

# Liaisons HVDC: structure, contrôle et modélisation

Technologies VSC et MMC

Mémoire présenté par  
**Martin FUNCK , Joseph VANDENDORPE**

pour l'obtention du grade de master en  
**ingénieur civil électromécanicien**  
*Option: Énergie*

Promoteur  
**Emmanuel DE JAEGER**

Lecteurs  
**Marc BEKEMANS, Jean-Didier LEGAT**

Année académique 2015-2016

UNIVERSITÉ CATHOLIQUE DE LOUVAIN

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE LOUVAIN

**Liaisons HVDC: structure, contrôle et modélisation**

par Martin FUNCK et Joseph VANDENDORPE

## *Abstract*

In the context of a future global grid, High Voltage Direct Current (HVDC) links will play a central role. New technologies of semi-conductors and control devices have made possible HVDC project with Voltage Source Converters. This technology has several advantages, allowing it to make a growing presence in the HVDC projects. A new topology of VSC has been developed in recent years : Modular Multilevel Converters (MMC). They have some advantages over classic VSC like a lesser need of filters.

In the first part of this thesis, we will introduce HVDC. We will then study the structure and the control of VSC links and an MMC station. The latter has a more complex structure. They need the implementation of other controls. The operation of filters will be discussed in this part.

In the second part, these modulation technics will be applied and analysed on models with *MatLab-Simulink*. The study of VSC classic will be made on an existing model. We developed a model to analyse MMC operations.

This whole thesis allows us to get a global view of different types of HVDC technologies.

# *Remerciements*

Nous voulons remercier particulièrement notre promoteur Emmanuel De Jaeger pour le suivi de ce travail. Nous le remercions également de nous avoir transmis sa passion des réseaux électriques. Ses conseils et ses critiques ont grandement contribué à la réalisation de ce travail.

## **Martin**

Je tiens à remercier Caroline pour sa gentillesse et son soutien durant cette année de travail.

Je remercie également mes parents, Claire et Jean-François, pour leurs encouragements et leurs conseils durant mes études.

Enfin, je veux remercier ma famille et mes amis qui m'ont soutenu dans la réalisation de ce mémoire.

## **Joseph**

Je souhaite remercier les personnes suivantes, qui m'ont aidées d'une manière ou d'une autre durant mes études, jusqu'à la réalisation de ce TFE.

**Mes parents**, Cathy Hers et Jean-Marie Vandendorpe, pour m'avoir permis de faire ces études, et m'avoir soutenu tout au long de celles-ci.

**Mes amis**, pour la bienveillance qu'ils ont en commun, et pour leurs qualités individuelles : Barthélémy Deutsch, Bastien Schumer, Simon Van Haverbeke, Flavie Nuytten, Pierre Billon, ainsi que mes amis Walhinois et Gembloutois.

**Mes colocataires**, qui m'ont permis de vivre dans un climat agréable, reposant, et propice à mon travail durant ces années : Eloy Dalton, Bastien De Maagd, Manon Ursule de Hepcée, Maxime de Hepcée, Maxence Carlier, Camille Marguerite, Charles Martin, Gabrielle van Outryve d'Ydewalle et Estelle Collard.

# Table des matières

Abstract

Remerciements

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Abbréviations

Symboles

Introduction	1
<b>I État de l'art de la technologie HVDC</b>	<b>2</b>
<b>1 Contexte</b>	<b>3</b>
1.1 AC vs. DC	3
1.2 Historique	6
1.3 Applications	7
1.4 Types de configurations HVDC	8
1.5 Perspectives futures : l'HVDC au centre de la transition énergétique	10
<b>2 Current Source Converters</b>	<b>13</b>
2.1 Principe de fonctionnement	13
2.2 Caractéristiques et limitations	15
<b>3 Voltage Source Converters</b>	<b>17</b>
3.1 Vue d'ensemble d'une liaison VSC	18
3.2 Contrôle	19
3.2.1 Structure de contrôle	20
3.2.2 Contrôle externe	22
3.2.3 Contrôle interne	25
3.2.4 Pulse Width Modulation	26
3.3 Caractéristiques	28

<b>4</b>	<b>Les convertisseurs modulaires multi-niveaux (MMC)</b>	<b>29</b>
4.1	Les différents designs . . . . .	29
4.2	Principe de fonctionnement et modélisation des MMC . . . . .	32
4.2.1	Structure et fonctionnement du sub-module . . . . .	32
4.2.2	Structure et fonctionnement d'un MMC monophasé . . . . .	34
4.2.3	Structure et fonctionnement d'un MMC triphasé . . . . .	36
4.2.4	Étude des courants de bras . . . . .	37
4.3	Contrôle . . . . .	41
4.3.1	Contrôle externe . . . . .	41
4.3.2	Contrôle interne . . . . .	41
4.3.2.1	Équilibrage des tensions des capacités . . . . .	42
4.3.2.2	Techniques de modulation - Stratégies de commutation . . . . .	43
4.3.2.3	Courant circulant . . . . .	45
<b>5</b>	<b>Filtres</b>	<b>46</b>
5.1	Filtres pour CSC . . . . .	46
5.1.1	Filtres AC . . . . .	46
5.1.2	Filtres DC . . . . .	50
5.2	Filtres pour VSC . . . . .	51
5.2.1	Filtres AC . . . . .	51
5.2.2	Condensateur DC . . . . .	52
<b>II</b>	<b>Modélisations et simulations</b>	<b>53</b>
<b>6</b>	<b>Modélisation d'une liaison VSC</b>	<b>54</b>
6.1	Description du modèle . . . . .	55
6.2	Contrôle . . . . .	57
6.2.1	Blocs satellites . . . . .	57
6.2.2	Contrôle externe . . . . .	58
6.2.3	Contrôle interne . . . . .	59
6.2.4	Équilibrage de la tension DC . . . . .	59
6.2.5	PWM 3-niveaux . . . . .	60
6.3	Harmoniques et filtres . . . . .	61
6.4	Inversion du flux de puissance active . . . . .	64
6.5	Variation de la commande de puissance réactive . . . . .	67
6.6	Creux de tension . . . . .	68
6.7	Défauts AC . . . . .	69
6.8	Démarrage de la liaison . . . . .	70
6.9	Défaut DC . . . . .	71
<b>7</b>	<b>Modélisation de stations MMC</b>	<b>73</b>
7.1	Les deux modèles . . . . .	73
7.1.1	Modèle à valeurs moyennes . . . . .	74
7.1.2	Modèle détaillé . . . . .	78
7.1.3	Validation des modèles . . . . .	81
7.2	Stratégies de contrôle . . . . .	82
7.2.1	Équilibrage des capacités . . . . .	82

7.2.1.1	Contrôle d'énergie . . . . .	82
	Simulation sur le modèle à valeurs moyennes . . . . .	84
	Comparaison avec le modèle détaillé . . . . .	85
7.2.1.2	Contrôle distribué . . . . .	87
7.2.2	Contrôle du courant circulant . . . . .	90
7.3	Liaison HVDC . . . . .	92
7.3.1	Paramètres du modèle utilisé . . . . .	92
7.3.2	Consigne de puissance active . . . . .	94
7.3.3	Analyse des contenus harmoniques . . . . .	95
7.3.4	Échelon de tension DC . . . . .	97
7.3.5	Défaut AC . . . . .	98
	<b>Conclusion</b>	<b>99</b>
	<b>A VSC</b>	<b>i</b>
	<b>B MMC</b>	<b>v</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>vii</b>

# Table des figures

1.1	Comparaison des pertes dans une liaison HVAC ou HVDC . . . . .	4
1.2	Lien mono-polaire . . . . .	9
1.3	Lien bipolaire . . . . .	9
1.4	Lien homopolaire . . . . .	9
1.5	L'exemple allemand . . . . .	11
1.6	Projet Desertec . . . . .	12
1.7	Global Grid . . . . .	12
2.1	Pont de Graetz à 6 thyristors . . . . .	14
2.2	Retard à l'amorçage $\alpha = 0^\circ$ . . . . .	14
2.3	Retard à l'amorçage $\alpha = 20^\circ$ . . . . .	14
2.4	Contrôle d'un poste de conversion CSC . . . . .	15
3.1	Aperçu d'une liaison HVDC VSC . . . . .	18
3.2	Structure de contrôle d'une liaison VSC-HVDC . . . . .	20
3.3	Station d'une liaison VSC-HVDC . . . . .	20
3.4	Structure de contrôle d'une station VSC-HVDC . . . . .	21
3.5	Contrôle externe d'une station VSC. . . . .	24
3.6	Contrôle interne d'une station VSC. . . . .	26
3.7	PWM intersective pour une phase . . . . .	27
4.1	Diode clamped . . . . .	30
4.2	Flying Capacitors . . . . .	31
4.3	MMC . . . . .	31
4.4	MMC Structure . . . . .	32
4.5	MMC SubModule States . . . . .	33
4.6	MMC 1phase . . . . .	34
4.7	Simulations d'un MMC monophasé idéal à 7 niveaux . . . . .	35
4.8	Simulations d'un MMC monophasé idéal à 49 niveaux . . . . .	35
4.9	MMC 3phase . . . . .	36
4.10	Circuit équivalent courant circulant . . . . .	40
4.11	Contrôle externe et du courant . . . . .	41
4.12	Schéma bloc contrôle interne . . . . .	42
4.13	MMC NLM . . . . .	43
4.14	PWM . . . . .	44
4.15	PSPWM . . . . .	44
5.1	Double tuned filter . . . . .	47
5.2	Impédance du filtre en fonction de la fréquence . . . . .	48

5.3	Filtre pour harmoniques 5 et 7 . . . . .	49
5.4	Montages avec amortissement . . . . .	50
5.5	Filtre passe haut du second ordre . . . . .	51
6.1	Modèle simulink d'une liaison VSC-HVDC . . . . .	54
6.2	Convertisseur 3 niveaux . . . . .	56
6.3	Limitation de la commande en courant externe : $i_v^*$ . . . . .	58
6.4	Équilibrage de la tension DC . . . . .	59
6.5	PWM pour le contrôle d'un convertisseur 3-niveaux . . . . .	60
6.6	Jambe d'un convertisseur 3-niveaux . . . . .	60
6.7	Comparaison de signaux et de leur spectre . . . . .	61
6.8	Spectre de la tension de ligne A-B, au niveau du filtre. . . . .	62
6.9	Visualisation de l'impact de la présence de filtres sur $u_f$ . . . . .	63
6.10	Fonction de transfert. . . . .	64
6.11	Évolution des puissances durant l'inversion de $P^*$ . . . . .	64
6.12	Commandes internes du contrôleur . . . . .	65
6.13	Réponse du système à la suite d'une inversion instantanée de $P^*$ . . . . .	66
6.14	Évolution des puissances durant la variation de $Q^*$ à partir de $t = 1s$ . . . . .	67
6.15	Commandes internes du contrôleur . . . . .	67
6.16	Évolution des flux de puissance durant un creux de tension : . . . . .	68
6.17	Défaut au PCC du réseau 2. . . . .	69
6.18	Déséquilibre des flux de puissances entrantes et sortantes sur la liaison. . . . .	70
6.19	Démarrage d'une liaison HVDC-VSC. . . . .	71
6.20	Défaut DC, déconnexion, et redémarrage de la liaison. . . . .	72
7.1	Modèle à valeurs moyennes . . . . .	75
7.2	Somme des tensions des capacités de bras . . . . .	78
7.3	Courant interne de phase . . . . .	78
7.4	Ondulation de la tension d'une capacité sur le modèle triphasé détaillé . . . . .	79
7.5	Ondulation de la somme $V_{cu}^\Sigma + V_{cl}^\Sigma$ . . . . .	80
7.6	Contenu harmonique de la somme $V_{cu}^\Sigma + V_{cl}^\Sigma$ . . . . .	80
7.7	$V_{cu}^\Sigma - V_{cl}^\Sigma$ sur le modèle triphasé détaillé . . . . .	80
7.8	Contenu harmonique de la différence $V_{cu}^\Sigma - V_{cl}^\Sigma$ . . . . .	80
7.9	Energy Control . . . . .	81
7.10	$V_{cu}^\Sigma$ et $V_{cl}^\Sigma$ lors d'un échelon de tension DC . . . . .	82
7.11	Energy Control . . . . .	84
7.12	Simulation du modèle à valeurs moyennes avec activation du contrôle d'énergie et échelon de valeur d'énergie. . . . .	85
7.13	Courant interne . . . . .	85
7.14	Comparaison entre le modèle à valeurs moyennes et le modèle détaillé pour le contrôle d'énergie. . . . .	86
7.15	Contrôle d'énergie : valeurs des tensions des capacités . . . . .	86
7.16	Distributed Control . . . . .	87
7.17	Somme des tensions des bras avec échelon de tension . . . . .	89
7.18	Somme des tensions des bras avec échelon de tension . . . . .	89
7.19	FFT courant circulant sans contrôle . . . . .	90
7.20	FFT courant circulant avec contrôle distribué . . . . .	90

7.21	Structure du CCSS . . . . .	91
7.22	FFT courant circulant avec contrôle distribué et courant circulant . . . . .	92
7.23	Modèle simulink d'une liaison HVDC-MMC . . . . .	92
7.24	Courant AC aux bornes de la Station B . . . . .	94
7.25	Puissance active instantanée au PPC A . . . . .	94
7.26	Tension du bus DC . . . . .	94
7.27	$V_{cu}^{\Sigma}$ et $V_{cl}^{\Sigma}$ . . . . .	94
7.28	Spectre de la tension . . . . .	95
7.29	Fonction de transfert du filtre AC . . . . .	96
7.30	Spectre de tension aux bornes de la station B . . . . .	96
7.31	Spectre de la tension au filtre côté A . . . . .	96
7.32	Échelon de tension $u_{DC}$ à $t = 0, 4s$ . . . . .	97
7.33	Simulation : défaut triphasé en $t=0,2s$ . . . . .	98
7.34	Simulation : défaut triphasé en $t=0,2s$ . . . . .	98
A.1	Modèle du réseau . . . . .	i
A.2	Station de conversion . . . . .	i
A.3	Schéma de contrôle d'une station VSC, contrôlée et P et en Q. . . . .	ii
A.4	Contrôles discrets d'une station VSC . . . . .	ii
A.5	Contrôle externe d'une station VSC . . . . .	iii
A.6	Contrôle interne d'une station VSC . . . . .	iii
A.7	Observation autour du 54 <sup>e</sup> harmonique . . . . .	iv
B.1	Sub-module implémenté dans <i>Simulink</i> . . . . .	v
B.2	Convertisseur MMC monophasé implémenté dans <i>Simulink</i> . . . . .	v
B.3	Convertisseur MMC triphasé implémenté dans <i>Simulink</i> . . . . .	vi
B.4	Expérience MMC : tension . . . . .	vi
B.5	Expérience MMC : step de tension . . . . .	vi

# Liste des tableaux

4.1	Les différents états d'un sub-module . . . . .	33
7.1	Paramètres du système à puissance peu élevée . . . . .	74
7.2	Contenus harmoniques d'une capacité d'un sub-module, obtenu via l'outil <i>FFT Analysis</i> de <i>Simulink</i> . . . . .	79
7.3	Contenus harmoniques de la somme de deux capacités d'un sub-module du même bras, obtenu via l'outil <i>FFT Analysis</i> de <i>Simulink</i> . . . . .	79
7.4	Contenu harmonique du courant circulant. Résultats obtenus via l'outil <i>FFT Analysis</i> de <i>Simulink</i> . . . . .	81
7.5	Paramètres du système . . . . .	93
7.6	Comparaison des technologies CSC / VSC classique / MMC . . . . .	102

# Abbreviations

<b>AC</b>	<b>A</b> lternative <b>C</b> urrent
<b>CCA</b>	<b>C</b> urrent <b>C</b> ontrol <b>A</b> mplifier
<b>CSC</b>	<b>C</b> urrent <b>S</b> ource <b>C</b> onverter
<b>DC</b>	<b>D</b> irect <b>C</b> urrent
<b>DG</b>	<b>D</b> istributed <b>G</b> eneration
<b>HVAC</b>	<b>H</b> igh <b>V</b> oltage <b>A</b> lternative <b>C</b> urrent
<b>HVDC</b>	<b>H</b> igh <b>V</b> oltage <b>D</b> irect <b>C</b> urrent
<b>IGBT</b>	<b>I</b> nsulated <b>G</b> ate <b>B</b> ipolar <b>T</b> ransistor
<b>LCC</b>	<b>L</b> ine- <b>C</b> ommutated <b>C</b> onverter
<b>MMC</b>	<b>M</b> odular <b>M</b> ultilevel <b>C</b> onverter
<b>PCC</b>	<b>P</b> oint de <b>C</b> ouplage <b>C</b> ommun
<b>PLL</b>	<b>P</b> hase <b>L</b> ocked <b>L</b> oop
<b>PS-PWM</b>	<b>P</b> hase <b>S</b> hifted <b>P</b> ulse <b>W</b> ith <b>M</b> odulation
<b>PWM</b>	<b>P</b> ulse <b>W</b> ith <b>M</b> odulation
<b>THD</b>	<b>T</b> otal <b>H</b> armonic <b>D</b> istortion
<b>VDCOL</b>	<b>V</b> oltage <b>D</b> ependent <b>C</b> urrent <b>O</b> der <b>L</b> imit
<b>VSC</b>	<b>V</b> oltage <b>S</b> ource <b>C</b> onverter

# Symboles

$A^*$	Référence pour la commande de la valeur A (notation générale)	
$A^d$	Composante directe de la valeur A (notation générale)	
$A^q$	Composante en quadrature de la valeur A (notation générale)	
$C$	Capacité	F
$C_{SM}$	Capacité du sub-module	F
$f_0$	Fréquence fondamentale	Hz
$f_c$	Fréquence de la porteuse PWM	Hz
$i_{circ}$	Courant circulant	A
$i_{DC}$	Courant entrant dans le convertisseur, coté DC	A
$i_{diff}$	Courant interne	A
$i_v$	Courant sortant du convertisseur, coté AC	A
$k$	Indice de modulation	-
$L$	Inductance	H
$m_x$	Indice d'insertion du bras $x$	-
$N$	Nombre de sub-modules par bras	-
$P$	Puissance active	W
$p$	Puissance instantanée	W
$P_{DC}$	Puissance active rentrant du coté DC d'une station	W
$P_f$	Puissance active sortant du coté AC d'une station	W
$Q$	Puissance réactive	var
$Q_f$	Puissance réactive sortant du coté AC d'une station	var
$R$	Résistance	Ohm
$u_{DC}$	Tension DC, au convertisseur	V
$u_f$	Tension AC, au filtre	V
$u_{PCC}$	Tension AC, au PCC	V

## *Symboles*

---

$u_v$	Tension AC, au convertisseur	V
$V_u$ ( $V_l$ )	Somme des tensions des sub-modules insérés au bras supérieur (inférieur)	V
$V_{SM}$	Tension aux bornes d'un sub-module	V
$V_{cx}^{\Sigma}$	Somme des tensions des capacités du bras $x$	V
$W_{cx}^{\Sigma}$	Énergie totale stockée dans les capacités du bras $x$	J
$Z$	Impédance	Ohm
$\omega$	Fréquence angulaire	rad/s
$\omega_0$	Fréquence angulaire fondamentale	rad/s

# Introduction

L'objectif de ce travail est d'étudier, de modéliser et de simuler des liaisons HVDC. Ce travail peut être divisé en deux grandes parties. La première consiste en un état de l'art de la technologie HVDC. Une attention particulière sera donnée au design et au contrôle des topologies VSC (*Voltage Source Converter*) et MMC (*Modular Multilevel Converter*). Dans la seconde partie, on retrouve d'abord des simulations et une analyse d'une liaison VSC à partir d'un modèle existant. Un travail similaire a ensuite été effectué pour une liaison MMC, à partir d'un modèle que nous avons réalisé.

Le plan de ce mémoire est organisé comme suit :

Le **chapitre 1** est une mise en contexte de la technologie HVDC. Il justifie l'intérêt du transport d'énergie en courant continu, et passe en revue les applications et les perspectives futures de ces liaisons.

Le **chapitre 2** étudie brièvement la technologie CSC. Les principes de fonctionnement et les caractéristiques de cette topologie sont abordés.

Le **chapitre 3** est axé sur la technologie VSC. Nous étudierons ses différentes caractéristiques, comme la structure d'une liaison et son algorithme de contrôle.

Le **chapitre 4** traite des convertisseurs multi-niveaux modulaires (MMC). Ce nouveau type de convertisseurs est analysé tant au niveau de son design que de son contrôle.

Le **chapitre 5** examine les filtres pour liaisons HVDC. Nous expliquons pourquoi les filtres sont un élément important des liaisons HVDC et quels types de filtres sont utilisés.

Le **chapitre 6** utilise un modèle de liaison VSC pour analyser le fonctionnement de ce type de convertisseur.

Dans le **chapitre 7**, nous modélisons une station MMC et nous développons des stratégies de contrôle. Nous modélisons ensuite une liaison avec deux stations MMC.

Première partie

État de l'art de la technologie  
HVDC

# Chapitre 1

## Contexte

### 1.1 AC vs. DC

Le dilemme entre courants alternatifs et continus ne date pas d'hier. En effet, à la fin des années 1880, Thomas Edison et Nikola Tesla s'opposaient déjà à ce sujet. Le premier était détenteur de nombreux brevets sur les courants continus, et soucieux de conserver sa mainmise dans le domaine de l'électricité. Le second apportait une innovation conséquente au monde de l'électricité en développant le courant alternatif ainsi que d'autres technologies associées, dont le moteur à induction polyphasé et le transformateur. Les expériences de Tesla constituaient une menace pour l'empire d'Edison, donnant lieu à un affrontement appelé "Lutte des courants". Associé à George Westinghouse, Nikola Tesla remporte une bataille majeure en décrochant un contrat leur permettant d'installer l'ensemble de l'infrastructure électrique des USA, en courant alternatif. La distribution d'énergie électrique en courant alternatif devint ensuite la norme dans le monde entier.

Le choix du courant alternatif était en grande partie dû à sa compatibilité avec le transformateur, lui permettant d'élever ou d'abaisser le niveau de tension. Depuis, plus de 130 années sont passées, et le réseau électrique mondial s'est complexifié. De nouvelles technologies ont été développées, de nouvelles applications sont apparues sur le réseau et de nombreuses recherches ont été effectuées. Celles-ci ont amené la conclusion que, dans certains cas, le courant continu pouvait être une meilleure option pour le transport d'énergie électrique à haute tension. Nous allons passer en revue les différents critères qui peuvent justifier l'utilisation des transmissions HVDC <sup>1</sup>.

---

1. High Voltage Direct Current.

## Transport d'énergie moins coûteux sur de longues distances

Il s'agit là de l'atout principal des liaisons HVDC. Comme illustré sur la figure 1.1, à partir d'une certaine distance de liaison, il est financièrement intéressant de transporter l'énergie en courant continu.

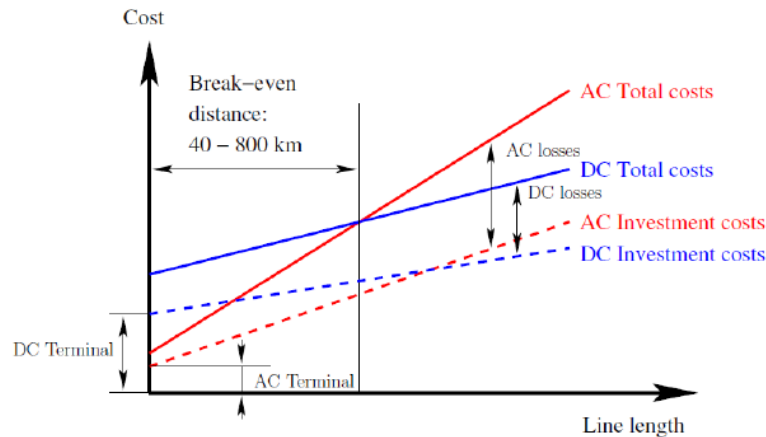


FIGURE 1.1 – Comparaison des pertes dans une liaison HVAC ou HVDC [1]

Pour estimer le coût total d'une installation, il faut prendre en compte plusieurs aspects. En considérant des liaisons HVDC et HVAC<sup>2</sup> ayant les mêmes puissances nominales, on relève les observations suivantes :

- **Coût lié aux stations :** il est plus élevé pour des liaisons HVDC que pour les stations HVAC [2]. Les stations HVDC sont plus complexes, elles contiennent, entre autres, un convertisseur et des filtres [3]. Cela augmente le coût des stations par rapport à l'HVAC, aussi bien au niveau de leur construction que de leur fonctionnement (dû à des pertes plus importantes).
- **Coût lié à la longueur de la liaison :** Ce prix par kilomètre est plus élevé pour les liaisons HVAC que pour les HVDC. Le prix à la construction est plus élevé car une liaison AC nécessite la présence de compensateurs [3]. Les pertes sur la liaison AC sont aussi plus élevées à cause de l'effet de peau [3]. Pour une même puissance transportée, un lien DC ne nécessite que deux conducteurs, pour trois dans le cas des liaisons AC, ce qui réduit de 33% les pertes par conduction [3]. Notons aussi que les pertes par effet couronne pour les lignes aériennes [3] et les pertes par hystérésis diélectrique pour les longs câbles [4] sont également des désavantages majeurs en termes de pertes/km pour les liaisons AC.

2. High Voltage Alternative Current

## Limitation technique pour le transport sous-marin

Dans le cas d'une liaison sous-marine, il est nécessaire d'utiliser du câble plutôt qu'une ligne aérienne. Or les liaisons par câble ne peuvent dépasser une certaine longueur, sous peine de ne véhiculer que de la puissance réactive [5]. On estime que la limite de faisabilité pour une liaison HVAC câblée se situe entre 40 et 100 km [6], tandis qu'on parle de 600 km pour les HVDC [2].

De plus, la résistivité de l'eau de mer étant très peu élevée<sup>3</sup>, la mer peut elle-même assurer le rôle de lien de retour, ce qui diminue les frais de construction [5].

## Impact environnemental

Le choix d'une liaison HVDC peut aussi être motivé pour des raisons liées à l'environnement qu'il traverse [1]. Les liaisons HVDC peuvent transporter plus de puissance que les liaisons HVAC pour une taille donnée de conducteurs, ce qui signifie que pour une même puissance transmise, les liaisons HVDC nécessitent un droit de passage deux fois moins important [5][7].

La possibilité de relier des zones à fortes densités de population avec des productions d'énergies vertes (barrages hydroélectrique, éolien offshore...) peut également être citée parmi les impacts positifs de l'HVDC sur l'environnement. Nous y reviendrons plus en détail dans la section 1.5.

Un autre avantage environnemental notable réside dans le fait que les champs électriques et magnétiques sont de type DC plutôt qu'AC [2].

## Liaisons de réseaux asynchrones

Une connexion directe entre deux réseaux asynchrones n'est pas possible en courant alternatif [6]. Les liaisons HVDC permettent, elles, de les lier. Ce lien peut être de type "back-to-back"<sup>4</sup>, ou via une liaison plus longue.

## Contrôlabilité et stabilité

À chaque extrémité de la liaison se trouve une station de contrôle. Celle-ci sert à régler le transit de puissance active<sup>5</sup> sur la liaison. Elle permet un contrôle de puissance rapide et précis [7]. Cette contrôlabilité permet également de résoudre des problèmes liés à la

---

3. De l'ordre de  $0.3 \Omega/\text{m}$  [5]

4. Nous reviendrons sur les différentes configurations d'HVDC dans la partie 1.4

5. Voir aussi de puissance réactive pour les liaisons de type VSC et MMC, comme nous le verrons plus tard.

stabilité d'un réseau [8].

NB : En connectant une liaison HVDC à un réseau, celle-ci n'augmente en aucun cas sa puissance de court-circuit [9]. Cela présente l'intérêt de ne pas devoir adapter les équipements déjà présents dans le circuit.

## 1.2 Historique

La technologie HVDC a beaucoup évolué depuis sa création. Nous allons passer en revue les dates clés de son développement :

- 1941 ... • **Construction de la première liaison HVDC** : Le premier contrat pour une liaison HVDC fût signé en Allemagne. Il s'agissait d'une liaison  $\pm 200$  kV de type CSC avec diodes à vapeur de mercure, dimensionnée pour un transit de 60 MW sur 115 km de câble entre Berlin et Elbe [6]. Le projet fût achevé en avril 1945, mais n'a jamais été mis en marche. En effet, à la fin de la guerre, l'URSS démonta la liaison pour la réinstaller entre Moscou et Kashira. [10]. Elle servira ensuite de centre de recherche.
- 1954 ... • **Première liaison HVDC commerciale** : Elle permit de relier l'île Gotland avec la Suède continentale. Son développement fut dirigé par Uno Lamm, que l'on considère encore aujourd'hui comme "Le père de l'HVDC" [11]. Il s'agit également de la première liaison sous-marine.
- 1972 ... • **Première liaison utilisant uniquement des thyristors** : Le projet "EeL River" a permis de faire le lien entre deux zones asynchrones : Le Québec et le Nouveau-Brunswick [12]. Cette connexion de type "back-to-back" utilisait quatre thyristors en parallèle [13] par bras pour pouvoir transporter suffisamment de courant. L'émergence du thyristor est une étape importante dans le développement des liaisons HVDC, ceux-ci coûtent moins cher à l'achat que des diodes à vapeur de mercure et minimisent les coûts de fonctionnement [13].
- 1978 ... • **Première liaison à l'échelle du Mégavolt** : Le projet de Cahora Bassa relie une station hydroélectrique sur le Zambèze et la ville de Johannesburg via une liaison de  $\pm 533$  kV [13]. Ce projet est important pour plusieurs raisons. La tension sur sa ligne est la plus haute à l'époque, que ce soit sur des liaisons AC ou DC [13]. La longueur de la ligne (1360 km) est aussi un record, et il s'agit de la première liaison HVDC sur le continent africain. Ce projet d'envergure sera malheureusement souvent qualifié d'éléphant blanc par la suite [14].

- 1985 ... ● **Amélioration considérable des thyristors** : Les thyristors refroidis à l'eau [15] et isolés à l'air [16] permettent de supporter des courants et des tensions plus importants. Cela diminue le besoin de mettre des thyristors en parallèle ou en série, ou de faire appel à différents services auxiliaires, comme on le faisait par le passé [15]. Le premier projet utilisant ces techniques est le projet "Nelson River Bipole 2", qui donna lieu à une globalisation de l'utilisation de celles-ci [13].
- 1986 ... ● **Projet Itaipu** : Cette liaison fait le lien entre la centrale hydroélectrique du barrage d'Itaipu, et la ville de São Paulo. Nous mettons en évidence cette installation car elle est restée la plus importante liaison HVDC durant de nombreuses années (Puissance nominale de 6000 MW et tension  $\pm 600$  kV [13]). Tout d'abord en matière de tension, elle ne fut dépassée qu'en janvier 2010 par la liaison Yunnan-Guangdong et sa tension de  $\pm 800$  kV [17]. Puis en puissance nominale, par la liaison Xiangjiaba - Shanghai et ses 6400 MW [18].
- 1986 ... ● **Premier HVDC multi-terminal** : Cette installation a permis de relier la production d'Hydro-Québec avec plusieurs villes : Des Cantons, Comerford, Nicolet, Radisson et Sandy Pond. Certains terminaux ne faisaient pas partie du projet initial et ont été greffés par après [13].
- 1986 ... ● **Première liaison de type VSC** : Après avoir accueilli la première liaison HVDC commerciale, l'île Gotland est une fois de plus pionnière dans le domaine des liaisons HVDC en inaugurant la première liaison de type VSC [8]. Cette technologie fera l'objet d'une étude détaillée dans le chapitre 3. Elle offre une panoplie de nouvelles possibilités, citons notamment le contrôle indépendant des puissances réactives et actives [19] et l'alimentation d'un réseau faible, sans génération de puissance [8].
- 2010 ... ● **Première liaison de type MMC** : Le projet Trans Bay Cable, à San Francisco, est le premier à utiliser un type spécifique de VSC : les convertisseurs multi-niveaux modulaires (MMC). Cette nouvelle topologie sera étudiée dans le chapitre 4. Elle permet notamment de diminuer les pertes et les besoins de filtres. Aujourd'hui, la plupart des constructeurs de liaisons HVDC proposent des solutions VSC basées sur la technologie MMC [20]. La liaison Trans Bay Cable permet de transmettre 400 MW avec un bus DC de  $\pm 200$  kV et des convertisseurs comportant 216 sub-modules par bras [21].

### 1.3 Applications

Par le passé, pour une série de projets, la construction d'une liaison HVDC s'est avérée être la meilleure solution, voire la seule, pour répondre à un besoin de transmission

d'énergie. Nous allons passer en revue les raisons qui ont pu amener à faire le choix d'une liaison HVDC.

- **Sources lointaines** : dans certains cas, les zones de production de masse peuvent être très éloignées des zones de consommation de masse [2]. Il s'agit de sources dont l'emplacement ne peut être choisi facilement. Prenons l'exemple de la liaison de 800 km entre le barrage d'Itaipu, qui profite de la puissance hydroélectrique du Rio Paraná, et la ville de São Paulo, qui accueille près de 12 millions d'habitants [8].
- **Impossibilité de production locale** : Le choix de l'HVDC peut également être causé par la zone nécessitant un apport de puissance. La ville de Visby, sur l'île suédoise Gotland, a fait le choix de s'alimenter via une liaison HVDC par câble souterrain pour éviter d'endommager son environnement avec une production locale. Comme avancé précédemment, le transport par câble en AC est impossible au-delà d'une certaine distance. Ce centre archéologique et touristique y a vu une solution à sa grande demande en énergie [8].
- **Asynchronisme** : En faisant fonctionner les deux extrémités d'une liaison à des fréquences différentes, il est possible de relier deux réseaux asynchrones [9]. C'est par exemple le cas de la liaison de Garabi, qui lie l'Argentine et le Brésil. Les réseaux de ces deux pays ont respectivement des fréquences propres de 50 Hz et 60 Hz [8] [5].
- **Contrôle de puissances** : Une interconnexion de réseaux permet d'avoir une meilleure tenue en fréquence, une assistance mutuelle en cas d'incident, une réduction des réserves tournantes et une facilitation du marché de l'électricité [1]. Une interconnexion via liaisons HVDC permet un contrôle aisé, rapide, et précis de cette interconnexion en commandant le flux de puissance active [9]. Aux Philippines, les performances de contrôle de la liaison sous-marine entre la centrale géothermique de l'île Leyte et l'île de Luzon ont permis d'améliorer la stabilité du réseau AC de Manille [8]. Notons également que les liaisons de type VSC permettent de contrôler indépendamment les flux de puissances actives et réactives, ce qui est utile dans certaines applications, notamment pour des éoliennes offshores [22].

