet Zhoushan en Chine à cinq terminaux [117]. Les systèmes multi-terminaux sont très vulnérables aux défauts de court-circuit côté DC [83].

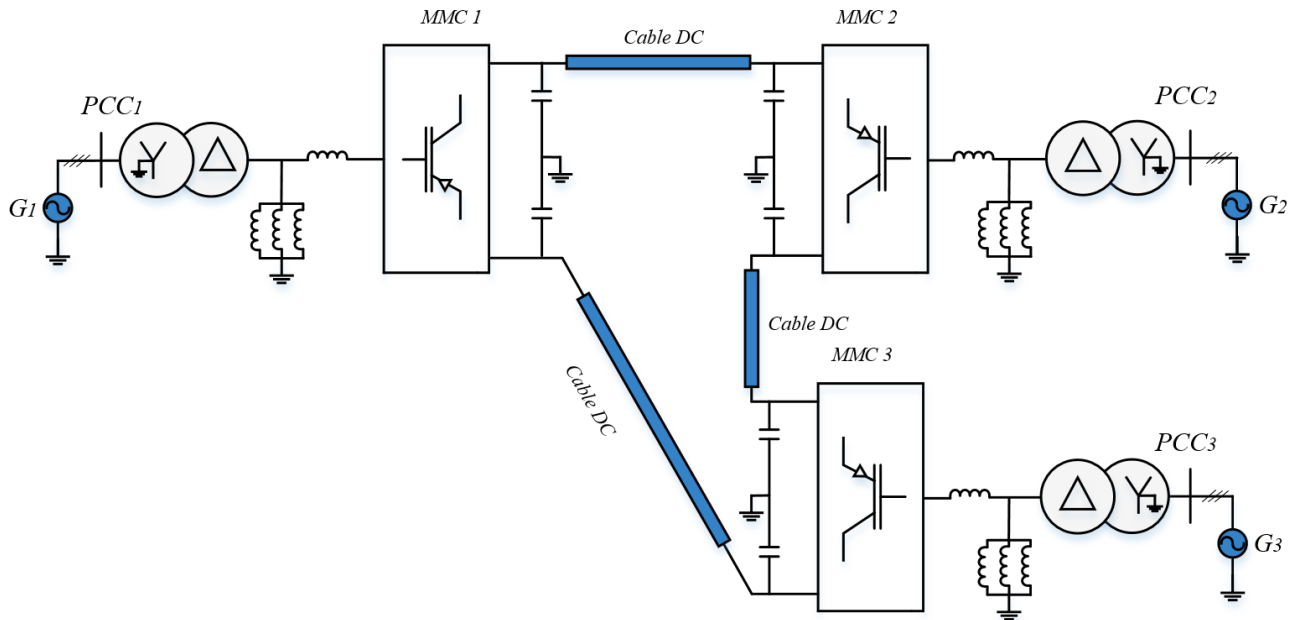


Figure IV.2 : Système VSC-HVDC multi terminal série à trois terminaux à base de MMC

#### IV.4. Contrôle du système MMC-HVDC à deux terminaux

L'objectif principal du système de contrôle VSC-HVDC est de maintenir la stabilité du transfert de puissance. Par conséquent, ce transfert de puissance doit se faire avec les oscillations les plus faibles lorsque les références changent. De plus, un autre objectif est la régulation de la tension continue à une valeur de référence, puisqu'un fonctionnement prolongé en dehors des tensions admissibles peut affecter les équipements ; principalement les interrupteurs de puissance [118].

Le système de contrôle d'une liaison VSC-HVDC, est basé sur deux boucles de contrôle, une boucle de régulation interne rapide et une boucle de régulation externe plus lente.

La boucle de régulation interne contrôle le courant du côté AC du VSC [119]. Tandis que, la boucle externe fournit les références de courant à la boucle interne afin de maintenir une référence de tension adéquate pour le VSC ; elle comprend le régulateur de tension continue, le régulateur de tension alternative et les régulateurs des puissances active et réactive [120]. Cependant, tous ces régulateurs ne peuvent pas être utilisés en même temps, le choix du régulateur dépend du mode d'application du système VSC-HVDC. Dans notre cas, nous utilisons un contrôleur de puissance réactive avec le contrôleur de tension continue et le contrôleur de puissance active.

Le schéma fonctionnel de commande généralisé d'un système MMC-HVDC à deux terminaux est illustré à la Figure IV.3. Le convertisseur offshore contrôle la tension du bus continu et la puissance réactive. Ce convertisseur peut fonctionner comme un redresseur, et son schéma de contrôle est appelé « contrôle en mode tension » [121]. Pendant que le convertisseur onshore contrôle la

puissance active et réactive. Ce convertisseur peut fonctionner comme un onduleur et son schéma de contrôle est appelé « contrôle en mode de puissance ». De plus, les convertisseurs onshore et offshore nécessitent une commande des tensions des sous-modules pour maintenir la tension de condensateur de chaque sous-module à sa valeur nominale et éventuellement, un contrôle des courants circulants dans les deux convertisseurs.

Lorsque la tension du réseau est sans fluctuations, les puissances active et réactive varient linéairement avec les composantes d et q du courant, respectivement. Cependant, la tension du réseau fluctue dans le cas de systèmes AC faibles, et ces fluctuations affectent directement la génération des composantes des courants de référence d et q. Du point de vue contrôle, la fluctuation de la tension du réseau peut être considérée comme une perturbation de la tension [83].

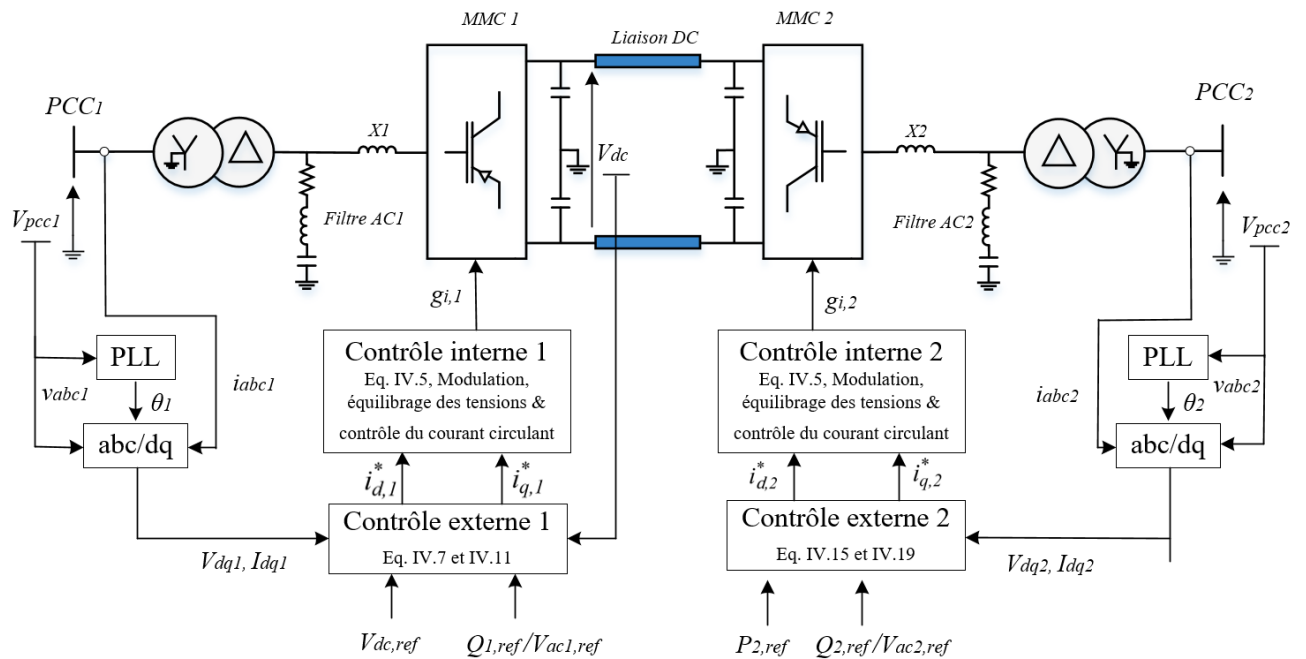


Figure IV.3 : Schéma fonctionnel du système de contrôle d'une liaison MMC-HVDC à deux terminaux.

#### IV.4.a. Synchronisation avec le réseau

Pour pouvoir connecter un système au réseau, la tension de sortie du côté AC du convertisseur doit avoir la même fréquence que celle du réseau pour chacune des trois phases. Ceci peut se faire en déterminant l'angle de phase de la tension à partir d'une mesure directe du réseau [122]. Cependant, les tensions du réseau au point de raccordement peuvent comporter divers défauts et ils risquent de subsister dans le courant de sortie du convertisseur. Il est donc important que le système de synchronisation puisse gérer ces distorsions. Plusieurs méthodes sont utilisées dans la littérature, tels le filtrage de la tension mesurée ou la méthode basée sur le passage par zéro de la tension. Cependant, la méthode de boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop, PLL) est la plus répandue en raison de sa fiabilité et sa facilité d'implémentation (Voir Annexe A02).

La PLL est utilisée pour synchroniser un système AC avec le réseau. Basé sur une boucle de régulation qui produit l'angle de référence  $\theta$ , qui correspond à la phase de la tension directe, qui est utilisée pour la transformation de Park [123].

#### IV.4.b. Boucle de régulation interne du courant

Dans le cas de réseaux faibles, la tension du réseau fluctue et affecte directement les boucles de contrôle externes. Dans de tels scénarios, le contrôleur en boucle fermée est une option idéale pour améliorer les performances de la boucle de contrôle externe. Les composantes des courants de référence dans les axes d et q sont fournies au contrôleur de courant du repère dq, et son schéma fonctionnel est illustré à la Figure IV.4. Pour mettre en œuvre le contrôleur de courant, les tensions et les courants du réseau triphasé sont transformés dans le repère dq, qui sera synchronisé avec la fréquence du réseau en utilisant une PLL.

À partir de la Figure III.3, les équations (IV.1) et (IV.2) peuvent être déduites pour les bras supérieur et inférieur de la phase j (j = a, b, c) et ce, pour chacun des convertisseurs des stations offshore et onshore.

$$\frac{V_{dc}}{2} = v_{u,j} + L_{bras} \frac{di_{u,j}}{dt} + R_{bras} i_{u,j} - L_t \frac{di_j}{dt} + R_t i_j + v_{p,j} \quad (IV.1)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} = v_{l,j} + L_{bras} \frac{di_{l,j}}{dt} + R_{bras} i_{l,j} + L_t \frac{di_j}{dt} + R_t i_j - v_{p,j} \quad (IV.2)$$

La soustraction de (IV.2) de (IV.1) donne :

$$v_{p,j} - v_j = \left( \frac{L_{bras}}{2} + L_t \right) \frac{di_j}{dt} + \left( \frac{R_{bras}}{2} + R_t \right) i_j \quad (IV.3)$$

En considérant un système triphasé équilibré, l'équation (IV.3) est transformée dans le repère tournant dq :

$$\begin{cases} v_{pd} - v_d = L \frac{di_d}{dt} + R i_d - \omega L i_q \\ v_{pq} - v_q = L \frac{di_q}{dt} + R i_q + \omega L i_d \end{cases} \quad (IV.4)$$

Où  $\omega$  est la fréquence angulaire de la station,  $L = \frac{L_{bras}}{2} + L_t$  est l'inductance équivalente totale et  $R = \frac{R_{bras}}{2} + R_t$  est la résistance équivalente totale de la station. En haute tension, la résistance R est généralement négligée [121].

En raison du couplage entre les deux équations du système (IV.4), il n'est pas possible d'obtenir un contrôleur direct. Ainsi, un contrôleur de courant découplé à rétroaction rapide dq est utilisé, basé sur l'insertion de contrôleurs PI en tenant compte des termes de couplage [94].

$$\begin{cases} v_d^* = -\left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L i_q + v_{pd} \\ v_q^* = -\left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + v_{pq} \end{cases} \quad (IV.5)$$

La Figure IV.4 montre la structure du contrôle interne du courant dans un repère tournant dq. Cette structure peut être utilisée pour contrôler les deux convertisseurs onshore et offshore, en utilisant, bien entendu, les paramètres de chaque station pour chaque structure de contrôle. Les contrôleurs de courant des axes d et q sont réalisés à l'aide de simple régulateur PI. Ces régulateurs PI minimisent les erreurs des courants des axes d et q et génèrent les commandes de tension des axes d et q, respectivement. Ces commandes de tension sont ajoutées aux composantes de tension du réseau de réception ( $v_d$  et  $v_q$ ) et aux termes de couplage ( $\omega L i_d$  et  $\omega L i_q$ ). Les tensions de référence résultantes sont transformées dans le repère abc à l'aide de la matrice de transformation inverse. Ces tensions de référence sont utilisées avec la sortie du contrôle des tensions des SM et les tensions issues du contrôle du courant circulant pour générer les signaux de de commande des interrupteurs de puissance.

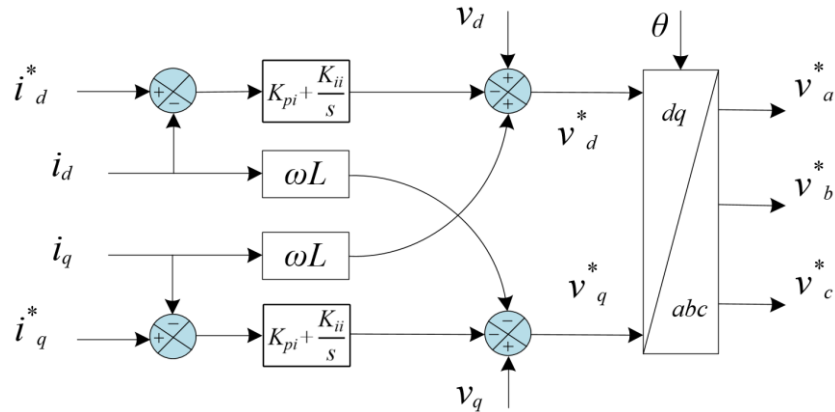


Figure IV.4 : Schéma fonctionnel du contrôle de courant du convertisseur offshore.

#### IV.4.c. Contrôle du convertisseur offshore

Le système de contrôle d'une liaison MMC-HVDC peut contrôler la puissance active et réactive via le système de transmission de manière indépendante. Habituellement, les schémas de contrôle direct ou de contrôle vectoriel sont utilisés pour contrôler les puissances active et réactive dans le système HVDC [112]. Dans le contrôle direct, les puissances active et réactive sont régulées à l'aide de l'amplitude de la tension alternative et de son angle de déphasage. Cependant, ce schéma de contrôle n'est pas pratique car il n'a pas la capacité de limiter le courant et sa bande passante est limitée par la fréquence de résonance AC [60].

Le contrôle vectoriel, qui fait référence à l'approche de contrôle dans un repère synchrone dq, est largement utilisé dans le contrôle des systèmes MMC-HVDC [83]. Dans le repère synchrone dq, les axes dq tournent à la fréquence du réseau, et le vecteur de tension du réseau ( $v_{a,1}$ ) est aligné avec l'axe d. Par conséquent, la composante en quadrature de la tension ( $v_{q,1}$ ) devient nulle et la composante directe de la tension est égale au vecteur de tension du réseau ( $v_{d,1} = v_{a,1}$ ) [116]. Le schéma fonctionnel de commande du convertisseur offshore est illustré à la Figure IV.5. Le schéma de contrôle consiste

en une boucle externe pour réguler la tension du bus continu ( $V_{dc}$ ) et la puissance réactive ( $Q_1$ ). Le contrôleur de tension du bus continu minimise l'erreur entre la référence ( $V_{dc}^*$ ) et la tension réelle du bus continu ( $V_{dc}$ ).

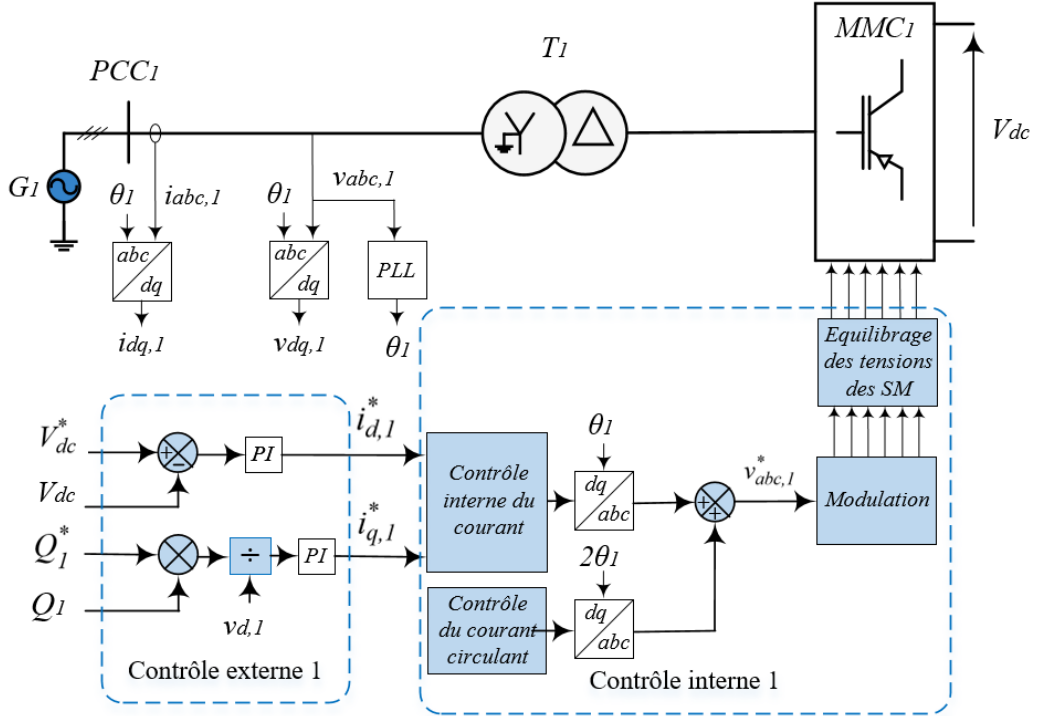


Figure IV.5 : Schéma de contrôle de la station offshore.