## 1.4 Types de configurations HVDC

**Lien mono-polaire** Ces liaisons, représentées sur la figure 1.2 sont constitués d'un seul conducteur polarisé, et utilisent soit la terre, soit la mer ou bien un câble métallique pour le retour. Ce câble métallique est utilisé pour éviter les interférences harmoniques et la corrosion. Le retour par la terre ou la mer est la solution la plus économique. Vu que l'effet couronne est plus important dans un conducteur de polarité positive [23], ces liens mono-polaires opèrent généralement avec une polarité négative.

**Lien bipolaire** Une liaison bipolaire a deux conducteurs : un positif et un négatif. Chaque terminal a deux séries de convertisseurs de même puissance, positionnés en série sur le côté DC (voir figure 1.3). La jonction entre les deux convertisseurs est connectée à la masse. Les liaisons bipolaires sont donc une combinaison de deux liens mono-polaires. En situation normale, les deux stations d'un terminal fonctionnent et le même courant transite dans les deux pôles. Il n'y a donc pas de courant vers la terre. Pour des raisons de maintenances ou de défaut d'un pôle, il est toujours possible de fonctionner en liaison mono-polaire. Les liaisons bipolaires sont utilisées lorsque les besoins de capacité de transmission dépassent ceux d'un seul pôle [9].

**Lien homopolaire** Dans ce type de liaisons (voir figure 1.4), les deux conducteurs ont la même polarité et le retour se fait par la terre ou par un câble métallique. Le seul avantage des liens homo-polaires réside dans un coût moins élevé pour l'isolation. Néanmoins, les désavantages liés à un retour par la terre l'emportent. Les liaisons bipolaires sont donc les plus utilisées [23] [9]

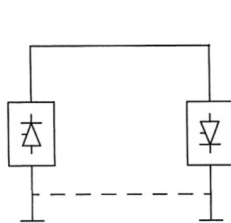


FIGURE 1.2 – Lien mono-polaire

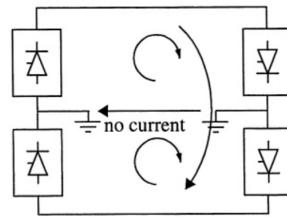


FIGURE 1.3 – Lien bipolaire

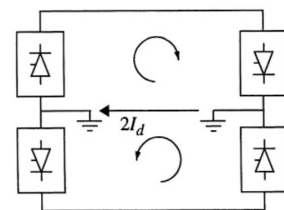


FIGURE 1.4 – Lien homopolaire [23]

**Convertisseurs *back-to-back*** Les liens *back-to-back* sont des cas particuliers d'interconnexions monopolaires où il n'y a pas de câbles DC et les deux stations de conversion sont situées dans le même bâtiment. Ces liaisons sont utilisées pour transmettre de l'énergie entre deux réseaux AC asynchrones. Elles sont également employées pour fournir une puissance définie à l'intérieur d'un réseau [6].

**HVDC multiterminal** L'utilisation de la technologie HVDC a traditionnellement été limitée à des connexions entre deux points (appelées liaisons *point à point*). Cependant, on constate un intérêt grandissant pour les systèmes multiterminaux (MTDC), du tant à des avancées technologiques dans l'électronique de puissance qu'aux défis liés à l'intégration des sources d'énergies renouvelables dans les réseaux. "Multiterminal" signifie qu'il y a dans le système trois stations au minimum, interconnectées par un

lien DC. Ce type de configuration est assez complexe. Plusieurs aspects doivent encore être étudiés plus profondément surtout concernant le contrôle et la protection avant une implémentation commerciale [24].

## 1.5 Perspectives futures : l'HVDC au centre de la transition énergétique

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, les liaisons HVDC sont utilisées aujourd'hui pour transporter l'énergie éolienne offshore vers les réseaux terrestres, pour véhiculer de l'énergie électrique sur de longues distances, pour connecter différents réseaux électriques AC, et pour renforcer ceux-ci. Avec un nombre grandissant de connexions DC point à point, qui sont connectées aujourd'hui à travers les réseaux AC, l'idée de connecter les liaisons DC d'une manière plus directe peut sembler évidente : à la place de connecter les liaisons DC entre elles à travers les réseaux alternatifs, on pourrait les relier entre eux et former un réseau HVDC.

Dans une perspective de transition énergétique et donc d'utilisation de plus en plus importante des énergies renouvelables, les liaisons HVDC peuvent jouer un rôle majeur. Premièrement, les sources d'énergies renouvelables se situent généralement loin des lieux de consommation d'énergie. Prenons pour exemple le soleil des déserts, ou le vent dans les océans. Deuxièmement, ces sources sont intermittentes. Il faut donc trouver des solutions pour gérer cette variation de production, sans perturber les réseaux. Une idée est de construire un **Super-Grid** : des liaisons HVDC qui transportent de l'énergie sur de longues distances à partir de sites reculés vers le réseau AC des régions urbaines.

**L'exemple allemand** Après l'accident de Fukushima, le gouvernement allemand a décidé d'arrêter progressivement ses centrales nucléaires. L'intérêt envers les sources d'énergies renouvelables, principalement l'éolien offshore et le solaire, a donc fortement grandi. Cette décision a des répercussions sur le réseau électrique. En effet, le sud de l'Allemagne, partie fortement industrialisée consommait de l'énergie produite par les centrales nucléaires de la région. La production d'électricité se déplaçant principalement dans le nord du pays grâce aux nombreux parcs d'éoliennes offshore, il y aura un déséquilibre qui saturera le réseau électrique. Le sud de l'Allemagne est moins propice pour implanter des parcs éoliens, ceux-ci se développent donc préférentiellement au nord. Pour régler ce problème de réseau, l'Allemagne projette de créer trois corridors de liaisons HVDC pour transporter l'électricité produite dans le nord vers le sud (voir la figure 1.5). Ces corridors peuvent être vus comme la première étape vers un *Super-Grid*[25] [26].

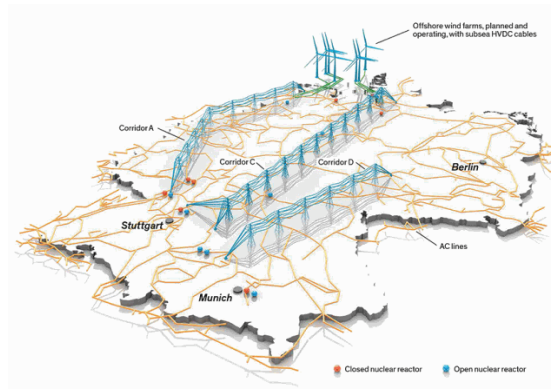


FIGURE 1.5 – Les corridors HVDC [25]

**En Belgique** Dans l'optique de la transition énergétique, la Belgique a des projets pour augmenter sa capacité d'interconnexion. Parmi eux, deux de ces projets sont des liaisons HVDC. Le projet **Nemo** permettra de connecter le réseau belge et anglais en créant la première étape d'un réseau marin dans la mer du nord. Ce réseau permettra de transmettre efficacement l'énergie produite par les éoliennes *off-shores*. L'autre projet, baptisé **ALEGrO**, reliera la Belgique avec l'Allemagne [27].

**Le réseau électrique international de demain** Selon plusieurs études ou projets ([28] et [29]), la prochaine étape logique pour les réseaux électriques est la création d'un **Super-Grid**. L'élément moteur de cette démarche est l'intégration efficace de sources d'énergie importantes comme le désert du Sahara ou le Groenland. Un **Super-Grid** règle également les problèmes liés à l'intermittence des sources d'énergie renouvelables. En effet, les fluctuations dans la production d'électricité s'estompent : au plus la superficie du réseau est importante, au moins les fluctuations sont ressenties. Par exemple, à midi aux États-Unis, le surplus de production des panneaux solaires pourrait être transmis en Europe. À ce moment, le soleil est couché sur le Vieux Continent. Et inversement, lorsqu'il fait nuit en Amérique, l'énergie solaire européenne pourrait être utilisée. Le **Super-Grid** est une solution naturelle au problème d'intermittence des sources d'énergie renouvelables. L'élément clé de ce **Super-Grid** est la liaison HVDC car, premièrement, il s'agit de la seule solution pour transmettre de l'énergie avec des câbles sous-marins sur de longues distances. Deuxièmement, les HVDC minimisent les pertes pour des liaisons de longues distances. Enfin, les liaisons en courant continu évitent de devoir utiliser une fréquence uniforme sur tout le réseau, rendant celui-ci plus sensible à des défauts [28] [30].



FIGURE 1.6 – Projet Desertec [28]

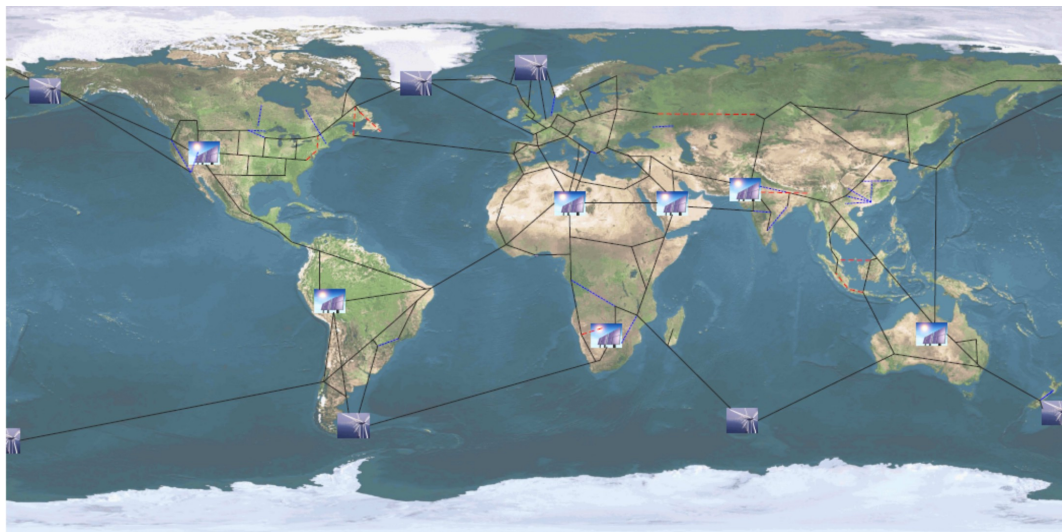


FIGURE 1.7 – Le Global Grid [29]

## Chapitre 2

# Current Source Converters

Les CSC, aussi appelés LCC<sup>1</sup>, constituent la technologie la plus ancienne en matière de liaisons HVDC. Les convertisseurs utilisent des composants qui peuvent être rendus passants via une commande, mais dont la coupure dépend du réseau [31]. Cette technologie ne sera que peu détaillée durant ce travail, mais nous nous devons de l'évoquer ne serait-ce que brièvement étant donné qu'il s'agit du type de liaison HVDC le plus répandu actuellement.

### 2.1 Principe de fonctionnement

Le convertisseur illustré dans la figure 2.1 est constitué de 6 thyristors<sup>2</sup>. Ceux-ci sont rendus passants via une commande<sup>3</sup> et bloquants en leur appliquant une tension inverse suffisamment élevée. Ce convertisseur agit comme une source de courant [32]. En effet, le courant ne change jamais de sens sur la liaison DC.

Introduisons la notion d'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  : il s'agit du délai angulaire entre le moment où l'on applique une tension positive à un thyristor et le moment où on le rend passant via une impulsion de gâchette [34]. On joue sur  $\alpha$  pour régler la tension côté DC : Plus  $\alpha$  sera petit, plus la tension moyenne côté DC sera grande.

Dans la figure 2.2, on constate que si  $\alpha = 0$ , les thyristors se comportent comme des diodes et la tension DC est maximale ( $U_d = U_{d,max}$ ). Pour un angle  $\alpha \neq 0^\circ$  (Figure 2.3), on constate qu'en activant un thyristor dans la partie supérieure, celui-ci va laisser passer le courant à la place du thyristor supérieur précédemment activé. Le thyristor

---

1. CSC = Current Source Converters / LCC = Line-Commutated Converters

2. Les thyristors peuvent être remplacés par d'autres composants ayant un comportement similaire, tels que des diodes à valve de mercure [6].

3. Cette commande est appelée "Impulsion de gâchette".

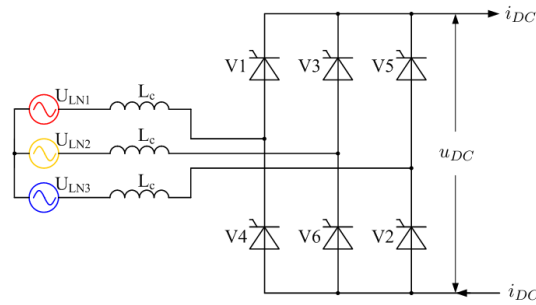
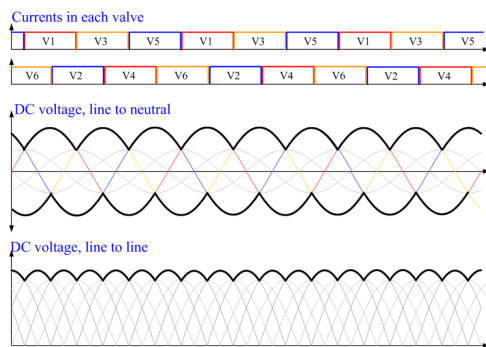
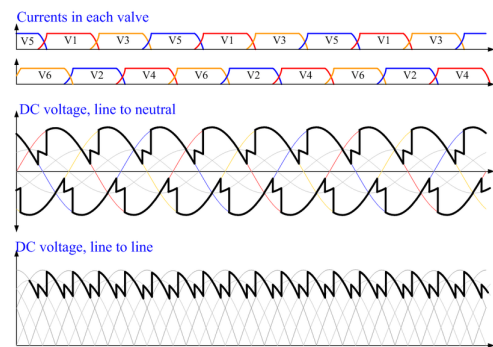


FIGURE 2.1 – Pont de Graetz à 6 thyristors [33].

précédemment activé ne se bloque pas immédiatement, il faut qu'une tension inverse suffisamment grande lui soit appliquée. Cela explique le phénomène d'empiètement : durant un petit temps, ces deux thyristors seront passants et la tension DC vaudra la moyenne des deux tensions alternatives passantes.

La présence d'une capacité côté DC permet de minimiser l'oscillation de la tension DC autour de sa valeur moyenne. Celle-ci diminue avec le retard à l'amorçage :  $U_d \simeq U_{d,max} \cdot \cos(\alpha)$ <sup>4</sup>. Ce contrôle via retard à l'amorçage est effectué aux deux extrémités de la liaison HVDC, définissant deux tensions DC distinctes. Le courant va toujours dans la même direction [31], mais les tensions aux extrémités peuvent varier.

C'est ainsi que l'on règle le flux de puissance pour les liaisons HVDC de type CSC [4] : pour avoir une inversion du flux de puissance active, on inverse la tension sur le lien DC [32] [35].

FIGURE 2.2 –  $\alpha = 0^\circ$  [33]FIGURE 2.3 –  $\alpha = 20^\circ$  [33]

4. On néglige ici la chute de tension sur les inductances de phase.

## 2.2 Caractéristiques et limitations

### Consommation de puissance réactive

Les stations de type CSC consomment de la puissance réactive [36], cette consommation  $Q$  est fonction croissante de la puissance active  $P$  qui transite sur la liaison HVDC [9]. Il est nécessaire de brancher des bancs de condensateurs pour compenser cet effet. Le nombre de condensateurs branchés varie avec la quantité de puissance réactive consommée par la liaison (et donc avec la puissance active qui y transite).

### Connexion à un réseau fort

Dans une station CSC, l'activation d'un thyristor est commandée. Par contre, sa désactivation est forcée par le circuit extérieur qui lui applique une tension inverse suffisamment importante [37], ce qui explique l'appellation de "Line-Commutated Converters". Le réseau doit donc être suffisamment fort pour éviter des erreurs de commutation [35]. Ce risque d'erreur de commutation représente un des défauts majeurs des CSC. Cela explique pourquoi les liaisons CSC ne sont pas adaptées pour la connexion de réseaux isolés, et pourquoi il est difficile de redémarrer un réseau à l'aide d'un CSC [35].

### Contrôle et gestion de court circuit

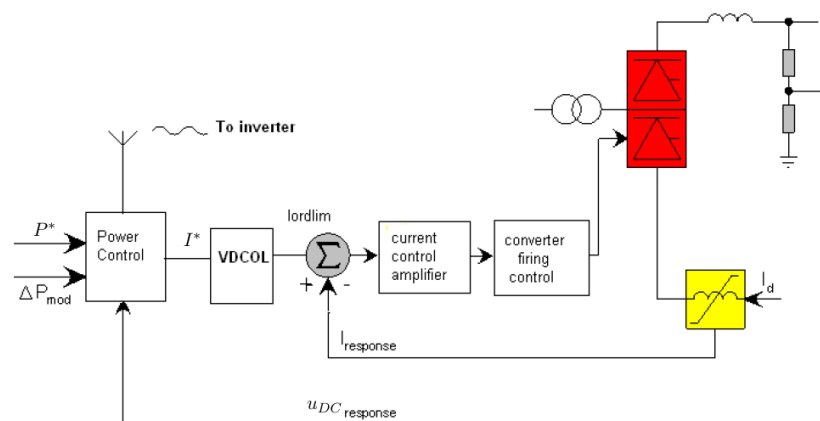


FIGURE 2.4 – Contrôle d'un poste de conversion CSC [38]

La structure de contrôle d'un poste de conversion CSC est illustrée dans la figure 2.4. La consigne en puissance  $P^*$  est donnée par l'utilisateur. Connaissant la tension sur le bus  $u_{DC}$ , le contrôleur dérive une consigne en courant  $I^*$ . Cette consigne doit être limitée

par le VDCOL<sup>5</sup> pour ensuite être comparée avec le courant actuel. Le CCA<sup>6</sup> dérive alors une consigne d'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$ . Enfin, le "Converter firing control" gère les impulsions de gâchette envoyées aux thyristors.

Le **VDCOL** permet de réduire la consigne de courant à une valeur moins élevée dans le cas d'une baisse de tension DC imprévue, dans le but de réduire la consommation de puissance réactive[38].

---

5. Voltage Dependent Current Order Limiter

6. Current Control Amplifier.

## Chapitre 3

# Voltage Source Converters

La seconde génération d’HVDC utilise la technologie VSC. La différence principale par rapport aux CSC consiste à utiliser d’autres composants à la place des thyristors. La plupart du temps, on utilise des IGBT<sup>1</sup> associés à des diodes antiparallèles, mais on peut également utiliser des thyristors GTO [31].

Ces composants offrent une nouvelle liberté : on peut contrôler leur activation et leur désactivation, ce qui n’était pas possible avec des thyristors, dont on ne contrôlait que l’activation [31]. Cette liberté supplémentaire offre de nouvelles possibilités à l’utilisateur, comme un contrôle indépendant des puissances actives et réactives [36]. Comme son nom l’indique, une liaison VSC agit comme une source de tension [32]. Ceci implique que la tension sur son lien ne change jamais de polarité, et reste fixée à une valeur de référence [31]. Notons aussi que, contrairement aux CSC, les VSC peuvent être utilisés pour relier un réseau isolé car les VSC ne nécessitent pas la présence d’un réseau fort [35]. En effet, ils commutent sans intervention extérieure, d’où leur autre appellation : ”Self-Commutated Converters” [37]. Cela leur permet aussi d’alimenter un réseau éteint (black start) [35].

---

1. Les IGBTs sont associés avec une diode anti-parallèle car ceux-ci ne sont pas autorisés à conduire un courant bidirectionnel quand ils sont actifs [39]. Notons que les MOSFET ont un comportement similaire aux IGBT, mais qu’on préférera ces derniers car leur gain en tension est plus important et qu’ils causent moins de pertes [40]

### 3.1 Vue d'ensemble d'une liaison VSC

Passons en revue les différents éléments de la figure 3.1 qui composent une liaison HVDC VSC [39].

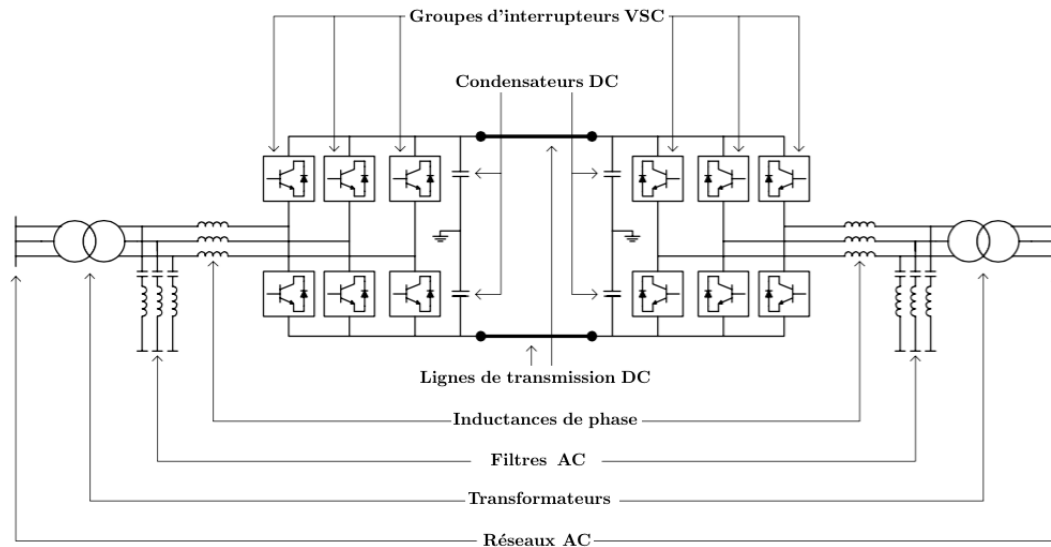


FIGURE 3.1 – Aperçu d'une liaison VSC-HVDC [39]

**Groupes d'interrupteurs VSC** Il s'agit d'une mise en série d'interrupteurs IGBT/diode. Étant donné que les IGBT ne peuvent pas supporter une trop grande tension<sup>2</sup> et que le lien DC est directement relié à ce groupe, le nombre d'interrupteurs mis en série dépendra de l'ordre de grandeur de  $u_{DC}$  [39]. Tous les interrupteurs d'un groupe sont activés/désactivés simultanément, en fonction de la commande générée par le générateur PWM, que nous aborderons plus en détail dans la section 3.2.4. Le fonctionnement d'un groupe est similaire à celui d'un seul couple IGBT/diode [39].

**Transformateurs** Ces transformateurs servent à faire le lien entre la tension du réseau et un niveau de tension convenable pour le convertisseur [39]. Ils permettent de fixer l'**indice de modulation k**, qui vaut le rapport entre les tensions crête à crête de la fondamentale côté AC et pôle à pôle côté DC, de part et d'autre du convertisseur. Les rapports de conversion peuvent être modifiés à l'aide d'un changeur de prise, suivant les besoins des réseaux. Notons que sa valeur a un impact sur la génération d'harmoniques [42].

2. Un IGBT peut supporter une tension de 2.5 kV[41].

**Inductances de phase** Cette inductance sert de lien énergétique entre le réseau et la source de tension que forme le VSC : ses paramètres sont bien connus et sont utiles pour le contrôle de la liaison, comme nous le verrons dans la section 3.2. Elle a aussi un rôle dans le filtrage des harmoniques de hautes fréquences [32].

**Filtres AC** Ces filtres servent à atténuer les harmoniques causés par la modulation PWM. Ces harmoniques sont d'ordres très élevés. Contrairement au cas des CSC, des bancs de condensateurs supplémentaires ne sont pas nécessaires pour avoir une production de puissance réactive suffisante. Les filtres apportent eux-mêmes une base de puissance réactive de manière à corriger le facteur de puissance. Les filtres AC en sortie de liaisons HVDC sont la plupart du temps des filtres passifs [40]. Nous reviendrons plus en détail sur les filtres dans la section 5.2.

**Condensateurs DC** Ces bancs de capacités servent à stocker l'énergie au sein du lien DC afin de pouvoir contrôler le flux de puissance. Ils servent également à limiter l'ondulation de tension causée par la PWM. Leur taille dépendra dès lors à la fois de la tension désirée, et de l'ondulation de tension autorisée. Ils seront eux aussi étudiés plus en détail, dans la section 5.2.

**Lien DC** Pour les liaisons CSC, ces liens DC sont soit des lignes aériennes, soit des câbles souterrains. Ces deux possibilités possèdent chacune leurs avantages [43]. Pour les liaisons VSC, les câbles souterrains présentent un grand nombre d'avantages significatifs par rapport aux liaisons aériennes [39]. 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 [31], ce qui permet l'utilisation de certains types de câbles présentant des avantages conséquents [44].

## 3.2 Contrôle

Sur la figure 3.2, on observe la structure de contrôle d'une liaison HVDC-VSC. Cette liaison est contrôlée par les deux convertisseurs aux extrémités du bus DC. L'un des deux se charge de contrôler la tension du bus DC, tandis que l'autre se charge de contrôler le flux de puissance active ou la fréquence<sup>3</sup>. La tension doit toujours être maintenue à une valeur de référence, et sa polarité ne peut en aucun cas s'inverser [32]. On inverse le flux de puissance en changeant le sens du courant DC [35]. Parallèlement à cette commande

---

3. Le contrôle en fréquence n'est possible que si cette station est connectée à une charge passive [7]

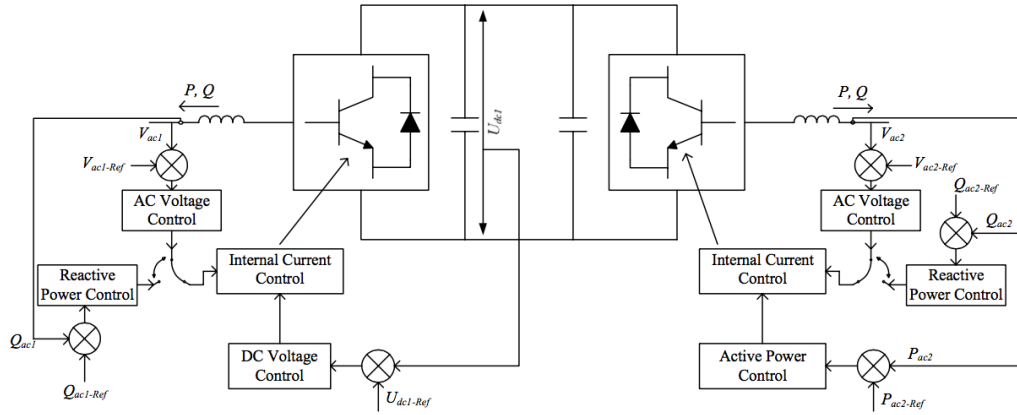


FIGURE 3.2 – Structure de contrôle d'une liaison HVDC VSC [39]

de tension DC/puissance active, chaque poste peut aussi être commandé pour débiter une certaine puissance réactive ou sortir une certaine tension AC, en fonction des besoins.

### 3.2.1 Structure de contrôle

Le contrôle des VSC-HVDC est un contrôle en cascade : il consiste en une boucle de contrôle interne (rapide) commandée par une boucle de contrôle externe (plus lente). Les notations utilisées dans les prochains développements, et dans toute la suite de ce rapport, sont référencées sur la figure 3.3.

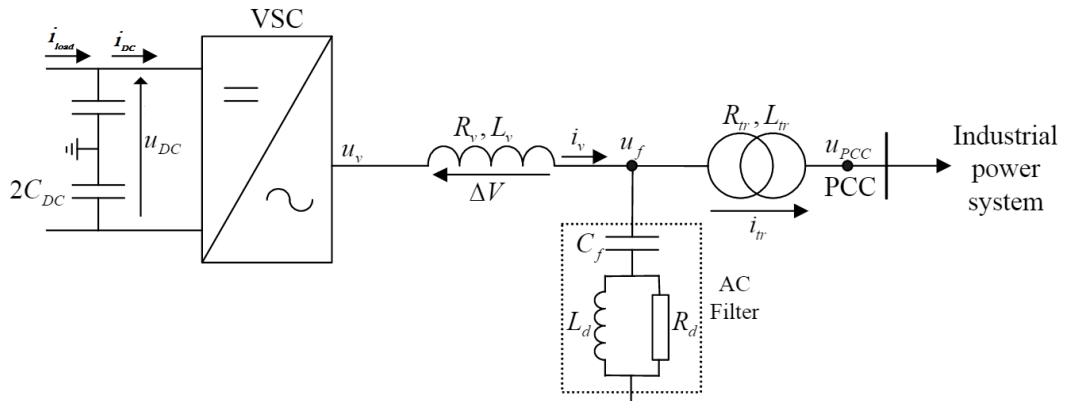


FIGURE 3.3 – Station d'une liaison VSC-HVDC [7]

En sortie de ce convertisseur, on observe une tension  $u_v$  et un courant sortant  $i_v$ . Ce convertisseur est relié à un filtre via une impédance de phase qui consiste en la mise en série d'une inductance  $L_v$  et d'une résistance  $R_v$ . La tension au niveau du filtre<sup>4</sup> est

4. Ce filtre est étudié plus en détail dans la section 5.2

notée  $u_f$ . Ce poste de conversion est finalement relié au réseau via un transformateur d'inductance  $L_{tr}$  et de résistance  $R_{tr}$ . Ces notations seront par la suite utilisées tout au long de ce rapport.

Observons la structure de contrôle d'une station VSC-HVDC dans la figure 3.4.

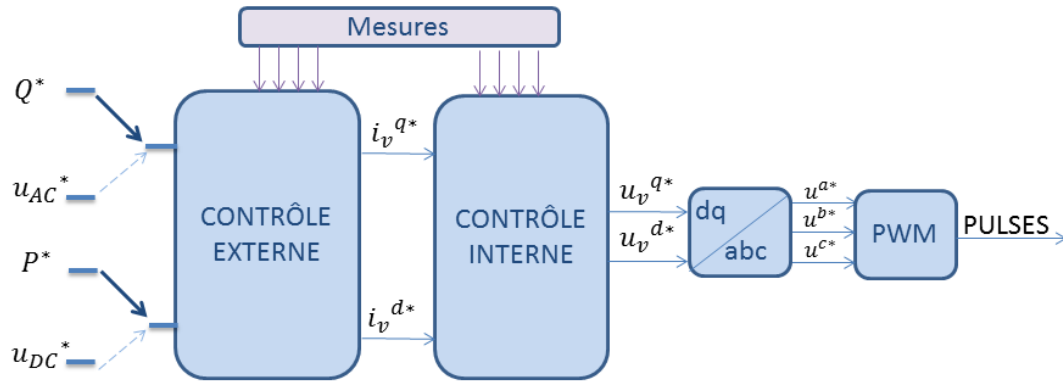


FIGURE 3.4 – Structure de contrôle d'une station VSC-HVDC

Les valeurs de référence  $Q^*/u_{AC}^*$  et  $P^*/u_{DC}^*$  sont renseignées à la boucle de **contrôle externe**<sup>5</sup>. Ce contrôle génère la référence pour le courant  $i_v$ , exprimée dans un système  $dq\theta$ <sup>6</sup>. Le **contrôle interne** se charge ensuite de générer le signal de référence pour la tension  $u_v$ . Cette référence est fournie dans le repère  $dq\theta$ . Il faut la traduire dans le repère  $abc$  pour la renseigner à la **PWM**<sup>7</sup> qui se charge ensuite de contrôler les IGBT. Ces différentes étapes seront décrites plus en détail dans la suite de ce chapitre.

Notons aussi l'importance de la **PLL**<sup>8</sup> dans ce contrôle. Ce montage électronique permet de déterminer la phase instantanée d'un signal, ainsi que sa fréquence. Il est indispensable pour pouvoir traduire des signaux exprimés en valeurs de phase ( $abc$ ) vers des coordonnées directe-quadrature-zéro ( $dq\theta$ ), et inversement[45].

5. Ce contrôle fait les choix d'une part entre un contrôle  $Q^*$  et un contrôle  $u_{AC}^*$ , et d'autre part entre un contrôle  $P^*$  et  $u_{DC}^*$ .

6. Exprimer des valeurs dans ce repère est intéressant car ses coordonnées seront constantes en régime, ce qui permet l'utilisation de régulateurs PI [32].

7. "Pulse-width modulation", ou "Modulation de largeur d'impulsion".

8. "Phase-Locked Loop" = "Boucle à phase asservie".

### 3.2.2 Contrôle externe

#### Contrôle de la tension DC

Soient  $P_f(t)$  et  $Q_f(t)$  les puissances instantanées actives et réactives sortant du côté AC de la station, et  $P_{DC}(t)$  la puissance instantanée reçue côté DC, nous avons les relations suivantes<sup>9</sup>

$$P_f(t) = u_f^d(t) \cdot i_v^d(t) + u_f^q(t) \cdot i_v^q(t)$$

$$Q_f(t) = u_f^q(t) \cdot i_v^d(t) - u_f^d(t) \cdot i_v^q(t)$$

$$P_{DC}(t) = u_{DC}(t) \cdot i_{load}(t)$$

La référence<sup>10</sup> du système  $dq0$  est choisie de manière à ce que son axe d soit en phase avec la tension  $u_f$ , on a donc  $u_f^q = 0$ .

$$P_f(t) = u_f^d(t) \cdot i_v^d(t)$$

$$Q_f(t) = -u_f^d(t) \cdot i_v^q(t)$$

La boucle de contrôle externe étant beaucoup plus lente que la boucle interne, on peut considérer que les courants  $i_v^d$  et  $i_v^q$  valent leurs valeurs de référence. Les valeurs de références sont notées d'un astérisque :

$$P_f(t) = u_f^d(t) \cdot i_v^{d*}(t) \quad (3.1)$$

$$Q_f(t) = -u_f^d(t) \cdot i_v^{q*}(t) \quad (3.2)$$

Si les puissances  $P(t) \neq P_{DC}(t)$ , on aura une variation de la tension DC telle que :

$$C_{DC} \frac{d}{dt} u_{DC}(t) = i_{load}(t) - i_{DC}(t)$$

Les signaux reçus par le contrôleur sont échantillonnés à une fréquence  $T_s$ . En appliquant la formule d'Euler [7], on obtient :

$$\frac{C_{DC}}{T_s} (u_{DC}^*(k) - u_{DC}(k)) = i_{load}(k) - i_{DC}(k) \quad (3.3)$$

En négligeant les pertes dans le convertisseur et dans l'inductance de liaison, on peut considérer que :

$$u_{DC}(t) \cdot i_{DC}(t) = u_f^d(t) \cdot i_v^{d*}(t)$$

9. Dans ces développements, toutes les valeurs sont exprimées en per unit.

10. Ce développement s'appuie sur les sources [7] et [32]. Notons que la référence du système  $dq0$  choisie ici est celle de [32].

On injecte cette relation dans 3.3 :

$$\frac{C_{DC}}{T_s} (u_{DC}^*(k) - u_{DC}(k)) = i_{load}(k) - \frac{u_f^d(k) \cdot i_v^{d*}(k)}{u_{DC}(k)}$$

Ce qui donne l'équation de contrôle [7] :

$$i_v^{d*}(k) = \frac{u_{DC}^*(k)}{u_f^d(k)} i_{load}(k) + k_{p,DC} \frac{u_{DC}^*(k)}{u_f^d(k)} \frac{C_{DC}}{T_s} (u_{DC}^*(k) - u_{DC}(k))$$

Le facteur  $k_{p,DC}$  est le gain proportionnel du contrôle de tension DC.

On constate qu'en condition de régime ( $u_{DC}^* = u_{DC}$ ), on a bien  $P_{DC} = P_f$ .

### Contrôle de la puissance active

Le contrôle en boucle ouverte s'obtient facilement à partir de l'équation 3.1 :

$$i_v^{d*} = \frac{P_f^*}{u_f^d}$$

Un feedback peut y être ajouté facilement, sous la forme d'un contrôle PI par exemple :

$$i_v^{d*} = \frac{P_f^*}{u_f^d} + \left( k_{p,P_f} + \frac{k_{i,P_f}}{s} \right) (P_f^* - P_f)$$

Avec  $k_{p,P_f}$  et  $k_{i,P_f}$  les gains de l'action proportionnelle et de l'intégrale.

### Contrôle de la puissance réactive

De la même manière que pour la puissance active, le contrôle en boucle ouverte s'obtient facilement à partir de l'équation 3.2 :

$$i_v^{q*} = \frac{-Q_f^*}{u_f^d}$$

Et en boucle fermée :

$$i_v^{q*} = \frac{-Q_f^*}{u_f^d} - \left( k_{p,Q_f} + \frac{k_{i,Q_f}}{s} \right) (Q_f^* - Q_f) \quad (3.4)$$

Avec  $k_{p,Q_f}$  et  $k_{i,Q_f}$  les gains de l'action proportionnelle et de l'intégrale.

### Contrôle de la tension AC

La chute de tension sur l'impédance  $R_v + j\omega L_v$  (cf. figure 3.3) peut être approximée [7] par :

$$\Delta V = u_v - u_f \simeq \frac{R_v P_f + \omega L_v Q_f}{u_f}$$

Si on considère que  $X_v = \omega L_v \gg R_v$ , on peut supposer que cette chute de tension est proportionnelle au flux de puissance réactive  $Q_f$  :

$$u_v - u_f \simeq \frac{X_v Q_f}{u_f} \quad (3.5)$$

Il est donc possible de régler la tension AC à l'aide de la composante q du courant  $i_v$ , comme pour le réglage de la puissance réactive (cf. équation 3.4).

### Contrôle externe global

Un résumé des résultats précédents est illustré dans la figure 3.5. Comme indiqué précédemment, on constate que la référence  $i_v^{q*}$  est dictée soit par une référence en puissance réactive, soit par une référence de tension AC. De la même manière, la référence  $i_v^{d*}$  dépend elle de la commande en puissance active ou en tension DC.

On observe aussi un limiteur de courant à la sortie du contrôle <sup>11</sup>.

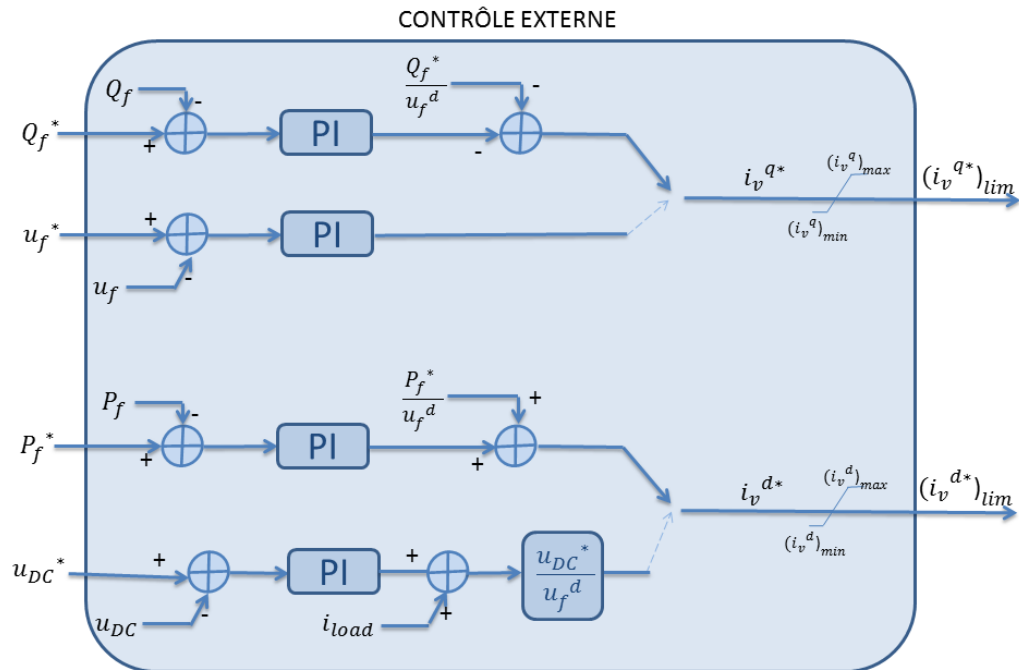


FIGURE 3.5 – Contrôle externe d'une station VSC.

11. Pour simplifier la suite, on notera  $(i_v^*)_{lim} = i_v$  hors du contrôle externe.

### 3.2.3 Contrôle interne

À partir de la figure 3.3, on peut obtenir la relation suivante <sup>12</sup>

$$u_v^{(abc)} - u_f^{(abc)} = L_v \frac{d}{dt} i_v^{(abc)} + R_v i_v^{(abc)}$$

$$u_v^{(abc)} = u_f^{(abc)} + L_v \frac{d}{dt} i_v^{(abc)} + R_v i_v^{(abc)}$$

On passe cette équation dans le repère de  $\alpha\beta 0$  à l'aide de la transformée de Concordia <sup>13</sup>.

$$u_v^{(\alpha\beta)} = u_f^{(\alpha\beta)} + L_v \frac{d}{dt} i_v^{(\alpha\beta)} + R_v i_v^{(\alpha\beta)}$$

Passons ensuite dans le repère <sup>14</sup>  $dq\theta$  de sorte que  $x^{(\alpha\beta)} = x^{(dq)} \cdot e^{j\omega t}$

$$u_v^{(dq)} \cdot e^{j\omega t} = u_f^{(dq)} \cdot e^{j\omega t} + L_v \frac{d}{dt} \left( i_v^{(dq)} \cdot e^{j\omega t} \right) + R_v i_v^{(dq)} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\left( u_v^{(dq)} \right) \cdot e^{j\omega t} = \left( u_f^{(dq)} + L_v \frac{d}{dt} i_v^{(dq)} + j\omega L_v i_v^{(dq)} + R_v i_v^{(dq)} \right) \cdot e^{j\omega t}$$

$$u_v^{(dq)}(t) = u_f^{(dq)}(t) + L_v \frac{d}{dt} i_v^{(dq)}(t) + (R_v + j\omega L_v) i_v^{(dq)}(t)$$

Discretisons à présent cette équation. Soit  $T_s$  la période d'échantillonnage, on obtient <sup>15</sup> :

$$u_v^{(dq)}(k, k+1) = u_f^{(dq)}(k, k+1) + \frac{L_v}{T_s} \left( i_v^{(dq)}(k+1) - i_v^{(dq)}(k) \right) + (R_v + j\omega L_v) i_v^{(dq)}(k, k+1)$$

Faisons les hypothèses que sur une période  $T_s$  [7] :

- Le courant  $i_v^{(dq)}$  change linéairement.
- $u_f^{(dq)}$  varie lentement par rapport à  $i_v^{(dq)}$ , et peut donc être considéré constant.

En considérant que le régulateur cherche à atteindre les valeurs de référence en une itération, on a que  $x(k+1) = x^*(k)$  et donc :

$$u_v^{(dq)}(k, k+1) = u_f^{(dq)}(k) + \frac{L_v}{T_s} \left( i_v^{(dq)*}(k) - i_v^{(dq)}(k) \right) + \frac{R_v + j\omega L_v}{2} \left( i_v^{(dq)*}(k) + i_v^{(dq)}(k) \right)$$

$$u_v^{(dq)}(k, k+1) = u_f^{(dq)}(k) + R_v i_v^{(dq)*}(k) + \frac{j\omega L_v}{2} \left( i_v^{(dq)*}(k) + i_v^{(dq)}(k) \right)$$

$$+ \left( \frac{L_v}{T_s} + \frac{R_v}{2} \right) \left( i_v^{(dq)*}(k) - i_v^{(dq)}(k) \right)$$

12. La notation  $(abc)$  indique que la relation est la même quelle que soit la phase considérée.

13. Une valeur notée  $x^{(\alpha\beta)}$  est un nombre complexe tel que  $Re(x^{(\alpha\beta)}) = x^\alpha$  et  $Im(x^{(\alpha\beta)}) = x^\beta$

14. Une valeur notée  $x^{(dq)}$  est un nombre complexe tel que  $Re(x^{(dq)}) = x^d$  et  $Im(x^{(dq)}) = x^q$

15. Une valeur notée  $x(k, k+1)$  correspond à la valeur moyenne de  $x$  sur l'échantillon de  $k$  à  $k+1$ .

En remplaçant  $u_v^{(dq)}(k, k+1) = u_v^{(dq)*}$  [7], on obtient finalement les deux équations de contrôle :

$$u_v^{d*} = u_f^d + R_v i_v^{d*} - \frac{\omega L_v}{2} (i_v^{q*} + i_v^q) + \left( k_{P,i_v} + \frac{k_{I,i_v}}{s} \right) \left( \frac{L_v}{T_s} + \frac{R_v}{2} \right) (i_v^{d*} - i_v^d)$$

$$u_v^{q*} = u_f^q + R_v i_v^{q*} + \frac{\omega L_v}{2} (i_v^{d*} + i_v^d) + \left( k_{P,i_v} + \frac{k_{I,i_v}}{s} \right) \left( \frac{L_v}{T_s} + \frac{R_v}{2} \right) (i_v^{q*} - i_v^q)$$

Le système de contrôle interne total est illustré dans la figure 3.6.

On observe également un limiteur de tension à la sortie du contrôle <sup>16</sup>.

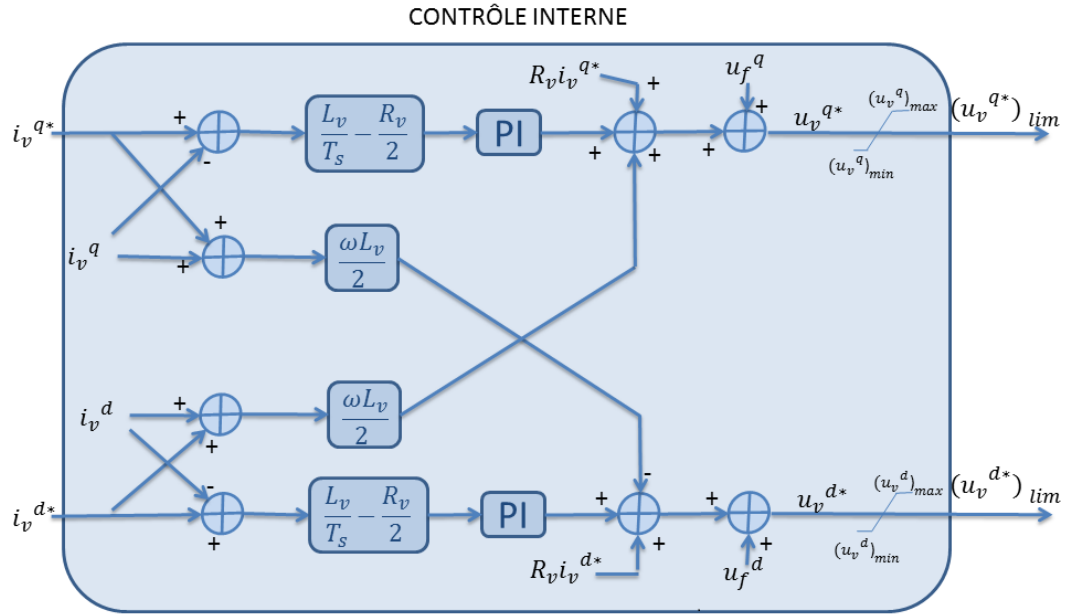


FIGURE 3.6 – Contrôle interne d'une station VSC.

### 3.2.4 Pulse Width Modulation

Aussi appelée "Modulation de Largeur d'Impulsions" (MLI), la technique "Pulse Width Modulation" (PWM) est utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits discrets. Il s'agit de la technique de modulation utilisée pour les VSC [32]. Elle présente aussi l'intérêt de diminuer le contenu harmonique du signal modulé, par rapport à un signal issu d'un CSC [35].

Cette méthode consiste à enchaîner une succession d'états discrets pendant certaines

<sup>16</sup>. Pour simplifier la suite, on notera  $(u_v^*)_{lim} = u_v$  hors du contrôle interne.

durées choisies, de manière à obtenir un signal moyen valant une valeur intermédiaire<sup>17</sup>. Ce type de modulation présente plusieurs avantages pour les VSC [23] :

- Contrôle rapide des puissances actives et réactives.
- Haut niveau de qualité de tension : faible THD.

### PWM intersective

Il existe plusieurs types de PWM. Nous allons vous décrire ici la méthode dite "intersective".

Cette méthode est illustrée sur la figure 3.7. Elle consiste à comparer un signal modulant (noir) et une porteuse<sup>18</sup> (bleue). En effet, si à un moment donné la valeur du signal modulant est plus élevée que celle de la porteuse, le signal de commande  $f_m$  vaudra 1. Dans le cas inverse,  $f_m$  vaudra  $-1$ . La fréquence de la porteuse vaut, dans le cadre des liaisons VSC-HVDC, entre 1 et 2 kHz [7]. Notons que cette fréquence sera plus élevée si on utilise une modulation PWM dans des applications de plus faibles puissances.

Le signal  $f_m$  obtenu permet de commander les interrupteurs<sup>19</sup> si  $f_m = 1$ , A sera passant et B bloquant, et l'inverse si  $f_m = -1$ .

Le signal  $v_s$  finalement obtenu aura la forme de  $f_m$ , mais variera entre  $-E/2$  et  $E/2$ . Une fois filtrée, cette tension aura la forme du signal modulant, autrement dit la référence donnée par le contrôle externe.

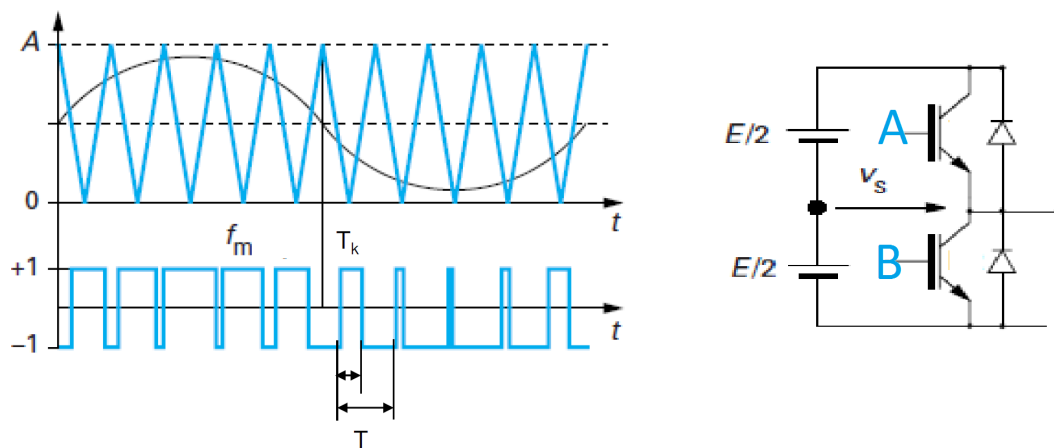


FIGURE 3.7 – PWM intersective pour une phase [34].

17. Exemple : si on veut générer une tension de sortie de 2.5 V en ayant à notre disposition une tension de 10 V et un autre de 0 V, on enchaîne trois périodes de tension 0 V et une période de 10 V, ce qui donne  $1 \cdot \frac{10}{4} + 3 \cdot \frac{0}{4} = 2.5$  en prenant la tension moyenne sur ces 4 périodes.

18. La porteuse est ici un signal triangulaire. C'est souvent le cas, mais d'autres possibilités existent.

19. NB : Le montage illustré sur la figure 3.7 est de type "half-bridge". Il existe d'autres montages, citons notamment le montage "Full bridge" [34]

### 3.3 Caractéristiques

Une des difficultés liées à l'utilisation des VSC réside dans sa difficulté à mettre un grand nombre d'IGBT en série de manière à supporter une tension suffisante. En effet, il est nécessaire de les commander de manière simultanée, ce qui n'est pas chose aisée [39].

On utilise un système de commande PWM pour commander leur actionnement. Cette technologie implique l'utilisation d'une porteuse haute fréquence, ce qui diminue fortement la présence des harmoniques d'ordres peu élevés, mais qui augmentent les pertes par commutation [39]. Les principales caractéristiques de la technologie VSC sont donc leur design compact, la liberté de commande en puissance réactive, des pertes plus élevées, la possibilité d'alimenter des réseaux faibles, et des liaisons ne véhiculant pas de trop grandes puissances (Maximum  $\sim 1000MW$ ) [35].

## Chapitre 4

# Les convertisseurs modulaires multi-niveaux (MMC)

Les convertisseurs multi-niveaux génèrent une tension quasi-sinusoidale en utilisant plusieurs niveaux de tension à partir des condensateurs utilisés comme sources de tension. Ces convertisseurs sont un type de VSC ; donc la théorie globale et les principes de fonctionnement des VSC leur sont applicables. Il y a néanmoins des différences importantes dans le fonctionnement de ces convertisseurs telles que les stratégies de contrôle interne et le design. Ces différences justifient le fait que nous traitons cette technologie séparément des VSC classiques étudiés jusqu'à présent. Ils ont aussi la capacité de réduire significativement les stress de tension sur chaque composant servant d'interrupteur. La tension AC ainsi générée se rapproche d'une onde sinusoidale, ce qui permet de minimiser les besoins de filtres. La fréquence d'interrupteur est fortement diminuée par rapport à un convertisseur VSC classique, ce qui présente l'intérêt de réduire considérablement les pertes de commutation [35].

### 4.1 Les différents designs

Nous reprenons ici les principaux designs de convertisseurs multi-niveaux. Nous étudierons plus en détail les convertisseurs modulaires par la suite car, comme expliqué dans les paragraphes ci-dessous, ce sont les plus adaptés pour les applications à hautes puissances.

#### Les convertisseurs multi-niveaux *Diode clamped*

Le design d'un convertisseur *Diode clamped* à 5 niveaux est repris sur la figure 4.1. Le bus DC est ainsi divisé en 5 niveaux au moyen de 4 capacités connectées en série. Il y a

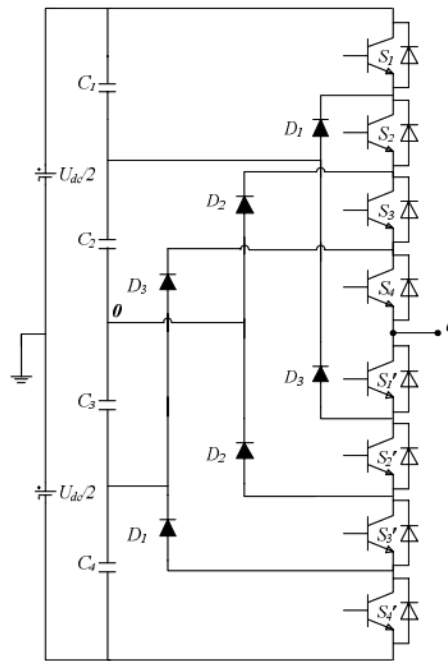


FIGURE 4.1 – Convertisseur multi-niveaux *Diode clamped* : Une phase [39]

ainsi 4 paires d'interrupteurs complémentaires :  $(S_1, S'_1)$ ,  $(S_2, S'_2)$ ,  $(S_3, S'_3)$  et  $(S_4, S'_4)$ . Chaque fois qu'un interrupteur d'une paire est allumé, l'autre doit être éteint. On a ainsi 5 niveaux de tension de sortie disponibles en fonction des états des interrupteurs :  $\pm \frac{u_{DC}}{2}$ ,  $\pm \frac{u_{DC}}{4}$  et 0. Chaque interrupteur actif a la mission de bloquer un seul étage de tension lorsqu'il ne conduit pas. Afin d'éviter que les diodes doivent bloquer différents niveaux de tensions, on en met plusieurs en série pour qu'elles aient toutes les mêmes paramètres. Cette topologie a plusieurs défauts : le déséquilibre des tensions des capacités causant une distorsion dans la tension de sortie, et le nombre de diodes très élevé<sup>1</sup>. Il faut en effet :  $(m - 1) \times (m - 2)$  diodes pour un convertisseur à  $m$  niveaux [46] [39].

### Les convertisseurs multi-niveaux avec *Flying Capacitors*

Le design de convertisseur à *Flying Capacitors* est présenté à la figure 4.2. Chaque condensateur est chargé à la même tension :  $\frac{u_{DC}}{4}$ . En changeant les états des interrupteurs, il est possible d'obtenir différentes tensions de sortie. Ce design a l'avantage d'avoir des états de commutation redondants qui peuvent être utilisés pour la régulation des tensions des capacités. En effet, ce schéma permet d'insérer l'une ou l'autre capacité de manière à équilibrer la charge de chacune d'entre elles. Un autre avantage de cette topologie est l'énergie stockée dans les nombreuses capacités, permettant ainsi une

1. Ce nombre de diodes élevé pose des problèmes de packaging.

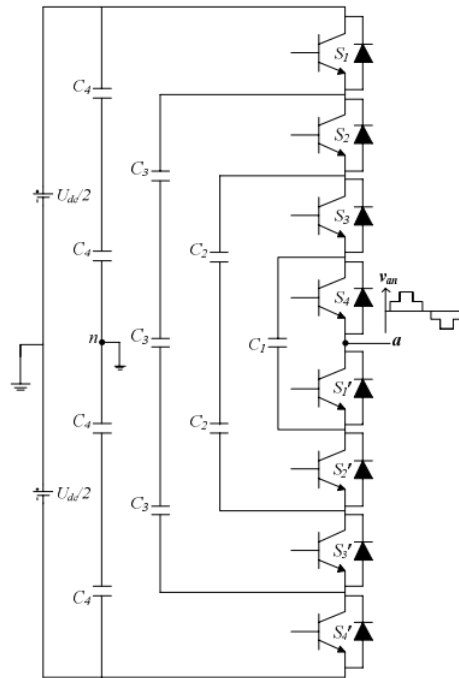


FIGURE 4.2 – Convertisseur multi-niveaux *Flying Capacitors* : Une phase [39]

moins grande sensibilité aux pannes de courtes durées et aux creux de tension. Mais les hauts niveaux de tension sont difficilement atteignables car le packaging et le coût de ces condensateurs limitent souvent le nombre de niveaux à 4 pour les convertisseurs de ce type.[47][39]

### Les *Modular Multilevel Converters*

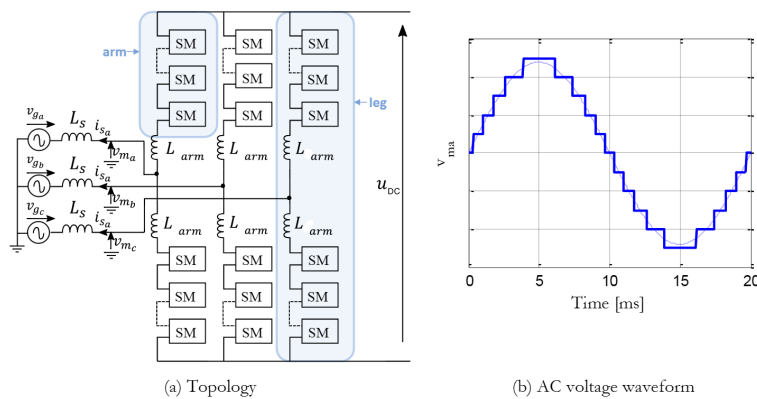


FIGURE 4.3 – Modular Multilevel Converter [35]

Les MMC utilisent plusieurs sub-modules identiques, voir figure 4.3. Chaque échelon de tension, dans l'onde de tension AC multi-nivelée, correspond à un nombre de sub-modules insérés dans un bras du convertisseur. La fréquence de modulation de chacun des sub-modules et la tension à leurs bornes sont très faibles par rapport à celle des VSC-2-levels (voir 3.2.4), environ dix fois moins élevée [35]. Ceci permet aux convertisseurs MMC d'être plus efficaces en réduisant les pertes par commutation. Chaque *Phase Unit* ou jambe (en anglais *leg*) est composée de deux *Multi-Valves* ou bras (en anglais *arms*) qui sont chacun composés de "N" sub-modules connectés en série. Le point de liaison avec le système AC est la connexion commune entre les deux bras.

La grande différence par rapport à un VSC classique réside dans le fait que la structure des MMC permet à chaque sub-module de fonctionner de manière individuelle et non simultanée. Ce dernier aspect demande aux stations HVDC une stratégie de fonctionnement plus complexe que les Voltage Sources Converters [48] [39]. Celle-ci sera expliquée en détail dans les paragraphes suivants.

## 4.2 Principe de fonctionnement et modélisation des MMC

### 4.2.1 Structure et fonctionnement du sub-module

Le sub-module constitue le bloc de base des convertisseurs MMC. En fonction de la taille du convertisseur, il peut y avoir jusque 3000 sub-modules car chaque IGBT peut supporter une tension de maximum 5 kV [49][50]. Il existe 2 designs différents pour un sub-module : le half-bridge et le full-bridge (figure 4.4). Actuellement, seuls les half-bridges

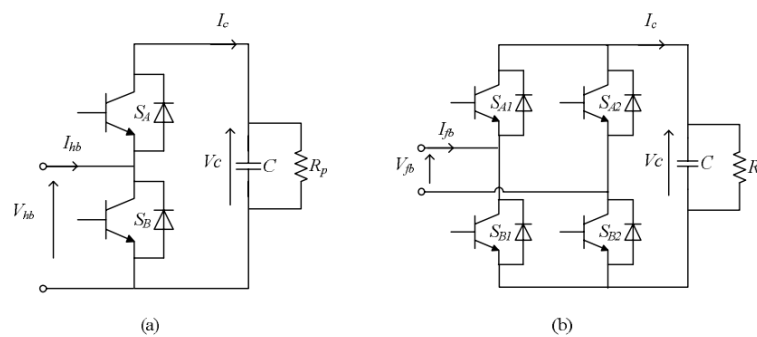


FIGURE 4.4 – Structure du Modular Multilevel Converter [39]

sont utilisés [47] car ils sont moins chers, leur fonctionnement est moins complexes et ils engendrent moins de pertes (car moins d'éléments de commutation). Les full-bridges permettent de générer une tension négative  $-V_C$  [39]. Ils ont donc une meilleure protection contre les sur-courants lors de défauts DC.

Nous allons dorénavant nous concentrer sur la structure en half-bridge pour les raisons spécifiées ci-dessus. La figure 4.5 et le tableau 4.1 illustrent les 4 états du sub-module en fonction du sens du courant.

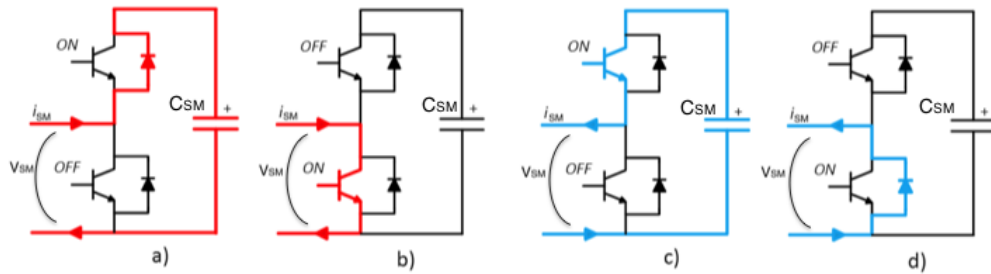


FIGURE 4.5 – États du sub-module MMC [51]

États des interrupteurs		Tension de sortie $V_{SM}$	Polarité de $i_{SM}$	Statut de $C_{SM}$
S1	S2			
ON	OFF	$V_c$	+	Chargement
OFF	ON	0	+	Contournée
ON	OFF	$V_c$	-	Déchargement
OFF	ON	0	+	Contournée
ON	ON	Capacité court-circuitée		
OFF	OFF	État bloqué		

TABLE 4.1 – Les différents états d'un sub-module

En fonctionnement normal, seul un interrupteur du sub-module est ON à un instant donné. Les deux interrupteurs IGBT ne doivent jamais être ON en même temps pour éviter de court-circuiter la capacité. S'ils sont OFF en même temps, les diodes conduisent le courant, mais il n'y a pas de contrôle direct de la tension de sortie. Celle-ci est alors dictée par la direction du courant : c'est l'état bloqué. On voit, sur la figure 4.5, qu'il est donc possible de connecter ou de contourner la capacité du sub-module indépendamment de la direction du courant. En effet, le courant rentre dans le sub-module dans les cas a) et b), or la tension de sortie est différente. La direction du courant dicte si la capacité est en train d'être chargée ou déchargée lorsque le sub-module est inséré. La tension de la capacité d'un sub-module inséré varie donc continuellement, le condensateur doit être dimensionné correctement afin d'éviter des fluctuations de tension trop importantes durant son fonctionnement. Il faut également un contrôle pour s'assurer que la tension aux bornes du condensateur reste dans des limites acceptables [51][48][49].

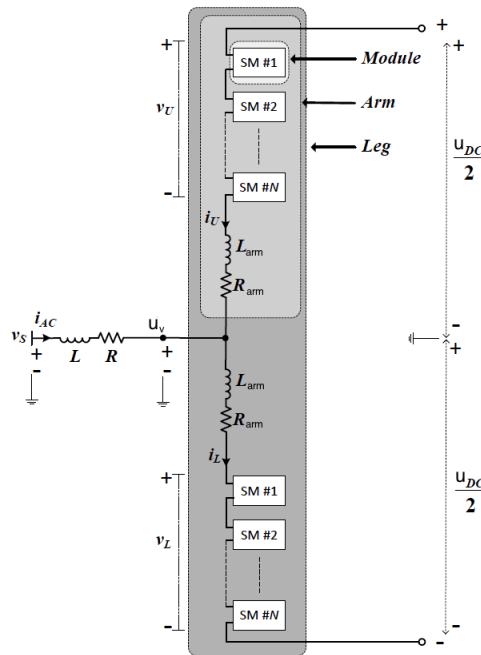


FIGURE 4.6 – MMC : une phase [49]

#### 4.2.2 Structure et fonctionnement d'un MMC monophasé

Si deux modules étaient utilisés pour les MMC (un pour la connexion positive de la tension DC, l'autre pour la connexion négative), leur fonctionnement serait le même que pour le VSC à 3 niveaux. Or, nous avons ici  $N$  sub-modules connectés en série de chaque côté de la connexion AC (voir figure 4.6) :  $N$  dans le bras inférieur et  $N$  dans le bras supérieur. L'objectif est de gérer le nombre de sub-modules connectés et contournés dans chacun des bras pour contrôler la tension AC de sortie.

L'énergie du bus DC est divisée parmi les capacités des différents sub-modules. Les contrôles doivent être conçus pour garder une distribution de tension aussi équitable que possible entre les sub-modules d'un bras. Pour le moment, nous supposons que ces tensions sont maintenues constantes, les techniques de contrôle pour les maintenir constantes seront abordées plus loin.

Afin de garder constante la tension vue par le côté DC, le nombre total de sub-modules connectés dans une jambe de phase doit rester constant. On aura donc pour un MMC de  $N + 1$  niveaux<sup>2</sup>,  $n$  sub-modules connectés dans le bras supérieur et  $N - n$  sub-modules connectés dans le bras inférieur [50]. La tension moyenne aux bornes de la capacité des sub-modules doit donc être  $V_{C_x} = \frac{u_{DC}}{N}$ . Vu que seulement la moitié des sub-modules d'une jambe sont insérés à tout instant, la tension totale entre toutes les capacités

2. Un MMC de  $N + 1$  niveaux comprend  $N$  sub-modules par bras

(insérées et contournées) est de  $2 \cdot u_{DC}$ .