### A. Contrôle de la tension continue

L'objectif du contrôleur de la tension continue est de maintenir l'équilibre du transfert de puissance. En effet, si la tension continue change, cela affecte le flux de puissance entre les deux stations AC. La relation entre la tension continue, le courant alternatif de la station offshore et le courant continu est donnée dans le repère  $dq$  par l'équation (IV.6), [124] :

$$6 C_{bras} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{d,1} - I_{dc} \quad (IV.6)$$

Le contrôle de la tension continue basé sur un régulateur PI, déduite de l'équation , est donné dans l'équation (IV.7) :

$$i_{d,1}^* = \left( K_{pdc} + \frac{K_{idc}}{s} \right) (V_{dc}^* - V_{dc}) \quad (IV.7)$$

### B. Contrôle de la puissance réactive du côté offshore

Dans le repère synchrone  $dq$ , la puissance réactive est exprimée comme suit :

$$Q_1 = v_{q,1} \cdot i_{d,1} - v_{d,1} \cdot i_{q,1} \quad (IV.8)$$

Où  $v_{d,1}$  et  $v_{q,1}$  sont les composantes de tension au PPC<sub>1</sub> des axes d et q du réseau offshore, et  $i_{d,1}$  et  $i_{q,1}$  sont les composantes de courant des axes d et q du réseau dans le repère dq.

Étant donné que le vecteur tension du réseau est aligné avec l'axe d, la composante en quadrature de la tension devient nulle ( $v_{q,1} = 0$ ), alors l'équation (IV.8) est simplifiée comme suit :

$$Q_I = -v_{d,1} \cdot i_{q,1} \quad (IV.9)$$

L'équation (IV.9) montre que la puissance réactive peut être régulée en contrôlant la composante q du courant, en supposant que les fluctuations de la tension du réseau sont négligeables. Ainsi, la composante du courant de référence sur l'axe q est obtenu dans l'équation (IV.10) :

$$i_{q,1}^* = -\frac{Q_I^*}{v_{d,1}} \quad (IV.10)$$

Le contrôle de la puissance réactive du côté offshore en boucle fermée est obtenu à partir de l'équation (IV.10) avec l'insertion d'un régulateur PI comme suit :

$$i_{q,1}^* = \frac{1}{v_{d,1}} \left( K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (Q_I^* - Q_I) \quad (IV.11)$$

#### IV.4.d. Contrôle du convertisseur onshore

Le convertisseur de la station onshore fonctionne en mode puissance pour réguler les flux des puissances active et réactive à travers le système de transmission. Le schéma de commande du convertisseur onshore est implémenté dans la repère synchrone dq comme indiqué sur la Figure IV.6. Les tensions et les courants alternatifs du réseau sont transformés dans le repère synchrone dq tournant à la fréquence du réseau. Dans cette approche, les références de puissances active et réactive sont générées directement [120]. La composante de référence du courant  $i_d$  est obtenue à partir de la puissance active. De même, la composante de référence du courant  $i_q^*$  est obtenue à partir de la puissance réactive.

##### A. Contrôle de la puissance active de la station onshore

Dans le repère synchrone dq, la puissance réactive est exprimée comme suit :

$$P_2 = v_{d,2} \cdot i_{d,2} + v_{q,2} \cdot i_{q,2} \quad (IV.12)$$

Où  $v_{d,2}$  et  $v_{q,2}$  sont les composantes de tension au PPC<sub>2</sub> des axes d et q du réseau offshore, et  $i_{d,2}$  et  $i_{q,2}$  sont les composantes de courant des axes d et q du réseau dans le repère dq.

Étant donné que le vecteur tension du réseau est aligné avec l'axe d, la composante en quadrature de la tension devient nulle ( $v_{q,2} = 0$ ), alors l'équation (IV.12) est simplifiée comme suit :



$$P_2 = v_{d,2} \cdot i_{d,2} \quad (IV.13)$$

L'équation (IV.13) montre que la puissance active peut être réglée en contrôlant la composante d du courant. Ainsi, la composante du courant de référence sur l'axe q est obtenu dans l'équation (IV.14) :

$$i_{d,2}^* = \frac{P_2^*}{v_{d,2}} \quad (IV.14)$$

Le contrôleur de la puissance active du côté onshore en boucle fermée est obtenu à partir de l'équation (IV.14) avec l'insertion d'un régulateur PI.

$$i_{d,2}^* = \frac{I}{v_{d,2}} \left( K_{pd,2} + \frac{K_{id,2}}{s} \right) (P_2^* - P_2) \quad (IV.15)$$

Où  $P_2^*$  est la puissances active et réactive de référence de la liaison HVDC du côté onshore.

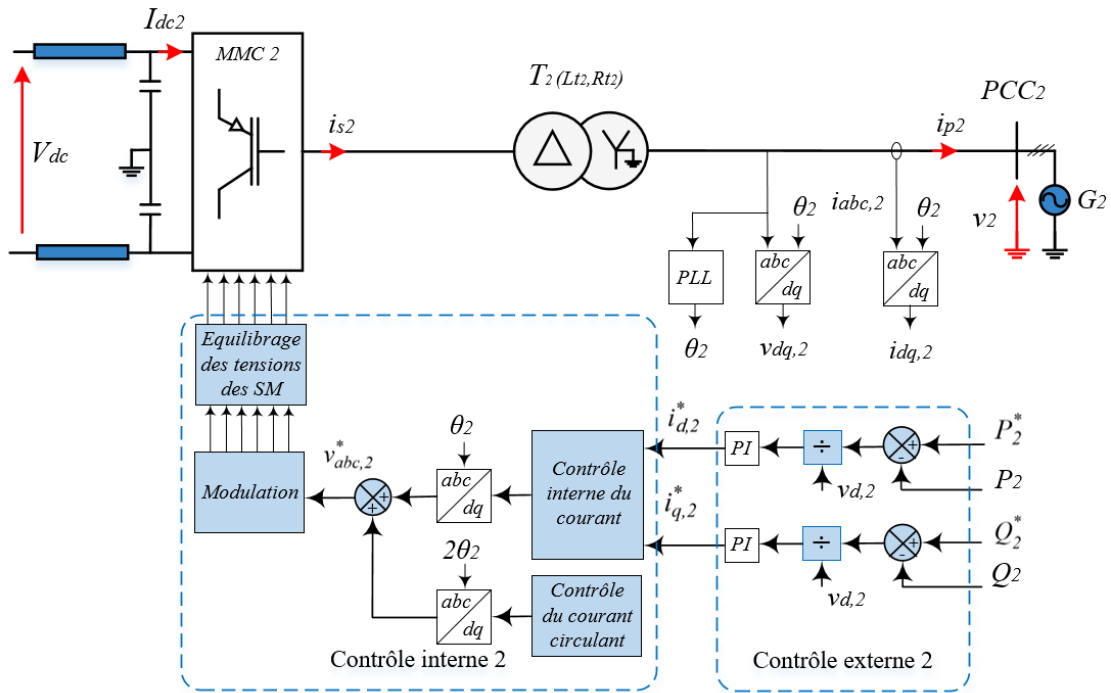


Figure IV.6 : Schéma de contrôle de la station onshore.

### B. Contrôle de la puissance réactive du côté onshore

Dans le repère synchrone dq, la puissance réactive du coté onshore est exprimée comme suit :

$$Q_2 = v_{q,2} \cdot i_{d,2} - v_{d,2} \cdot i_{q,2} \quad (IV.16)$$

Où  $v_{d,2}$  et  $v_{q,2}$  sont les composantes de tension au PPC<sub>2</sub> des axes d et q du réseau onshore, et  $i_{d,2}$  et  $i_{q,2}$  sont les composantes de courant des axes d et q du réseau dans le repère dq.

Étant donné que le vecteur tension du réseau est aligné avec l'axe  $d$ , la composante en quadrature de la tension devient nulle ( $v_{q,2} = 0$ ), alors l'équation (IV.16) est simplifiée comme suit :

$$Q_2 = -v_{d,2} \cdot i_{q,2} \quad (IV.17)$$

L'équation (IV.17) montre que la puissance réactive peut être réglée en contrôlant la composante  $q$  du courant, en supposant que les fluctuations de la tension du réseau sont négligeables. Ainsi, la composante du courant de référence sur l'axe  $q$  est obtenu dans l'équation (IV.3) :

$$i_{q,2}^* = -\frac{Q_2^*}{v_{d,2}} \quad (IV.18)$$

Le contrôle de la puissance réactive du côté onshore en boucle fermée est obtenu à partir de l'équation (IV.18) avec l'insertion d'un régulateur PI.

$$i_{q,2}^* = \frac{I}{v_{d,2}} \left( K_{pq,2} + \frac{K_{iq,2}}{s} \right) (Q_2^* - Q_2) \quad (IV.19)$$

#### IV.5. Validation par simulation numérique et interprétation

Afin d'analyser le comportement du système VSC-HVDC et de tester la réponse du contrôle conçu, le fonctionnement et les performances du système MMC-HVDC à deux terminaux, destiné au raccordement d'une ferme éolienne offshore vers le réseau terrestre, et son système de contrôle conçu plus haut sont étudiés via une simulation dans MATLAB/SimPowerSystems et ce, dans différentes conditions, changement de points de consignes et défauts.

Le modèle développé pour la validation du système MMV-HVDC est basé sur le modèle détaillé de la liaison de transmission VSC-HVDC 200 MVA ( $\pm 100$  kV) de Matlab 2018a (Annexe A05). La liaison MMC-HVDC est composée essentiellement des éléments suivants :

**Réseaux AC** : les réseaux du côté offshore et onshore sont assimilés à un réseau AC de 230 kV et 1000 MVA.

**Transformateurs** : comme les deux stations offshore et onshore sont identiques, elles sont connectées aux réseaux AC avec des transformateurs abaisseurs triphasés identiques en Yg-D d'une puissance nominale  $S_n = 1000$  MVA. Ainsi, ils permettent de faire correspondre les tensions des réseaux AC (230 kV) à des tensions admissibles pour les convertisseurs (200 kV).

Les rapports de conversion des transformateurs sont réglés de sorte à maintenir les indices de modulations proches de 0.95 et ce, pour un transit de puissance de 1 pu du réseau offshore au réseau onshore.

**Convertisseurs de puissance** : les convertisseurs utilisés pour les deux stations de conversion sont des MMC triphasés avec des modèles détaillés de 30 SM par bras chacun. Néanmoins, les seules pertes considérées sont celles liées aux résistances internes des interrupteurs de puissance.

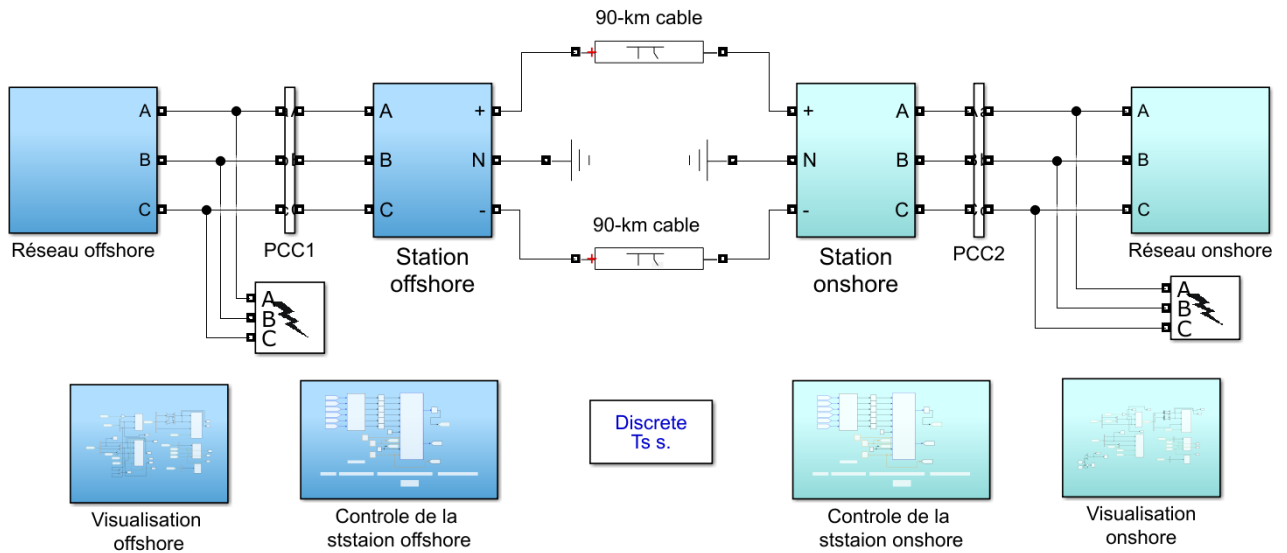


Figure IV.7 : Vue d'ensemble du bloc de simulation de la liaison MMC-HVDC

La technique de modulation appliquée est la MLI multiniveau déphasée ( $f_p = 150$  Hz) avec un contrôle vectoriel orienté pour chaque convertisseur. La commande des tension SM est conçue pour maintenir la tension des condensateurs de chaque sous-module à leur valeur nominale de 6.67 kV, l'équilibrage des tensions des SM est réalisé avec la technique de tri & sélection. Cette dernière est choisie pour sa simplicité et la facilité de son implémentation. Dans cette partie, le contrôle du courant circulant n'est pas pris en considération.

Le choix de cette technique de modulation est motivé par le fait que le nombre de SM par bras du MMC est relativement faible. Cependant, la technique à fréquence fondamentale NLM serait exploitée dans le modèle moyen avec un grand nombre de SM par bras.

**Condensateurs DC :** Contrairement aux liaisons VSC-HVDC classiques, les condensateurs DC sont remplacés par les condensateurs des SM des convertisseurs MMC des liaisons MMC-HVDC.

**Filtres AC :** Vu le nombre relativement élevé du nombre de niveaux des tensions de sortie des convertisseurs MMC, nous avons proposé la suppression des filtres AC encombrants.

Les paramètres du système étudié sont portés sur le Tableau 01.4.

Le contrôle de la liaison MMC-HVDC s'effectue en deux temps ; un temps pour les mesures et la génération des signaux de commande qui est égale à  $\frac{0.01}{f_{eq}}$  et un temps pour les contrôles interne et externes égal à  $\frac{0.1}{f_{eq}}$ .

Le convertisseur offshore fonctionne en mode puissance pour réguler la puissance transitée vers la station onshore et la puissance réactive. Tandis que, le convertisseur onshore fonctionne en mode tension pour réguler la tension du bus continu et la puissance réactive du système. La commande en mode tension est conçue avec une tension de référence côté continu ( $V_{dc}^*$ ) de  $\pm 100$  kV.

**IV.5.a. Creux de tension alternative dans le réseau offshore**

Le système de commande d'une liaison VSC-HVDC devrait être capable de réagir lorsque celle-ci est sujette à un creux de tension. A cet effet, la référence de tension alternative au PPC du réseau offshore passe de 1 pu à 0.9 pu à  $t = 0.8$  s pendant quatre (04) périodes. Comme le montrent les Figure IV.8, Figure IV.9 et Figure IV.10 la tension et le courant du réseau onshore ne sont pas affectés par l'échelon de tension offshore. Tandis que, les courants du réseau offshore présentent une légère augmentation et revient à sa valeur d'origine après la suppression du creux de tension.