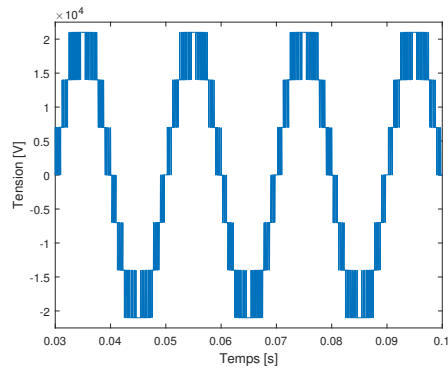


FIGURE 4.7 – Simulations d'un MMC monophasé idéal à 7 niveaux

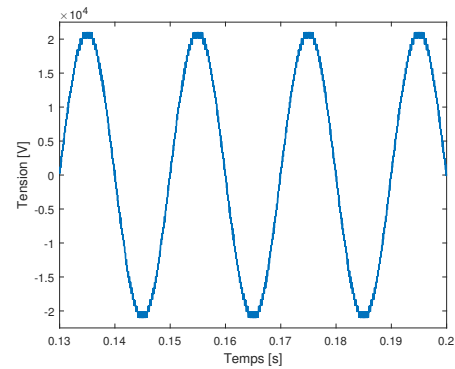


FIGURE 4.8 – Simulations d'un MMC monophasé idéal à 49 niveaux

Les figures 4.7 et 4.8 illustrent les  $N+1$  niveaux de tension obtenus. On peut y voir 4 différentes sections [49] :

1. **La tension est maximale.** Pour obtenir cette tension, tous les sub-modules du bras supérieur sont contournés et tous les sub-modules du bras inférieur sont insérés. La valeur de cette tension maximale est  $\frac{u_{DC}}{2}$ .
2. **La tension décroît.** La diminution de la tension est obtenue en insérant progressivement des sub-modules du bras supérieur pour ajouter de la tension entre la tension DC positive et le point de connexion avec le système AC. Vu que le nombre de sub-modules insérés doit rester constant, un sub-module du bras inférieur doit être contourné chaque fois qu'un sub-module du bras supérieur est inséré.
3. **La tension est minimale.** Tous les sub-modules du bras supérieur sont insérés et ceux du bras inférieur sont contournés. La tension AC vaut  $-\frac{u_{DC}}{2}$ .
4. **La tension croît.** Les sub-modules du bras supérieur sont progressivement contournés et, simultanément, les sub-modules du bras inférieur sont ajoutés.

Vu que le flux de puissance passant par le convertisseur est contrôlé en ajustant la tension, il est possible de créer des tensions sinusoïdales de sortie d'amplitudes différentes. En effet, il suffit de ne jamais atteindre le moment où tous les sub-modules du bras sont contournés et/ou insérés. Ainsi l'amplitude maximale est contrôlée en ajustant le nombre maximal de sub-modules d'un bras à insérer.

Comme vu dans la figure 4.6, il y a une inductance  $L_{arm}$  connectée en série avec les sub-modules sur chaque bras. Dans un convertisseur monophasé, celle-ci a pour objectif de limiter les courants lors de défauts<sup>3</sup>. Cette présence est possible car il y a toujours un

3. Nous étudierons un autre rôle pour le convertisseur triphasé (voir 4.2.3)

chemin entre le point de connexion AC et les deux terminaux (positif et négatif) du bus DC. Il y a donc toujours du courant dans chaque bras du convertisseur, ce qui n'était pas le cas pour les VSC classiques.

### 4.2.3 Structure et fonctionnement d'un MMC triphasé

Le convertisseur triphasé, illustré sur la figure 4.9, est constitué de trois jambes de phases similaires à celle du convertisseur monophasé.

Le fonctionnement du convertisseur triphasé est sensiblement identique au cas mono-

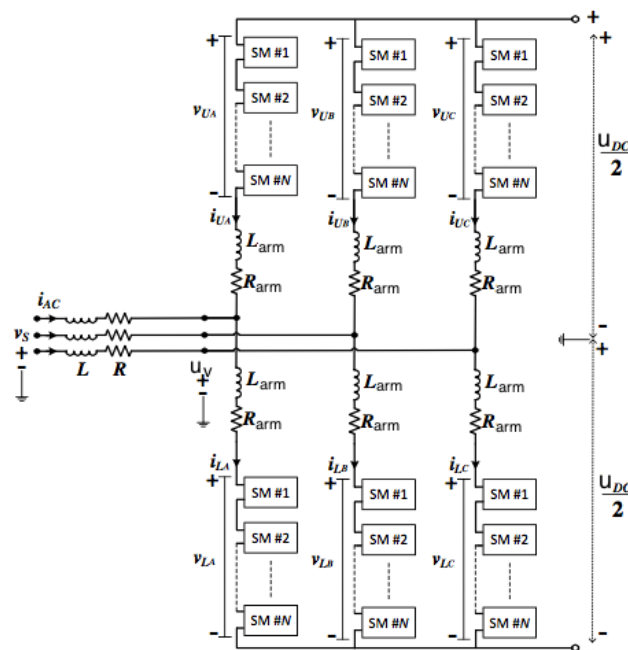


FIGURE 4.9 – MMC 3phase [49]

phasé. On peut utiliser les mêmes relations avec un déphasage entre les 3 phases.

Le passage du monophasé au triphasé donne lieu à une complication supplémentaire : le courant peut circuler entre les phases (les jambes) sans apparaître ni dans le système AC ni dans le système DC. En effet si les tensions totales des jambes de phase sont différentes, un déséquilibre provoque l'apparition de ces courants appelés **courants de circulation**. Ils n'ont pas d'effets extérieurs mis à part des pertes. Les inductances des bras permettent de limiter ces courants mais leur valeur ne peut être trop grande, sous peine d'affecter la rapidité de réponse du système.

Selon Tu [52], en régime permanent, sous l'hypothèse d'une chute de tension négligeable aux bornes de l'inductance de bras, la somme des tensions du bras inférieur et du bras

supérieur de chaque jambe vaut  $u_{DC}$ . Les tensions  $v_u$  et  $v_l$  représentent les tensions aux bornes du bras supérieur et inférieur. On peut décrire ces tensions de bras avec les relations suivantes.

$$v_u(t) = \frac{u_{DC}}{2}(1 + k\sin(\omega_0 t))$$

$$v_l(t) = \frac{u_{DC}}{2}(1 - k\sin(\omega_0 t))$$

Le facteur  $k$  représente l'indice de modulation. Il s'agit du rapport entre l'amplitude crête-à-crête de la tension de phase, et la valeur pôle-à-pôle de la tension DC. Cette valeur reste comprise entre 0 et 1.

#### 4.2.4 Étude des courants de bras

Les courants qui traversent les bras se décomposent en trois composantes distinctes [49] :

1. Une **composante continue**. Elle vaut  $i_{DC}/3$  en régime permanent car le courant du bus DC est équitablement réparti entre les 3 phases. En effet, le bus DC voit la même impédance dans les trois phases, entre le côté positif et négatif du bus DC : mêmes inductances de bras et mêmes nombres de sub-modules insérés.
2. Un **courant circulant** dû au déséquilibre de tension entre les bras. Ce courant n'est pas vu de l'extérieur du convertisseur. Ce courant est constant entre les deux bras vu qu'il ne quitte pas le convertisseur.
3. Une **composante alternative**.

Soit  $x$  la phase considérée (A, B, ou C), en suivant les conventions de signes de la figure 4.9, les courants des bras s'écrivent [49][52] :

$$i_{u,x} = \frac{i_{DC}}{3} + i_{circ,x} + \frac{i_{v,x}}{2} \quad (4.1)$$

$$i_{l,x} = \frac{i_{DC}}{3} + i_{circ,x} - \frac{i_{v,x}}{2} \quad (4.2)$$

Le courant DC s'exprime comme suit :

$$i_{DC} = i_{u,A} + i_{u,B} + i_{u,C} = i_{l,A} + i_{l,B} + i_{l,C}$$

**Courant circulant** Il s'agit de la partie des courants de bras qui ne passe ni dans le réseau AC ni dans le bus DC :  $i_{circ}$ . Développons l'expression de ce courant à partir de 4.1 et 4.2 :

$$i_{u,x} = \frac{i_{DC}}{3} + i_{circ,x} + \frac{i_{u,x} - i_{l,x}}{2}$$

$$i_{circ,x} = -\frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{u,x} + i_{l,x}}{2}$$

On peut montrer que ces courants circulants n'ont pas d'effets extérieurs :

$$\begin{aligned}
i_{circ,A} + i_{circ,B} + i_{circ,C} &= -\frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{u,A} + i_{l,A}}{2} \\
&\quad - \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{u,B} + i_{l,B}}{2} \\
&\quad - \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{u,C} + i_{l,C}}{2} \\
&= -i_{DC} + \frac{i_{u,A} + i_{u,B} + i_{u,C} + i_{l,C} + i_{l,B} + i_{l,A}}{2} \\
&= -i_{DC} + \frac{i_{DC} + i_{DC}}{2} \\
&= 0
\end{aligned}$$

En négligeant les composantes harmoniques dues à la modulation PWM, ce courant circulant comprend une composante AC et une composante DC.

Écrivons l'expression des courants traversants les bras en négligeant le courant circulant [52] :

$$\begin{aligned}
i_{u,x} &= \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{v,x}}{2} = \frac{i_{DC}}{3}(1 + m\sin(\omega_0 t + \phi)) \\
i_{l,x} &= \frac{i_{DC}}{3}(1 - m\sin(\omega_0 t + \phi))
\end{aligned}$$

où  $m$  vaut :  $\frac{I_{v,x}/2}{i_{DC}/3}$  avec  $I_{v,x}$  la valeur de crête du courant de phase  $i_{v,x}$  et  $\phi$  est le déphasage entre la tension et le courant. Il est important de constater que ces courants ne changent de signes que si  $i_{DC}$  change de signe. Autrement dit, seulement si le flux de puissance s'inverse.

Nous pouvons alors calculer la puissance instantanée reçue par le bras supérieur [52] :

$$\begin{aligned}
p_u(t) &= v_u(t) \cdot i_u(t) \\
&= \frac{u_{DC}}{2} \left( 1 + k\sin(\omega_0 t) \right) \cdot \frac{i_{DC}}{3} (1 + m\sin(\omega_0 t + \phi)) \\
&= \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{6} (1 + k\sin(\omega_0 t) + m\sin(\omega_0 t + \phi) + km\sin(\omega_0 t)\sin(\omega_0 t + \phi)) \\
&= \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{6} \left( 1 + k\sin(\omega_0 t) + m\sin(\omega_0 t + \phi) + \frac{km}{2}(\cos(\phi) - \cos(2\omega_0 t + \phi)) \right)
\end{aligned} \tag{4.3}$$

En utilisant un raisonnement similaire pour la puissance instantanée reçue par le bras inférieur [52] :

$$\begin{aligned} p_l(t) &= v_l(t) \cdot i_l(t) \\ &= \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{6} \left( 1 - k \sin(\omega_0 t) - m \sin(\omega_0 t + \phi) + \frac{km}{2} (\cos(\phi) - \cos(2\omega_0 t + \phi)) \right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

En additionnant 4.3 et 4.4, nous obtenons la puissance instantanée totale reçue par les deux bras de la phase considérée :

$$\begin{aligned} p(t) &= p_u(t) + p_l(t) \\ &= \frac{u_{DC} i_{DC}}{6} (2 + km(\cos(\phi) - \cos(2\omega_0 t + \phi))) \end{aligned}$$

En intégrant ce résultat, nous obtenons la composante fluctuante de l'énergie contenue dans une jambe du convertisseur :

$$\begin{aligned} W(t) &= \int p(t) dt \\ &= \frac{u_{DC} i_{DC}}{6} (2t + km \cos(\phi) t - \frac{km}{2\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \phi)) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Sous l'hypothèse de régime permanent, l'énergie moyenne dans les deux bras reste constante, la somme des deux premiers termes de la relation 4.5 doit donc être nulle. On obtient :

$$\begin{aligned} 2t + km \cos(\phi) t &= 0 \\ km &= -\frac{2}{\cos(\phi)} \end{aligned}$$

La relation 4.5 se réécrit :

$$\begin{aligned} W(t) &= \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{6} \left( 2t - \frac{2}{\cos(\phi)} \cos(\phi) t + \frac{-\frac{2}{\cos(\phi)}}{2\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \phi) \right) \\ &= \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{6\omega_0 \cos(\phi)} \sin(2\omega_0 t + \phi) \\ &= \frac{P_s}{6\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \phi) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Avec  $P_s = \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{\cos(\phi)}$ .

Cette dernière relation 4.6 montre que l'énergie stockée dans une jambe de phase du convertisseur ondule à une fréquence valant deux fois la fréquence fondamentale. Vu que l'énergie de la jambe est stockée dans les condensateurs des sub-modules et que l'énergie des condensateurs est liée à la tension à leurs bornes, nous pouvons développer le circuit équivalent de la figure 4.10 avec les bras supérieurs et inférieurs représentés comme des

sources de tension. Nous avons donc [52] :

$$U_{PU,a} = U_{PU,a,DC} + U_{PU,a,AC} = U_{dc} + U_{2f} \sin(2\omega_0 t + \phi)$$

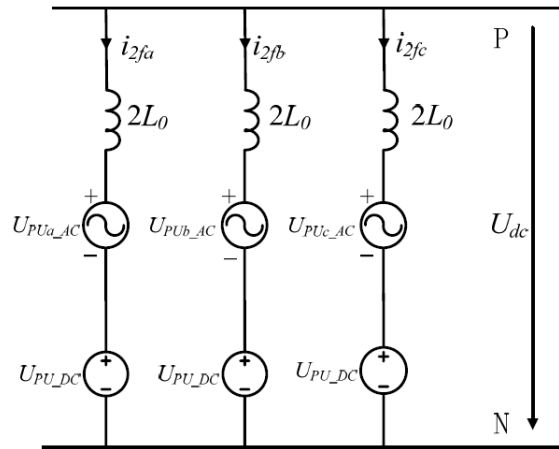


FIGURE 4.10 – Circuit équivalent des courants circulants [52]

En régime permanent, les phases du convertisseur sont déphasées de 120 degrés. Vu que la tension d'une phase ondule à un harmonique 2 et que le déphasage  $\phi$  est constant, ce déphasage entre les jambes génère des courants d'ordre harmonique 2 : le courant circulant [49]. Nous illustrerons ceci dans la deuxième partie de ce travail. Un contrôle permettant d'isoler et de diminuer ces courants sera expliqué plus bas (voir 4.3.2).

### 4.3 Contrôle

Comme les MMC sont un type de VSC, leur schéma de contrôle est proche de celui des VSC classiques. Cependant, il existe des différences importantes avec les structures VSC classiques, comme la présence des inductances dans les bras, ou la distribution de la tension entre les sub-modules. Ces différences doivent être prises en compte pour obtenir une tension de sortie AC quasi-sinusoïdale.

Le contrôle d'une liaison MMC est illustré sur la figure 4.11. Il est séparé en deux parties : le contrôle externe (plus lent) et le contrôle interne (plus rapide).

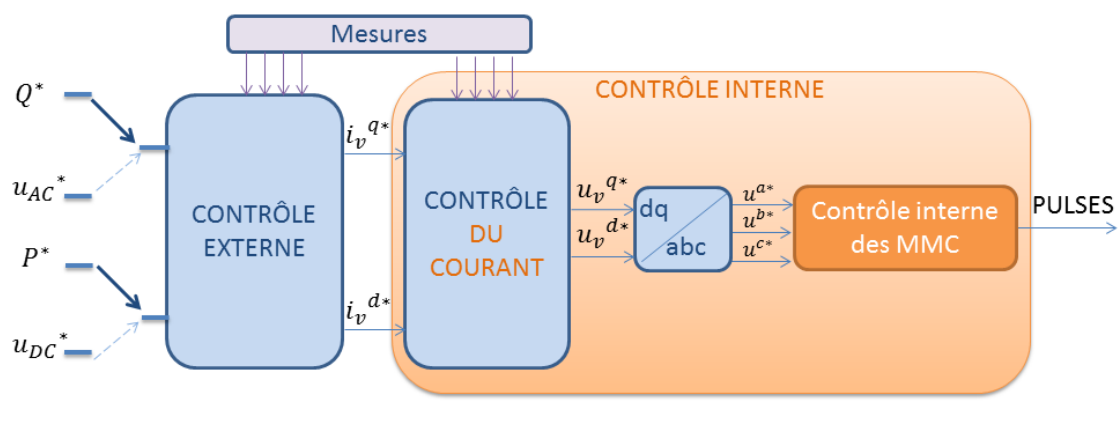


FIGURE 4.11 – Contrôle externe et contrôle du courant pour les MMC

#### 4.3.1 Contrôle externe

Le contrôle externe régule les flux de puissances actives et réactives, contrôle le niveau de tension DC et AC. Ce contrôle externe est similaire à celui des VSC classiques, son fonctionnement a déjà été décrit (cf. figure 3.5 page 24).

#### 4.3.2 Contrôle interne

Le contrôle interne, lui, s'occupe d'équilibrer les tensions aux bornes des capacités, de générer une stratégie de commutation et de limiter les courants circulant. Son fonctionnement est plus complexe que dans le cas des VSC : il doit déterminer quels sub-modules insérer pour assurer un fonctionnement correct de la liaison. Les différences par rapport au schéma de contrôle des VSC sont illustrées en orange sur la figure 4.11 : ce que nous appelons "Contrôle du courant" ici correspond au contrôle interne des liaisons VSC (cf. figure 3.4 page 3.4).

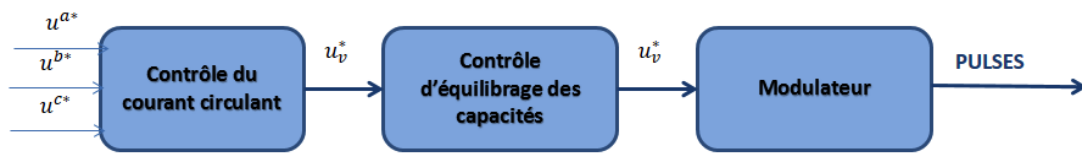


FIGURE 4.12 – Schéma bloc du contrôle interne

Le contrôle interne des MMC comprend 3 parties en plus du contrôle décrit dans la section 3.2.3. Ces parties sont illustrées dans la figure 4.12, à savoir :

1. Le contrôle du courant circulant,
2. Le contrôle d'équilibrage des tensions des capacités : son rôle est de spécifier quels sub-modules sont à insérer en premiers et
3. Le modulateur : il désigne le nombre de sub-modules à insérer.

#### 4.3.2.1 Équilibrage des tensions des capacités

Pour assurer un fonctionnement stable et précis du convertisseur et pour maintenir le niveau de tension de sortie du convertisseur, les tensions des capacités doivent être maintenues à une valeur de référence qui doit être identique dans tous les sub-modules. Cet équilibre entre les sub-modules peut être maintenu via 2 approches différentes : soit en jouant sur l'indice de modulation de chaque sub-module soit en triant les sub-modules qui doivent être insérés durant le cycle de charge ou de décharge [51].

La première méthode a le désavantage d'avoir une structure et une implémentation complexes pour le contrôleur, surtout lorsque le convertisseur possède un grand nombre de sub-modules. Il y a également un risque de génération d'harmoniques vu que chaque sub-module modifie son index de modulation . Exemples de stratégie : *energy control*, *distributed control*...[53] [54]

Dans la seconde approche, les tensions des capacités sont mesurées plusieurs fois par cycle. Les sub-modules sont alors triés en fonction de cette tension. Quand le courant du bras est positif, les sub-modules avec les tensions de capacité les plus faibles sont insérés en premiers de manière à charger leur capacité. L'action opposée est effectuée lorsque le courant est négatif pour décharger la capacité des sub-modules dont la tension est plus élevée que la valeur de référence. Cette approche doit être effectuée de manière périodique et, même si le nombre de sub-modules insérés reste identique, il en résulte une augmentation du nombre de commutations, ce qui augmente les pertes.

Exemples de stratégie : *bubble sort*, *odd-even sorting*...[55][51]

### 4.3.2.2 Techniques de modulation - Stratégies de commutation

La tâche première demandée au contrôle des MMC est de déterminer le nombre de sub-modules à insérer dans chaque bras à chaque instant afin d'obtenir une tension générée aussi proche que possible du signal de référence  $u_v^*$ . Vu que les MMC offrent de la flexibilité dans la sélection des sub-modules à insérer, les techniques de commutation pour les VSC ne peuvent être appliquées. Cette flexibilité est liée au fait que plusieurs combinaisons de sub-modules insérés peuvent générer un même niveau de tension. Plusieurs nouvelles méthodes de modulation sont expliquées ci-dessous :

**Nearest Level Voltage Control (NLVC)** Les interrupteurs des sub-modules peuvent être contrôlés pour produire une onde quasi-sinusoïdale similaire à la tension de référence  $u_v^*$ . Chaque étage de cette onde multi-nivelée correspond à un nombre de sub-modules insérés. La méthode de NLVC compare le signal modulant  $u_v^*(t)$  avec cette onde quasi-sinusoïdale (voir figure 4.13). En faisant l'hypothèse que tous les sub-modules ont une tension similaire, on a  $V_C = \frac{u_{DC}}{N}$  et les bras du convertisseur peuvent générer  $N + 1$  niveaux discrets de tension. On calcule alors le nombre de sub-modules à insérer et à contourner [39][51] :

$$n_{ON,u} = \text{round} \left( N \left( \frac{1}{2} - \frac{u_v^*(t)}{u_{DC}} \right) \right) , \quad n_{OFF,u} = N - n_{ON,u}$$

$$n_{ON,l} = \text{round} \left( N \left( \frac{1}{2} + \frac{u_v^*(t)}{u_{DC}} \right) \right) , \quad n_{OFF,l} = N - n_{ON,l}$$

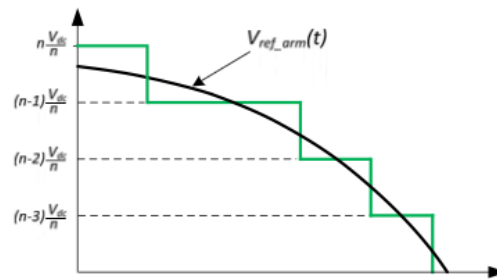


FIGURE 4.13 – Nearest Level Voltage Control [51]

**Multi-carrier PWM** La PWM, méthode de contrôle la plus courante pour les convertisseurs traditionnels, est décrite dans 3.2 et à la figure 4.14. Cette technique, dans le cas des MMC, ne prendrait pas en compte l'avantage de la modulabilité de ces convertisseurs. En effet, elle regroupe tous les sub-modules d'un bras qu'ils soient contourner ou insérés. Cette version de PWM n'est donc pas utilisée pour la modulation des MMC

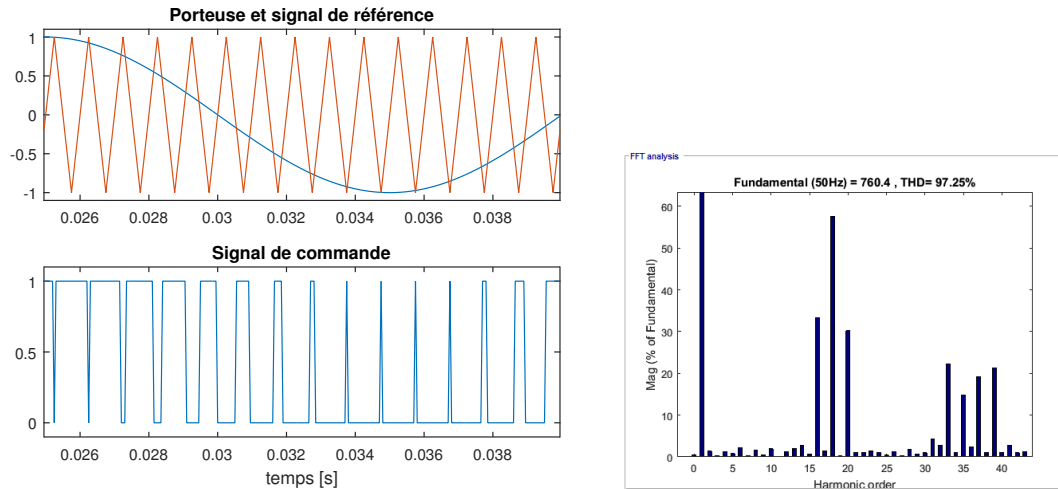


FIGURE 4.14 – Principe de la PWM et spectre de la tension générée

mais ce principe est à la base de plusieurs autres méthodes décrites ci-dessous.

Lorsqu'on utilise  $N$  porteuses triangulaires pour générer  $N$  signaux de pulse pour  $N$  interrupteurs, la méthode est appelée *Multi-carrier PWM*. La figure 4.15 illustre le principe. La fréquence de commutation individuelle des dispositifs servant d'interrupteurs,  $f_c$ , est proche de la fréquence du réseau alors que la fréquence de commutation apparente, définie par la relation :  $f_{apparente} = N \cdot f_c$ , reste très élevée [49].

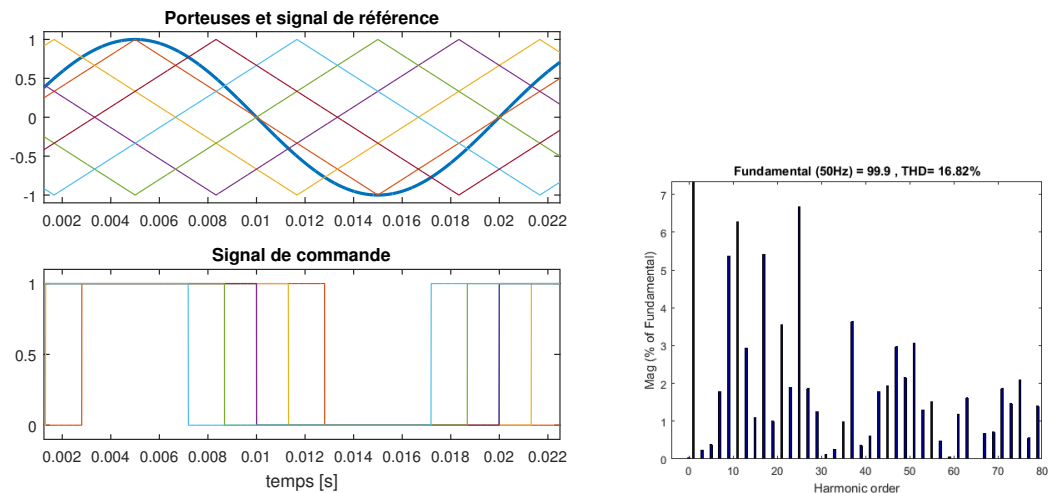


FIGURE 4.15 – Principe du Phase-Shifted PWM et spectre de la tension générée

Plusieurs méthodes sont connues : les porteuses peuvent être décalées en niveau (Level-Shifted PWM), en phase (Phase-Shifted PWM) ou selon une combinaison des 2.

La méthode de *Phase-Shifted PWM* est la plus largement utilisée car elle donne les meilleurs résultats en terme de distorsions harmoniques et de possibilité d'équilibrer les tensions de capacité [56]. Dans notre exemple, la fréquence des porteuses triangulaires,  $f_c$ , est de 150 Hz, c'est à dire trois fois la fréquence fondamentale de 50 Hz. La fréquence

apparente de commutation de l'ensemble du convertisseur vaut alors 900 Hz car il y a 6 sub-modules qui commutent à 150 Hz ( $f_{apparente} = 6 \cdot 150$  Hz). Ceci illustre un des avantages des MMC. En effet, les pertes de commutation sont réduites vu que chaque sub-module commute à une fréquence proche de la fréquence fondamentale. Malgré cette fréquence de porteuse relativement faible, la fréquence apparente reste élevée donnant de bons résultats en terme de contenus harmoniques (voir figure 4.15). Le choix de cette fréquence de commutation est un compromis entre une tension de sortie harmoniquement parfaite, avec des fréquences plus élevées, et des pertes de commutation peu élevées obtenues avec une fréquence de porteuse proche de la fondamentale. Généralement, la fréquence de PWM des convertisseurs multi-niveaux est choisie autour de 150 Hz [57]. Nous pouvons comparer sur les figures 4.14 et 4.15 les contenus harmoniques des tensions générées par une modulation PWM (avec un convertisseur VSC et une fréquence de porteuse  $f_c = 900$  Hz) et PS-PWM (avec un MMC et  $f_{apparente} = 900$  Hz). Le résultat obtenu avec le MMC est beaucoup plus propre.

#### 4.3.2.3 Courant circulant

Comme discuté plus haut, les courants de circulations sont causés par le déséquilibre lié à la composante de deuxième harmonique dans les tensions des sub-modules dans les jambes [51]. Ces déséquilibres sont toujours présents et font partie du fonctionnement normal du convertisseur. Il faut néanmoins pouvoir contrôler et minimiser ces courants qui provoquent des pertes. Sans aucun contrôle, les courants de circulation sont uniquement limités par les impédances des jambes, c'est à dire principalement des inductances de bras. On peut contrôler ces courants en modifiant le nombre total de sub-modules insérés dans une jambe. On pourrait avoir  $N - 2$  sub-modules insérés dans une jambe dont la tension moyenne est trop élevée et  $N + 1$  sub-modules dans les autres jambes. Le fait de réduire ou d'éliminer les courants de circulation peut, d'une part, avoir un effet bénéfique en réduisant les pertes et la taille des interrupteurs car cela réduirait le courant total traversant le dispositif. Mais, d'autre part, cette suppression peut avoir des effets négatifs sur l'habileté du convertisseur à distribuer l'énergie entre les phases.

# Chapitre 5

## Filtres

Les structures utilisées sont différentes suivant le type de convertisseur. Dans ce chapitre, nous ferons l'inventaire des différents filtres utilisés pour chaque type de liaison HDVC. Les filtres permettent de préserver la qualité de la tension en minimisant l'impact des harmoniques produits par le convertisseur. Ils peuvent également jouer un rôle de compensation en puissance réactive. En effet, produire de la puissance réactive localement, proche des convertisseurs (et donc des impédances de liaisons qui en consomment) permet de corriger le facteur de puissance. C'est utile pour pouvoir réduire la puissance apparente, et donc permettre un plus grand transit de puissance active [58].

### 5.1 Filtres pour CSC

#### 5.1.1 Filtres AC

Avant de parler des filtres en eux-mêmes, il faut s'intéresser au contenu harmonique du signal formé. Pour le cas des CSC, les harmoniques produits côté AC sont ceux d'ordres [59] [60] :

$$h = n \cdot p \pm 1$$

Avec  $n \in \mathbb{N}$  et  $p$  l'indice de pulsation<sup>1</sup>.

Nous savons aussi que  $I_h$ , l'amplitude de l'harmonique d'ordre  $h$ , varie de la manière suivante [60] :

$$I_h \propto \frac{I_0}{h} \tag{5.1}$$

Avec  $I_0$  l'amplitude de la fondamentale.

---

1.  $p$  correspond au nombre de thyristors utilisés dans le convertisseur.

On cherche à ne garder que la composante fondamentale à 50 Hz, en sachant que les harmoniques les plus bas nécessitent une attention particulière, car leurs amplitudes sont plus importantes (cf. relation 5.1).

### Double-tuned filter

Intéressons-nous à un type de filtre répondant à nos attentes : le "Double-tuned filter" [60]. Ce type de filtre a très souvent été utilisé pour des liaisons HVDC [60]. Il présente l'intérêt d'atténuer deux harmoniques à l'aide d'un seul filtre. On le réglera donc pour des paires d'harmoniques  $h_1 = n \cdot p - 1$  et  $h_2 = n \cdot p + 1$ .

Ce filtre est composé d'un circuit LC série d'impédance  $Z_s(\omega)$  et d'un circuit LC parallèle d'impédance  $Z_p(\omega)$  (cf. figure 5.1), tels que :

$$Z_s(\omega) = j \left( \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad \text{et} \quad Z_s(\omega_s) = 0 \Leftrightarrow \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (5.2)$$

$$Z_p(\omega) = \left( \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2 \right)^{-1} \quad \text{et} \quad Z_p(\omega_p) = 0 \Leftrightarrow \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (5.3)$$

$$Z(\omega) = Z_s(\omega) + Z_p(\omega) = j \left( \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) + \left( \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2 \right)^{-1} \quad (5.4)$$

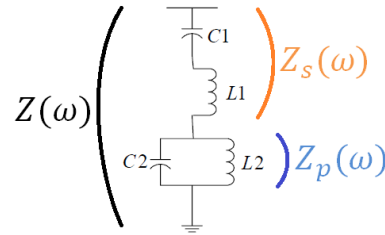


FIGURE 5.1 – Double tuned filter [60]

La somme de ces deux impédances donne l'impédance  $Z(\omega)$  telle que  $Z(\omega) = Z_s(\omega) + Z_p(\omega)$ . Comme on peut le voir sur la figure 5.2 cette impédance est nulle pour  $\omega = \omega_1$  et  $\omega = \omega_2$ . L'effet capacitif est dominant pour  $\omega < \omega_1$ . Cela signifie qu'en plus d'atténuer deux harmoniques parasites, ce filtre peut également participer à la production de puissance réactive nécessaire pour les liaisons CSC, comme nous l'avons vu dans la section 2.2.

Cette puissance vaudra

$$Q = \frac{V^2}{Z(\omega_0)} \quad (5.5)$$

Avec  $Z(\omega_0)$  l'impédance du filtre à la fréquence fondamentale. Notons également que l'impédance a une valeur infinie pour  $\omega = \omega_p$ , il faut donc veiller à éviter qu'un courant harmonique proche de  $\omega_p$  soit amplifié.

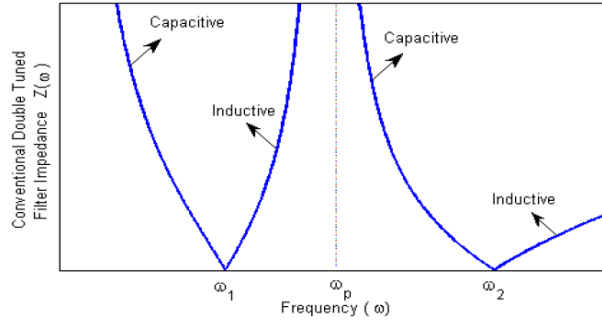


FIGURE 5.2 – Impédance du filtre en fonction de la fréquence [60]

Pour pouvoir fixer les valeurs des inductances et des capacités, il faut pouvoir les évaluer en fonction des caractéristiques recherchées pour le filtre, c'est à dire  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_p$  et  $Q$ . La valeur typique pour  $Q$  est de 15% de la puissance nominale de la station [61].

On commence par résoudre le système suivant :

$$\begin{aligned} Z(\omega) = 0 &\Leftrightarrow j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \left(\frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2\right)^{-1} = 0 \\ &\Leftrightarrow \omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 - \omega^2 (L_2 C_1 + L_1 C_1 + L_2 C_2) + 1 = 0 \end{aligned}$$

À partir de (5.3) et (5.2), on trouve :

$$\frac{\omega^4}{\omega_s^2 \omega_p^2} - \left(\frac{C_1}{C_2} \frac{1}{\omega_p^2} + \frac{1}{\omega_s^2} + \frac{1}{\omega_p^2}\right) \omega^2 + 1 = 0 \quad (5.6)$$

En posant  $A = \frac{1}{\omega_s^2 \omega_p^2}$  et  $B = \frac{C_1}{C_2} \frac{1}{\omega_p^2} + \frac{1}{\omega_s^2} + \frac{1}{\omega_p^2}$ , on obtient les deux racines<sup>2</sup> :

$$\omega_1^2 = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4A}}{2A} \quad \text{et} \quad \omega_2^2 = \frac{B - \sqrt{B^2 - 4A}}{2A}$$

On en déduit la relation suivante<sup>3</sup>

$$\begin{aligned} \omega_1^2 \omega_2^2 &= \frac{1}{A} = \omega_s^2 \omega_p^2 \\ \omega_1 \omega_2 &= \omega_s \omega_p \end{aligned} \quad (5.7)$$

2. Cette équation a en réalité 4 racines, dont 2 négatives valant  $-\omega_1$  et  $-\omega_2$ , qu'on néglige.

3. Ce résultat est appelé "Théorie de Vida" [60]

En remplaçant  $\omega = \omega_1$  dans (5.6) et en utilisant le résultat (5.7), on obtient :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{\omega_p^2 (\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_p^2)}{\omega_1^2 \omega_2^2} - 1 \quad (5.8)$$

Par les relations (5.3), (5.2) et (5.7), détermine  $L_1$  et  $L_2$  :

$$L_1 = \left( \frac{\omega_p}{\omega_1 \omega_2} \right)^2 \frac{1}{C_1} \quad (5.9)$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_p^2} \frac{1}{C_2} \quad (5.10)$$

À l'aide des relations (5.4), (5.5), (5.8), (5.9) et (5.10), on a finalement :

$$C_1 = \frac{Q}{V^2} \left( \omega_0 \left( \frac{\omega_p}{\omega_1 \omega_2} \right)^2 - \frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0 (\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_p^2) \omega_p^2 - \omega_1^2 \omega_2^2}{\omega_1^2 \omega_2^2 (\omega_p^2 - \omega_0^2)} \right) \quad (5.11)$$

Nous pouvons à présent évaluer  $(C_1, C_2, L_1, L_2)$  à partir de  $(\omega_1, \omega_2, \omega_p, Q)$  à l'aide des relations (5.8), (5.9), (5.10) et (5.11). Le résultat de cette méthode est illustré dans la figure 5.3 pour sur laquelle on observe la réponse en fréquence d'un filtre dimensionner pour atténuer les harmoniques 5 et 7.

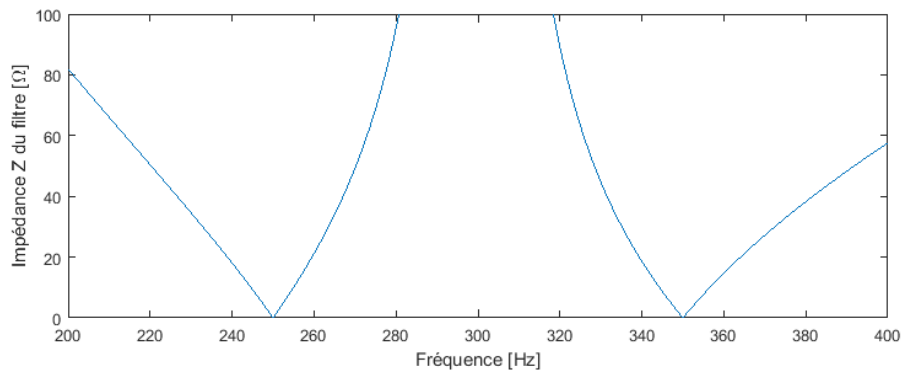


FIGURE 5.3 – Filtre pour harmoniques 5 et 7.

**Avec amortissement** Le principal inconvénient de ce type de filtre est la possible amplification d'harmoniques proches de  $\omega_p$ . Pour limiter ce problème, on peut y ajouter une ou plusieurs résistances pour obtenir un des modèles de la figure 5.4.

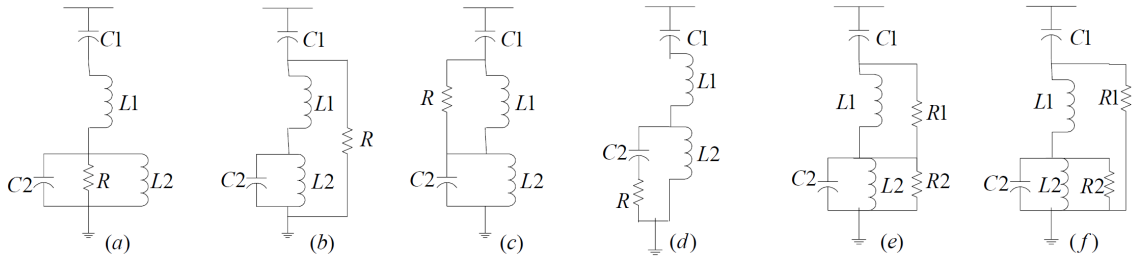


FIGURE 5.4 – Montages avec amortissement [60]

### 5.1.2 Filtres DC

Intéressons nous à présent au contenu harmonique du côté DC du convertisseur. Les stations CSC peuvent créer une ondulation sur la tension DC. Cette ondulation est composée d'harmoniques d'ordres  $h = n \cdot p$ , et leurs amplitudes valent [59] :

$$V_h = \frac{V_{d0} \sqrt{C^2 + D^2 - 2CD \cos(2\alpha + \mu)}}{\sqrt{2}}$$

Avec  $V_{d0}$  la composante continue de la tension DC,  $\mu$  l'angle d'empiètement et  $\alpha$  le retard à l'amorçage (cf. section 2.1). C et D sont définis comme suit :

$$C = \frac{\cos(h+1)\mu/2}{h+1}$$

$$D = \frac{\cos(h-1)\mu/2}{h-1}$$

On utilise plusieurs filtres pour réduire ces harmoniques [59]. Un filtre de type "double-tuned" ou deux "single-tuned" réglés sur les harmoniques  $h = p$  et  $h = 2 \cdot p$ , accompagnés d'un passe-haut pour atténuer les plus hauts harmoniques.

Notons qu'habituellement, la présence de ces filtres n'est pas nécessaire dans le cas des liaisons par câble. Ils sont par contre utiles pour les liaisons via lignes aériennes [7].

## 5.2 Filtres pour VSC

### 5.2.1 Filtres AC

Les VSC utilisent des convertisseurs contrôlés via PWM. Ce type de convertisseur produit des harmoniques côté AC de fréquences [7]

$$f_h = M \cdot f_c + N \cdot f_0 = (M \cdot m_f + N) \cdot f_0$$

Et donc d'ordres

$$h = M \cdot m_f + N$$

Tel que :

- $M, N \in \mathbb{N}$
- $M + N$  un nombre impair.
- $m_f = f_c / f_0$
- $f_c$  la fréquence de la porteuse PWM.
- $f_0$  la fréquence fondamentale du réseau.

Ces harmoniques sont moins importants que ceux produits par CSC, mais doivent quand même être filtrés. Pour ce faire, on utilise un filtre passe-haut du second ordre [7], comme illustré dans la figure 5.5.

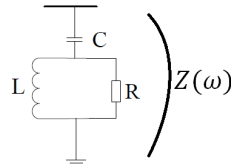


FIGURE 5.5 – Filtre passe-haut du second ordre [32]

Soient

- $\omega_0$  la fréquence fondamentale
- $V$  la tension AC appliquée au filtre [pu]

Pour caractériser les filtres, on utilise les 3 paramètres suivant : le facteur de qualité  $Qual$ , l'ordre harmonique de coupure  $h_c$  et l'apport de puissance réactive  $Q$  [32] définis comme suit :

$$Qual = \frac{R}{\sqrt{L/C}}$$

$$h_c \cdot \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$Q = Im \left( \frac{V^2}{Z(\omega_0)} \right)_{R \rightarrow \infty}$$

Ces paramètres sont choisis en fonction des besoins. Nous pouvons maintenant dimensionner  $C$ ,  $L$  et  $R$  en fonction :

$$C = \frac{(h^2 - 1) \cdot Q}{h^2 \cdot \omega_0 \cdot V^2}$$

$$L = \frac{1}{C \cdot h^2 \cdot \omega_0^2}$$

$$R = Qual \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

### 5.2.2 Condensateur DC

Dans le cas des liaisons HVDC-VSC, on utilise des condensateurs pour minimiser l'ondulation de la tension DC. Mais ces capacités ont aussi un rôle dans la transmission de puissance. Il faut dès lors faire un compromis entre une taille maximale pour cette capacité de manière à avoir un contrôle de puissance assez rapide, et une taille minimale pour ne pas avoir une ondulation trop importante de la tension DC [7]. Ce qui nous donne les bornes suivantes [32] :

$$(C_{DC})_{min} = \frac{S_N}{2 \cdot \omega_0 \cdot u_{DC,n} \cdot (\Delta u_{DC})_{max}}$$

Avec  $S_N$  la puissance apparente nominale,  $u_{DC,n}$  la tension DC nominale,  $(\Delta u_{DC})_{max}$  l'ondulation maximale acceptable<sup>4</sup> (crête à crête) et  $\omega_0$  la fréquence électrique fondamentale.

$$(C_{DC})_{max} = \tau \cdot \frac{S_N}{u_{DC,n}^2/2}$$

Avec  $\tau$  la constante de temps correspondant à la durée nécessaire pour charger la capacité jusqu'à la tension  $u_{DC,n}$ , quand une puissance  $S_N$  transite à travers le convertisseur. Cette constante doit être suffisamment petite pour assurer un contrôle de puissance assez rapide<sup>5</sup>.

Ces capacités sont placées près des convertisseurs, à chaque extrémité du lien DC, une entre le pôle positif et la masse, et une autre entre le pôle négatif et la masse, comme représenté dans la figure 3.3 page 20.

4. Un ordre de grandeur typique pour  $(\Delta u_{DC})_{max}$  est de 20% [32].

5. Un ordre de grandeur typique pour  $\tau_{max}$  est de 10 ms [32].

## Deuxième partie

# Modélisations et simulations

## Chapitre 6

# Modélisation d'une liaison VSC

Dans ce chapitre, nous allons utiliser le modèle illustré dans la figure 6.1. Celui-ci se base sur un modèle disponible dans le catalogue de la version 2015a de MatLab, en entrant "power\_hvdc\_vsc" dans la Command Window<sup>1</sup>. Dans un premier temps, nous allons décrire le modèle et expliquer son algorithme de contrôle. Après quoi, nous réaliserons une série de simulations qui nous permettront de visualiser les phénomènes décrits dans les chapitres 3 et 5. À l'exception de la vue d'ensemble ci-dessous, tous les blocs simulinks décrits sont illustrés en annexe A.

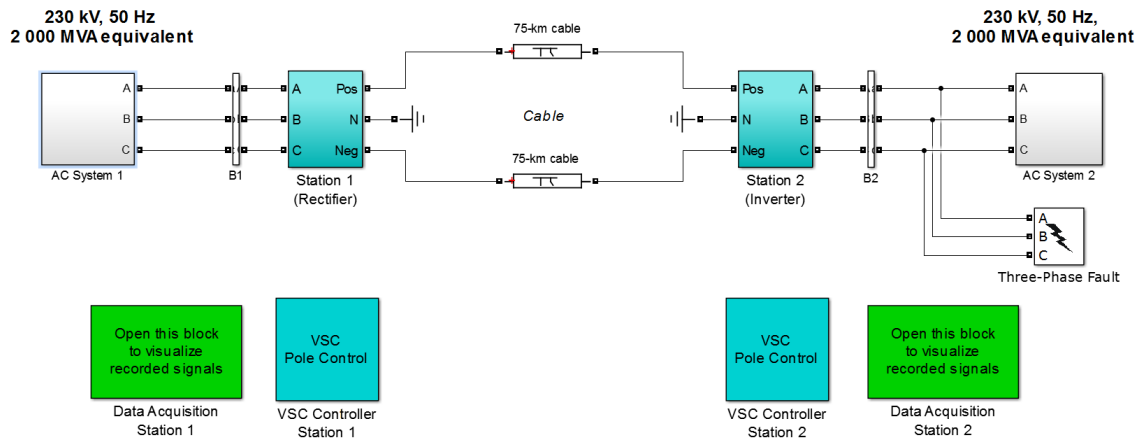


FIGURE 6.1 – Modèle simulink d'une liaison VSC-HVDC

1. Le modèle ayant été modifié pour la réalisation de ce travail, nous vous conseillons d'utiliser les fichiers fournis en annexes à ce document plutôt que de faire appel au modèle initial.

## 6.1 Description du modèle

Avant d'utiliser le modèle, nous allons d'abord passer en revue les différents blocs qui le composent.

**Réseau AC** Les deux réseaux (230 kV, 2000MVA) sont représentés de la même manière (cf. Annexe A.1).

**Transformateur** Les deux stations, redresseur et onduleur, ont une structure identique (Annexe A.2). Le premier élément en lien avec le réseau est un transformateur Yg-D<sup>2</sup> de puissance nominale  $S_n = 200$  MVA, qui permet de faire le lien avec la tension du réseau (230 kV) et une tension acceptable pour le convertisseur (100kV). La tension DC vaut quant à elle -100/+100 kV.

La saturation et le changeur de prises ne sont pas simulés dans ce modèle. Les rapports de conversion sont réglés de part et d'autre de manière à avoir un indice de modulation proche de 0.85 pour un transit de puissance active de 1 pu du réseau 1 vers le réseau 2. En effet, pour un indice de modulation  $k=1$ , on a une tension effective de ligne côté AC qui vaut  $\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot 100 \text{ kV} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \text{ pu} = 1.22 \text{ pu}$ . Un indice de modulation de 0.85 permet d'avoir un niveau de tension AC plus proche de 1 pu.

Notons que l'indice de modulation a aussi un impact sur la création d'harmoniques [42], et qu'une variation de flux de puissance pourrait avoir un impact sur l'indice de modulation, et donc sur le contenu harmonique.

**Filtres AC** Afin d'éliminer les harmoniques produits par le convertisseur, deux filtres sont placés en parallèle dans le circuit. Ces filtres sont de type passe-haut du second ordre, décrit dans la section 5.2. L'un d'eux est réglé pour avoir une fréquence égale à la fréquence de la porteuse PWM  $f_c$ , l'autre pour avoir une fréquence de coupure  $2f_c$ . L'ensemble produit 40 Mvar = 20% de la puissance nominale du transformateur.

**Convertisseurs trois niveaux** Le convertisseur utilisé est de type "trois niveaux". Ce type de convertisseur peut être commandé pour que chaque phase puisse se trouver à 3 positions. Il est utile dans les applications de fortes puissances du fait que les tensions et courants de sorties présentent un TDH nettement inférieur [62]. Sa structure est illustrée sur la figure 6.2.

Le bloc simulink utilisé pour représenter ce convertisseur simplifie plusieurs de ses aspects. En effet, les seules pertes considérées sont celles liées à la résistance interne et au

---

2. Ce montage permet de bloquer les composantes homopolaires venant du convertisseur.

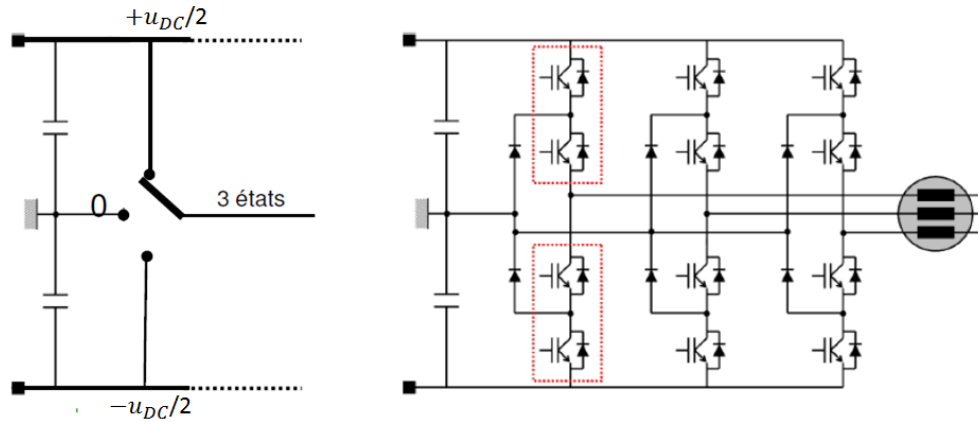


FIGURE 6.2 – Convertisseur 3 niveaux [34]

snubber<sup>3</sup>. Les pertes par commutation ne sont pas prises en compte, il n'est donc pas possible ici de modéliser l'impact sur le rendement d'une modification de la fréquence de porteuse. Or, nous savons que le choix de la fréquence de porteuse PWM est un compromis entre une trop grande valeur (qui augmente les pertes par commutation) et une valeur trop petite (qui augmente le contenu harmonique). Cette approximation fausse les études de pertes du modèle, car les pertes par commutation sont conséquentes pour les VSC [39], ainsi que les études sur l'impact de la fréquence de porteuse. Nous devons donc faire l'impasse sur ces analyses.

Une autre approximation importante consiste à modéliser un groupe d'interrupteurs par une seule paire IGBT/diode. En effet, en réalité, un switch est constitué d'un grand nombre de paires IGBT/diode en série afin de pouvoir supporter une tension suffisante, comme indiqué dans la section 3.1. Pour rappel, la commande simultanée des paires IGBT/diode d'un même groupe constitue un des défis majeurs liés à l'utilisation des liaisons VSC.

**Condensateur DC** Comme indiqué dans la section 5.2.2, ces condensateurs doivent être dimensionnés de manière à être assez petits pour avoir un contrôle de puissance suffisamment rapide, mais assez grande pour éviter une trop grande ondulation de la tension DC. La capacité du modèle vaut  $70 \mu\text{F}$ , ce qui donne  $(\Delta u_{DC})_{max} = 22.7\%$  et  $\tau = 7 \text{ ms}$ . Ces valeurs sont de l'ordre de grandeur attendu (cf. section 5.2.2).

3. Les snubbers sont des dispositifs de protection qui servent à limiter l'impact de stress électrique sur un composant [63]

## 6.2 Contrôle

Le contrôle de la liaison s'effectue en 3 temps (Annexe A.3) : Un temps pour les mesures, un temps pour le contrôleur discret (contrôles externes et internes), et un dernier temps pour la génération d'impulsion via PWM. Soit  $f_c$  la fréquence de la porteuse PWM, ces temps durent respectivement :  $\frac{0.01}{f_c}$ ,  $\frac{0.1}{f_c}$  et  $\frac{0.01}{f_c}$ . Dans ce modèle,  $f_c = 27 \cdot f_0 = 1350 \text{ Hz}$ <sup>4</sup>. Durant le premier temps, des passe-bas et des blocs de discrétisation permettent d'obtenir la valeur moyenne d'une donnée durant ce pas de temps, exprimée en per unit. Les fonctionnements des deux temps suivants correspondent à la démarche décrite dans la section 3.2.

Comme indiqué dans la section 3.2, un poste de conversion règle la puissance active qui transite sur la liaison (station 1), tandis que l'autre (station 2) règle la tension DC. Théoriquement, chaque station pourrait faire le choix entre une commande supplémentaire en puissance réactive, ou en tension AC, mais ce modèle n'implémente pas le contrôle en tension AC.

Le bloc de contrôle discret (Annexe A.4) est constitué de plusieurs sous-blocs avec différentes fonctions, nous allons à présent les passer en revue.

### 6.2.1 Blocs satellites

Ces blocs permettent d'obtenir certaines données utiles pour les contrôles externes et internes.

- **Boucle à verrouillage de phase** Ce bloc permet d'obtenir la fréquence et la phase au point de couplage commun (PCC). On utilise souvent la notation "PLL"<sup>5</sup> pour parler de ce bloc.
- **Transformation de Clarke et transformation dq** : Permet d'obtenir les mesures dans les repères  $\alpha\beta 0$  et  $dq 0$  à l'aide de la phase et de la fréquence renseignées par la PLL.
- **Calcul de signaux** : Il sert à obtenir des mesures de puissances actives, de puissances réactives et de tensions en valeurs efficaces, à partir des mesures instantanées de courants et de tensions.

---

4. Bien que théoriquement [34], pour une fréquence aussi grande,  $f_c$  ne doit pas être un multiple de  $f_0$ , c'est bien le cas dans ce modèle.

5. Phase-locked Loop

### 6.2.2 Contrôle externe

Ce bloc (Annexe A.5) permet d'obtenir les références de courants internes  $i_v^{d*}$  et  $i_v^{q*}$ , à partir de références  $Q^*$ ,  $P^*$  ou  $u_{DC}^*$ . Son algorithme correspond à celui décrit dans la figure 3.5 page 24, avec quelques contrôles supplémentaires.

- **Contrôle de puissance réactive** : il consiste en un contrôle PI, équipé d'un contrôle feed-forward pour accélérer sa réponse [64]. Pour éviter un wind-up, certaines mesures sont prises : l'erreur de l'intégrateur est remise à zéro si la tension au PCC est inférieure à une certaine valeur (pendant une perturbation AC, par exemple) et si l'output du régulateur est limité, l'erreur de limitation est renvoyée à l'intégrateur. Un contrôle lié à la tension AC est également implémenté, et permet de modifier la commande en puissance réactive de manière à ce que la tension reste dans les limites imposées.
- **Contrôle de puissance active** : il a un comportement similaire à celui de la puissance réactive. Comme pour la tension AC dans le cas du contrôle de puissance réactive, la commande en puissance active serait influencée si la valeur de la tension DC venait à sortir des limites imposées. Nous verrons par la suite que la tension DC est un paramètre critique qui doit garder une valeur acceptable. Ce contrôle est désactivé si le contrôle de tension DC est activé.
- **Contrôle de tension DC** : il s'agit d'un simple contrôle PI tel que décrit dans la figure 3.5 page 24. Il est mis hors service dans la station commandée en puissance active.

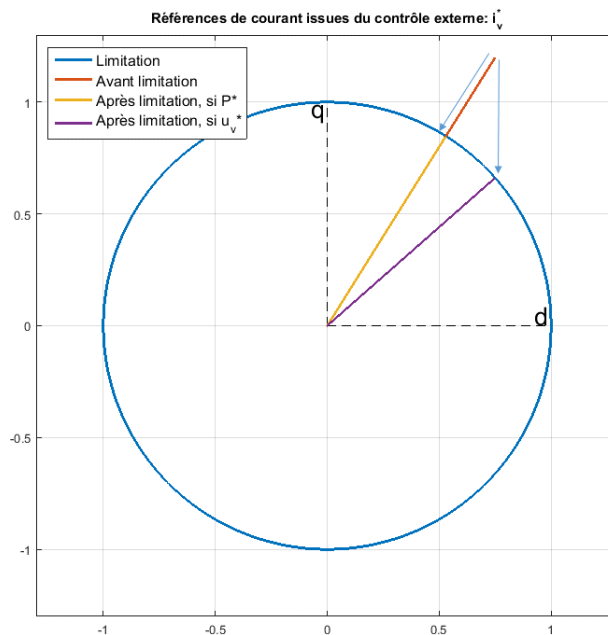


FIGURE 6.3 – Limitation de la commande en courant externe :  $i_v^*$ .

- **Limite de référence de courant** : elle permet de réduire les commandes en courant direct et quadratique si la valeur du courant total est trop élevée. Comme illustré dans la figure 6.3, ce bloc agit différemment suivant le contrôle choisi. En effet, si la station est contrôlée en puissance active, les deux composantes seront réduites en les divisant par le même facteur. Si elle est commandée en tension DC, la composante directe sera prioritaire sur la composante en quadrature, de manière à ce que la tension DC atteigne sa valeur de référence le plus vite possible.

### 6.2.3 Contrôle interne

Ce contrôle permet d'obtenir les signaux modulateurs à envoyer à la PWM à partir des consignes en courant (Annexe A.6). Il est divisé en plusieurs sous-contrôles :

- **Contrôle du courant AC** : son comportement correspond à celui décrit dans la figure 3.6 page 26.
- **Conditionnement de la référence de tension** : sert à faire varier l'amplitude du signal modulant en fonction de la tension DC, de manière à ce que l'indice de modulation ne soit pas influencé par une variation de la tension DC.
- **Limitation de la référence en tension** : s'assure que le signal modulant ne dépasse pas 1 pu, afin d'éviter une surmodulation, susceptible d'endommager la tension de sortie.

### 6.2.4 Équilibrage de la tension DC

Ce contrôle permet d'équilibrer les côtés DC du convertisseur 3-niveaux (même tension dans les deux pôles). Il n'a pas été détaillé dans la partie état de l'art, car nous étudions un convertisseur à 2 niveaux, pour lequel ce contrôle n'est pas nécessaire.

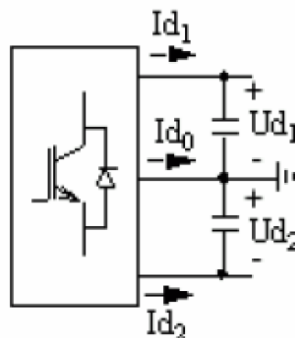


FIGURE 6.4 – Équilibrage de la tension DC. [64]

À partir de la figure 6.4, on peut déterminer les relations suivantes :

$$I_{d0} = -I_{d1} - I_{d2} = -C \cdot (U_{d1} - U_{d2}) = -C \cdot \frac{d}{dt}(U_{d0})$$

On constate donc qu'on peut contrôler la tension  $U_{d0}$  et la remettre à 0 en modifiant les temps de conduction du convertisseur.

### 6.2.5 PWM 3-niveaux

Afin de commander un convertisseur 3-niveaux (figure 6.2), il faut utiliser un autre type de PWM que celui décrit dans la section 3.2.4. En effet, on utilise ici deux porteuses de mêmes formes, mêmes amplitudes et mêmes fréquences, mais décalées verticalement comme indiqué dans la figure 6.5.

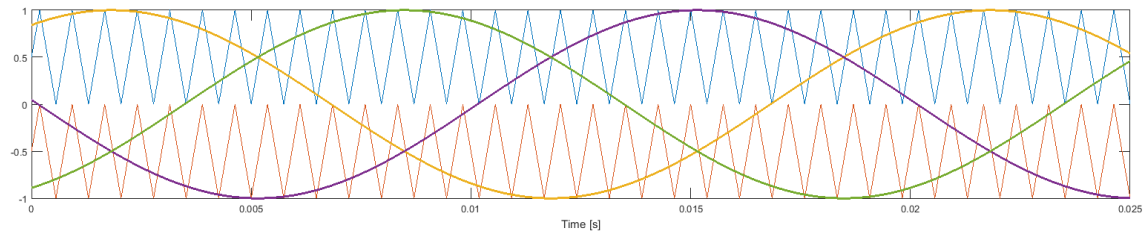


FIGURE 6.5 – PWM pour le contrôle d'un convertisseur 3-niveaux

Les 3 états sont définis comme suit :

- **1** si le signal modulant a une valeur supérieure aux deux porteuses.
- **0** si le signal modulant a une valeur comprise entre celles des 2 porteuses.
- **-1** si le signal modulant a une valeur inférieure aux deux porteuses.

À ces états correspondent les commandes d'impulsions des 4 switches telles que décrites ci-dessous :

États	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$
1	1	1	0	0
0	0	1	1	0
-1	0	0	1	1

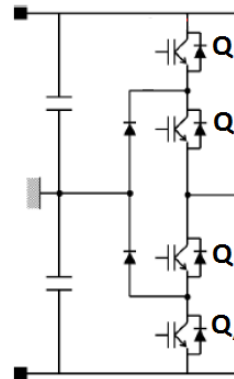


FIGURE 6.6 – Jambe d'un convertisseur 3-niveaux

### 6.3 Harmoniques et filtres

Étudions maintenant le contenu harmonique de différents signaux de notre système. Rappelons avant toute chose que, comme avancé dans la section 5.2, la technologie VSC produit des harmoniques d'ordres :

$$h = M \cdot m_f + N \quad \text{tels que} \quad M + N \quad \text{est un nombre impair.} \quad (6.1)$$

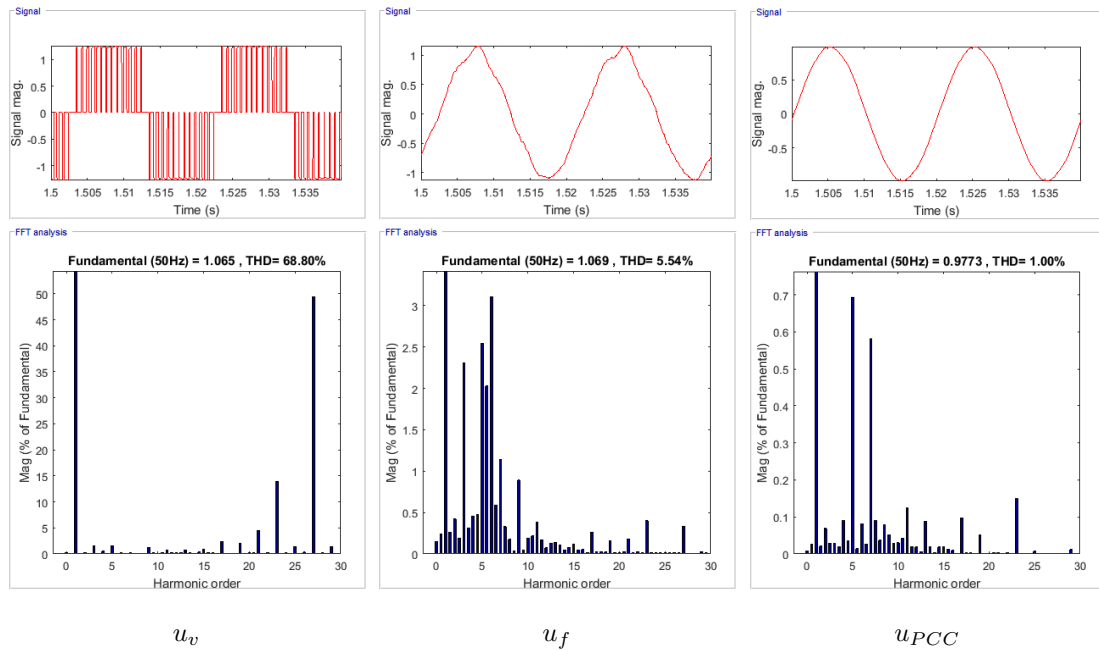


FIGURE 6.7 – Comparaison de signaux et de leur spectre

Sur la figure 6.7, on compare le contenu harmonique à la sortie du convertisseur 3-niveaux ( $u_v$ ), au niveau des filtres ( $u_f$ ) et au point de couplage commun ( $u_{PCC}$ ). Ces tensions sont des tensions phase-neutre, et ont été représentées sur la figure 3.3 page 20. On observe tout d'abord la tension  $u_v$  issue du convertisseur. Le découpage à 3 niveaux est visible sur cette figure : 0 pu, +1.22 pu et -1.22 pu<sup>6</sup>. On constate que le principal harmonique est le 27<sup>e</sup>, correspondant à la porteuse PWM. Les harmoniques qui l'entourent sont présents une fois sur deux, ce qui correspond bien à la théorie énoncée dans la relation (6.1) :  $M=1$  et  $N$  est pair<sup>7</sup>.

Au niveau des filtres ( $u_f$ ), on constate que les harmoniques d'ordres élevés ont disparu et que le taux de distorsion harmonique atteint un niveau bien moindre. On constate également une forte présence des harmoniques 3, 5, 6 et 7. Cela s'explique en observant

6. La base de tension pôle-masse du système DC est de 100kV et la base de tension de ligne efficace est de 100kV également, ce qui explique la valeur de crête pour le découpage observée :  $\sqrt{3}/\sqrt{2} = 1.22$  pu.

7. De la même manière on constate que cette relation est valable également autour du 54<sup>e</sup> harmonique :  $M=2$  et  $N$  est impair (Annexe A.7)

la fonction de transfert que forme l'impédance de phase avec le filtre, ce que nous ferons plus tard.

Enfin, on constate qu'au niveau du PCC ( $u_{PCC}$ ), la tension possède un THD encore moins élevé. On remarque que les composantes homopolaires ( $h = 3 \cdot k$ ) ne sont plus présentes. Ceci s'explique par le fait qu'on utilise un branchement de type YD et que, comme on peut le voir dans la figure 6.8, les harmoniques homopolaires disparaissent presque du spectre de la tension au niveau des filtres si on observe la tension de ligne plutôt que la tension de phase. Le THD est donc forcément moins important que pour la tension de phase, et respecte les normes en vigueur [65].

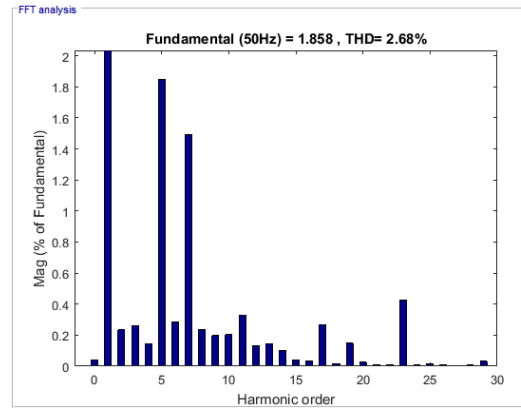


FIGURE 6.8 – Spectre de la tension de ligne A-B, au niveau du filtre.

### Impact du/des filtre(s)

Comme indiqué plus tôt, le modèle utilise deux filtres AC passe-haut dont les fréquences de coupures sont  $f_c$  et  $2 \cdot f_c$ . Or, lors de nos études bibliographiques, rien n'indiquait qu'il était d'usage d'utiliser deux filtres. Dès lors, il est intéressant de comparer les résultats des 3 tests présentés dans la figure 6.9 :

A **Cas initial** : il s'agit du cas détaillé jusqu'à présent. On constate une domination des harmoniques d'ordres inférieurs à 8. Cela peut s'expliquer en observant les fonctions de transfert que forment les filtres avec l'inductance de phase sur la figure 6.10. On aperçoit que ces harmoniques sont amplifiés.

B **Si on retire un filtre**, et qu'on ne garde que celui réglé de sorte que sa fréquence de coupure vaut  $f_c$ , on constate qu'on a un THD 3 fois plus élevé. On voit aussi que les plus grands harmoniques se trouvent aux alentours de  $h = 10$  et que le contenu harmonique est globalement plus élevé. Cela s'explique en comparant les

cas A et B dans la figure 6.10 : la courbe B se situe sous la courbe A pour la majeure partie du spectre<sup>8</sup>.

**C Si ce filtre produit autant de puissance réactive que dans le cas initial,** on observe que le THD est légèrement plus bas que dans le cas A et que les harmoniques dominants y sont les mêmes. À nouveau, cela s'explique en observant la figure 6.10, la résonance a lieu pour les mêmes harmoniques.