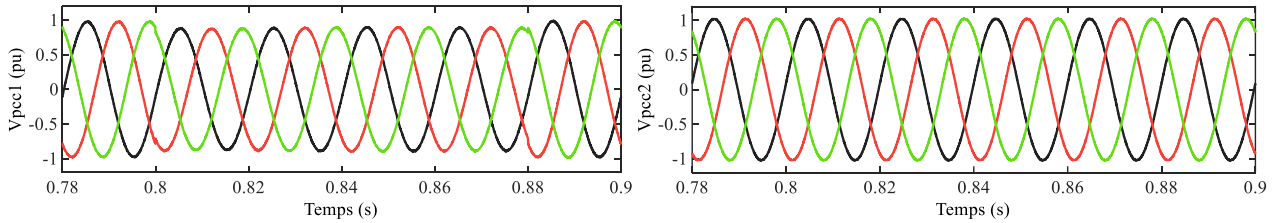


Figure IV.8 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un creux de la tension AC offshore

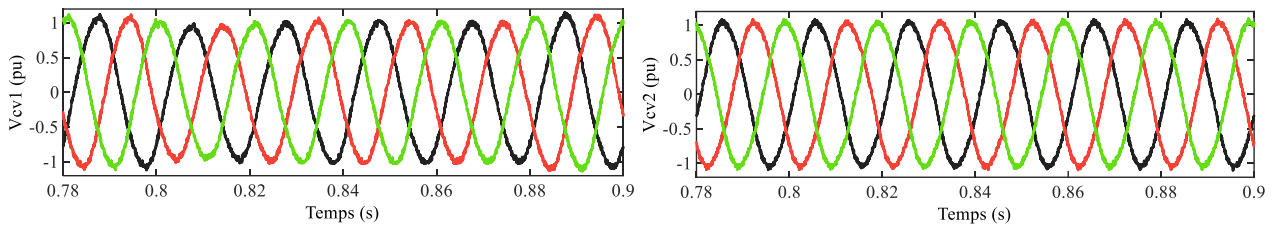


Figure IV.9 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un creux de la tension AC offshore

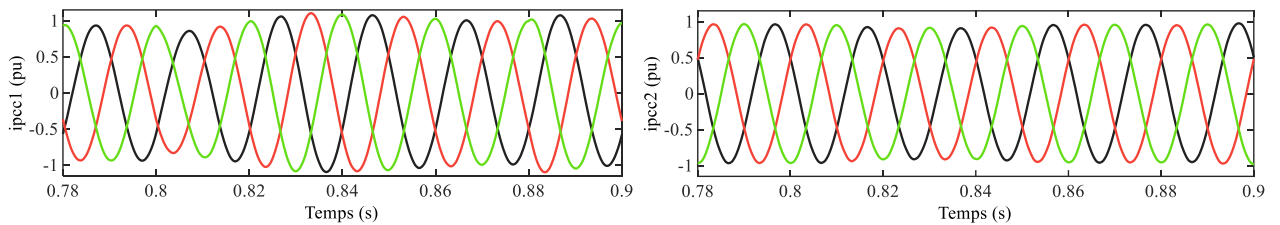


Figure IV.10 : Réponses des courants AC des deux stations à un creux de la tension AC offshore

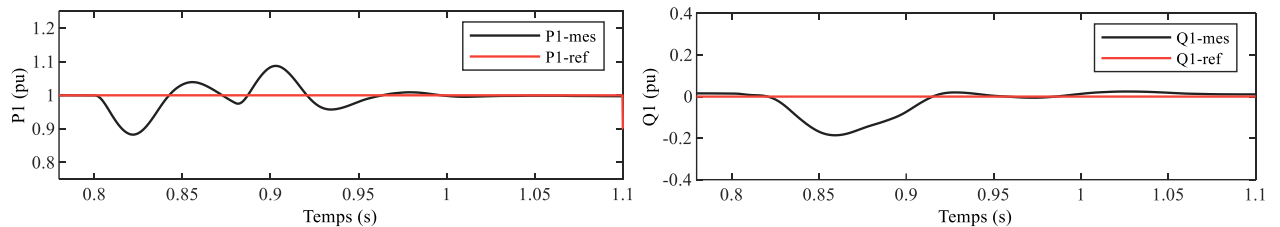


Figure IV.11 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un creux de la tension AC offshore

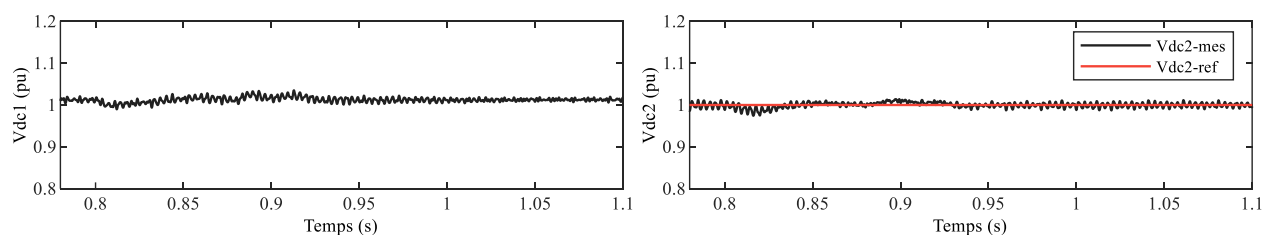


Figure IV.12 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un creux de la tension AC offshore

La Figure IV.12 montre la réponse des tensions continues des deux côtés de la liaison au creux de tension au PCC offshore, il apparaît que, à l'exception d'un petit transitoire, la tension continue est maintenue à sa valeur de référence par le contrôleur DC. Aussi, le point de fonctionnement du convertisseur offshore a été perturbé par l'échelon de la tension alternative (Figure IV.11), qui se manifeste par une absorption d'une puissance réactive pour compenser le creux de tension et une fluctuation de puissance active qui est régulée aussitôt. Ce qui confirme que, le contrôle de puissance réactive veille à ce que la tension AC reste dans une intervalle acceptable en modifiant si nécessaire le flux de puissance réactive.

#### IV.5.b. Échelon de puissance active dans le réseau offshore

A 1,1 s, la référence de la puissance active dans le réseau offshore est instantanément changée de 1 pu à 0,8 pu s. D'après les réponses des tensions et des courants alternatifs aux deux côtés représentés sur les Figure IV.13, Figure IV.14 et Figure IV.15, nous remarquons que seule la tension alternative du réseau offshore est affectée d'un petit transitoire. Tandis que, les courants alternatifs de part et d'autre subissent de courts transitoires avant de se stabiliser en s'adaptant à la nouvelle référence de puissance.

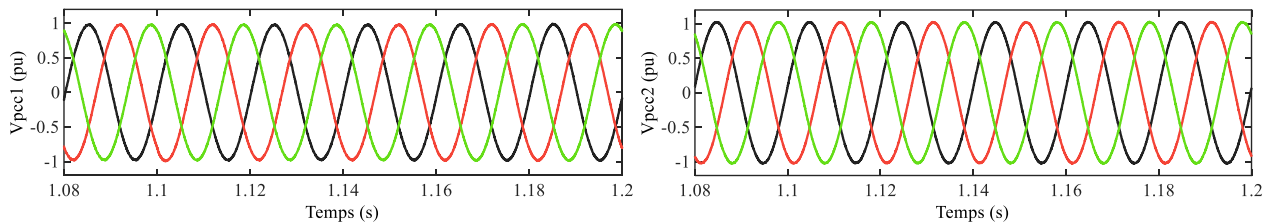


Figure IV.13 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un échelon de de puissance active du réseau offshore

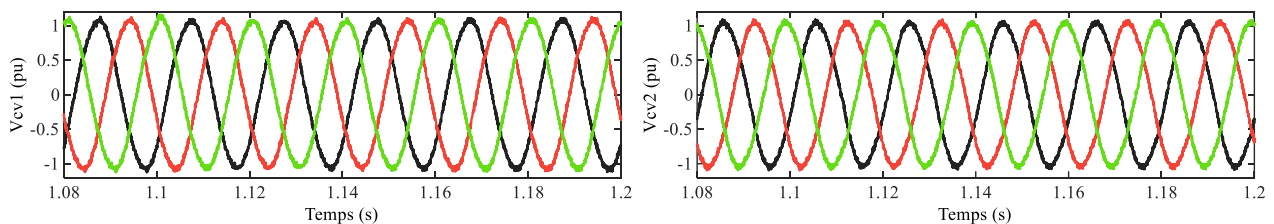


Figure IV.14 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un échelon de de puissance active du réseau offshore

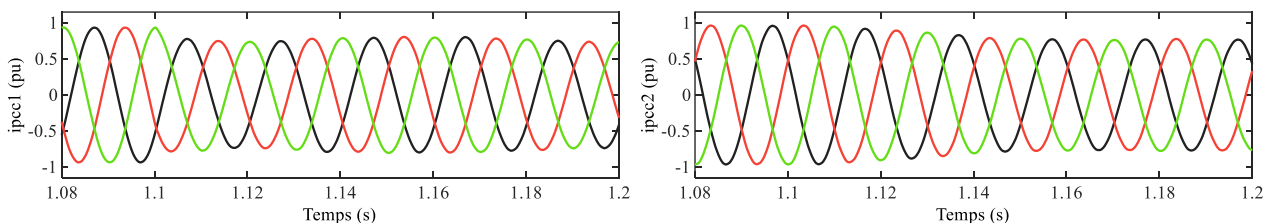


Figure IV.15 : Réponses des courants AC des deux stations à un échelon de de puissance active du réseau offshore

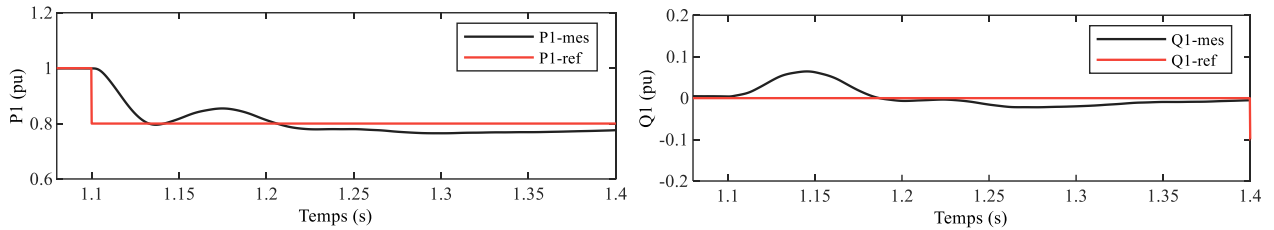


Figure IV.16 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un échelon de de puissance active du réseau offshore

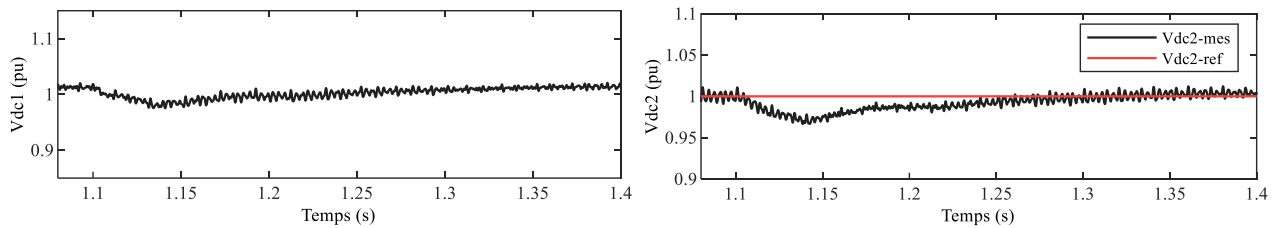


Figure IV.17 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un échelon de de puissance active du réseau offshore

La Figure IV.16 montre les réponses de la puissance active et réactive au niveau de la station offshore et de la tension continue de la station onshore, on observe que la puissance active s'est stabilisée à sa nouvelle valeur de référence après 0,15 s, la puissance réactive subit une perturbation maximale de 0,06 pu et se stabilise après 0,3 s. De plus sur la Figure IV.17, on observe une chute de tension sur la tension continue mais qui se stabilise au bout de 0,2 s.

#### IV.5.c. Échelon de de puissance réactive dans le réseau offshore

Après la puissance active, on s'intéresse à la puissance réactive. A cet effet, la référence de puissance réactive passe de 0 pu à - 0,1 pu à 1,4 s, sur les Figure IV.18, Figure IV.19 et Figure IV.20, on remarque que les tensions alternatives des deux côtés ne sont pas affectées et on remarque une faible diminution des courants alternatifs.

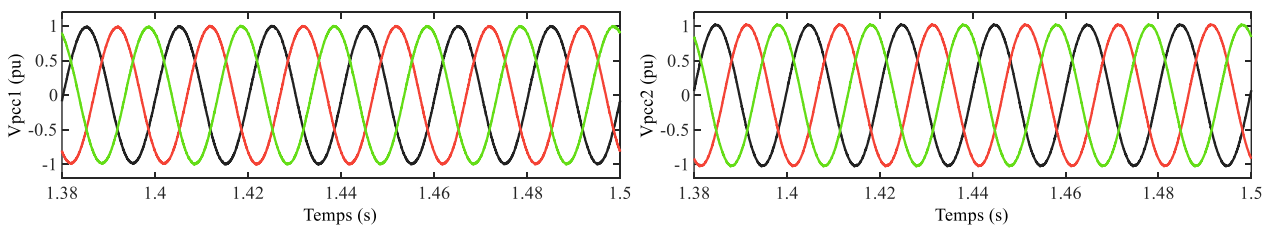


Figure IV.18 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore

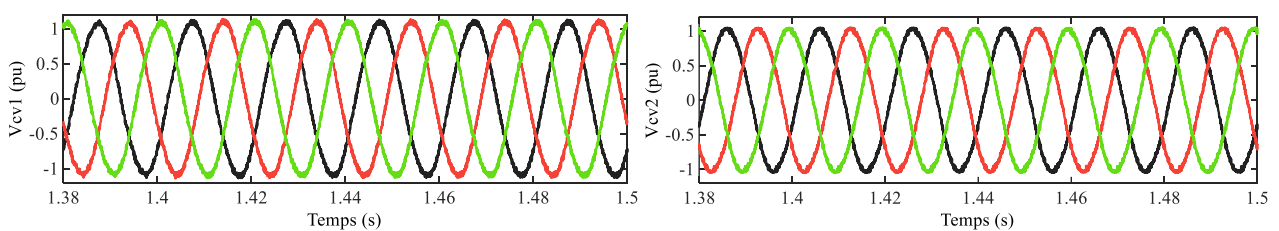


Figure IV.19 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore

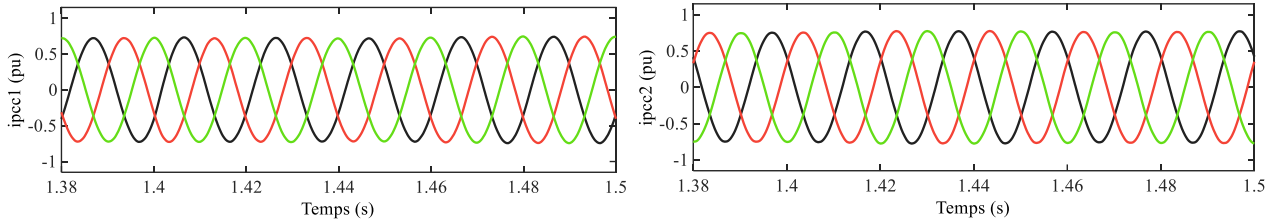


Figure IV.20 : Réponses des courants AC des deux stations à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore

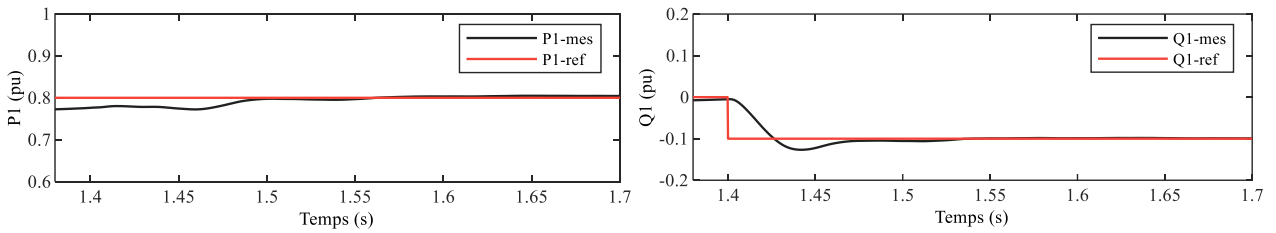


Figure IV.21 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore

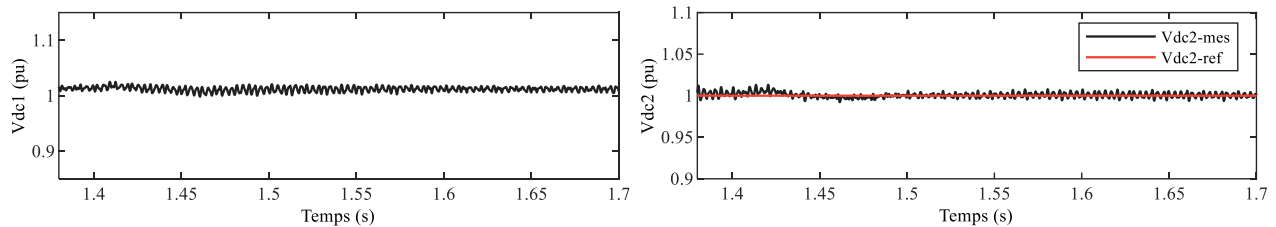


Figure IV.22 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un échelon de de puissance réactive du réseau offshore

Sur les Figure IV.21 et Figure IV.22, nous observons une réponse rapide du contrôleur de la puissance réactive de la station offshore, et les perturbations de la puissance active et de la tension continue sont supprimées très rapidement.

Ces résultats confirment que la puissance réactive ne transite pas dans la liaison DC. Ce qui a pour conséquence que les flux de puissances réactives peuvent être commandées indépendamment dans les deux extrémités de la liaison. Aussi, il est primordial de maintenir la tension DC constante pour assurer une stabilité du transfert de l'énergie à travers la liaison MMC-HVDC.

#### IV.5.d. Défauts AC

##### A. Défaut triphasé-terre au réseau onshore

Afin d'analyser les performances du système de contrôle de la liaison MMC-HVDC lors de défauts, en premier temps, un court-circuit triphasé-terre de cinq périodes est appliqué sur le réseau onshore à  $t = 2$  s. Les Figure IV.23 et Figure IV.24 montrent que la tension alternative du côté offshore augmente légèrement et revient à sa valeur initiale après la suppression du défaut. Par contre, on constate une chute brutale de la tension alternative sur la tension d convertisseur du côté onshore pour atteindre 0,2 pu, une fois le défaut éliminé et après un léger transitoire elle se stabilise à sa valeur initiale. Sur la Figure IV.25, les courants du réseau offshore chutent fortement à 0,17 pu. Le courant

alternatif sur le réseau onshore augmente pour dépasser 1,4 pu, après un léger transitoire il se stabilise à sa valeur initiale une fois le défaut supprimé.