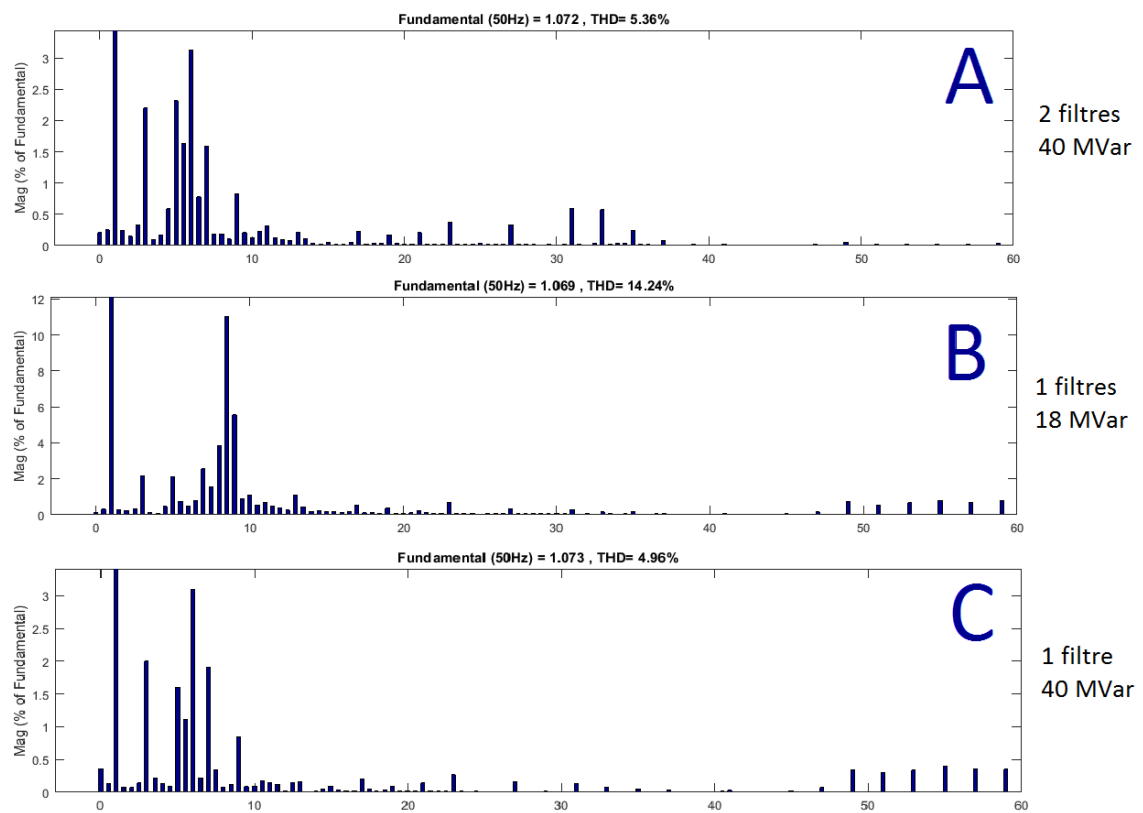


FIGURE 6.9 – Visualisation de l'impact de la présence de filtres sur  $u_f$ .

NB : Une plus grande puissance réactive produite par les filtres n'entraîne pas obligatoirement une diminution de la THD. Le filtre doit avant tout être adapté à l'inductance de phase de manière à compenser la puissance réactive qu'elle consomme, et à former avec elle une fonction de transfert adaptée pour éliminer efficacement la partie indésirable du spectre de  $u_v$ .

8. Pour  $h > 6$ .

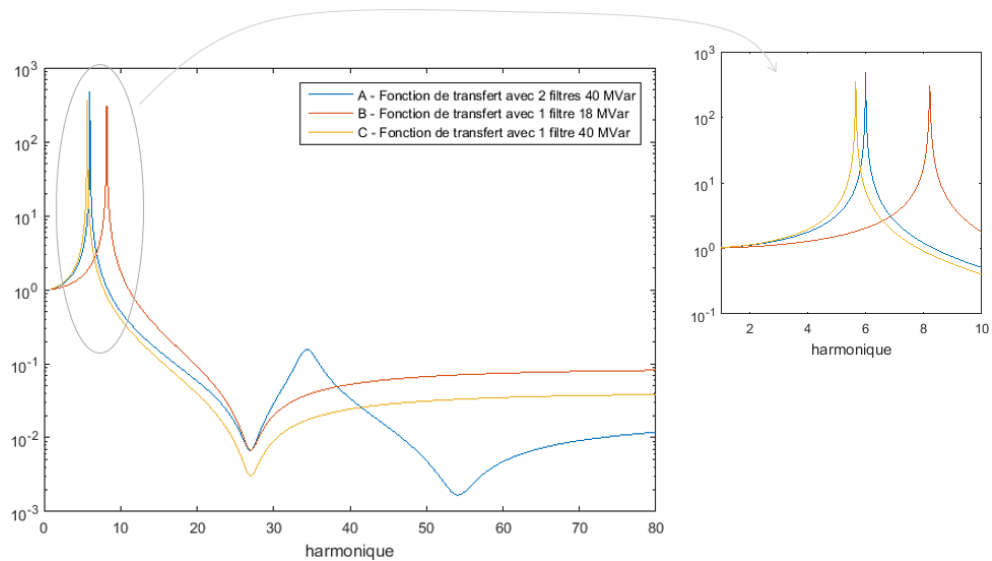
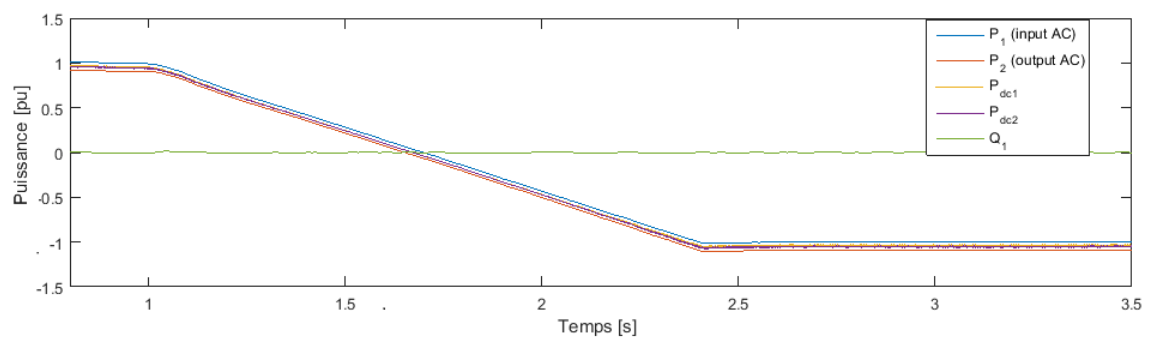


FIGURE 6.10 – Fonction de transfert.

## 6.4 Inversion du flux de puissance active

Observons à présent le comportement du système lors d'une inversion du flux de puissance. Celle-ci sera commandée par la station n°1 de manière progressive. Sur la figure 6.11, on peut voir l'évolution des différents flux de puissance durant cette inversion.

FIGURE 6.11 – Évolution des puissances durant l'inversion de  $P^*$ .

Les 4 puissances représentées sont respectivement : la puissance active au PCC de la station 1, celle au PCC de la station 2, celle qui sort de la station 1 côté DC, celle qui entre dans la station 2 côté DC, et enfin la puissance réactive au PCC de la première station<sup>9</sup>. On constate que le flux de puissance, commandé à la station 1, varie correctement en tout point du système, et que la puissance réactive n'est presque pas affectée par ce changement.

<sup>9</sup>. Le sens de référence des puissances positives est défini comme allant de gauche à droite sur la figure 6.1

Ensuite, nous pouvons faire un parallèle avec la section 3.2 en inspectant les commandes internes du contrôleur, exprimées dans le repère  $dq0$ . Celles-ci sont représentées dans la figure 6.12.

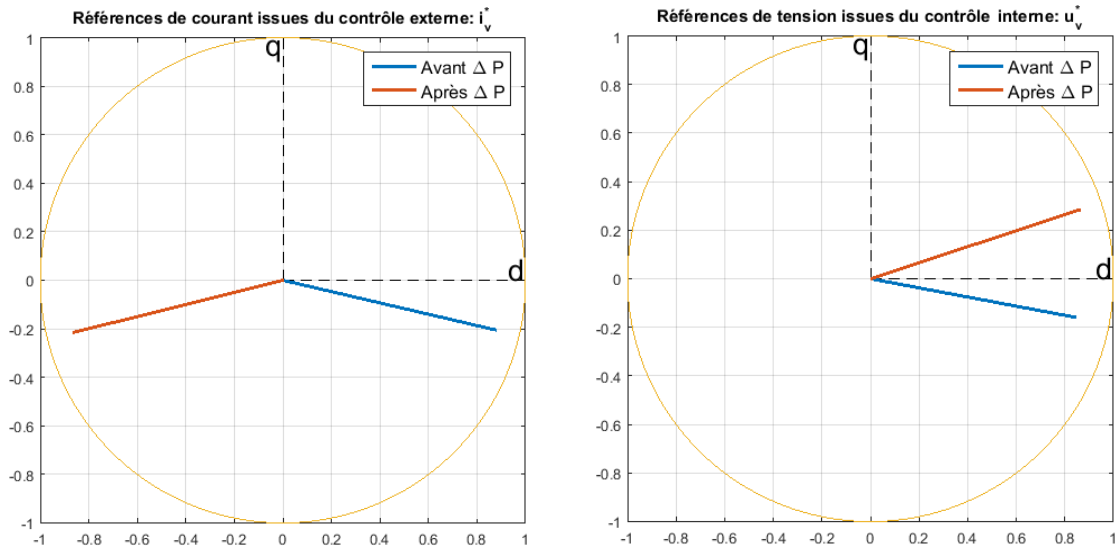


FIGURE 6.12 – Commandes internes du contrôleur

Les cercles représentés correspondent aux limitations implémentées dans le contrôleur pour les courants et les tensions.

Observons tout d'abord les références de courant issues du contrôle externe. On constate que seule la composante directe du courant est influencée par la variation de  $P_f^*$ , ce qui correspond bien aux résultats attendus (cf. figure 3.5 page 24).

Si on observe maintenant les références de tension issues du contrôle externe, on constate que la simulation suit également la théorie (figure 3.6 page 26) : une fois en régime, la composante en quadrature de  $u_v^*$  ne dépend quasiment plus que de la composante directe de  $i_v^*$ <sup>10</sup>.

## Indice de modulation

Comme indiqué dans la section 6.1, les transformateurs sont réglés de part et d'autre de la liaison de manière à avoir un indice de modulation valant à peu près 0.85 pour un transit de puissance active de 1 pu allant du réseau 1 vers le réseau 2. Il est donc intéressant d'observer ce qu'il se passe lors d'une modification de commande en puissance active. Soit  $k_1$  et  $k_2$  les indices de modulation des deux convertisseurs, on a :

	$k_1$	$k_2$
Avant $\Delta P$	0.86	0.86
Après $\Delta P$	0.92	0.83

10. Sous l'hypothèse que  $R_v \ll \frac{\omega L_v}{2}$ .

Les indices de modulation ont donc bien varié sans pour autant atteindre de valeurs critiques, sans risque de surmodulation.

Nous savons que l'indice de modulation a un impact sur la production d'harmoniques [42], c'est bien ce que l'on constate dans les résultats ci-dessous :

	$THD_1$	$THD_2$
Avant $\Delta P$	5.26	6.00
Après $\Delta P$	4.78	3.89

On note quand même que les THD restent du même niveau de grandeur, et qu'une inversion de flux de puissance n'est donc pas dramatique pour la production d'harmoniques. Cela s'explique par le fait que chaque harmonique se comporte différemment vis à vis de l'indice de modulation [42]. Une augmentation d'indice de modulation n'augmente donc pas forcément la THD, et de la diminue pas non plus obligatoirement.

### Inversion instantanée

Jusqu'à présent, nous avons considéré une variation progressive de commande en puissance active. Bien que celle-ci soit relativement rapide ( $\pm 1.4$  s pour l'inversion), il est intéressant d'observer ce qu'il se passe dans le cas d'une variation de commande instantanée.

Dans la figure 6.13, on constate qu'une variation brusque de la commande perturbe grandement le système qui ne se stabilise qu'après 3.3 s. Ceci s'explique par la présence de nombreuses limitations de commandes, comme on peut le voir dans la figure 6.13 : La commande en tension atteint sa limite de sécurité durant le transitoire.

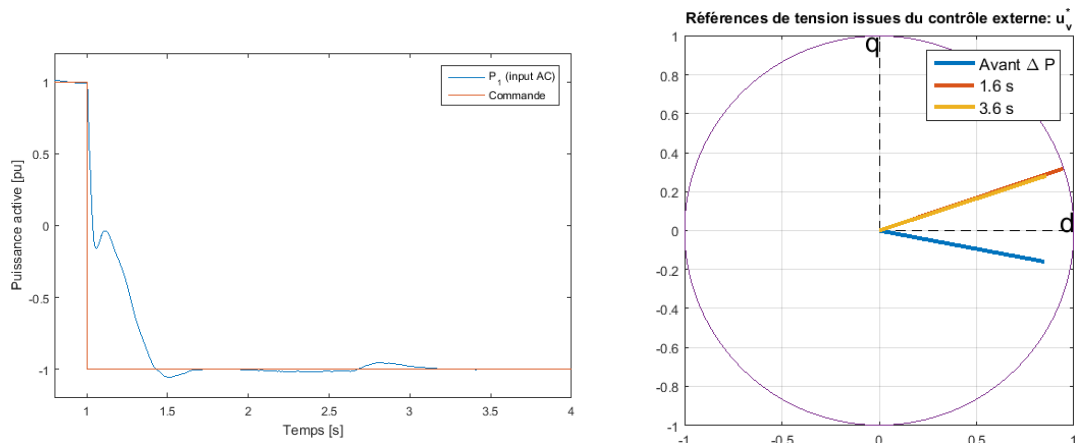


FIGURE 6.13 – Réponse du système à la suite d'une inversion instantanée de  $P^*$ .

## 6.5 Variation de la commande de puissance réactive

Après nous être intéressés à la puissance active, nous étudions la réponse du système suite à une modification de la commande en puissance réactive au niveau de la station n°1 (figure 6.14). La principale différence avec la précédente simulation, où l'on faisait varier le flux de puissance active, est que la puissance réactive ne transite évidemment pas sur la jonction DC. Ceci a pour conséquence que les flux de puissances réactives peuvent être commandés indépendamment de part et d'autre de la liaison. En effet, comme on peut le constater sur la figure 6.14, la variation de puissance  $Q_1$  n'a d'impact direct ni sur la puissance  $Q_2$  ni sur la puissance active transportée.

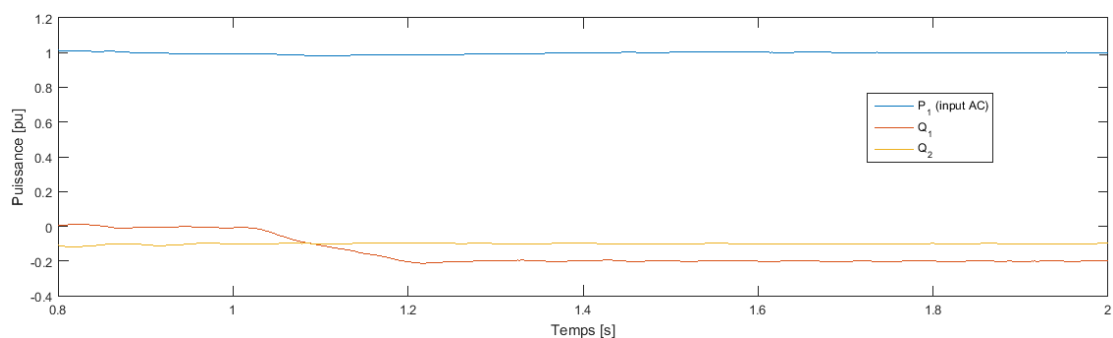


FIGURE 6.14 – Évolution des puissances durant la variation de  $Q^*$  à partir de  $t = 1$ s.

Il est aussi important de préciser que ces puissances sont mesurées au niveau du PCC, elles sont donc la somme des puissances réactives issues du convertisseur, des filtres et de la consommation dans les inductances de phases et internes du transformateur.

Dans la figure 6.15, les commandes internes du contrôleur sont représentées. On constate

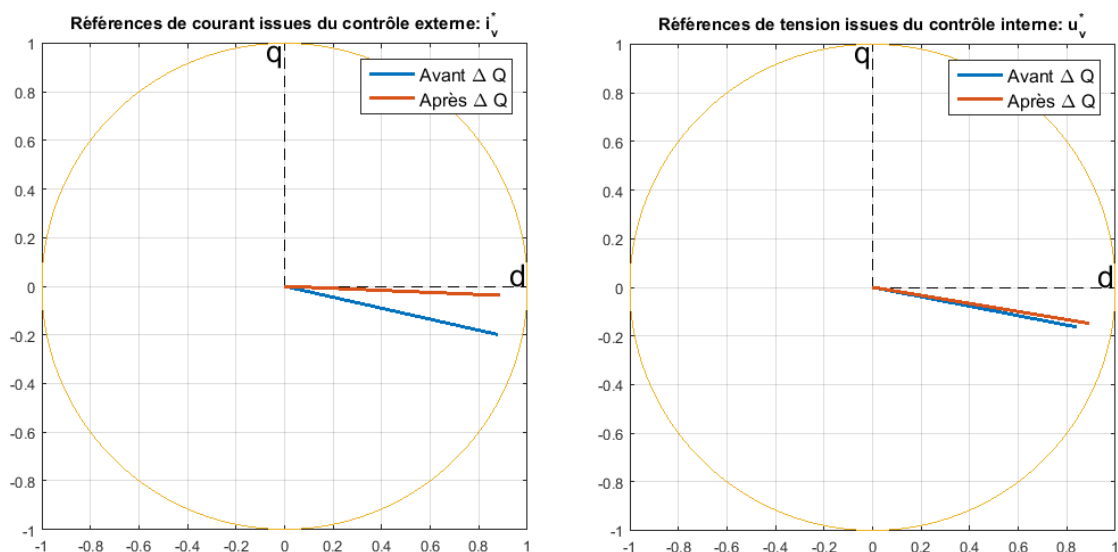


FIGURE 6.15 – Commandes internes du contrôleur

à nouveau que les résultats obtenus suivent la théorie décrite dans la section 3.2 :

- Une variation de la commande de puissance réactive ( $Q_f^*$ ) n'affecte que la composante en quadrature de la commande en courant ( $i_v^{q*}$ ).
- En régime, la composante directe de la commande en tension ( $u_v^{d*}$ ) dépend essentiellement de la composante en quadrature de la commande en courant ( $i_v^{q*}$ ).

## 6.6 Creux de tension

Comme indiqué dans la section 3.2, chacune des deux stations VSC peut faire le choix entre un contrôle en puissance réactive ou en tension AC. Dans le modèle utilisé, on simule un contrôle en puissance réactive pour chacune des stations.

Dans le cas où la liaison HVDC serait sujette à un creux de tension côté AC, elle doit être capable de réagir, même si celle-ci est contrôlée en puissances réactives. Observons ici l'effet d'un creux de tension au niveau du réseau n°1.

Sur la figure 6.16 est représenté l'effet d'un creux de tension de 0.1 pu au sein du réseau.

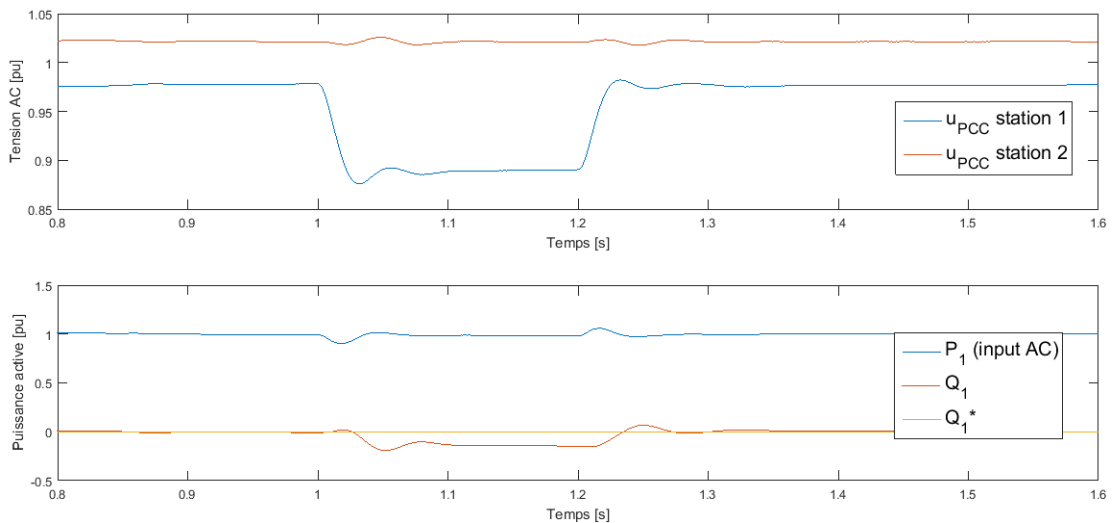


FIGURE 6.16 – Évolution des flux de puissance durant un creux de tension :

On constate que, bien que la consigne en puissance réactive ne change pas pendant ce creux, la valeur du flux de puissance réactive varie tout de même. En effet, comme indiqué dans la section 6.2.2, le contrôle de puissance réactive veille à ce que la tension AC reste dans un intervalle acceptable en modifiant si nécessaire le flux de puissance réactive<sup>11</sup>. On note aussi que le flux de puissance active et la tension de l'autre côté de la liaison ne sont que faiblement affectés durant la variation de tension et retournent ensuite rapidement à leurs valeurs d'origine.

11. Comme nous l'avons démontré par la relation (3.5) page 24, la tension AC dépend du flux de puissance réactive.

## 6.7 Défauts AC

Il est intéressant d'observer comment le système de contrôle réagit dans le cas où un défaut aurait lieu dans un des deux systèmes connectés. Observons dans la figure 6.17 l'effet d'un défaut<sup>12</sup> au niveau du PCC du réseau 2. On constate que le flux de puissance qui transite sur la liaison est affecté par ce défaut. Nous allons expliquer comment le contrôle réduit le flux de puissance, et donc les pertes, en plusieurs étapes.

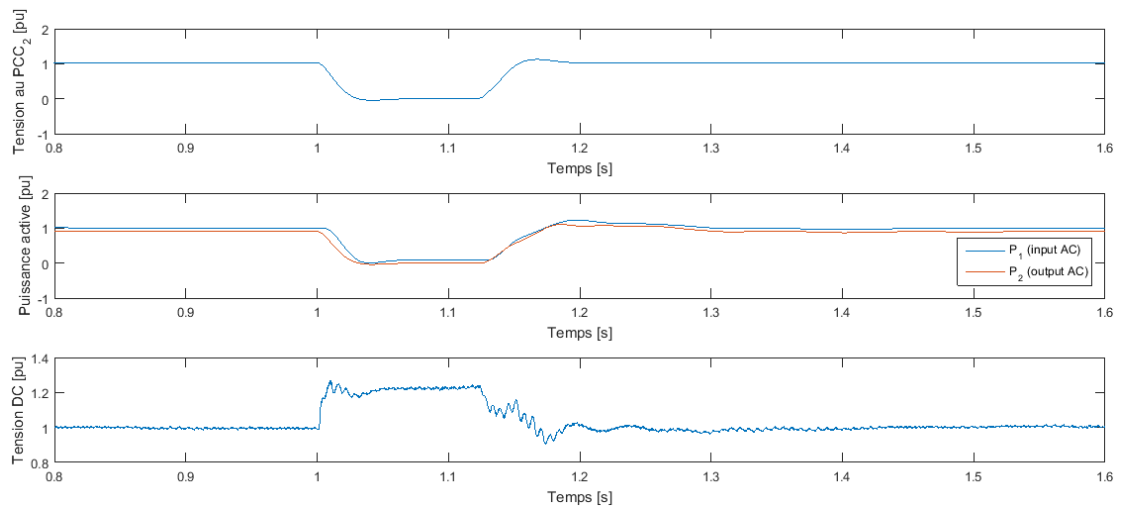


FIGURE 6.17 – Défaut au PCC du réseau 2.

Tout d'abord, le **creux de tension au PCC<sub>2</sub>** entraîne une chute de la tension  $u_f$ , au niveau du filtre, via le transformateur.

**La commande  $u_v^*$  de la station 2 diminue elle aussi** car, comme indiqué dans le schéma de contrôle externe (figure 3.5 page 24), cette commande prend comme référence la tension au niveau du filtre  $u_f$ . Cette diminution de tension  $u_v$  entraîne une **chute du transit de puissance active  $P_2$**  à travers le convertisseur et donc un déséquilibre entre la puissance entrante  $P_1$  et la puissance sortante  $P_2$  comme on peut le voir dans la figure 6.18.

Ce déséquilibre aura pour conséquence **une hausse de la tension DC**. Or, comme indiqué dans la section 6.2.2, le contrôle en puissance active de la station 1 est influencé par la valeur de la tension DC. En effet, étant donné que la tension DC dépasse les limites de sécurité, la **puissance active entrant dans la station 1 diminue également**. Cette diminution a lieu plus tard que celle de  $P_1$ , ce qu'on aperçoit également dans la figure 6.18.

Nous observons ici qu'une liaison HVDC peut surmonter un défaut AC grâce à cet algorithme de contrôle qui permet de diminuer le transit de puissance sur la liaison.

12. Nous simulons ici un défaut de type "3 phases à la terre", ou "Dip Type III" [66].

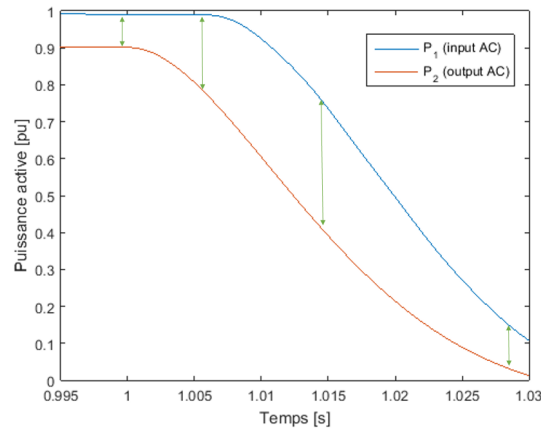


FIGURE 6.18 – Déséquilibre des flux de puissances entrantes et sortantes sur la liaison.

Néanmoins, une déconnexion totale de la liaison devrait avoir lieu pour des défauts de longues durées, ce qui n'est pas le cas dans le modèle utilisé.

## 6.8 Démarrage de la liaison

Dans certains cas de figure, comme dans le cas d'un défaut DC [35], la liaison HVDC peut être amenée à être déconnectée.

Il faut ensuite la redémarrer en rétablissant les contrôles un à un. Dans cette section, nous étudions le démarrage d'une liaison entre deux réseaux infinis. D'autres méthodes sont appliquées si la liaison relie un autre type de réseau (passif, éteint ...) [67] [68].

Les flux de puissances actives et les tensions DC aux deux stations sont illustrés sur la figure 6.19

Observons les différentes étapes du démarrage de la liaison.

1. **État initial** ( $t < 0$  s) : Aucun courant ne circule sur la liaison, le lien DC n'est pas chargé.
2. **Raccordement de la liaison aux PCC** ( $t = 0$  s) : Les IGBT du convertisseur restent bloqués. Celui-ci joue le rôle d'un pont diode qui permet de charger le lien DC. On observe sur la figure 6.19 que de la puissance active entre de part et d'autre de la liaison pour charger le lien DC. La tension DC augmente au-delà de 1 pu, il faut donc rétablir le niveau de tension DC de référence.
3. **Activation de la station 2** ( $t = 0.1$  s) : On active cette station en premier car c'est celle qui règle la tension DC. On constate sur la figure 6.19 que la liaison évacue l'énergie excédentaire stockée dans la liaison via la station 2.

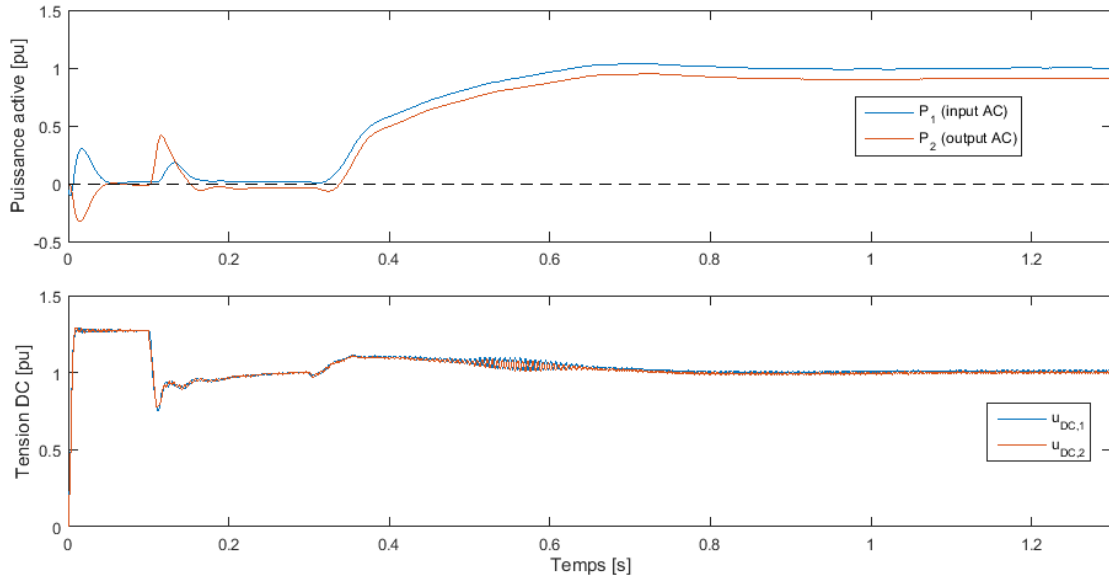


FIGURE 6.19 – Démarrage d'une liaison HVDC-VSC.

4. **Activation de la station 1** ( $t = 0.3$  s) : Une fois que le lien DC a atteint son niveau de tension de référence, le transit de puissance active peut à nouveau transiter sur la liaison. Cette variation de commande de puissance active se fait de manière progressive.

## 6.9 Défaut DC

Comme nous l'avons indiqué à plusieurs reprises durant ce rapport, un bon niveau de tension DC est primordial pour avoir un bon fonctionnement de la liaison. Il est donc nécessaire de déconnecter la liaison [35] et de mettre les contrôles hors services lorsqu'on observe un défaut DC.

Voici les différentes étapes de la simulation illustrée dans la figure 6.20 :

1. **Fonctionnement en régime** ( $t < 1$  s) : La liaison transporte une puissance de 1 pu.
2. **Défaut DC** ( $1 \leq t \leq 1.1$  s) : Il <sup>13</sup> apparaît sur la liaison, à côté du convertisseur de la station 2.
3. **Contrôles hors-services** ( $t > 1$  s) : Le système de contrôle est interrompu. Cet arrêt a été planifié dans notre simulation, mais il aurait pu être automatisé pour avoir lieu si la tension AC atteint un niveau de tension critique.
4. **Déconnexion de la liaison** ( $1.05 \leq t \leq 1.15$  s) : La liaison est déconnectée au niveau du convertisseur, côté AC [35], afin de limiter les pertes occasionnées par

13. Nous simulons ici un court-circuit entre les deux pôles DC.

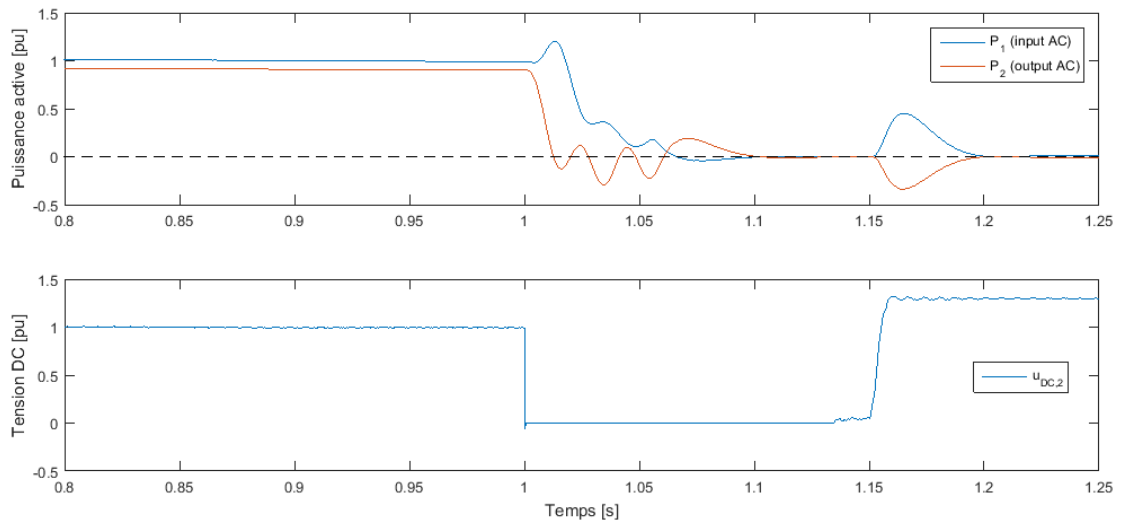


FIGURE 6.20 – Défaut DC, déconnexion, et redémarrage de la liaison.

le défaut. Notons que dans le cas d'une liaison multi-terminal, cette déconnexion se fait sur le lien DC [35].

5. **Reconnexion et redémarrage de la liaison ( $t > 1.15$  s)** : On observe l'étape décrite dans la section 6.8, la tension DC augmente sans avoir encore réactivé les contrôles aux stations. Après quoi les autres étapes de la procédure de démarrage auront lieu elles aussi.

## Chapitre 7

# Modélisation de stations MMC

Dans ce chapitre, nous étudions les courants et les tensions internes d'une station HVDC afin d'avoir une meilleure compréhension de la conversion DC/AC. Nous établissons, tout d'abord, deux modèles de station MMC dans la section 7.1. Ensuite, dans la section 7.2 nous développons plusieurs stratégies de contrôles évoquées dans la section 4.3. Enfin, nous étudions une liaison HVDC complète reliant deux réseaux dans la section 7.3

### 7.1 Les deux modèles

Nous développons un modèle mathématique, appelé *modèle à valeurs moyennes*, que nous comparons avec un modèle détaillé. Ces deux modèles sont simulés au moyen du logiciel *MatLab-Simulink*. Nous observons si les résultats correspondent aux développements réalisés dans le chapitre 4. Nous validons, ensuite, les deux modèles en comparant leurs dynamiques lors d'un échelon de tension.

#### Paramètres du système utilisé

Nous modélisons dans un premier temps des modèles composés d'une seule phase à puissance peu élevée (cf. Table 7.1) afin d'analyser les modèles et leurs différentes méthodes de contrôle.

#### Dimensionnement de la capacité de sub-module et de l'inductance de bras

La valeur de la **capacité de sub-module**  $C_{SM}$  est choisie de manière à ce qu'elle limite suffisamment les ondulations de tension, tout en permettant une réponse rapide du contrôle de puissance. Il s'agit donc d'un compromis. En effet, le choix d'une capacité

Tension du réseau $u_v$	$100\sin(\omega t)$	[V]
Courant du réseau $i_v$	$10\sin(\omega t + \phi)$	[A]
Puissance du système $S_n$	500	[VA]
Tension du bus DC $u_{DC}$	200	[V]
Déphasage $\phi$	-0.561	[rad]
Fréquence du système $f_0$	50	[Hz]
Fréquence de PWM $f_c$	300	[Hz]
Nombre de sub-modules par bras N	6	[-]
Tension de sub-module $V_{SM}$	33.33	[V]

TABLE 7.1 – Paramètres du système à puissance peu élevée

trop petite pourrait causer une ondulation de tension importante, susceptible de distordre la tension AC. Une telle distorsion doit être évitée, sans quoi un déséquilibre de flux de puissance pourrait apparaître dans les jambes du convertisseur. Tandis qu'une valeur trop élevée de la capacité de sub-module minimise les ondulations de tension, mais cause un ralentissement du contrôle de puissance du convertisseur. Selon [39], l'ondulation de tension normalement acceptée est de  $\pm 10\%$ . Une méthode pour déterminer la valeur de  $C_{SM}$  est de calculer l'énergie stockée dans une capacité :  $E_c = \frac{C_{SM}}{N} u_{DC}^2$ . Selon [51], l'énergie stockée dans une capacité doit se situer dans l'intervalle de 30 – 40 kJ par MVA du convertisseur afin de respecter la condition sur l'ondulation de tension de  $\pm 10\%$ . On a alors avec  $EP = 40\text{kJ}/\text{MVA}$  :

$$C_{SM} = EP \cdot N \frac{S_n}{u_{DC}^2} = 3 \text{ mF}$$

Le rôle de **l'inductance du bras** est double [52]. Cette inductance permet, premièrement, de limiter les courants circulants en utilisant une stratégie de contrôle adaptée (voir 7.2.2). Le second rôle de  $L_{arm}$  est de limiter les effets de défauts à l'intérieur et à l'extérieur du convertisseur. En effet, l'inductance limite la vitesse d'augmentation des courants. Dans les liaisons HVDC, la valeur de cette inductance vaut  $L_{arm} = 0.15 \text{ pu}$ , et donc  $0.15 \frac{V_{base}^2}{S_{base} \omega_{base}} = 5 \text{ mH}$  pour notre modèle [69]. Plusieurs méthodes de dimensionnement de cette inductance de bras sont présentées dans les travaux de Tu [52].

### 7.1.1 Modèle à valeurs moyennes

*Ce modèle a été développé sur base des travaux d'Antonopoulos ([70] et [53]) et de Casadei [71].*

Nous utilisons ici un circuit simplifié, constitué d'une seule jambe de phase. Après avoir validé ce modèle, nous l'utiliserons pour tester différentes stratégies de contrôle que nous pourrions par la suite appliquer à un modèle plus détaillé.

Le principal avantage de ce modèle est que, vu qu'il ne s'occupe pas des commutations

des sub-modules, la dynamique du système est moins complexe. Cette simplification permet de réaliser un grand nombre de tests rapides, avant de les appliquer sur un modèle plus complexe, et donc plus lent.

En faisant les hypothèses que :

1. Les tensions aux bornes des sub-modules sont équilibrées
2. Le nombre de sub-modules par bras est infini,

On peut représenter un bras du convertisseur MMC par la mise en série d'une capacité variable, faisant office de source de tension variable, d'une résistance et d'une inductance de bras, comme indiqué sur la figure 7.1. En rajoutant l'hypothèse de fréquence de commutation infinie, la tension de sortie AC devient une onde sinusoïdale parfaite. On peut ainsi créer un modèle continu qui représente les opérations globales du convertisseur en négligeant les comportements individuels des sub-modules.

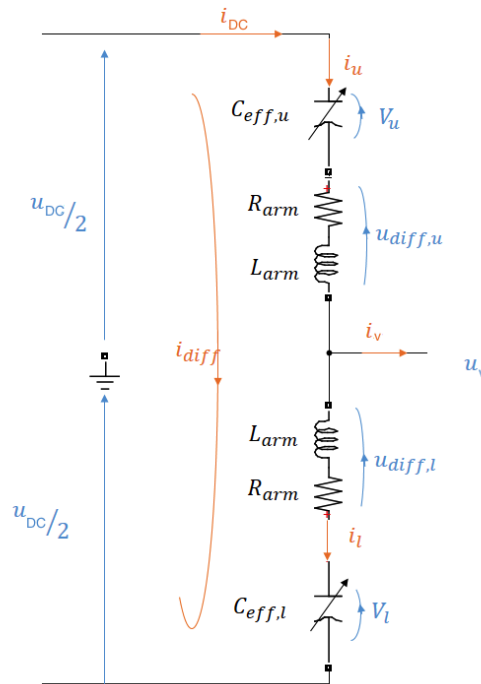


FIGURE 7.1 – Modèle à valeurs moyennes

Pour ce faire, nous utilisons les index d'insertions  $m_u(t)$  et  $m_l(t)$  qui sont des images du nombre de sub-modules insérés dans le bras supérieur et le bras inférieur.

Quand tous les sub-modules d'un bras sont insérés l'index d'insertion vaut 1, et lorsqu'ils sont contournés l'index d'insertion vaut 0. Ainsi la tension aux bornes d'un bras du convertisseur, c'est-à-dire la somme des tensions des capacités insérées (voir figure 7.1), vaut :

$$V_x(t) = m_x(t)V_{cx}^\Sigma(t)$$

L'indice  $x$  désigne le bras supérieur (u) ou inférieur (l), et  $V_{cx}^\Sigma$  représente la somme des tensions aux bornes de toutes les capacités du bras, insérées ou non.

En négligeant les chutes de tension  $u_{diff}$ , la somme des tensions des capacités insérées dans une jambe est égale à la tension DC.

$$V_u + V_l \simeq u_{DC}$$

En effet, le nombre de sub-modules insérés dans une jambe est toujours constant et vaut  $N$ , le nombre total de sub-modules dans un bras (voir section 4.2.2). En considérant que :  $V_{cu}^\Sigma = V_{cl}^\Sigma$ , la somme des deux index d'insertion vaut toujours 1.

$$m_u + m_l = 1$$

Soit  $C_{eff,x} = \frac{C_{SM}}{Nm_x(t)}$  la capacité effective de bras et  $i_x$  le courant traversant celle-ci, la dynamique de  $V_{cx}^\Sigma$  est exprimée comme suit :

$$\frac{d}{dt} V_{cx}^\Sigma = \frac{i_x}{C_{eff,x}} \quad (7.1)$$

Les courants représentés dans la figure 7.1 sont définis par les relations suivantes :

$$i_u = i_{diff} + \frac{i_v}{2} = i_{circ} + \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_v}{2}$$

$$i_l = i_{diff} - \frac{i_v}{2} = i_{circ} + \frac{i_{DC}}{3} - \frac{i_v}{2}$$

Avec  $i_{diff}$  le courant interne de phase<sup>1</sup> et  $i_v$  le courant alternatif de sortie.

On a alors :

$$\begin{aligned} i_v &= i_u - i_l \\ i_{diff} &= \frac{i_u + i_l}{2} = i_{circ} + \frac{i_{DC}}{3} \end{aligned} \quad (7.2)$$

Ce courant  $i_{diff}$  sera modifié pour stabiliser  $V_{cx}^\Sigma$ . À l'aide de la figure 7.1 et des équations développées ci-dessus, on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{aligned} u_v &= \frac{u_{DC}}{2} - R_{arm} i_u - L_{arm} \frac{d}{dt} i_u - m_u V_{cu}^\Sigma \\ &= -\frac{u_{DC}}{2} + R_{arm} i_l + L_{arm} \frac{d}{dt} i_l + m_l V_{cl}^\Sigma \\ &= -R_{arm} i_v - L_{arm} \frac{d}{dt} i_v + m_l V_{cl}^\Sigma - m_u V_{cu}^\Sigma \end{aligned} \quad (7.3)$$

---

1. Attention plusieurs sources utilisent des définitions différentes pour ce courant circulant. (voir Figure 7.1)

En utilisant ces relations et la définition du courant interne de phase  $i_{diff}$  (7.2), on trouve le système d'équations différentielles qui décrit la dynamique du convertisseur [53] :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} V_{cu}^\Sigma \\ V_{cl}^\Sigma \\ i_{diff} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{Nm_u}{C_{SM}} \\ 0 & 0 & \frac{Nm_l}{C_{SM}} \\ -\frac{m_u}{2L_{arm}} & -\frac{m_l}{2L_{arm}} & -\frac{R_{arm}}{L_{arm}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{cu}^\Sigma \\ V_{cl}^\Sigma \\ i_{diff} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{Nm_u i_v}{2C_{SM}} \\ -\frac{Nm_l i_v}{2C_{SM}} \\ \frac{u_{DC}}{2L_{arm}} \end{pmatrix} \quad (7.4)$$

Ce système décrit la dynamique du modèle continu du système du convertisseur MMC. Il est contrôlé par un modulateur en modifiant les index d'insertion.

On constate que lorsque le courant  $i_{diff}$  est nul, les tensions des bras sont déséquilibrées par le courant  $i_v$ . Il faut donc s'assurer que  $i_{diff}$  ait une valeur adéquate pour avoir un bon fonctionnement du système.

Il est intéressant de noter que  $i_{diff}$  dépend de la somme  $m_l V_{cl}^\Sigma + m_u V_{cu}^\Sigma = V_l + V_u$ , tandis que la tension  $u_v$  dépend de la différence  $m_l V_{cl}^\Sigma - m_u V_{cu}^\Sigma = V_l - V_u$ . On peut donc les commander de manière indépendante.

Le contrôle en boucle ouverte du modulateur se fait exclusivement en faisant varier les index d'insertions en fonction de la valeur de tension AC souhaitée. Ceux-ci qui sont calculés en négligeant la chute de tension liée à la résistance et à l'inductance de bras  $u_{diff}$  (voir 7.1) :

$$m_u = \frac{\frac{u_{DC}}{2} - v_{ac}}{V_{cu}^\Sigma} \quad (7.5)$$

$$m_l = \frac{\frac{u_{DC}}{2} + v_{ac}}{V_{cl}^\Sigma} \quad (7.6)$$

Nous observons l'évolution de  $i_{diff}$ ,  $V_{cu}^\Sigma$  et  $V_{cl}^\Sigma$  sur les figures 7.2 et 7.3 en simulant le fonctionnement du système à l'aide des relations 7.4, 7.5 et 7.6. Pour ce faire, les valeurs de  $i_v$ ,  $v_{ac}$  et  $u_{DC}$  sont imposées. Les index d'insertions sont donc calculés avec des valeurs de référence, sans feedback. Ce sont donc des signaux sinusoïdaux.

Nous remarquons, sur la figure 7.3 et avec l'outil *FFT Analysis*, que le courant  $i_{diff}$  a une valeur moyenne non nulle et a une forte composante de second harmonique (60% de la composante DC). Ce courant interne permet de régler la charge totale d'un bras. Ces résultats confirment le modèle mathématique exposé ci-dessus : le courant  $i_{diff}$  est non nul en régime. Nous utiliserons par la suite ce modèle afin de développer des stratégies de contrôle pour équilibrer les capacités de sub-modules et limiter le courant circulant (voir 7.2). En effet, bien qu'il soit utile pour équilibrer les charges des bras, ce courant provoque des pertes lorsqu'il est trop important [70]. L'intérêt d'un tel modèle est qu'il représente les comportements dynamiques du système tout en réduisant sa complexité et son temps de simulation.

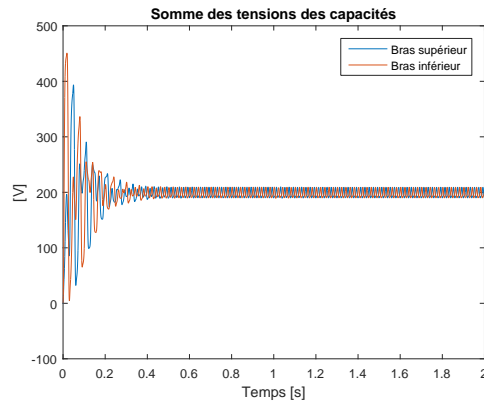


FIGURE 7.2 – Somme des tensions des capacités de bras

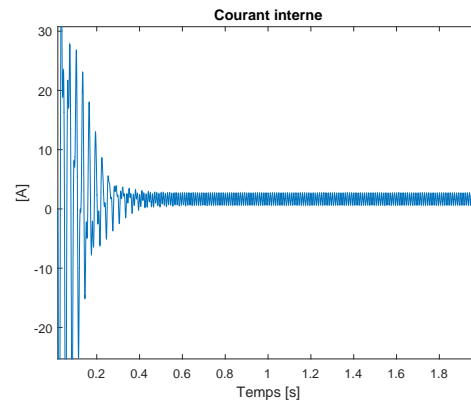


FIGURE 7.3 – Courant interne de phase

### 7.1.2 Modèle détaillé

Nous avons analysé et modifié le modèle établi par Graham Dudgeon [72]. Celui-ci ne comportait aucune stratégie de contrôle, nous en avons donc élaboré une (section 7.2)

Afin d'évaluer les performances dynamiques des convertisseurs MMC, nous implémentons un modèle détaillé qui prend en compte les composants réels des sub-modules (Annexe B.1).

À savoir : un condensateur et interrupteur IGBT/diode.

### PWM

Dans le cas du modèle détaillé, il faut une stratégie pour insérer et bypasser les sub-modules individuellement. Dans le modèle à valeurs moyennes, le modulateur n'est pas modélisé et les index d'insertion sont les images du nombre de sub-modules à insérer. Dans le modèle détaillé, nous prenons en compte le modulateur. Celui-ci détermine le nombre de sub-modules à insérer et les sélectionne en fonction d'un signal de référence  $u_v^*$ .

Comme indiqué dans la première partie de ce travail (section 4.3.2), plusieurs techniques existent. Nous choisissons la technique de *Phase-shifted-PWM*, avec une fréquence de porteuse de 300 Hz.

## Analyse du courant circulant

Nous avons vu dans la section 4.2.4 que les ondulations des tensions des capacités génèrent une composante de deuxième harmonique dans le courant circulant ( $i_{circ}$ ). Illustrons ceci à l'aide de notre modèle détaillé triphasé (Annexe B.3), en suivant le raisonnement de [73].

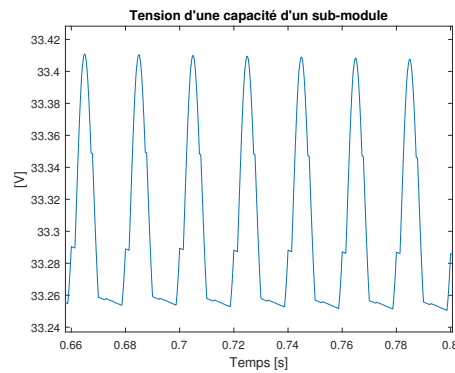


FIGURE 7.4 – Ondulation de la tension d'une capacité sur le modèle triphasé détaillé

Ordre d'harmonique	Amplitude [V]	Amplitude en % de la composante fondamentale
0	33,33	47050
1	0,05	100
2	0,022	43,81

TABLE 7.2 – Contenus harmoniques d'une capacité d'un sub-module, obtenu via l'outil *FFT Analysis* de *Simulink*

Ordre d'harmonique	Amplitude [V]	Amplitude en % de la composante fondamentale
0	66,6	47188
1	0,1	100
2	0,044	44,37

TABLE 7.3 – Contenus harmoniques de la somme de deux capacités d'un sub-module du même bras, obtenu via l'outil *FFT Analysis* de *Simulink*.

La figure 7.4 et le tableau 7.2 représentent la tension d'une capacité d'un sub-module. Cette tension contient une composante DC, une composante à la fréquence fondamentale et une composante à 100 Hz.

Le Tableau 7.3 donne le contenu harmonique de la somme des tensions de deux capacités du même bras. En comparant les données de ces deux tableaux(7.2 et 7.3), nous pouvons déduire qu'il n'y a pas de déphasage, pour les harmoniques d'ordre 1 et 2, entre les tensions des capacités d'un même bras.

La somme des tensions  $V_{cu}^{\Sigma} + V_{ct}^{\Sigma}$  est illustrée sur les figures 7.5 et 7.6. Nous observons que la composante à la fréquence fondamentale est éliminée. Les tensions des capacités

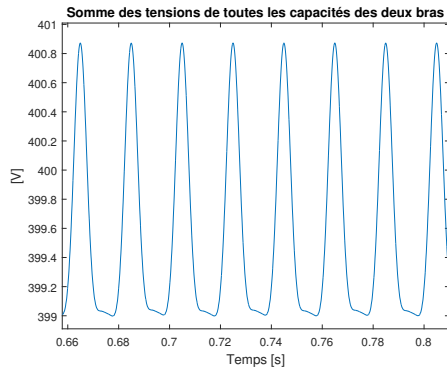


FIGURE 7.5 – Ondulation de la somme  $V_{cu}^{\Sigma} + V_{cl}^{\Sigma}$ .

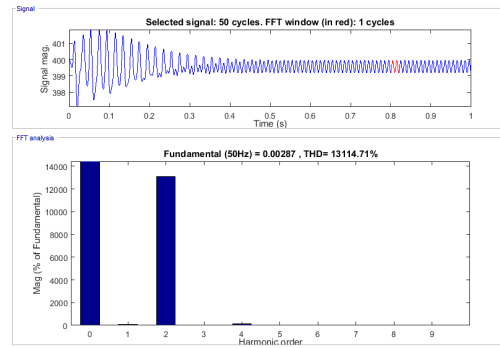


FIGURE 7.6 – Contenu harmonique de la somme  $V_{cu}^{\Sigma} + V_{cl}^{\Sigma}$

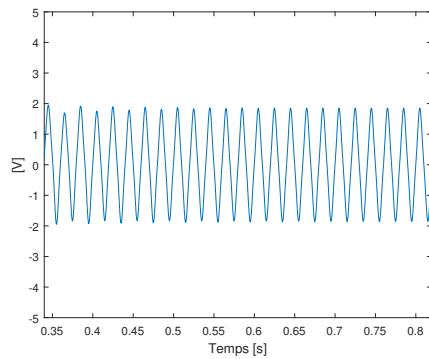


FIGURE 7.7 –  $V_{cu}^{\Sigma} - V_{cl}^{\Sigma}$  sur le modèle triphasé détaillé

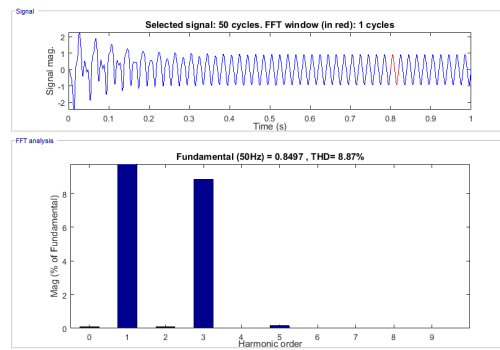


FIGURE 7.8 – Contenu harmonique de la différence  $V_{cu}^{\Sigma} - V_{cl}^{\Sigma}$

d'un bras sont déphasées de  $180^\circ$  par rapport à l'autre bras de la même jambe ce qui explique pourquoi les harmoniques impairs se soustraient et disparaissent, tandis que les harmoniques pairs s'additionnent et s'amplifient.

Une ondulation d'harmonique d'ordre deux est donc ajoutée à la somme de toutes les tensions des capacités présente dans une jambe ( $V_{cu}^{\Sigma} + V_{cl}^{\Sigma}$ ).

Les figures 7.7 et 7.8 représentent la différence entre la somme des tensions des capacités du bras supérieur  $V_{cu}^{\Sigma}$  et la somme des tensions des capacités du bras inférieur  $V_{cl}^{\Sigma}$ . Nous observons un signal proche d'une sinusoïde à la fréquence fondamentale.

On peut donc déduire de ces différentes observations que le déphasage entre les jambes du système triphasé force le courant de second harmonique à circuler dans les bras. Ce courant provoque des pertes supplémentaires dans le convertisseur et peut provoquer un surdimensionnement des éléments s'il n'est pas contrôlé. On peut retrouver dans le tableau 7.4 le contenu harmonique du courant circulant. Nous étudierons plus en détail un contrôle du courant circulant plus loin dans ce travail (section 7.2.2).

Ordre d'harmonique	Amplitude [A]	Amplitude en % de la composante fondamentale
0	$21 \cdot 10^{-3}$	854
1	$2 \cdot 10^{-3}$	100
2	25,1	12548

TABLE 7.4 – Contenu harmonique du courant circulant. Résultats obtenus via l'outil *FFT Analysis* de *Simulink*

### 7.1.3 Validation des modèles

Afin de valider les deux modèles que nous avons développés, nous les comparons entre eux et avec les résultats expérimentaux de Harnefors [74].

La figure 7.9 illustre la tension de sortie (côté AC) du convertisseur. Nous pouvons apercevoir les 7 niveaux de tension du modèle détaillés en bleu.

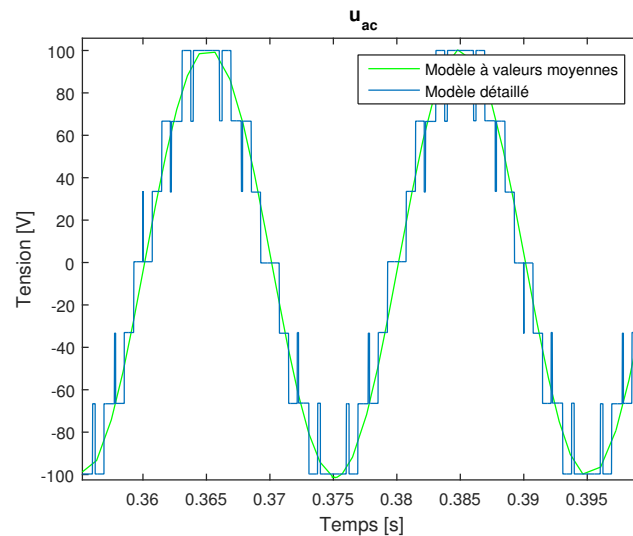
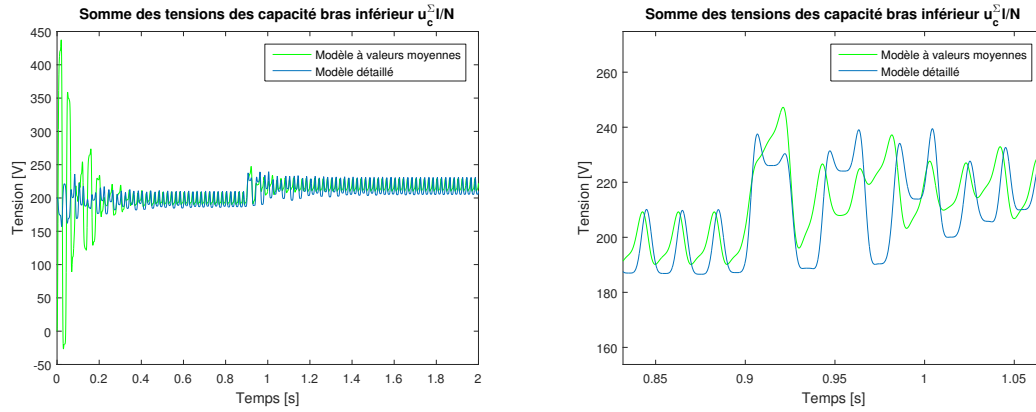


FIGURE 7.9 – Tension de sortie du convertisseur

Sur la figure 7.10, nous observons la réponse des deux modèles lors d'un échelon de tension de 10% de  $u_{DC}$  à l'instant  $t = 0,9$ s. Les sommes des tensions des bras,  $V_{cx}^{\Sigma}$ , des deux modèles sont très proches en régime permanent avec une différence de 1,5%. Lors du transitoire, la différence entre les deux modèles ne dépasse pas 5%.

Ces résultats de simulations correspondent aux résultats expérimentaux de Harnefors [74] (Annexes B.4 et B.5).

FIGURE 7.10 –  $V_{cu}^\Sigma$  et  $V_{cu}^\Sigma$  lors d'un échelon de tension DC

## 7.2 Stratégies de contrôle

### 7.2.1 Équilibrage des capacités

#### 7.2.1.1 Contrôle d'énergie

Le premier contrôle est appelé **contrôle d'énergie**. Il a été implémenté par Antonios Antonopoulos [53]. L'idée principale de cette méthode est de compenser la variation totale de tension du bras en agissant sur les index d'insertion.

Au moyen de la figure 7.1 et des équations établies dans les sections précédentes (équations 7.3 et 7.4), nous obtenons les relations suivantes pour le courant interne  $i_{diff}$  et la tension de sortie  $u_v$  [71] :

$$L_{arm} \frac{di_{diff}}{dt} = -R_{arm} i_{diff} - \frac{V_u}{2} - \frac{V_l}{2} + \frac{u_{DC}}{2}$$

$$u_v = \frac{V_l - V_u}{2} - \frac{R_{arm} i_v}{2} - L_{arm} \frac{di_v}{dt}$$

Ces relations nous amènent aux conclusions suivantes :

- La tension de sortie  $u_v$  dépend uniquement de la variation du courant de sortie  $i_v$  et de la différence entre les tensions de bras  $V_l - V_u$
- Le courant  $i_{diff}$  dépend uniquement de la somme  $V_l + V_u$  et de la tension  $u_{DC}$

Il est donc possible de régler  $u_v$  et  $i_{diff}$  de manière indépendante. Nous allons donc utiliser la tension aux bornes de l'impédance de bras  $u_{diff}$  (voir figure 7.1) pour contrôler le courant  $i_{diff}$  afin de régler les index d'insertions sans modifier  $u_v$  :

$$m_u = \frac{V_u^*}{V_{cu}^\Sigma} \quad m_l = \frac{V_l^*}{V_{cl}^\Sigma}$$

Les tensions de références sont obtenues de la manière suivante :

$$V_u^* = \frac{u_{DC}}{2} - u_v^* - u_{diff,u}$$

$$V_l^* = \frac{u_{DC}}{2} + u_v^* - u_{diff,l}$$

Vu que les deux bras sont supposés être symétriques, nous faisons l'hypothèse que la chute de tension due aux impédances de bras est identique dans les deux bras, c'est à dire  $u_{diff} = u_{diff,u} = u_{diff,l}$ <sup>2</sup>. Pour estimer la valeur de  $u_{diff}$ , nous allons utiliser l'énergie stockée dans les capacités des bras. Les relations suivantes décrivent l'évolution de l'énergie stockée dans les bras supérieurs et inférieurs :

$$\frac{dW_{cu}^\Sigma}{dt} = i_u \cdot V_u$$

$$\frac{dW_{cl}^\Sigma}{dt} = i_l \cdot V_l$$

En considérant que la tension, et donc l'énergie stockée dans chaque bras, est partagée équitablement entre chaque sub-module, les énergies supérieure et inférieure valent respectivement :

$$W_{cu}^\Sigma = \frac{C_{SM}}{2N} (V_{cu}^\Sigma)^2 \quad (7.7)$$

$$W_{cl}^\Sigma = \frac{C_{SM}}{2N} (V_{cl}^\Sigma)^2 \quad (7.8)$$

Nous calculons donc l'énergie totale stockée  $W_c^\Sigma$  et le déséquilibre d'énergie entre les deux bras  $W_c^\Delta$  au moyen des équations 7.7 et 7.8.

$$W_c^\Sigma = W_{cl}^\Sigma + W_{cu}^\Sigma$$

$$W_c^\Delta = W_{cl}^\Sigma - W_{cu}^\Sigma$$

Ces deux valeurs sont utilisées dans deux boucles de contrôle différentes [53].

La **boucle de contrôle d'énergie totale** est utilisée pour réguler la somme de l'énergie stockée dans une jambe du convertisseur à une valeur de référence  $W_c^{\Sigma*}$ . Cette valeur de référence vaut, en régime permanent, la somme de toutes les énergies qui seraient stockées dans les capacités d'une jambe si elles étaient chargées à leur tension de référence  $V_{SM}$ . Cette boucle est implémentée avec un régulateur PI qui détermine une composante supplémentaire à ajouter à  $u_{diff}$ . Ainsi, sans ce régulateur PI, la tension moyenne des capacités diminuerait lorsque la puissance active est transférée du côté DC vers le réseau AC et inversement, cette tension augmenterait lorsque la puissance active est transférée vers le côté DC. En effet, lorsque la puissance transite vers le côté AC, l'énergie stockée

2. En effet, les valeurs moyennes des courants qui traversent les impédances sont égales.

dans le bus DC, c'est-à-dire dans les capacités des sub-modules, diminue.

La **boucle d'équilibrage d'énergie** permet de modifier  $u_{diff}$  afin d'égaliser l'énergie stockée dans les deux bras. Le déséquilibre d'énergie calculé  $W_c^\Delta$  oscille autour d'une valeur moyenne à la fréquence fondamentale [53]. Or, nous avons besoin uniquement de la valeur moyenne pour le contrôle, nous utilisons donc un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure peu élevée pour l'obtenir.

Le schéma bloc de la stratégie de **contrôle d'énergie** est illustré à la figure 7.11. Le courant  $i_{diff}$  n'est pas directement contrôlé, mais il est manipulé à travers la tension  $u_{diff}$ .

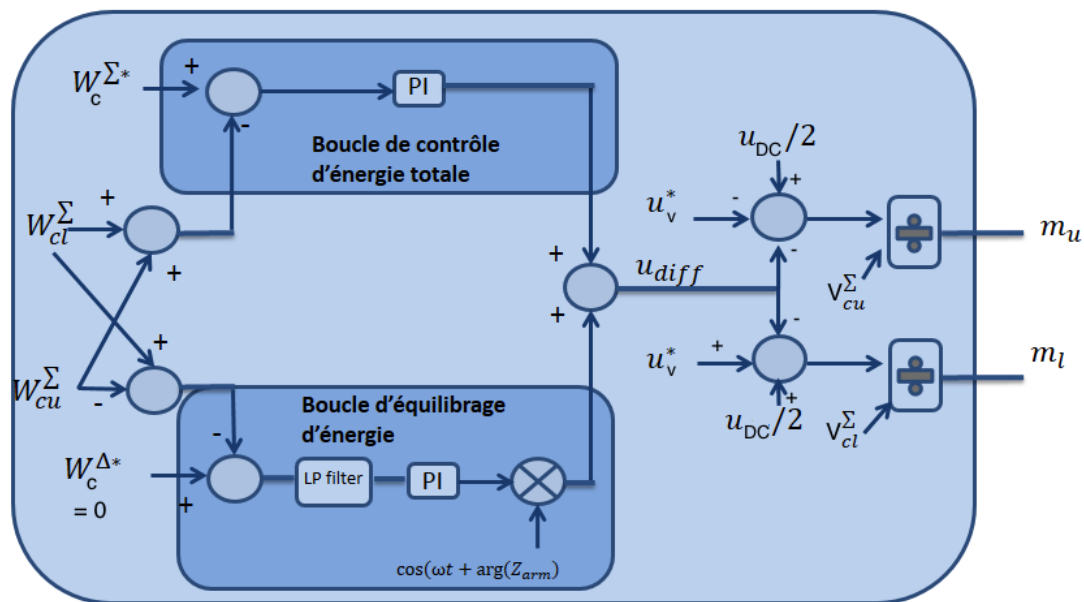


FIGURE 7.11 – Schéma bloc du contrôle d'énergie

### Simulation sur le modèle à valeurs moyennes

La figure 7.12 représente une simulation où le contrôle d'énergie est activé après 2 s. Les sommes des tensions des bras supérieur et inférieur se stabilisent à la valeur de référence 0,3 s après l'enclenchement du contrôle. Le courant  $i_{diff}$ , illustré sur la figure 7.13, diminue son ripple de 85% et la composante à 100Hz passe de 60% de la composante DC à 8% de celle-ci. À la 4e seconde, la référence d'énergie augmente de 10% (voir la figure 7.12a). Les sommes des tensions de capacité ( $V_{cu}^{\Sigma}$  et  $V_{cl}^{\Sigma}$ ) se stabilisent à 220 V après 0,2 s.

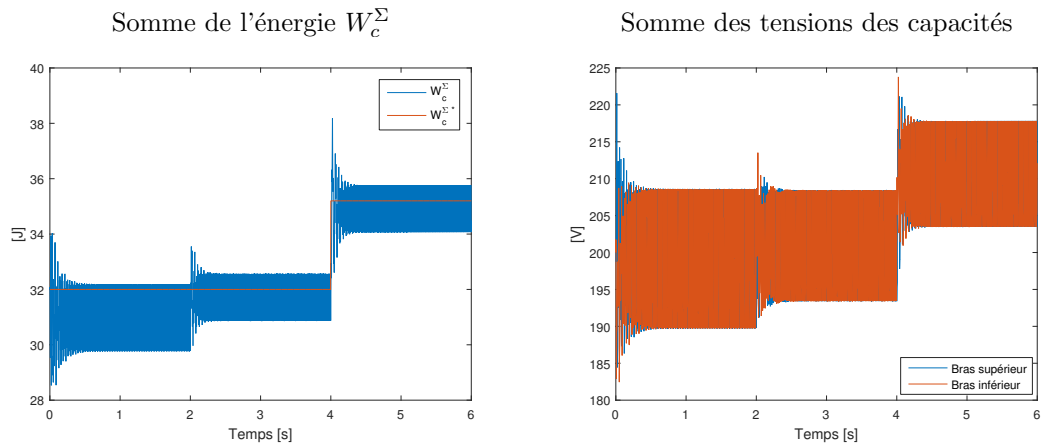


FIGURE 7.12 – Simulation du modèle à valeurs moyennes avec activation du contrôle d'énergie et échelon de valeur d'énergie.