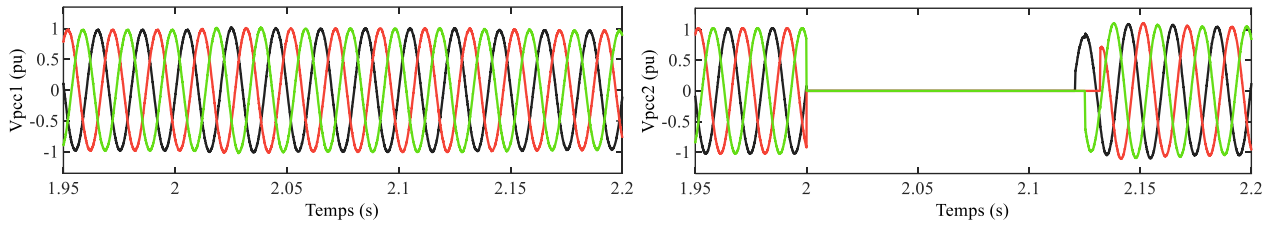


Figure IV.23 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un court-circuit triphasé au PCC onshore

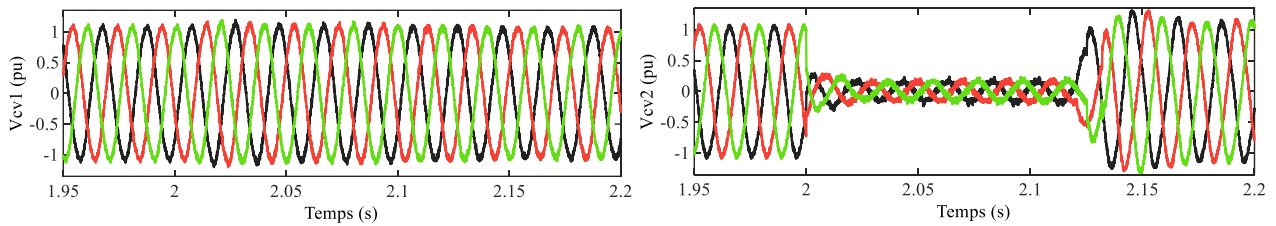


Figure IV.24 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore

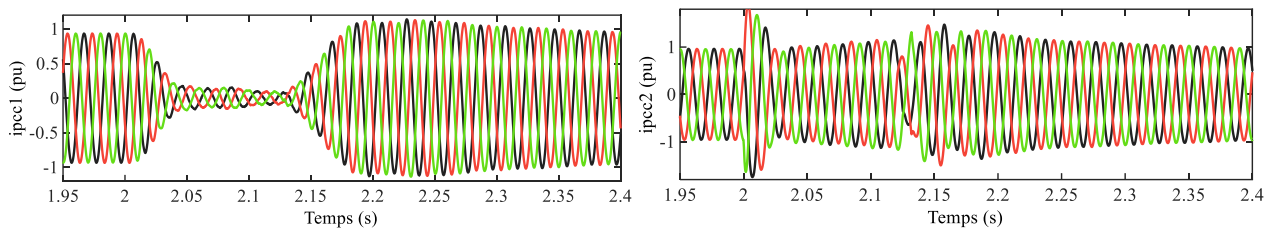


Figure IV.25 : Réponses des courants AC des deux stations à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore

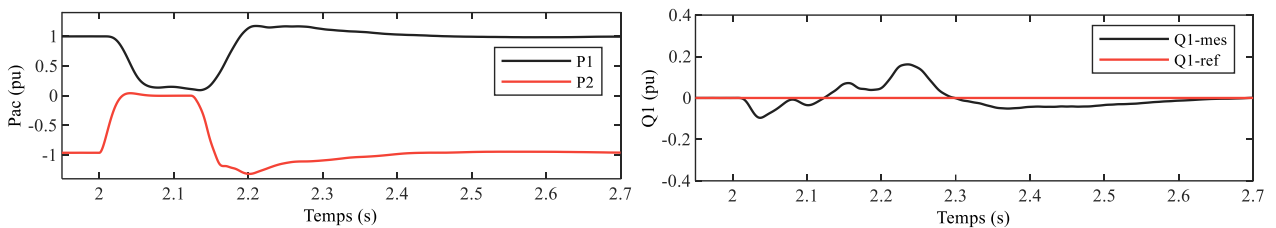


Figure IV.26 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore

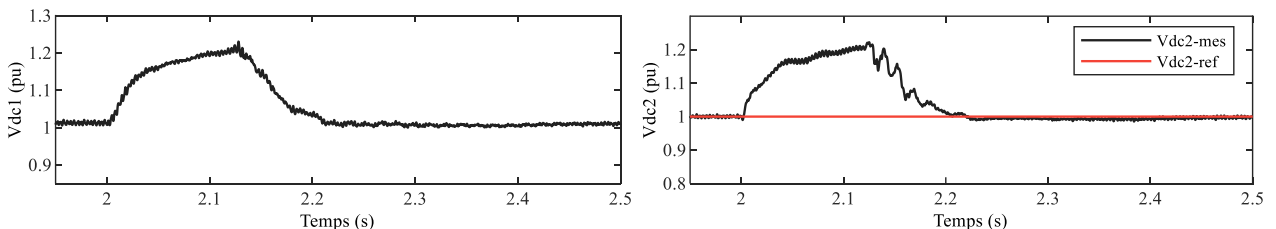


Figure IV.27 : Réponses de la tension DC des deux côtés de la liaison à un court-circuit triphasé-terre au PCC onshore

Sur la Figure IV.26, en observant la puissance active des deux réseaux, on remarque que celle du réseau offshore chute jusqu'à 0,1 pu tandis que celle du réseau onshore s'annule. La puissance réactive subit une légère perturbation et se stabilise après le défaut. Sur la Figure IV.27, la tension



continue augmente pendant le défaut jusqu'à 1,2 pu et revient à sa valeur nominale une fois le défaut supprimé.

**B. Défaut phase-terre au réseau offshore**

Dans cette partie on étudie le comportement de la liaison MMC-HVDC lors d'un court-circuit phase-terre au niveau du réseau offshore et ce, après un fonctionnement en régime permanent. Sur les Figure IV.28 et Figure IV.29 on remarque que les tensions et les courants de la station onshore ne sont pas affectés par le court-circuit. Tandis que, les tensions AC de la phase a et la phase b du convertisseur diminuent pour atteindre 0.6 pu puis reprennent leurs formes initiales après la suppression du court-circuit. Les courants des phases de la station offshore ont augmenté pour atteindre 1.5 pu puis reprennent leurs allures initiales une fois le court-circuit éliminé.

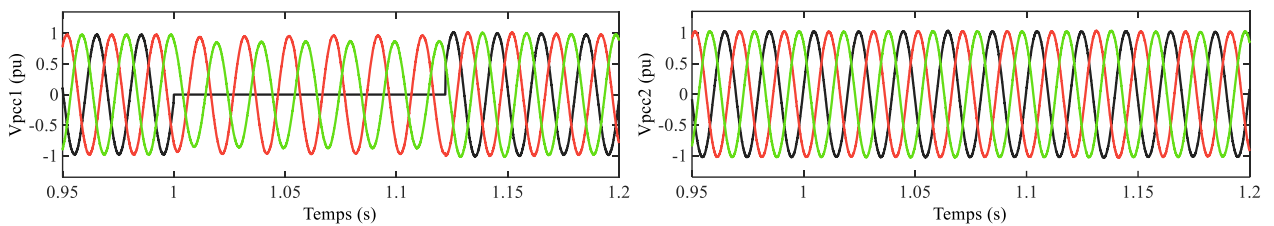


Figure IV.28 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un court-circuit phase-terre au PCC offshore

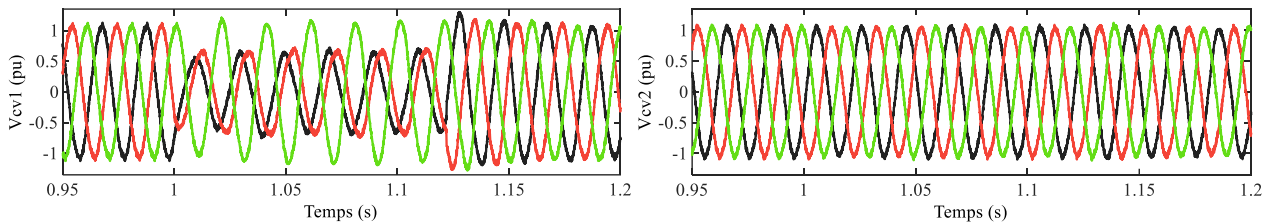


Figure IV.29 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un court-circuit phase-terre au PCC offshore

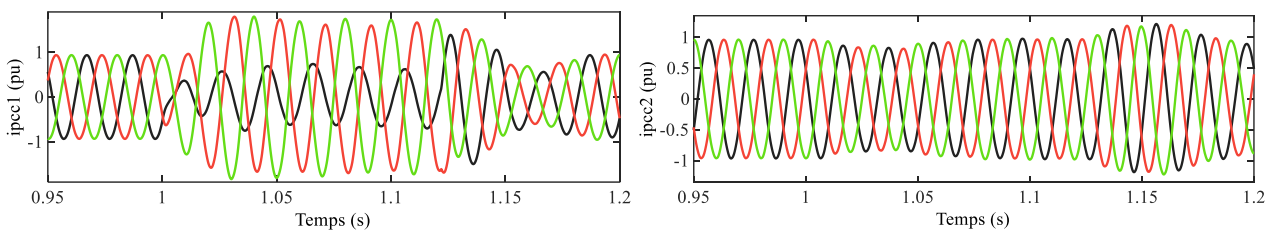


Figure IV.30 : Réponses des courants AC des deux stations à un court-circuit phase-terre au PCC offshore

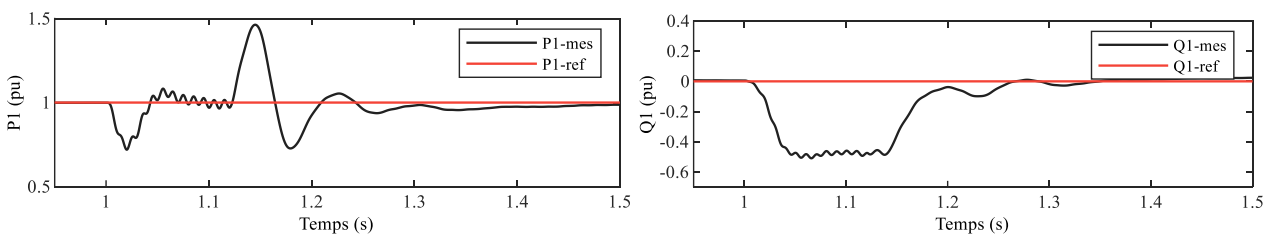


Figure IV.31 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un court-circuit phase-terre au PCC offshore

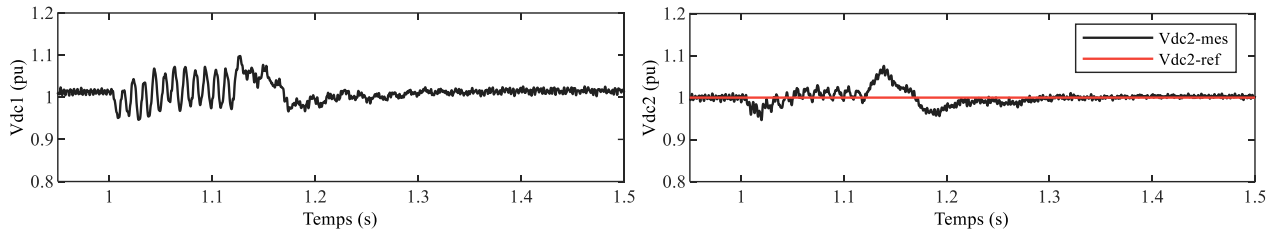


Figure IV.32 : Réponses de la tension DC des deux côtés à un court-circuit phase-terre au PCC offshore

Sur la Figure IV.30 on remarque que le courant de phase a de la station offshore a chuté jusqu'à 0.6 pu, tandis que celui des phases b et c augmentent pour atteindre 2 pu, et ce, afin de compenser la chute du premier. Pendant que, les courants AC du côté onshore de la liaison subissent un léger transitoire puis se stabilisent.

En observant la puissance active transmise par la station offshore sur la figure Figure IV.31, on remarque qu'elle a subi un transitoire et a atteint un pic de 1.5 pu puis se stabilise à sa valeur nominale une fois le défaut éliminé. La puissance réactive chute pour atteindre -0.6 pu et revient à sa valeur nominale à la fin du défaut. Sur la Figure IV.32, les tensions DC aux deux extrémités de la liaison subissent de légères perturbation puis se stabilisent à leurs valeurs nominales.

#### IV.5.e. Défauts DC

Cette partie est dédiée à l'analyse des défauts des défauts DC tel que défaut pôle-pôle et pôle positif - terre d'une liaison MMC-HVDC avec câble sous-marin.

##### A. Court-circuit DC pôle-pôle

Dans ce cas, un défaut DC pôle-pôle s'est produit sur la ligne de transmission MMC-HVDC à 0.6 s pour une durée de 0.1 s. On suppose que le système fonctionne sans aucune protection pour étudier la réponse de fonctionnement libre.

La Figure IV.33 montre les réponses des tensions alternatives des deux côtés de la liaison au défaut pôle-pôle, En particulier, On observe que les tensions AC du côté offshore chutent jusqu'à une crête de 0.2 pu. Alors que les tensions AC du côté onshore chutent quant à elles et fluctuent entre deux crêtes de 0.5 et 0.2 pu. Des deux côtés de la liaison, les tensions AC maintiennent leurs allures issues du défaut même après la suppression de celui-ci.

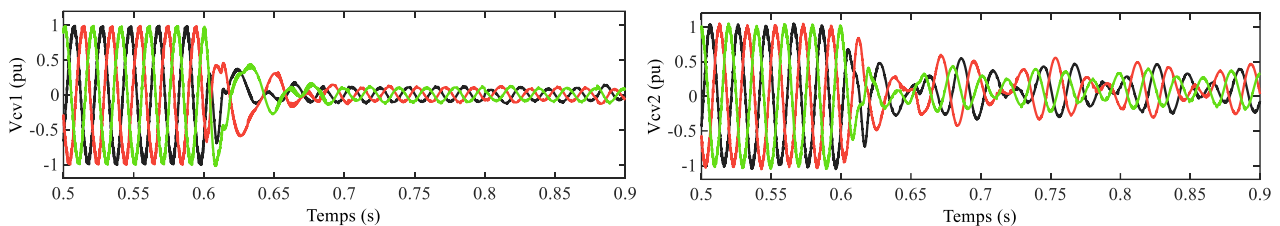


Figure IV.33 : Réponses de la tension AC des convertisseurs des deux stations à un court-circuit DC pôle-pôle

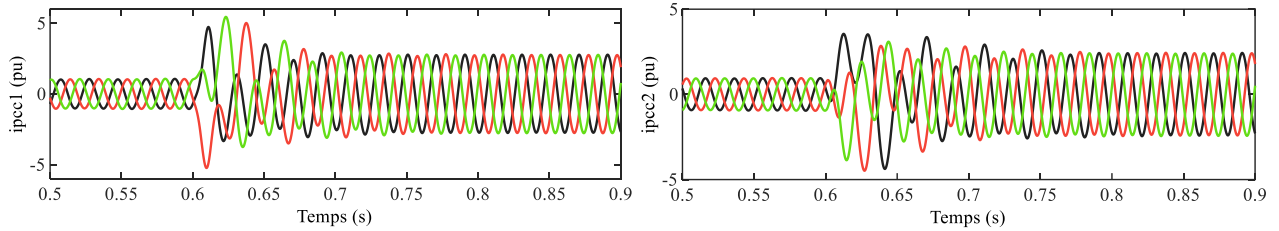


Figure IV.34 : Réponses des courants AC des deux stations à un court-circuit DC pôle-pôle

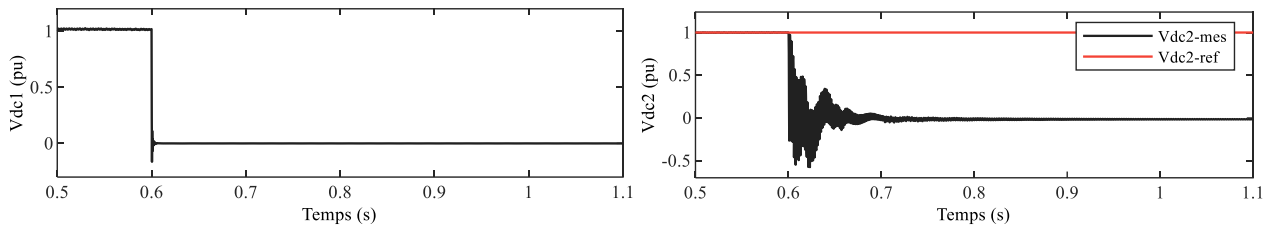


Figure IV.35 : Réponses de la tension DC des deux côtés à un court-circuit DC pôle-pôle

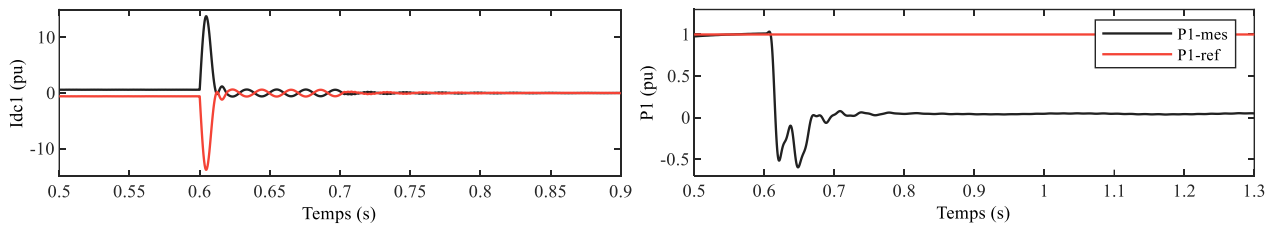


Figure IV.36 : Réponses de la puissances active du courant DC de la station offshore à un court-circuit DC pôle-pôle

Sur la Figure IV.34, on peut voir les courants alternatifs des deux stations de la liaison, lors du défaut, le courant de la station offshore atteint une valeur crête initiale d'environ 6 pu pour se stabiliser ensuite autour d'une valeur crête de 4 pu. Tandis que, les courants du côté onshore ont atteint une valeur crête d'environ 4 pu.

La Figure IV.35 montre que, lors du défaut pôle à pôle, les tensions continues des deux côtés de la liaison chutent de 1 pu et s'annulent et restent dans cet état même après la suppression du défaut. Tandis que le courant DC des pôles positif et négatif, sur la Figure IV.36, divergent pour atteindre une crête de +14 et -14 pu respectivement, puis s'annulent après le défaut. La puissance active au défaut pôle-pôle, sur la Figure IV.36, montre qu'elle chute pour atteindre -0.5 pu puis s'annule et reste dans cet état même après la suppression du défaut.

Ces résultats montrent des valeurs de courants très élevées ce qui préjudiciable pour les différents composants de la liaison les interrupteurs de puissances des convertisseurs, ce qui nécessite des appareils de protection avec de faibles temps de réponse. En outre, on remarque que, contrairement aux défauts AC, la liaison MMC-HVDC ne récupère pas après l'élimination du défaut DC et un redémarrage de la liaison est incontournable.

**B. Court-circuit DC pôle-terre**

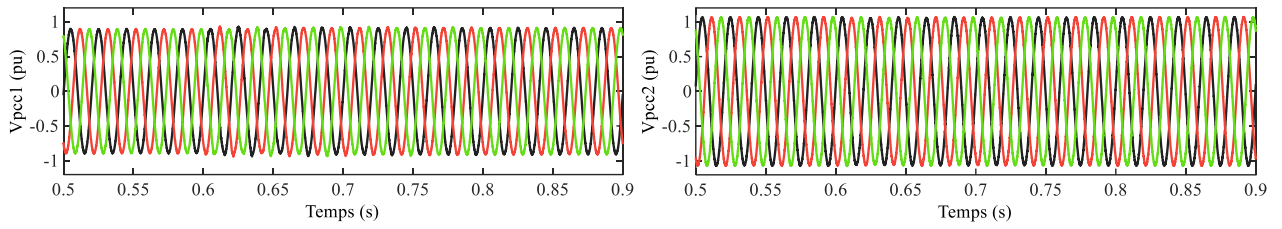


Figure IV.37 : Réponses de la tension AC aux PCC des deux stations à un court-circuit DC pôle positif-terre

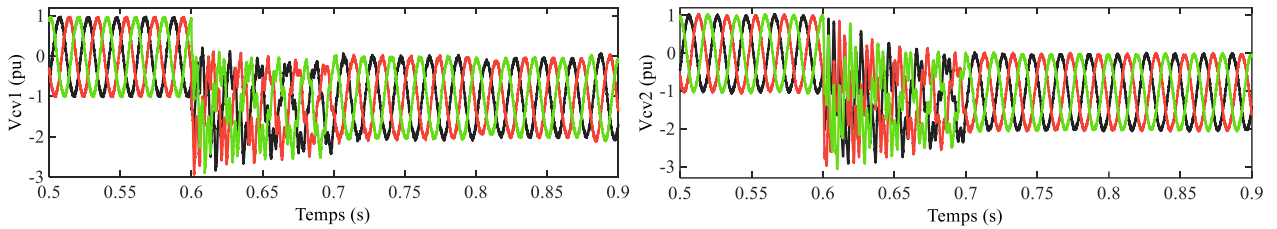


Figure IV.38 : Réponses de la tension AC des convertisseurs des deux stations à un court-circuit DC pôle positif-terre

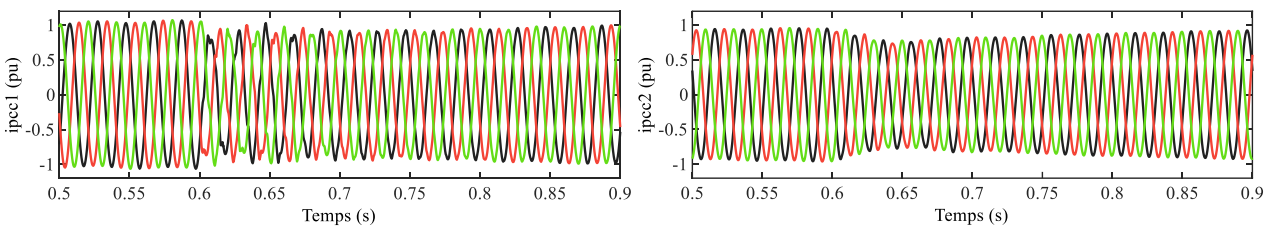


Figure IV.39 : Réponses des courants AC aux PCC des deux stations à un court-circuit DC pôle positif-terre

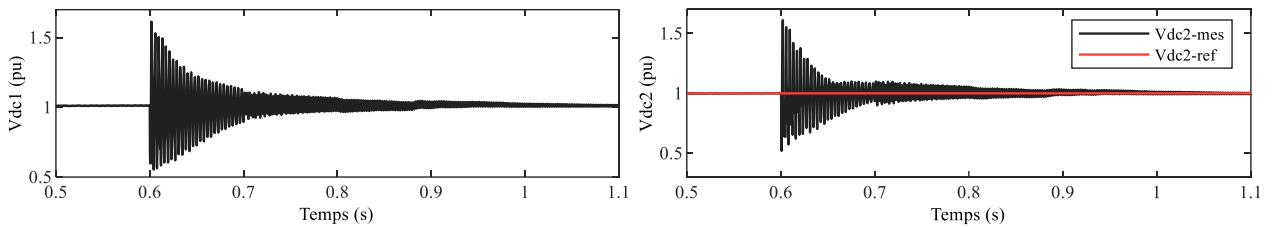


Figure IV.40 : Réponses de la tension DC des deux cotés à un court-circuit DC pôle positif-terre

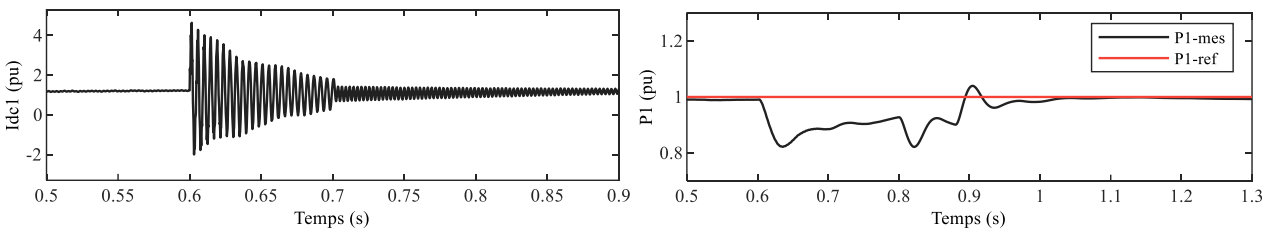


Figure IV.41 : Réponses du courant DC et de la puissances active de la station offshore à un court-circuit DC pôle positif-terre

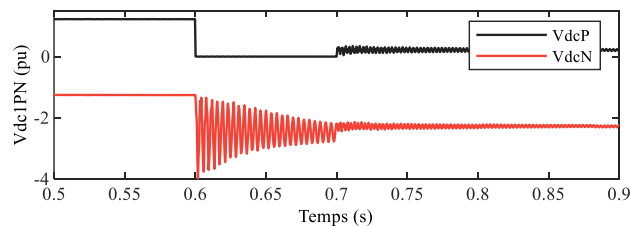


Figure IV.42 : Réponses des tensions DC pôles positif et négatif à un court-circuit DC pôle positif-terre

Les défauts pôle positif - terre négatifs ont un impact différent sur le comportement de la liaison que les défauts pôle à pôle. Sur la Figure IV.37 on peut voir que les tensions aux PCC des deux stations ne sont pas affectées par le défaut. Tandis que les tensions AC des convertisseurs (Figure IV.38) sont grandement affectées par le défauts et décalées de -1 pu par rapport à la moyenne. La Figure IV.39 montre une légère diminution des courants AC aux PCC et reprennent après la suppression du défaut.

La tension DC (Figure IV.40) subit un léger transitoire lors du défaut et éteint une crête de 1.5 pu et revient à sa valeur initiale. De même pour le courant DC (Figure IV.41), qui atteint un pic de 4 pu. Sur la même figure, la puissance active petit transitoire avec une chute de -0.2 pu et reprend sa valeur nominale à savoir 1 pu.

Sur la Figure IV.42, on peut voir que la tension du pôle positif s'annule tandis que celle du pôle négatif double, ce qui s'explique par le fait que le transit de puissance se fait entièrement par le pôle négatif et la liaison fonctionne comme en mode monopolaire avec un retour par la terre. Ce phénomène impose que les câbles de transmission des pôles positif et négatif devraient être dimensionnés pour le double de la puissance nominale.

#### IV.6. Liaison VSC-HVDC à base d'un MMC avec un grand nombre de niveaux

L'un des avantages majeurs du MMC est sa modularité qui permet une flexibilité et extension facile de nombre de SM utilisé par bras, ce qui donnerait des tensions de sortie avec de grands nombres de niveaux et de très bonnes caractéristiques harmoniques d'une, part. d'autre part, la NLM est une technique de modulation à fréquence fondamentale donc a moins de pertes par commutation comparée aux MLI à haute fréquence ; dans cette partie on va simuler la liaison MMC-HVDC de la section précédente mais en utilisant la NLM pour les deux convertisseurs MMC et ces derniers auront 400 sous-modules chacun et ce, afin de montrer l'intérêt d'exploiter les avantages de cette technique de modulation et ceux du MMC.

Pour cela, lors de la simulation uniquement un changement du point de fonctionnement lié à la puissance active du réseau offshore à l'instant  $t = 1$  s serait pris en considération.

A noter que le modèle du MMC utilisé pour les deux convertisseurs est basé sur des modèles moyens des bras et ce, afin de réduire les temps de simulation.

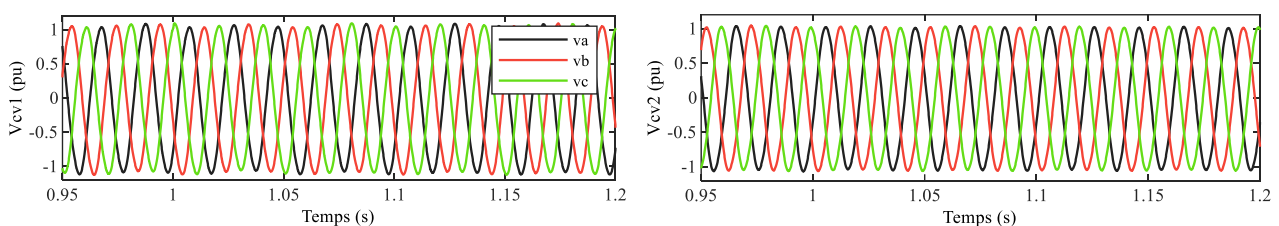


Figure IV.43 : Réponses de la tension AC des deux convertisseurs à un échelon de de puissance active du réseau offshore

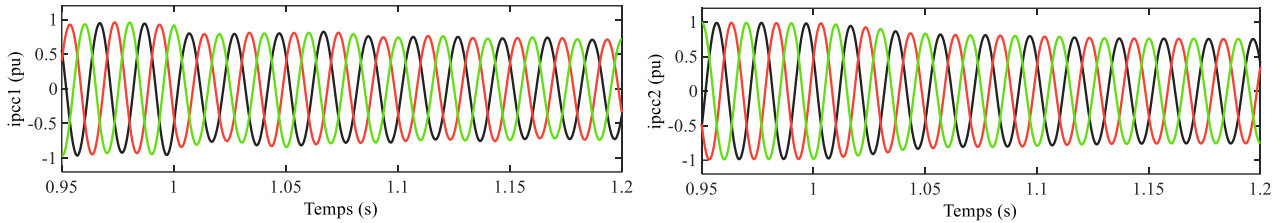


Figure IV.44 : Réponses des courants AC des deux stations à un échelon de de puissance active du réseau offshore

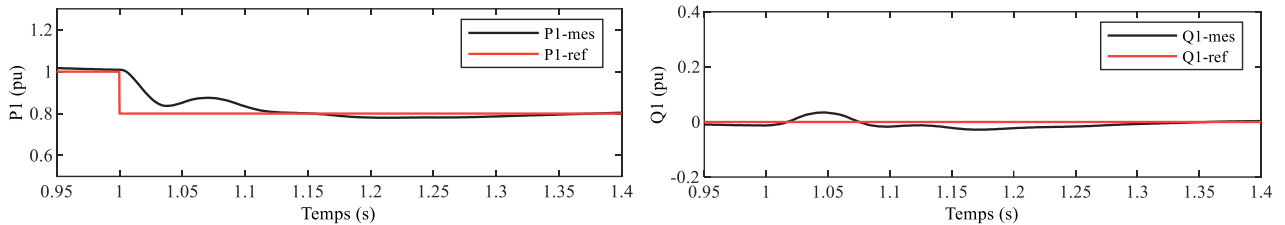


Figure IV.45 : Réponses des puissances active et réactive de la station offshore à un échelon de de puissance active du réseau offshore

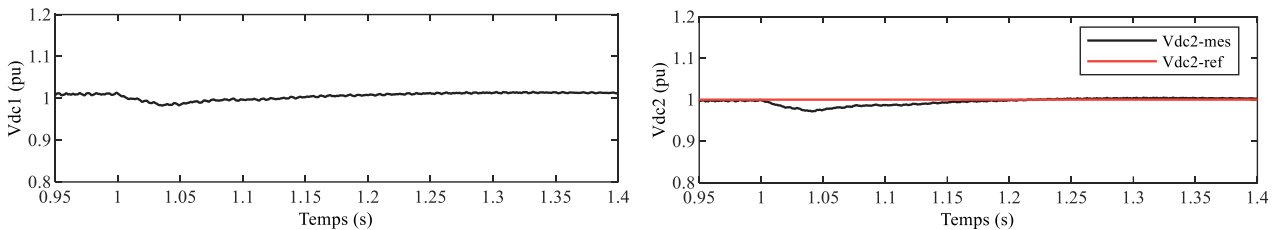


Figure IV.46 : Réponses de la tension DC des deux côtés à un échelon de de puissance active du réseau offshore

Les résultats obtenus sur les figures ci-dessus (Figure IV.43 à Figure IV.46) montrent des tensions à la sorties des convertisseurs quasi sinusoïdales, et des réponses rapides des puissance active et réactive au changement de la référence de la puissance active (environ 0.4 s pour se stabiliser à sa nouvelle consigne). Les tensions DC des deux c tés de la liaison sont encore plus stable avec moins de fluctuations comparées aux cas précédents.

Ces résultats confirment l'intérêt et l'apport d'un MMC avec un grand nombre de SM combiné avec la technique de modulation NLM, notamment pour les tensions de sortie AC et la stabilité des puissances et des tensions DC.

## IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'interconnexion d'un parc éolien offshore au réseau terrestre via une liaison HVDC à base de MMC. Dans ce sens, les modèles de contrôle des stations aux deux extrémités de la liaison sont développés, basés sur le contrôle vectoriel qui implique une représentation simplifiée des systèmes triphasés. Une fois les modèles de contrôles développés, nous avons étudié leurs réponses ainsi que celle de la liaison lors des changements des points de fonctionnement et aussi lors de défauts sur les réseaux AC et DC, avec des simulations numériques sous Simpower System de l'environnement Matlab.

Ayant choisi des convertisseurs MMC avec de faibles nombre de SM par bras comparé aux applications industrielles de ce type convertisseurs, nous avons proposé l'élimination des filtres AC dans les deux stations.

Les résultats obtenus confirment le choix que nous avons fait en éliminant les filtres AC, ils confirment aussi la robustesse des systèmes de contrôle développés et de la liaison qui, grâce à ces boucles de contrôle, a pu reprendre son régime permanent après la suppression des défauts AC. Néanmoins, pour les défauts DC soit pole-pole ou pole-terre, un redémarrage de la liaison est nécessaire.

La technique de modulation NLM se présente comme un candidat clé pour les MMC avec un grand nombre de SM par bras, de par la réduction des pertes par commutation et les contraintes sur les interrupteurs de puissances du MMC.

# **Conclusion générale**



---

---

## *Conclusion générale*

---

---

**L**es travaux présentés dans ce manuscrit traitent de l'utilisation des convertisseurs multiniveaux pour le raccordement de productions d'origine éolienne aux réseaux via la technologie HVDC. A cet effet, nous avons procédé au développement et la modélisation mathématique des différentes parties du système étudié en vue d'une simulation sous Simpower System de Matlab, en commençant par l'éolienne offshore, les convertisseurs de puissance et la liaison HVDC. Le convertisseur modulaire multiniveau (MMC) est choisi pour le raccordement de la ferme éolienne offshore ; ce convertisseur a une topologie très prometteuse dans le domaine de la conversion de puissance en raison de sa modularité et la facilité de son extension à de plusieurs centaines de niveaux de tension.

Le premier chapitre a été consacré à la présentation d'un état des lieux de la production de l'énergie d'origine éolienne dans le monde, notamment, offshore, où nous exploré l'état du marché et les perspectives mondiales pour cette source d'énergie.

Le second chapitre a été entamé par la présentation des différentes technologies HVDC et comparées à la technologie HVAC. Ensuite, nous sommes focalisés sur la technologie VSC-HVDC, son fonctionnement, ses différentes parties constituantes et les convertisseurs multiniveaux utilisés pour sa mise en œuvre, en commençant par le convertisseur à deux niveaux, les structures multiniveaux classiques (NPC, FC, Pont H cascadié, ...) et enfin, le convertisseur modulaire multiniveau.

Le troisième chapitre, est dédié à l'étude du convertisseur modulaire multiniveau. Après avoir présenté le fonctionnement et les différents aspects de cette topologie, nous avons développé les différents niveaux de modélisation du MMC. La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude des différentes techniques de modulation utilisées pour ce convertisseur, où nous avons retenu la MLI sinusoïdale, avec ces différentes variantes, pour les techniques à haute fréquence de commutation et la technique Nearest Level Modulation (NLM) comme technique à fréquence fondamentale. La NLM se présente comme le candidat idéal pour le MMC avec un grand nombre de niveaux de tension, puisqu'elle présente moins de pertes par commutation avec de très bonnes caractéristiques pour les tensions et les courants de sortie. Ensuite, le contrôle des éléments internes du MMC (Courants circulants, équilibrages des tensions des sous modules) sont étudiés, suivi des procédés de détermination des différents composants du MMC (Condensateur du SM, Inductance du bras, ...). La dernière section de ce chapitre a été dédiée à la validation, par des simulations sous Matlab/Simpower System, du modèle de contrôle développé appliqué aux différents modèles du MMC avec différentes combinaisons de techniques de modulation.

Dans le dernier chapitre, l'interconnexion du parc éolien offshore au réseau terrestre via une liaison MMC-HVDC est étudiée. Dans cette partie, nous avons testé la suppression des filtres AC sur les deux stations de conversion offshore et onshore et ce, dans le but d'exploiter les avantages d'un convertisseur avec un grand nombre de niveaux. En effet, nous avons utilisé des MMC avec trente et un (31) niveaux pour chaque extrémité de la liaison HVDC. Après avoir développé un modèle de commande de la liaison basé sur le contrôle vectoriel basé sur des régulateurs PI, nous avons pu le tester sous différents changements de points de fonctionnement et lors des défauts. Les résultats obtenus, par des simulations sous Matlab/Simpower System, confirment la robustesse du modèle de commande et l'analyse des caractéristiques des grandeurs (tensions, courants et puissances) de sorties valident le choix de suppression des filtres AC dans les deux stations.

Les travaux réalisés au cours de cette étude montrent que l'utilisation des convertisseurs multiniveau, notamment le MMC, pour le raccordement de fermes éoliennes offshore, composées d'éoliennes à base de générateurs synchrones à aimants permanents, aux réseaux terrestres présentent plusieurs avantages, tel que :

- L'extensibilité du convertisseur modulaire multiniveau qui permet d'augmenter les niveaux de tension et par la même la puissance transférée, ce qui pourrait être utilisé pour d'éventuelles extensions des fermes éoliennes.
- La robustesse des générateurs synchrones à aimants permanents de grande puissance qui réduit le taux de pannes et le temps de maintenance.
- L'utilisation d'un convertisseur de puissance multiniveau avec un grand nombre de niveaux, tel que le MMC, donne de très bonnes grandeurs de sortie sans avoir à recourir aux filtres encombrants, surtout pour les stations situées en offshore.

En outre, ces travaux et les résultats obtenus notamment dans le dernier chapitre, valident notre contribution qui se manifeste par la suppression des filtres AC dans les deux stations et cela en tirant profit du fait qu'un convertisseur VSC est un filtre actif. Ajouter à cela l'utilisation d'un nombre de sous-modules pour le MMC convenablement suffisant afin d'éliminer les filtres AC encombrants.

Finalement, les travaux effectués dans cette thèse peuvent être complétés dans les aspects suivants :

- Optimisation des techniques et algorithmes de contrôle du convertisseur modulaire multiniveau (Équilibrage des tensions des condensateurs des SM, contrôle du courant circulant, exploration des modules redondants du MMC, ...).
- Appliquer au système étudié les algorithmes de détection, de localisation et de suppression des défauts.
- Orienter les recherches vers les câbles DC en polyéthylène réticulé extrudé XPLE afin d'améliorer leurs caractéristiques pour atteindre de plus grandes tensions de transmission.
- Réalisation pratique du convertisseur modulaire multiniveau pour une éventuelle intégration dans un réseau HVDC.

# **Annexe**

## Annexes

### Annexe A01. Paramètres de simulation

Tableau 01.1 : Paramètres du MMC pour la validation des techniques de modulation

Paramètre	Symbole	Valeur
Puissance apparente nominale,	$S_n$	3 MVA
Tension alternative,	$V_{\text{eff,ac}}$	6.12 kV
Tension du bus continue	$V_{\text{dc}}$	10 kV
Fréquence fondamentale	$f$	50 Hz
Fréquence des porteuses	$f_p$	1200 Hz
Période d'échantillonnage	$T_e$	10e-6 s
Condensateur du SM	$C_{\text{SM}}$	4,8 mF
Inductance du bras	$L_{\text{bras}}$	5,8 mH
Résistance du bras	$R_{\text{bras}}$	5 m $\Omega$
Résistance de charge	$R_{\text{charge}}$	10 $\Omega$
Inductance de charge	$L_{\text{charge}}$	50 mH

Tableau 01.2 : Paramètres du MMC triphasé connecté au réseau (Cas 2 et 3)

Paramètre	Symbole	Valeur
Puissance apparente	$S_n$	15 MVA
Tension continue	$V_{\text{dc}}$	20 kV
Tension alternative	$V_{\text{ac}}$	10 kV
Fréquence nominale	$f$	50 Hz
Nombre de SM par bras	$N$	8
Inductance du bras	$L_{\text{bras}}$	7.6 e-3 H
Résistance du bras	$R_{\text{bras}}$	0.24 $\Omega$
Condensateur du bras	$C_{\text{SM}}$	4 e-3 F
Energie stockée dans les condensateurs	$E_{\text{Cmax}}$	40 kJ/KVA

Tableau 01.3 : Paramètres du MMC triphasé connecté au réseau (Cas 4)

Paramètre	Symbole	Valeur
Puissance apparente	$S_n$	15 MVA
Tension continue	$V_{\text{dc}}$	20 kV
Tension alternative	$V_{\text{ac}}$	10 kV
Fréquence nominale	$f$	50 Hz
Nombre de SM par bras	$N$	8
Inductance du bras	$L_{\text{bras}}$	7.6 e-3 H
Résistance du bras	$R_{\text{bras}}$	0.24 $\Omega$

Condensateur du bras	$C_{SM}$	50 e-3 F
Energie stockée dans les condensateurs	$E_{Cmax}$	40 kJ/KVA

Tableau 01.4 : Paramètres du système MMC-HVDC étudié

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité	pu
Puissance nominale	$S_n$	1000 e6	VA	1.0
Puissance active	$P_1 = P_2$	1000 e6	W	1.0
Tension efficace	$V_{ac}$	100 e3	V	1.0
Tension continue	$V_{dc}$	$\pm 100$ e3	V	1.0
Nombre de SM	$N_1 = N_2$	30	/	
Valeur du condensateur du SM	$C_{SM}$	2 e-3	F	
Inductance du Bras	$L_{bras}$	8.3 e-3	H	
Résistance du bras	$R_{bras}$	3 e-4	$\Omega$	
Inductance du transformateur	$L_t$	75 e-3	H	
Résistance du transformateur	$R_t$	25 e-4	$\Omega$	
Fréquence du réseau	$f$	50	Hz	
Fréquence de commutation	$f_c$	150	Hz	

## Annexe A02. Synchronisation

### A. Structure générale de la PLL

Un circuit PLL de base est généralement constitué de trois éléments : un détecteur de phase, un filtre de boucle et un oscillateur contrôlé en tension. On peut le représenter comme suit :

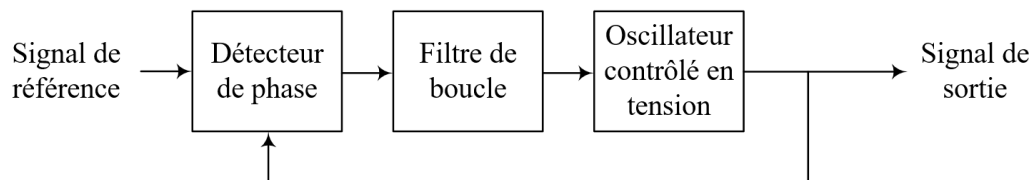


Figure A02.0.1 : Structure générale d'une PLL

- ✓ Le détecteur de phase est mis en œuvre en transformant les tensions dans le système dq. La différence de phase entre le signal de référence et le signal de sortie peut être extraite en appliquant une fonction arc tangente. Ceci donne la différence de phase exacte. Mais cette différence de phase peut être trouvée indirectement en supposant qu'elle est nulle lorsque  $V_q = 0$ .
- ✓ Le filtre de boucle est un régulateur qui annule l'erreur de phase. C'est généralement un régulateur PI, mais on peut utiliser des régulateurs avec un ordre supérieur. Un ordre élevé augmente la dynamique du système ainsi que ses capacités de filtrage mais ça augmente également la complexité du système. Ainsi, l'utilisation d'un régulateur PI nous donne un système du second ordre ce qui permet de régler la bande passante de la PLL et le facteur d'amortissement en utilisant la théorie des systèmes linéaires.
- ✓ L'oscillateur contrôlé en tension se trouve après le filtre de boucle (dont la sortie est une fréquence), c'est généralement un simple intégrateur qui nous donne la phase à la sortie.

## B. Principe de base de la PLL

Le principe de la PLL est basé sur l'orientation de la tension du réseau suivant l'axe d, ceci revient à annuler l'angle entre la composante de la tension d'axe direct et la tension mesurée ce qui entraîne l'annulation de la composante en quadrature. Ce principe est représenté dans la Figure A02.0.2 ci-dessous :

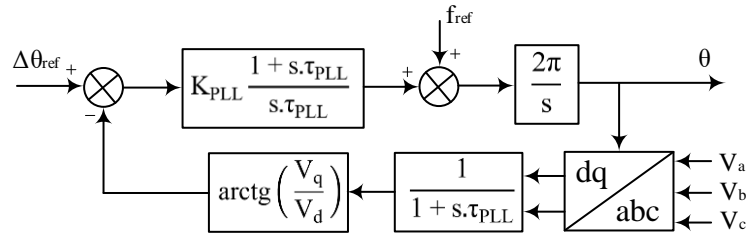


Figure A02.0.2 : Boucle de contrôle de la PLL

Puisque la valeur de  $V_q$  est faible, le terme  $\arctg\left(\frac{V_q}{V_d}\right) \cong \frac{V_q}{V_d}$  se comporte linéairement et  $\frac{V_q}{V_d} \cong \Delta\theta$ . Ainsi, la PLL peut être considérée comme une commande linéaire pour des fins de modélisation.

Pour avoir le vecteur de la tension aligné sur l'axe direct on pose  $\Delta\theta_{ref} = 0$ . Si l'angle de la tension est supérieur à l'angle de l'axe d, la vitesse angulaire du repère d-q doit être augmentée. La Figure A02.0.3 représente les différentes variables.

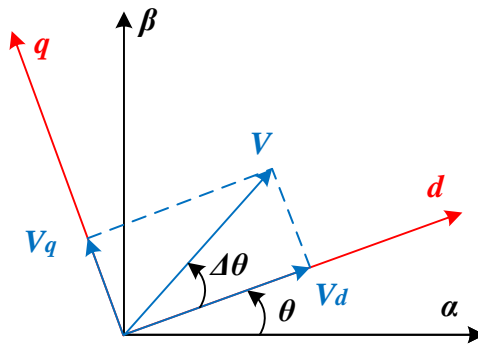


Figure A02.0.3: Représentation du vecteur V dans le repère dq

Une fréquence d'anticipation (Feed Forward Frequency) de 50 Hz est utilisée pour réduire le temps de réponse de la PLL.

## C. Dimensionnement du régulateur

Un régulateur PI peut être appliqué dans chacun des repères stationnaire  $\alpha \beta$  et synchrone dq. Dans un système dq nous avons des grandeurs fixes, ainsi, l'application du contrôleur PI permet de réduire l'erreur du fondamental à zéro. Ceci n'est pas le cas avec les régulateurs PI dans le repère  $\alpha \beta$  où il y a une erreur de suivi de phase et d'amplitude. C'est pour ça que la commande dans le repère synchrone, en utilisant des contrôleurs PI, est la solution idéale pour les onduleurs triphasés connectés au réseau.

Dans la forme générale, le régulateur PI est défini comme suit :

$$H_{PI}(s) = K_P \frac{1 + T_i \cdot s}{T_i \cdot s}$$

La boucle de régulation est alors donnée par la figure C.4

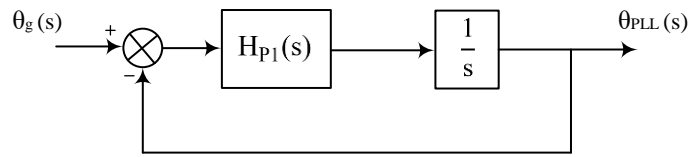


Figure 02.0.4 : Modèle de la PLL

La fonction de transfert en boucle fermée avec l'angle du réseau en entrée et l'angle de la PLL en sortie est donnée par :

$$M(s) = \frac{K_p \cdot s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p \cdot s + \frac{K_p}{T_i}} = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

Par identification :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{T_i}} \\ \xi = \frac{K_p}{2 \cdot \omega_n} = \frac{\sqrt{K_p \cdot T_i}}{2} \end{cases}$$

Les paramètres de la boucle du second ordre doivent satisfaire :

$$\begin{cases} \omega_0 \geq 2\pi f_0 \\ \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \end{cases}$$

### Annexe A03. Système per unit

Le système unitaire permet l'utilisation de grandeurs réduites au système par unité (p.u.) ou en pourcentage (%) dans les réseaux de puissance.

Si on considère les puissances, les tensions, les courants et les impédances d'un réseau monophasé ou triphasé, quatre valeurs de base peuvent être définies, soit :

- ✓ Une puissance de base (apparente)
- ✓ Une tension de base
- ✓ Un courant de base
- ✓ Une impédance (ou admittance) de base

Parmi ces quatre valeurs de base, seulement deux sont indépendantes. En effet, si on en choisit deux, les deux autres peuvent être déduites. Habituellement, on choisit la puissance et la tension comme valeurs de base. Par conséquent :

$$I_{\text{base}} = \frac{S_{\text{base}}}{V_{\text{base}}}$$

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_{\text{base}}}{I_{\text{base}}} = \frac{V_{\text{base}}^2}{S_{\text{base}}}$$

Dans un réseau triphasé on a

$$V \text{ en pu} = \frac{U/\sqrt{3}}{V_{\text{base}}} = \frac{U}{\sqrt{3} \cdot V_{\text{base}}}$$

Avec U est les tension composée et V la tension simple.

## Annexe A04. Transformation triphasé-biphasé

### A. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à associer au vecteur triphasé réel  $x$  constituant un système équilibré ou déséquilibré, un vecteur fictif  $x_p$  tel que :

$$x_p = P(\theta) x = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

Les trois composantes  $X_d$ ,  $X_q$  et  $X_0$  constituant le vecteur de Park, sont appelées respectivement la composante directe, la composante inverse et la composante homopolaire. Cette dernière est en particulier nulle pour tout système triphasé en étoile sans fil neutre qu'il soit équilibré ou déséquilibré.

La transformation de Park inverse est obtenue par l'application au système biphasé la matrice  $P^{-1}(\theta)$ , comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

### Transformation de Concordia

La transformation de Concordia est un cas particulier de la transformation de Park où l'angle  $\theta$  est nul. Il s'agit donc d'une transformation statique qui s'exprime par la relation :



$$C_o = P(0) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

La matrice de Concordia inverse est donnée par :

$$C^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

### Annexe A05. Modèle SimPower System/Matlab du MMC

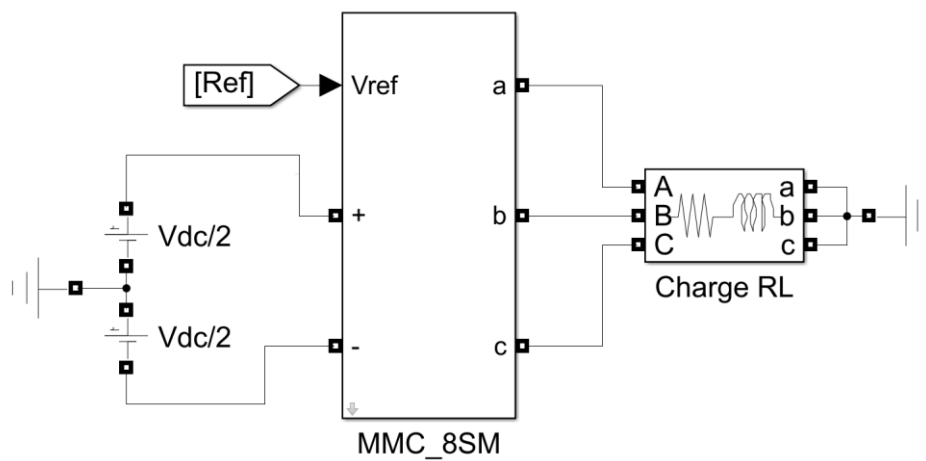


Figure A05.1: Bloc de simulation global d'un MMC alimentant une charge RL

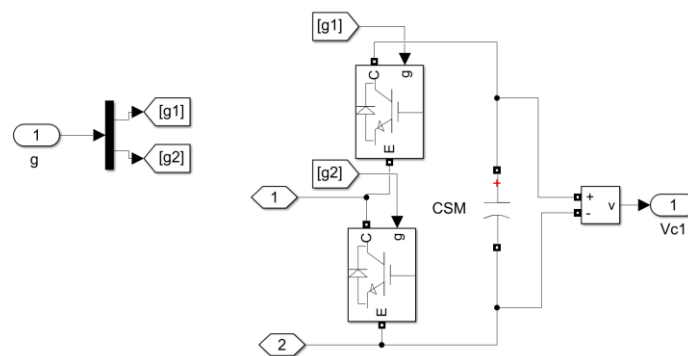


Figure A05.3: Schéma bloc d'un sous-module en demi pont

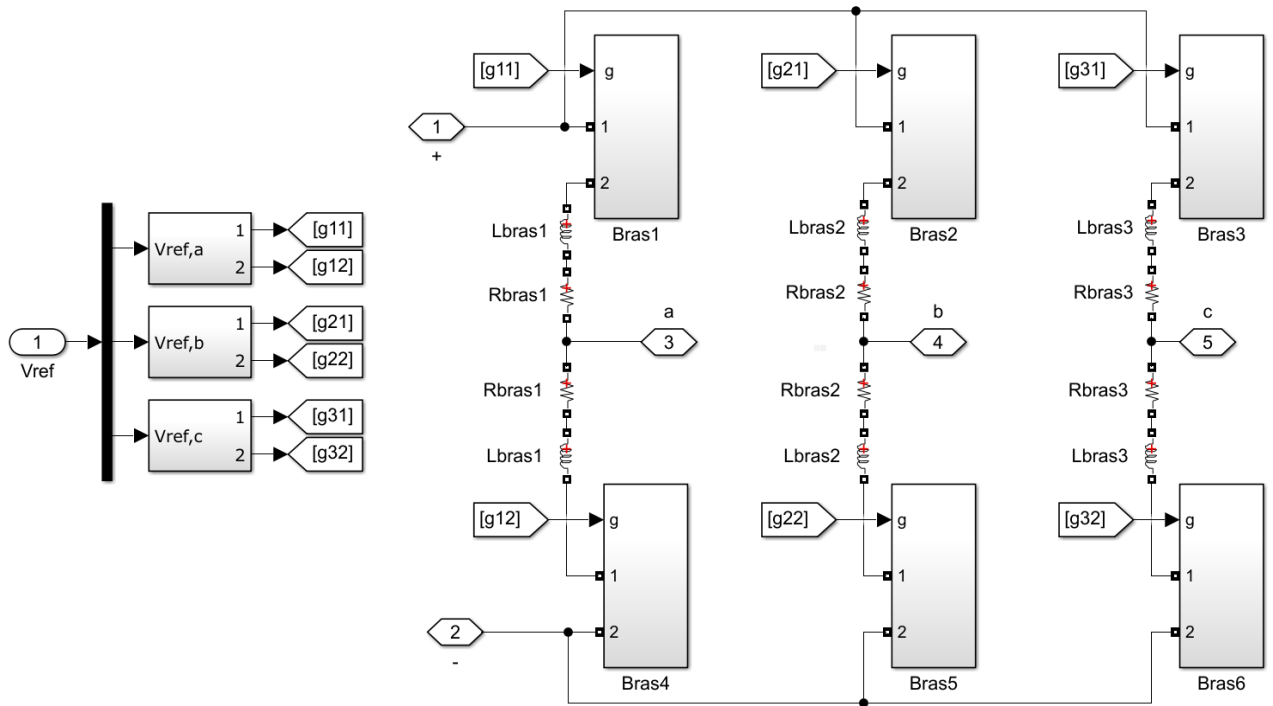


Figure A05.2: Schéma bloc détaillé d'un MMC

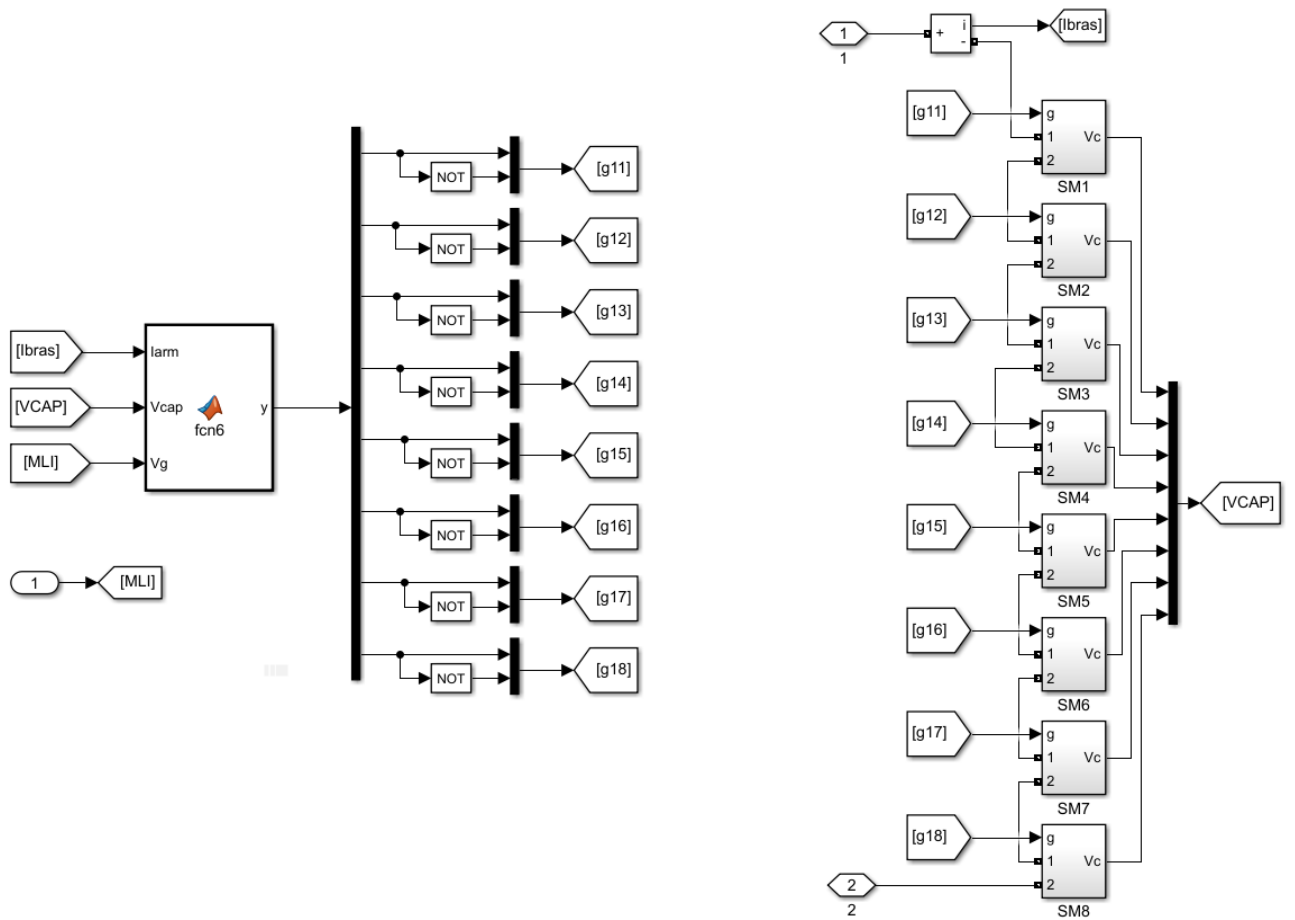


Figure A05.4: Schéma bloc de simulation d'un bras du MMC avec l'algorithme de tri & sélection

**Annexe A06. Algorithme de tri & sélection**

```
function y = fcn6(Iarm,Vcap,Vg)
%#codegen
s=zeros(length(Vcap),1);
Non=sum(Vg);
%Non_0=sum(Vg_0);
%dNon=Non-Non_0;
z1=sort(Vcap);           %tri croissant des tensions
%z2=-sort(-Vcap);       %tri décroissant des tensions
for i=1:length(Vcap)
if Non==0
    s=zeros(length(Vcap),1);
elseif Non==length(Vcap)
    s=ones(length(Vcap),1);
%if dNon==0
%    s=Vg;
else
    if Iarm>=0
        r=z1(Non);
        if Vcap(i)<=r
            s(i)=1;
        else
            s(i)=0;
        end
    else
        r=z1(length(Vcap)-Non);
        if Vcap(i)>r
            s(i)=1;
        else
            s(i)=0;
        end
    end
end
end
%end
%else
%s=Vg;
%end
y=s;
end
```

# **Bibliographie**

---

---

## *Bibliographie*

---

---

- [1] Tran TTD, Smith AD. fEvaluation of renewable energy technologies and their potential for technical integration and cost-effective use within the U.S. energy sector. *Renew Sustain Energy Rev* 2017;80:1372–88. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.228>.
- [2] Akhtar N, Geyer B, Rockel B, Sommer PS, Schrum C. Accelerating deployment of offshore wind energy alter wind climate and reduce future power generation potentials. *Sci Rep* 2021;11:11826. <https://doi.org/10.1038/s41598-021-91283-3>.
- [3] Monjean P. Optimisation de l'architecture et des flux énergétiques de centrales à énergies renouvelables offshore et onshore équipées de liaisons en continu. Arts et Métiers ParisTech - Centre de Lille, 2012.
- [4] Alassi A, Bañales S, Ellabban O, Adam G, MacIver C. HVDC Transmission: Technology Review, Market Trends and Future Outlook. *Renew Sustain Energy Rev* 2019;112:530–54. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.04.062>.
- [5] Yu J, Karady GG, Gu L. Applications of embedded HVDC in power system transmission. 2012 Power Eng. Autom. Conf., IEEE; 2012, p. 1–6. <https://doi.org/10.1109/PEAM.2012.6612531>.
- [6] Teppoz L. Commande d'un système de conversion de type VSC-HVDC. Stabilité - Contrôle des perturbations. Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [7] Yahiaoui A, Iffouzar K, Himour K, Ghedamsi K. Comparison of Different Multilevel Voltage Source Inverter Topologies on Induction Motor Energy Quality. *Eur J Electr Eng* 2019;21:367–72. <https://doi.org/10.18280/ejee.210404>.
- [8] Kouro S, Malinowski M, Member S, Gopakumar K, Member S, Pou J, et al. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters 2010;57:2553–80.
- [9] Martinez-Rodrigo F, Ramirez D, Rey-Boue A, de Pablo S, Herrero-de Lucas L. Modular Multilevel Converters: Control and Applications. *Energies* 2017;10:1709. <https://doi.org/10.3390/en10111709>.
- [10] Priya M, Ponnambalam P, Muralikumar K. Modular-multilevel converter topologies and applications – a review. *IET Power Electron* 2019;12:170–83. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5301>.
- [11] Yahiaoui A, Iffouzar K, Ghedamsi K, Himour K. Dynamic Performance Analysis of VSC-HVDC Based Modular Multilevel Converter under Fault. *J Eur Des Systèmes Autom* 2021;54:187–94. <https://doi.org/10.18280/jesa.540121>.
- [12] Collard F. Les énergies renouvelables. *Courr Hebd Du Cris* 2015;N° 2252-22:5. <https://doi.org/10.3917/cris.2252.0005>.
- [13] Lee J, Zhao F. GWEC Global Wind Report. *Glob Wind Energy Counc* 2022:75.
- [14] Morozovska K. Interfacing Multi-Megawatt Large Scale Offshore Wind Turbine with Modular Multilevel Converter. Norwegian University of Science and Technology, 2015.
- [15] Senani F, Louar F, Boulkenefet M, Benalla H. Wind conversion chain model simulation using

- PI controler for voltage regulation. 2014 5th Int. Renew. Energy Congr., IEEE; 2014, p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/IREC.2014.6826994>.
- [16] Martin OLH. *Aerodynamics of Wind Turbines*. USA: Earthscan; 2008.
- [17] Mulder KF. *Sustainability Made in Delft 2006*.
- [18] Markus, Mueller Henk P. *Electrical drives for direct drive renewable energy systems*-Woodhead Publishing. Woodhead Publishing Limited; 2013.
- [19] Muyeen SM, Takahashi R, Murata T, Tamura J. A Variable Speed Wind Turbine Control Strategy to Meet Wind Farm Grid Code Requirements. *IEEE Trans Power Syst* 2010;25:331–40. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2009.2030421>.
- [20] Courtecuisse V. *Supervision d'une centrale multisources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au reseau électrique*. École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers - France, 2009.
- [21] D'Derlée JR. *Control strategies for offshore wind farms based on PMSG wind turbines and HVdc connection with uncontrolled rectifier*. Universitat Politècnica de València, 2013.
- [22] Chen Z, Member S, Guerrero JM, Member S, Blaabjerg F. A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines 2009;24:1859–75.
- [23] Melício R, Mendes VMF, Catalão JPS. Comparative study of power converter topologies and control strategies for the harmonic performance of variable-speed wind turbine generator systems 2010:1–28.
- [24] Erickson R, Angkititrakul S, Almazeedi K. *A New Family of Multilevel Matrix Converters for Wind Power Applications : Final Report July 2002 — March 2006*. 2006.
- [25] Tiku D. Dc power transmission: Mercury-arc to thyristor HVdc valves. *IEEE Power Energy Mag* 2014;12:76–96. <https://doi.org/10.1109/MPE.2013.2293398>.
- [26] Back AL. *The Invention and Demonstration of the IGBT* 2015:12–6.
- [27] Fosso OB, Gustafsson M. *Voltage Source Converter Technology for Offshore Grids*. 2010.
- [28] Pierri E, Binder O, Hemdan NGA, Kurrat M. Challenges and opportunities for a European HVDC grid. *Renew Sustain Energy Rev* 2017;70:427–56. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.233>.
- [29] Kamran S. *Design , Control , and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission*. John Wiley & Sons; 2016.
- [30] Hamil DA. *HVDC Transmission*. Third Edit. Elsevier Inc.; 2007. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00031-8>.
- [31] Kim C, Lee S. *HVDC TRANSMISSION Power Conversion Applications in Power Systems*. 2009.
- [32] Meah K, Member S, Ula S, Member S. Comparative Evaluation of HVDC and HVAC Transmission Systems 2007:1–5. <https://doi.org/DOI: 10.1109/PES.2007.385993>.
- [33] Reidy A, Watson R. Comparison of VSC based HVDC and HVAC interconnections to a large offshore wind farm. 2005 IEEE Power Eng Soc Gen Meet 2005;1:1–8. <https://doi.org/10.1109/pes.2005.1489081>.
- [34] Larruskain DM, Zamora I, Mazón AJ, Abarrategui O, Monasterio J. *Transmission and Distribution Networks : AC versus DC* 2005.

- [35] Funck M. *Liaisons HVDC : structure, contrôle et modélisation*. Université Catholique De Louvain, 2016.
- [36] Okba; MH; High Voltage Direct Current Transmission A Review , Part I. 2012 IEEE Energytech, vol. 2, 2012. <https://doi.org/10.1109/EnergyTech.2012.6304650>.
- [37] Sood V, Ieee F, Patel H, Ieee SM. Comparison between Direct and Vector control Strategy for VSC-HVDC system in EMTP-RV. 2010 Jt. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. 2010 Power, India: IEEE; n.d. <https://doi.org/10.1109/PEDES17336.2010>.
- [38] Oni OE, Davidson IE, Mbangula KNI. A review of LCC-HVDC and VSC-HVDC technologies and applications. 2016 IEEE 16th Int. Conf. Environ. Electr. Eng., IEEE; 2016, p. 1–7. <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2016.7555677>.
- [39] Zhang Y, Ravishankar J, Fletcher J, Li R, Han M. Review of modular multilevel converter based multi-terminal HVDC systems for offshore wind power transmission. *Renew Sustain Energy Rev* 2016;61:572–86. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.01.108>.
- [40] Pierre R. *Modélisation Dynamique et Commande des Réseaux à Courant Continu Multi-Terminaux Haute Tension*. Université Lille Nord-de-France, 2014.
- [41] Asplund G, Carlsson L, Tollerz O. 50 years HVDC PART I-II 2003:6–13.
- [42] Ardelean M, Minnebo P. A China-EU electricity transmission link. 2017. <https://doi.org/10.2760/67516>.
- [43] Fre- F. *DC Transmission based on Voltage Source Converters*. 1997.
- [44] Axelsson U, Holm A. Gotland HVDC Light Transmission – World’s First Commercial Small Scale DC Transmission, Nice, France,: CIREN Conference; 1999.
- [45] Zhang Z, Xu Z, Xue Y, Tang G. DC-Side Harmonic Currents Calculation and DC-Loop Resonance Analysis for an LCC–MMC Hybrid HVDC Transmission System. *IEEE Trans Power Deliv* 2015;30:642–51. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2297442>.
- [46] Arcia-Garibaldi G, Cruz-Romero P, Gómez-Expósito A. Future power transmission: Visions, technologies and challenges. *Renew Sustain Energy Rev* 2018;94:285–301. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.06.004>.
- [47] Toledo PF De. Modeling and control of a line-commutated HVDC transmission system interacting with a VSC STATCOM. Royal Institute of Technology - Suède, 2007.
- [48] Li B, Liu T, Xu W, Li Q, Zhang Y, Li Y, et al. Research on technical requirements of line-commutated converter-based high-voltage direct current participating in receiving end AC system’s black start. *IET Gener Transm Distrib* 2016;10:2071–8. <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2015.1089>.
- [49] Sellick, RL Åkerberg M. Comparison of HVDC Light ( VSC ) and HVDC Classic ( LCC ) Site Aspects , for a 500MW 400kV HVDC Transmission Scheme 2013:1–6.
- [50] Tore Marvin Undeland E. *HVDC Transmission Using a Bipolar Configuration Composed of an LCC and MMC*. Norwegian University of Science and Technology, 2014.
- [51] Bajracharya C. *Control of VSC-HVDC for wind power*. Norwegian University of Science and Technology, 2008.
- [52] Liu Y, Li R. A novel control method for a VSC-HVDC system in a grid-connected wind farm. *Turkish J Electr Eng Comput Sci* 2015;23:1558–70. <https://doi.org/10.3906/elk-1402-120>.
- [53] Friedrich K. *Modern HVDC PLUS application of VSC in Modular Multilevel Converter*

- topology. 2010 IEEE Int. Symp. Ind. Electron., IEEE; 2010, p. 3807–10. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2010.5637505>.
- [54] Grigsby LL. Power System Stability and Control, The Electric Power Engineering Handbook. Third edit. 2012.
- [55] Barnes M, Beddard A. Voltage Source Converter HVDC Links – The State of the Art and Issues Going Forward. Energy Procedia 2012;24:108–22. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2012.06.092>.
- [56] Saad HA. Modélisation et Simulation d'une Liaison HVDC de Type VSC-MMC. Université de Montréal, 2015.
- [57] Wang B. Review of Power Semiconductor Device Reliability for Power Converters. CPSS Trans Power Electron Appl 2017;2:101–17. <https://doi.org/10.24295/CPSSTPEA.2017.00011>.
- [58] Wang L, Xu J, Wang G, Zhang Z. Lifetime estimation of IGBT modules for MMC-HVDC application. Microelectron Reliab 2018;82:90–9. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2018.01.009>.
- [59] Gnanarathna UN. Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters ( MMC ) on Electromagnetic Transient Simulation Programs. University of Manitoba, 2014.
- [60] Rogersten R. VSC-HVDC System Modeling and Validation. KTH School of Electrical Engineering and Computer Science, 2014.
- [61] Herrera L. Modeling and Control of Power Electronics Based DC Networks. The Ohio State University, 2015.
- [62] Du C. VSC-HVDC for Industrial Power Systems. Chalmers University of technology - Sweden, 2007.
- [63] Fifatin F-X, Vianou A. Étude comparative des pertes dans les réseaux de transport HVDC et HVAC Pascal Sourougnon DEGBEGNON Sous la direction de 2014.
- [64] Padiyar KR, Prabhu N. Modelling, control design and analysis of VSC based HVDC transmission systems. 2004 Int Conf Power Syst Technol POWERCON 2004 2004;1:774–9. <https://doi.org/10.1109/icpst.2004.1460096>.
- [65] Mohamed K, Sid AHMED Z, Samir H, Mohammed KARIM F, Rabie A. Performance Analysis of a Voltage Source Converter (VSC) based HVDC Transmission System under Faulted Conditions. Leonardo J Sci 2009;33–46.
- [66] Ibrahim NF, Dessouky SS. VSC-HVDC Under AC and DC Fault Conditions. Power Syst., 2021, p. 31–51. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-51661-1\\_4](https://doi.org/10.1007/978-3-030-51661-1_4).
- [67] HvdC VC, Du C, Sannino A, Bollen MHJ. Analysis of the Control Algorithms of n.d.:1–7.
- [68] Shoji, Fukuda Kunio S. Harmonic evaluation of carrier-based PWM methods using harmonic distortion determining factor 1997:259–64. <https://doi.org/10.1109/PCCON.1997.645622>.
- [69] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter 1981;I. <https://doi.org/10.1109/TIA.1981.4503992>.
- [70] Meynard TA, Foch H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. PESC '92 Rec. 23rd Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., IEEE; 1992, p. 397–403. <https://doi.org/10.1109/PESC.1992.254717>.
- [71] Leredde A. Etude , Commande et Mise en Oeuvre de Nouvelles Structures Multiniveaux. Université de Toulouse- France, 2012.



- [72] McKenzie KJ. Eliminating Harmonics in a Cascaded H-Bridges Multilevel Inverter Using Resultant Theory, Symmetric Polynomials, and Power Sums. University of Tennessee, Knoxville, 2004.
- [73] Manguelle JS. Convertisseur Multiniveaux Asymétrique Alimenté par Transformateurs Multi-Secondaires Basse Fréquence. Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2004.
- [74] Wu CM, Lau WH, Chung H. A five-level neutral-point-clamped H-bridge PWM inverter with superior harmonics suppression: a theoretical analysis. ISCAS'99. Proc. 1999 IEEE Int. Symp. Circuits Syst. VLSI (Cat. No.99CH36349), vol. 5, IEEE; n.d., p. 198–201. <https://doi.org/10.1109/ISCAS.1999.777544>.
- [75] Bruckner T, Bemet S. Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches. 2001 IEEE 32nd Annu. Power Electron. Spec. Conf. (IEEE Cat. No.01CH37230), vol. 2, IEEE; n.d., p. 1135–40. <https://doi.org/10.1109/PESC.2001.954272>.
- [76] Rufer A, Veenstra M, Gopakumar K. Asymmetric multilevel converter for high resolution voltage phasor generation. Eur Power Electron Conf 1999.
- [77] Yu Liu, Fang Lin Luo. Trinary Hybrid 81-Level Multilevel Inverter for Motor Drive With Zero Common-Mode Voltage. IEEE Trans Ind Electron 2008;55:1014–21. <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.909072>.
- [78] Perez MA, Member S, Bernet S, Rodriguez J, Kouro S, Lizana R, et al. Circuit Topologies, Modelling, Control Schemes and Applications of Modular Multilevel Converters 2014;8993:1–14. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2310127>.
- [79] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. 2003 IEEE Bol. Power Tech Conf. Proceedings, vol. 3, IEEE; 2003, p. 272–7. <https://doi.org/10.1109/PTC.2003.1304403>.
- [80] Teeuwssen SP. Modeling the Trans Bay Cable Project as Voltage-Sourced Converter with Modular Multilevel Converter design. 2011 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet., IEEE; 2011, p. 1–8. <https://doi.org/10.1109/PES.2011.6038903>.
- [81] Ghazal F. Design, Modeling and Control of Modular Multilevel Converter based HVDC Systems. North Carolina State University, 2016.
- [82] Abildgaard E. Exploring the Properties of a Modular Multilevel Converter Based HVDC Link. Norwegian University of Science and Technology, 2012.
- [83] Sixing, Du Apparao, Dekka Bin, Wu Navid Z. Modular Multilevel Converter Analysis, Control, and Applications. 2018.
- [84] Qingrui Tu, Zheng Xu, Huang H, Jing Zhang. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC. 2010 Int. Conf. Power Syst. Technol., IEEE; 2010, p. 1–6. <https://doi.org/10.1109/POWERCON.2010.5666416>.
- [85] BARIŞ Ç. Selection of Suitable PWM Switching and Control Methods for Modular Multilevel Converter Drives. Turkiye, 2014.
- [86] Xu J, Zhao C, Liu W, Guo C. Accelerated Model of Modular Multilevel Converters in PSCAD/EMTDC. IEEE Trans Power Deliv 2013;28:129–36. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2012.2201511>.
- [87] Ängquist L, Norrga S, Ahmed N, Nee H-P. Validation of the continuous model of the modular multilevel converter with blocking/deblocking capability. 10th IET Int. Conf. AC DC Power Transm. (ACDC 2012), Institution of Engineering and Technology; 2012, p. 63–63. <https://doi.org/10.1049/cp.2012.1979>.

- [88] Zama M. Modeling and Control of Modular Multilevel Converters ( MMCs ) for HVDC applications. Université de Grenoble Alpes - France, 2018.
- [89] Hagiwara M, Akagi H. Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters. *IEEE Trans Power Electron* 2009;24:1737–46. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2014236>.
- [90] Li K, Zhao C. New Technologies of Modular Multilevel Converter for VSC-HVDC Application. 2010 Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf., IEEE; 2010, p. 1–4. <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2010.5449237>.
- [91] Solas E, Abad G, Barrena JA, Carear A, Aurtenetxea S. Modulation of Modular Multilevel Converter for HVDC application. Proc. 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf. EPE-PEMC 2010, IEEE; 2010, p. T2-84-T2-89. <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2010.5606876>.
- [92] Haddioui MR. Control and modulation strategies for MMC - based HVDC. Aalborg University, 2015.
- [93] Naderi R, Rahmati A. Phase-Shifted Carrier PWM Technique for General Cascaded Inverters. *IEEE Trans Power Electron* 2008;23:1257–69. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.921186>.
- [94] Deng F, Chen Z. Elimination of DC-Link Current Ripple for Modular Multilevel Converters With Capacitor Voltage-Balancing Pulse-Shifted Carrier PWM. *IEEE Trans Power Electron* 2015;30:284–96. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2322913>.
- [95] Solas E, Abad G, Barrena JA, Aurtenetxea S, Carcar A, Zajac L. Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts—Part I: Capacitor Voltage Balancing Method. *IEEE Trans Ind Electron* 2013;60:4525–35. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2210378>.
- [96] Diaz GB. Modular Multilevel Converter Control for HVDC Operation Optimal Shaping of the Circulating Current Signal for Internal Energy Regulation. CentraleSuélec & NTNU, 2015.
- [97] Asimakopoulos P. Design and Control of Modular Multilevel Converter in an Active Front and Application. Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2013.
- [98] Debnath S, Qin J, Bahrani B, Saedifard M, Barbosa P. Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review. *IEEE Trans Power Electron* 2015;30:37–53. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2309937>.
- [99] Moranchel M, Huerta F, Sanz I, Bueno E, Rodríguez F. A Comparison of Modulation Techniques for Modular Multilevel Converters. *Energies* 2016;9:1091. <https://doi.org/10.3390/en9121091>.
- [100] Wei J. Review of Current control strategies in Modular Multilevel Converter. Norwegian University of Science and Technology, 2016.
- [101] Qingrui Tu, Zheng Xu, Lie Xu. Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters. *IEEE Trans Power Deliv* 2011;26:2009–17. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2011.2115258>.
- [102] Qin J, Saedifard M. Reduced Switching-Frequency Voltage-Balancing Strategies for Modular Multilevel HVDC Converters. *IEEE Trans Power Deliv* 2013;28:2403–10. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2271615>.
- [103] Guan M, Xu Z, Hairong Chen. Control and modulation strategies for modular multilevel converter based HVDC system. IECON 2011 - 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IEEE; 2011, p. 849–54. <https://doi.org/10.1109/IECON.2011.6119421>.
- [104] Sedghi S, Dastfan A, Ahmadyfard A. A new multilevel carrier based pulse width modulation

- method for modular multilevel inverter. 8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia, IEEE; 2011, p. 1432–9. <https://doi.org/10.1109/ICPE.2011.5944452>.
- [105] Lee SB, Kim YH, Jung EH, Hong SP, Cho DS, Kim SY, et al. Development of HVDC XLPE cable system for VSC and LCC. 2018 12th Int. Conf. Prop. Appl. Dielectr. Mater., IEEE; 2018, p. 393–9. <https://doi.org/10.1109/ICPADM.2018.8401071>.
- [106] Zygmanski M, Grzesik B, Fulczyk M, Nalepa R. Selected aspects of Modular Multilevel Converter operation. Bull Polish Acad Sci Tech Sci 2014;62:375–85. <https://doi.org/10.2478/bpasts-2014-0038>.
- [107] Ilves K, Norrga S, Harnefors L, Nee H-P. On Energy Storage Requirements in Modular Multilevel Converters. IEEE Trans Power Electron 2014;29:77–88. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2254129>.
- [108] Zygmanski M, Grzesik B, Nalepa R. Capacitance and inductance selection of the modular multilevel converter. 2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl., IEEE; 2013, p. 1–10. <https://doi.org/10.1109/EPE.2013.6634446>.
- [109] Ilves K. Modeling and Design of Modular Multilevel Converters for Grid Applications. Electrical Energy Conversion School of Electrical Engineering, KTH - Sweden, 2012.
- [110] Debnath S, Saeedifard M. A New Hybrid Modular Multilevel Converter for Grid Connection of Large Wind Turbines. IEEE Trans Sustain Energy 2013;4:1051–64. <https://doi.org/10.1109/TSTE.2013.2266280>.
- [111] Adam GP, Anaya-lara O, Burt G. Multi-terminal DC transmission system based on modular multilevel converter, IEEE; 2009, p. 3–7.
- [112] Beerten J, Cole S, Belmans R. Modeling of Multi-Terminal VSC HVDC Systems With Distributed DC Voltage Control. IEEE Trans Power Syst 2014;29:34–42. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2013.2279268>.
- [113] Hu J, Xu K, Lin L, Zeng R. Analysis and Enhanced Control of Hybrid-MMC-Based HVDC Systems During Asymmetrical DC Voltage Faults. IEEE Trans Power Deliv 2017;32:1394–403. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2568240>.
- [114] Sharma R, Rasmussen TW, Jensen KH, Akamatov V. Modular VSC converter based HVDC power transmission from offshore wind power plant: Compared to the conventional HVAC system. 2010 IEEE Electr. Power Energy Conf., IEEE; 2010, p. 1–6. <https://doi.org/10.1109/EPEC.2010.5697192>.
- [115] Pinto RT, Member S, Bauer P, Member S, Rodrigues SF, Member S, et al. A Novel Distributed Direct-Voltage Control Strategy for Grid Integration of Offshore Wind Energy Systems Through MTDC Network 2013;60:2429–41.
- [116] Fu J, Yuan Z, Wang Y, Xu S, Wei W, Luo Y. Control strategy of system coordination in Nanao multi-terminal VSC-HVDC project for wind integration. 2014 IEEE PES Gen. Meet. | Conf. Expo., IEEE; 2014, p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/PESGM.2014.6938929>.
- [117] Pipelzadeh Y, Chaudhuri B, Green TC. Modelling and Dynamic Operation of the Zhoushan DC Grid: Worlds First Five-Terminal VSC-HVDC Project, Seoul, Korea: 2015, p. 87–95. <https://doi.org/10.13140/RG.2.1.3449.3202>.
- [118] Bidadfar A, Abedi M, Karrari M, Gharehpetian GB, Taviana SN. Passive AC network supplying the integration of CCC-HVDC and VSC-HVDC systems. Turkish J Electr Eng Comput Sci 2014;22:353–62. <https://doi.org/10.3906/elk-1207-46>.
- [119] Saad H, Denetiere S, Mahseredjian J, Delarue P, Guillaud X, Peralta J, et al. Modular

- Multilevel Converter Models for Electromagnetic Transients. *IEEE Trans Power Deliv* 2014;29:1481–9. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2285633>.
- [120] Geetha RS, Deekshit R, Lal G. Performance analysis of a voltage source converter HVDC system connected to an independent power generating station. 2012 IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst., IEEE; 2012, p. 1–7. <https://doi.org/10.1109/PEDES.2012.6484497>.
- [121] Parkhideh B, Bhattacharya S. Vector-Controlled Voltage-Source-Converter-Based Transmission Under Grid Disturbances. *IEEE Trans Power Electron* 2013;28:661–72. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2204071>.
- [122] Jiang Y, Li Y, Tian Y, Wang L. Phase-Locked Loop Research of Grid-Connected Inverter Based on Impedance Analysis. *Energies* 2018;11:3077. <https://doi.org/10.3390/en11113077>.
- [123] Anand V, Srivastava SK. Simulation And Performance Investigation Of Series Active Power Filter Using Hysteresis Current Control Method 2012;2:1073–80.
- [124] Siemaszko D. Fast Sorting Method for Balancing Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters. *IEEE Trans Power Electron* 2015;30:463–70. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2312101>.

**Résumé :** Ces travaux de recherches traitent les différents aspects opérationnels et de contrôle du raccordement d'une ferme éolienne offshore, composée d'éoliennes à base de génératrice synchrones à aimants permanents à basses vitesses, vers le réseau terrestre via une liaison VSC-HVDC à base du convertisseur modulaire multiniveau MMC. Ainsi, l'objectif principal de ces travaux est d'analyser les performances d'un tel système sans les filtres AC dans les deux stations onshore et offshore et cela, en développant un contrôle en cas de défauts et lors des changements de point de consigne et de conditions de réseau déséquilibrées. Les différentes parties sont modélisées en vue d'une simulation sous Simpower System/Matlab. Les résultats obtenus confirment la robustesse du système de contrôle avec une bonne qualité d'énergie, qui se manifeste par de solides performances lors des défauts avec des grandeurs de sortie dans les normes sans avoir besoin d'utiliser des filtres AC volumineux.

**Mots-clés :** Liaison VSC-HVDC, Convertisseur modulaire multiniveau (MMC), Énergie éolienne, Ferme éolienne offshore, Commande vectorielle orientée.

**Abstract:** This research work deals with the various operational and control aspects of the connection of an offshore wind farm, composed of wind turbines based on low-speed permanent magnet synchronous generators, to the terrestrial network via a VSC-HVDC link based on the MMC multi-level modular converter. Thus, the main objective of this work is to analyze the performance of such a system without AC filters in both onshore and offshore stations and this, by developing a control in case of faults and during set point changes. and unbalanced network conditions. The different parts are modelled for simulation under Simpower System/Matlab. The results obtained confirm the robustness of the control system with good power quality, which is manifested by solid performance during faults with output quantities within the standards without the need to use bulky AC filters.

**Keywords:** VSC-HVDC link, Modular Multilevel Converter (MMC), Multilevel Converters, Wind energy, Offshore Wind Farm, Oriented Vector Control.

**المخلص :** يتعامل هذا العمل البحثي مع مختلف الجوانب التشغيلية والتحكمية لربط مزرعة الرياح البحرية، المكونة من توربينات الرياح القائمة على مولدات متزامنة ذات مغناطيس دائم منخفض السرعة، إلى الشبكة الأرضية عبر وصلة VSC-HVDC القائمة على MMC متعدد مستوى المحول المعياري. وبالتالي، فإن الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تحليل أداء مثل هذا النظام بدون مرشحات التيار المتردد في كل من المحطات البرية والبحرية، وذلك من خلال تطوير عنصر تحكم في حالة الأعطال وأثناء تغييرات النقطة المحددة. وظروف الشبكة غير المتوازنة. تم تصميم الأجزاء المختلفة للمحاكاة تحت نظام Simpower / Matlab. تؤكد النتائج التي تم الحصول عليها متانة نظام التحكم مع جودة طاقة جيدة، والتي تتجلى من خلال الأداء القوي أثناء الأعطال بكميات الإخراج ضمن المعايير دون الحاجة إلى استخدام فلاتر التيار المتردد الضخمة.

**الكلمات الدالة :** رابط VSC-HVDC، محول معياري متعدد المستويات (MMC)، محولات متعددة المستويات، مزرعة رياح بحرية، تحكم موجه.