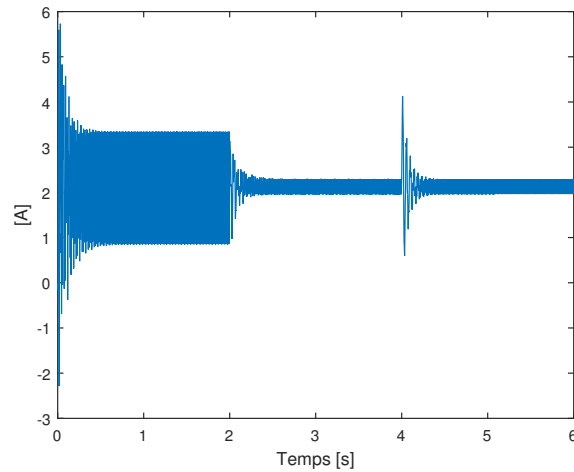


FIGURE 7.13 – Courant interne

### Comparaison avec le modèle détaillé

Comme pour le modèle à valeurs moyennes, nous utilisons le **contrôle d'énergie** afin d'équilibrer les tensions entre les 2 bras. La figure 7.14 de gauche montre la somme des tensions des capacités du bras supérieur des deux modèles. Tandis que la figure 7.14 de droite représente la différence d'énergie entre le bras supérieur et le bras inférieur du convertisseur.

Nous remarquons que les simulations convergent vers les mêmes valeurs. Néanmoins, les ondulations sont, pour les deux simulations, beaucoup plus importantes dans le modèle détaillé.

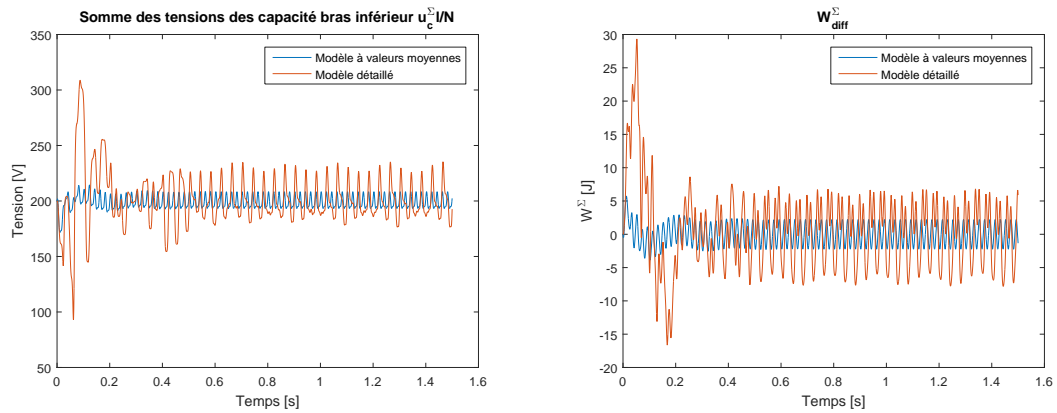


FIGURE 7.14 – Comparaison entre le modèle à valeurs moyennes et le modèle détaillé pour le contrôle d'énergie.

Mais lorsque nous nous intéressons à la tension des capacités individuelles des sub-modules, un paramètre qui n'existe évidemment pas dans le modèle à valeurs moyennes, nous remarquons (figure 7.15) qu'elles ne s'équilibrent pas à la valeur de référence. C'est un inconvénient majeur de cette stratégie de contrôle. C'est pourquoi nous étudions dans les paragraphes suivants une autre technique de contrôle interne.

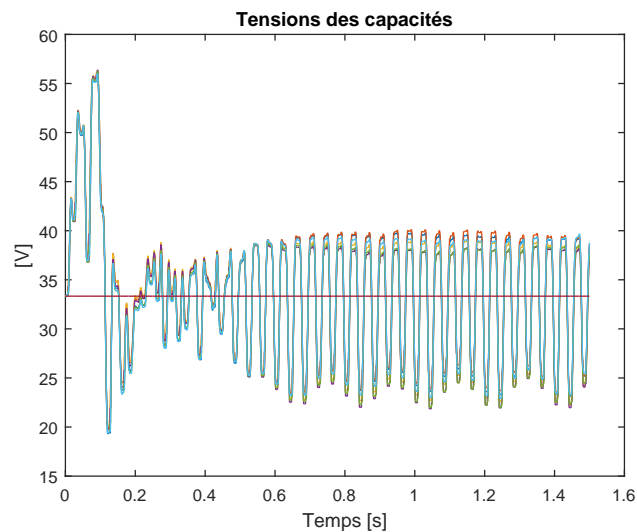


FIGURE 7.15 – Valeurs des tensions des capacités individuelles des sub-modules avec le contrôle d'énergie sur le modèle détaillé

### 7.2.1.2 Contrôle distribué

Cette autre stratégie de contrôle interne a été implémentée par Hagiwara et Akagi [54]. Elle permet de modifier le signal de référence sinusoïdal de la PWM afin d'équilibrer les capacités des sub-modules.

Dans cette méthode, tous les sub-modules sont contrôlés individuellement. Ce contrôle est représenté sur la figure 7.16 et comprend deux parties différentes :

- Le contrôle moyen de tension
- Le contrôle d'équilibre individuel de tension

Le signal sortant de ce contrôle  $u_{v,i}^*$  est le signal de référence utilisé par le modulateur PS-PWM pour le sub-module  $i$

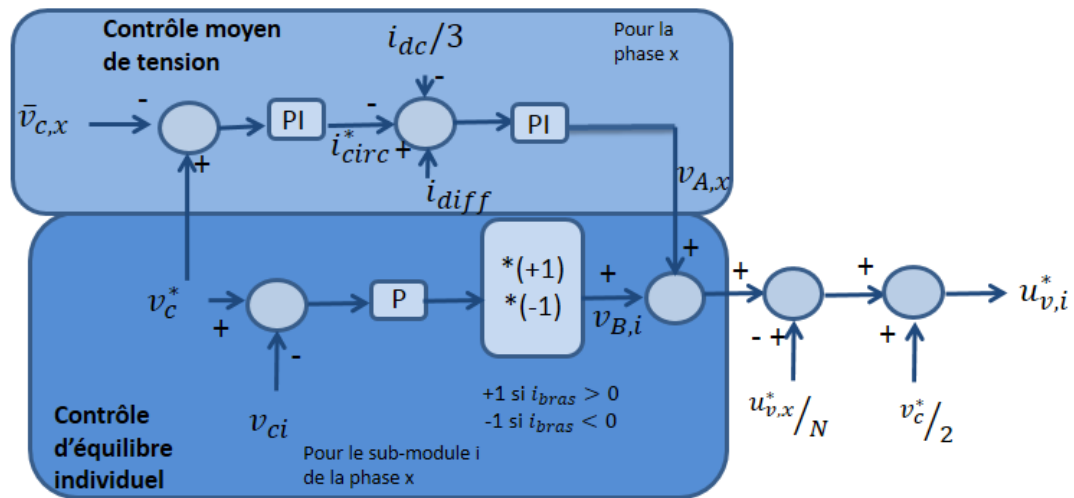


FIGURE 7.16 – Schéma bloc du contrôle distribué

**Le contrôle moyen** est implémenté séparément pour chaque jambe et comprend deux boucles : une boucle de tension et une boucle de courant.

La première boucle permet de régler la moyenne des tensions des sub-modules de la phase  $x$   $\bar{v}_{c,x} = \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{2N} v_{c,j}$  à prendre la valeur de référence  $v_c^* = \frac{u_{DC}}{N}$ . Si la valeur moyenne  $\bar{v}_{c,x} < v_c^*$ , la référence  $i_{diff}^*$  augmente.

La boucle de courant force le courant  $i_{diff}$  mesuré à suivre la référence  $i_{diff}^*$ . Ce contrôle de feedback permet à  $\bar{v}_c$  de suivre la commande  $v_c^*$  sans être affecté par le courant  $i_v$ . Le terme de *feed-forward* est ajouté à la boucle de courant pour augmenter la réponse du contrôleur en soustrayant la composante DC en régime permanent du courant  $i_{diff}$ <sup>3</sup>. Le contrôle moyen de tension produit le signal de référence  $v_{A,x}$  pour la phase  $x$ .

3. En effet,  $i_{diff} = i_{circ} + \frac{i_{DC}}{3}$ .

**Le contrôle d'équilibre individuel** de tension garantit l'équilibre de chaque tension de capacité  $v_{c,i}$ . Il est implémenté séparément pour chaque sub-module.

Un contrôleur proportionnel est utilisé afin d'agir rapidement sur l'équilibrage à chaque période de commutation. Ensuite, le signal sortant de ce contrôleur est multiplié par 1 si la direction du courant du bras charge la capacité du sub-module ou par  $-1$  si la direction du courant décharge la capacité. Le contrôle d'équilibre produit le signal  $v_{B,i}$  pour le sub-module  $i$ .

Les valeurs  $v_{A,x}$  et  $v_{B,i}$  des deux parties du contrôle distribué sont additionnées. La valeur de référence de la tension AC divisée par  $N$  (le nombre de sub-modules d'un bras) est ensuite soit soustraite pour le bras supérieur, soit ajoutée pour le bras inférieur à la somme de  $v_{A,x}$  et  $v_{B,i}$  :

$$u_{v,i}^* = v_{A,x} + v_{B,i} \mp \frac{u_v^*}{N} + \frac{u_{DC}^*}{2N} \quad (7.9)$$

Nous obtenons ainsi  $u_{v,i}^*$  des signaux sinusoïdaux de fréquence fondamentale et d'amplitude  $V_{SM}$ . Ces signaux sont envoyés vers le générateur de PS-PWM afin d'être utilisés comme signal de référence (voir page 43 4.3.2.2). Il est important de noter que chaque sub-module reçoit un signal de référence pour la PS-PWM qui lui est propre. Ce signal est alors comparé à la porteuse triangulaire propre au sub-module pour envoyer un signal à l'interrupteur du sub-module afin d'être inséré ou bypassé.

### Simulation sur le modèle détaillé

La figure 7.17 montre la somme des tensions des capacités de chaque bras.

Il faut moins de 0,3s au système pour se stabiliser. L'ondulation de tension en régime est très peu élevée, inférieure à 1%. Après 1s, on effectue un échelon de 10% sur la tension de référence pour les sub-modules. La nouvelle valeur de référence est atteinte en 0,3s. Les tensions individuelles des capacités sont proches de leur valeur de référence comme nous l'observons sur la figure 7.18. Les différences de tension entre sub-modules s'expliquent par le fait qu'il n'y a pas d'action intégrale et seulement une proportionnelle dans contrôle d'équilibre individuel. Ces tensions ont un ripple d'une valeur maximale ne dépassant pas 1% de leur valeur moyenne, ce qui ne nuit pas au fonctionnement de la station [39]. Cette ondulation est due à la présence d'une composante d'harmonique d'ordre 2 (voir la section 7.1.2).

Nous remarquons également que le contrôle distribué permet de réduire le courant circulant, voir Figure 7.20. En effet, le THD et la composante harmonique d'ordre 2 sont fortement diminués.

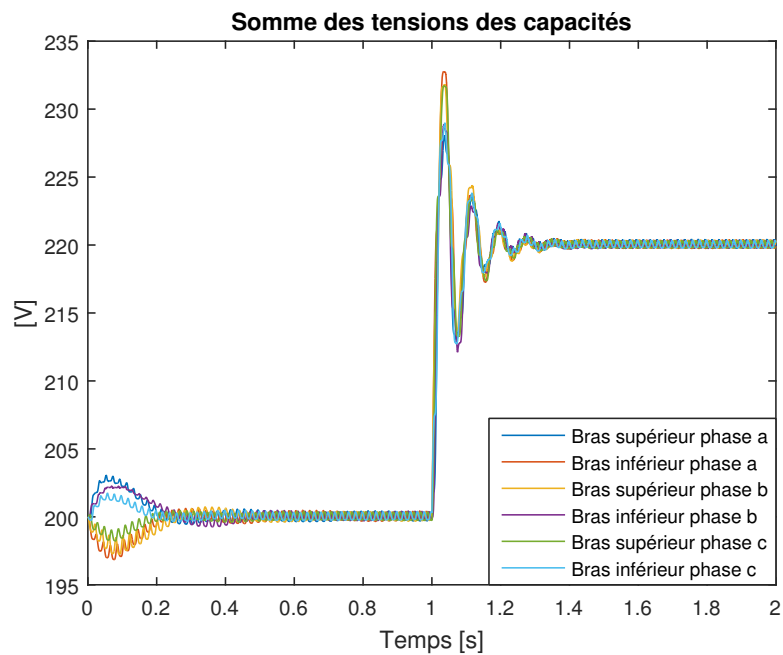


FIGURE 7.17 – Simulation du contrôle distribué : échelon de tension après 1s

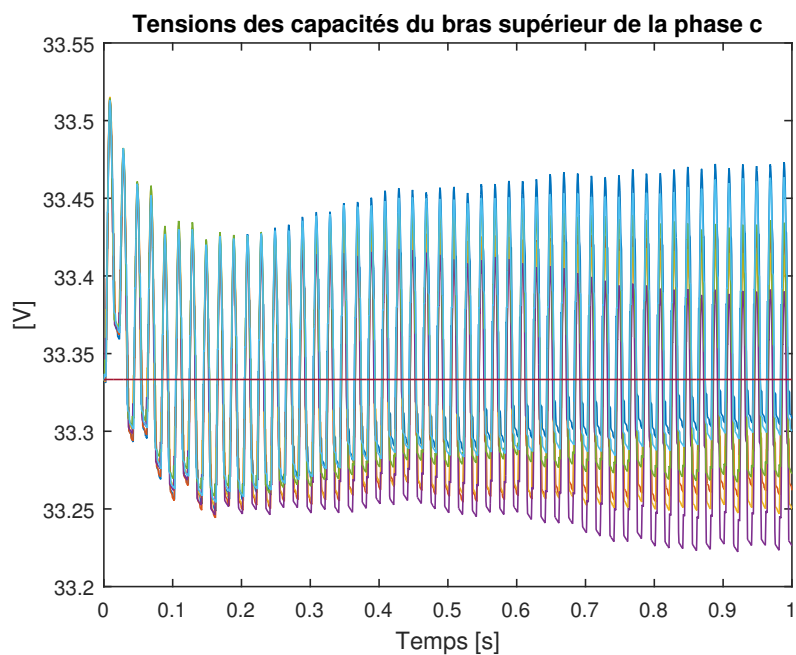


FIGURE 7.18 – Simulation du contrôle distribué : échelon de tension après 1s

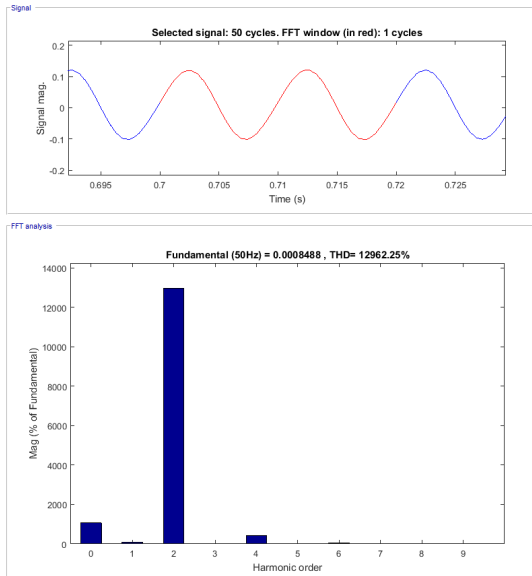


FIGURE 7.19 – Analyse harmonique du courant circulant sans stratégie de contrôle

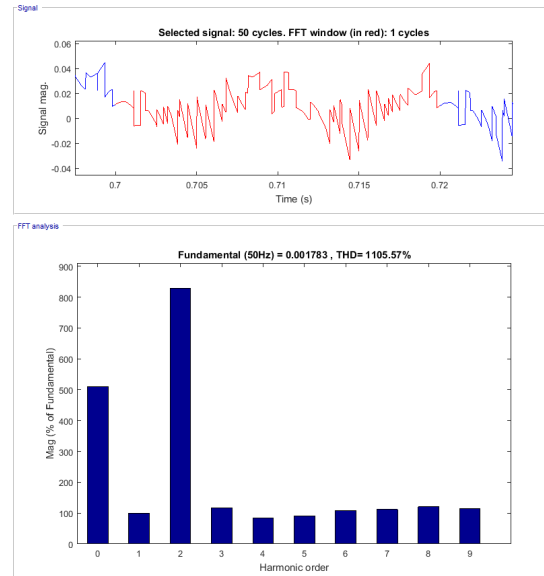


FIGURE 7.20 – Analyse harmonique du courant circulant avec le contrôle distribué

Il est néanmoins nécessaire de diminuer plus amplement ce courant circulant afin de limiter les pertes. C'est le rôle du *Contrôle du courant circulant*.

## 7.2.2 Contrôle du courant circulant

Ce contrôle a été développé par Tu dans [75]. Nous l'avons étudié et inclus dans notre modèle détaillé. Le contrôle du courant circulant peut s'utiliser avec le contrôle distribué.

Comme discuté dans la première partie de ce travail (voir 4.3.2), il est nécessaire de contrôler et limiter le courant circulant afin d'améliorer le rendement du convertisseur. Le courant circulant, dont la fréquence vaut deux fois la fondamentale, est généré par les différences de tension entre les trois phases. Ces courants de second harmonique augmentent la valeur du courant de bras, augmentant ainsi les pertes par conduction. Comme nous l'avons vu dans la section 4.2.4, ce courant s'écrit :

$$\begin{aligned} i_{circ,x} &= -\frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{u,x} + i_{l,x}}{2} \\ &= -\frac{i_{DC}}{3} + I_{2f} \sin(2\omega_0 t + \phi) \end{aligned} \quad (7.10)$$

Avec  $I_{2f}$  la valeur crête de la composante de second harmonique (voir 4.2.4) du courant circulant et  $x$  représentant la phase (a, b ou c). La dynamique interne du convertisseur

MMC est donc définie par [75] :

$$u_{circ,x} = L_{arm} \frac{di_{circ,x}}{dt} + R_{arm} i_{circ,x} \quad (7.11)$$

Où  $u_{circ,x}$  est la tension de déséquilibre interne de la phase x créée par le courant circulant.

Nous utilisons la transformée  $abc/dq$  pour obtenir deux composantes continues à partir des courants circulants triphasés . Le système 7.11 devient alors [75] :

$$\begin{pmatrix} u_{circ,d} \\ u_{circ,q} \end{pmatrix} = L_{arm} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{circ,d} \\ i_{circ,q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -2\omega_0 L_{arm} \\ 2\omega_0 L_{arm} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{circ,d} \\ i_{circ,q} \end{pmatrix} + R_{arm} \begin{pmatrix} i_{circ,d} \\ i_{circ,q} \end{pmatrix} \quad (7.12)$$

La structure du contrôle du courant circulant est établie en fonction du modèle mathématique 7.12. Cette structure est illustrée sur la Figure 7.21.

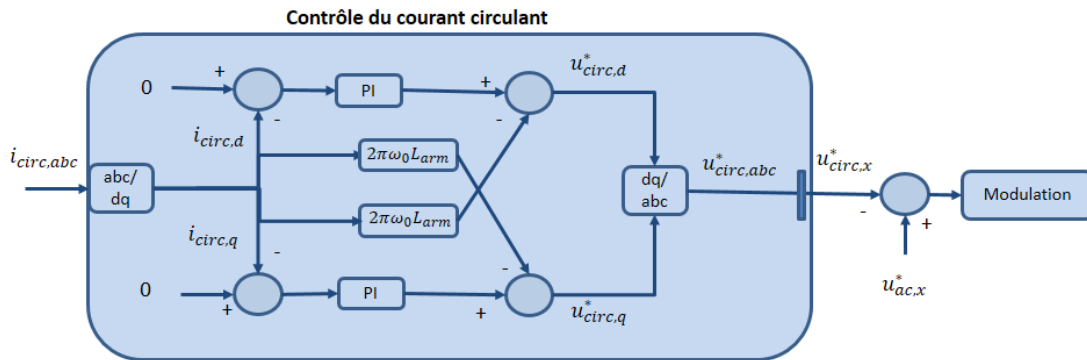


FIGURE 7.21 – Schéma bloc du contrôle du courant circulant

Les références du courant circulant  $i_{circ,dq}^*$  sont mises à zéro pour minimiser ce courant. Les valeurs des signaux de référence  $u_{circ,dq}^*$  sont obtenues avec des régulateurs PI et une compensation croisée couplée<sup>4</sup>. Ces signaux sont ensuite transformés dans le repère  $a-b-c$  et ils sont soustraits à la valeur de référence de la modulation PWM. Rappelons que le schéma de la chaîne de contrôle complète se trouve page 42 figure 4.12.

Les résultats de la simulation avec contrôle distribué et contrôle du courant circulant se trouvent sur la Figure 7.22. Nous observons que le THD du courant est diminué par un facteur 2 ainsi que la composante à la deuxième harmonique.

4. De l'anglais *cross coupled compensation*

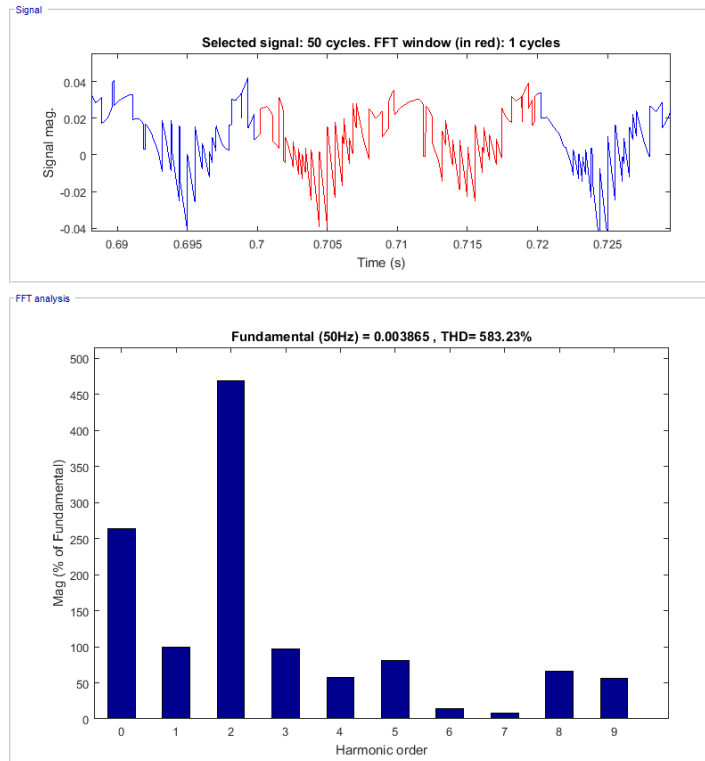


FIGURE 7.22 – Analyse harmonique du courant circulant avec contrôle distribué et contrôle du courant circulant

## 7.3 Liaison HVDC

Dans cette section, nous simulons une liaison HVDC-MMC avec les stratégies de contrôle interne développées dans les sections précédentes et une version simplifiée du contrôle externe vue dans la section 6.2.2

### 7.3.1 Paramètres du modèle utilisé

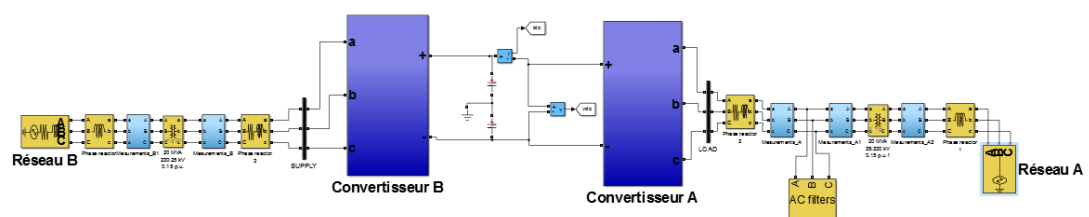


FIGURE 7.23 – Modèle simulink d'une liaison HVDC-MMC

La liaison simulée est de type HVDC MMC *back-to-back* : le redresseur et l'onduleur sont situés à un même endroit, l'impédance entre les deux stations est donc supposée nulle.

Ce type de liaison sert essentiellement à relier deux réseaux électriques asynchrones. Les paramètres de ce modèle sont repris dans le tableau 7.5.

$u_{\text{reseau},A,B}$	230	[kV]
$u_v$	25	[kV]
$u_{DC}$	41	[kV]
$C_{SM}$	650	[ $\mu F$ ]
$C_{SM}$	15	[mH]
$S_n$	20	[MVA]
$f_0$	50	[Hz]
$f_c$	300	[Hz]
N	6	[–]
$V_{SM}$	6833.33	[V]

TABLE 7.5 – Paramètres du système

Nous utilisons un contrôle externe simplifié et nous nous intéressons plus particulièrement aux valeurs internes des stations de conversion.

Les sources de tensions alternatives sont modélisées par des "réseaux infinis" avec une puissance de court-circuit  $S_{cc} = 2000$  MVA. Les transformateurs permettent de descendre la tension des réseaux de 230 kV à 25 kV et la tension du lien DC est de 41 kV vu que la tension maximale<sup>5</sup> aux bornes d'un sub-module est de 2,5 kV[41], les convertisseurs devraient contenir au minimum  $N = \frac{u_{DC}}{2,5kV} = 18$  sub-modules par bras. Afin de limiter le temps de simulation, nous avons limité ce nombre à  $N = 6$  sub-modules.

Nous avons ajouté un filtre du côté du réseau A afin de comparer les impacts de la liaison MMC avec le côté du réseau B où il n'y en a pas. Ce filtre est un passe-haut qui supprime les composantes harmoniques dues à la modulation, c'est-à-dire les fréquences (voir 5.2) :

$$f = Mf_{\text{apparente}} + Nf_0 \quad \text{telles que} \quad M + N \quad \text{est un nombre impair.} \quad (7.13)$$

Notons qu'à la différence des VSC, nous utilisons la fréquence de commutation apparente  $f_{\text{apparente}} = N \cdot f_c = 1800$  Hz. Les stations A et B, sont reliées au réseau au point de couplage commun, respectivement  $PCC_A$  et  $PCC_B$ .

## Stratégies de contrôle

Dans la section 7.2, nous avons analysé et modélisé plusieurs stratégies de contrôle interne. Pour le modèle du système HVDC, nous choisissons d'utiliser les stratégies de **contrôle distribué** et de **suppression du courant circulant**. Ces deux stratégies,

5. La tension maximale aux bornes d'un sub-module est limitée par les IGBT

qui peuvent être utilisées ensemble, ont donné les meilleurs résultats pour équilibrer les sub-modules et limiter le courant circulant.

### 7.3.2 Consigne de puissance active

La commande de puissance est effectuée dans le contrôle externe de la station B. Les mesures de tensions et de courants sont transformées dans le repère  $dq0$  afin d'obtenir des valeurs constantes en régime permanent. Ces mesures sont ensuite comparées aux valeurs de référence et  $u_v^*$ , le signal de référence pour la PWM, est obtenu avec des régulateurs PI dans le contrôle interne.

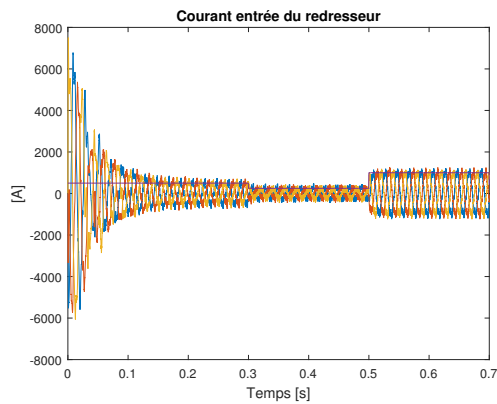


FIGURE 7.24 – Courant AC aux bornes de la Station B

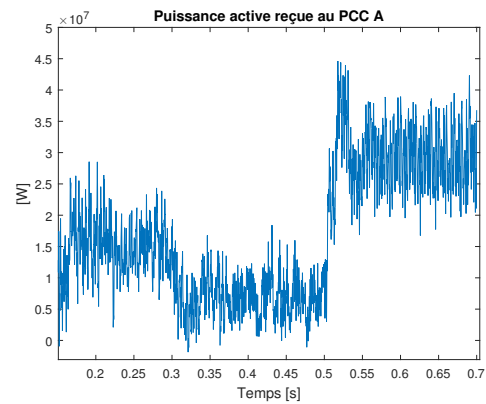


FIGURE 7.25 – Puissance active instantanée au PPC A

Nous observons sur la figure 7.24 les courants à l'entrée de la station B, en jaune, bleu et rouge, et la commande  $i^{d*}$  en mauve. Nous observons que, après un transitoire de démarrage de 0,15 s., le courant suit correctement sa consigne.

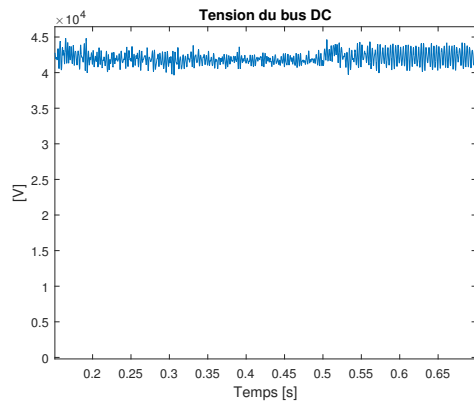


FIGURE 7.26 – Tension du bus DC

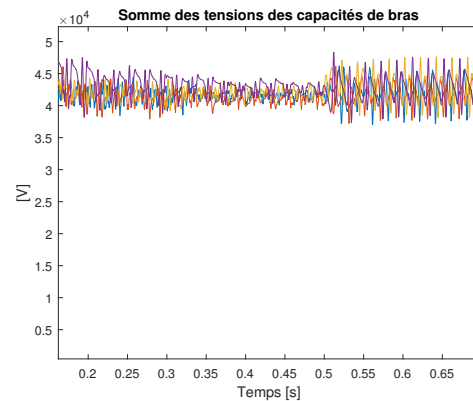
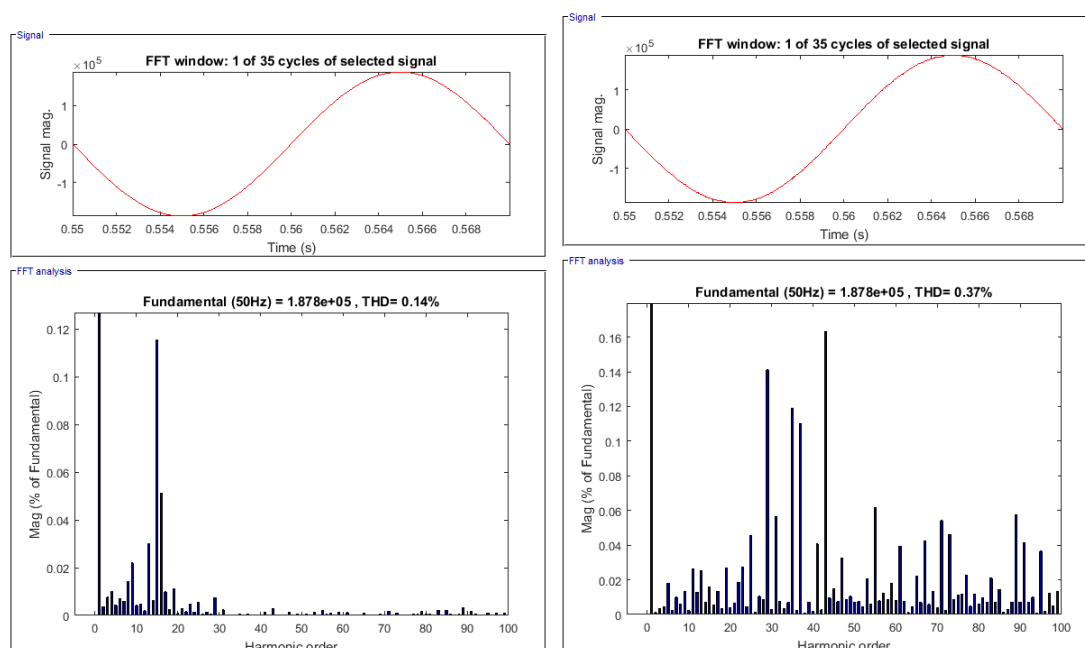


FIGURE 7.27 –  $V_{cu}^{\Sigma}$  et  $V_{cl}^{\Sigma}$

Lors de ces changements de référence de puissance, nous observons également la tension DC et les sommes des tensions des submodules de chaque bras  $V_{cu}^{\Sigma}$  et  $V_{cl}^{\Sigma}$  sur les figures 7.26 et 7.27. Les valeurs moyennes de ces tensions restent constantes durant les changements de puissance. Néanmoins, les ondulations deviennent plus importantes lorsque le flux de puissance augmente.

### 7.3.3 Analyse des contenus harmoniques

Un des avantages principaux des stations MMC est le faible besoin de filtrage (voir section 4). Le but des simulations suivantes est de prouver cette affirmation à l'aide du modèle que nous avons développé. Rappelons que, dans le but de montrer l'utilité d'un filtre, notre système HVDC a un côté avec filtre (le côté A) et un côté sans filtre (le côté B). Ce filtre est identique aux filtres AC décrits dans la section 5.2, avec une fréquence de coupure égale à 1800 Hz, la fréquence de commutation apparente du convertisseur ( $f_{apparente} = N \cdot f_c$ ).



a) Au PPC A (côté avec filtre)

b) Au PPC B (côté sans filtre)

FIGURE 7.28 – Spectre de la tension

Sur la figure 7.28, nous observons le spectre des tensions aux deux PCC. Nous pouvons comparer les deux résultats et remarquer l'effet du filtre. En effet, tous les ordres d'harmoniques supérieurs à environ 30 sont atténués par ce filtre. Le THD est ainsi deux fois plus élevé du côté sans filtre. La fonction de transfert de ce filtre est représentée sur la

figure 7.29. On voit que le filtre est conçu pour réduire les harmoniques autour de l'ordre 36, celui de la fréquence de commutation apparente.

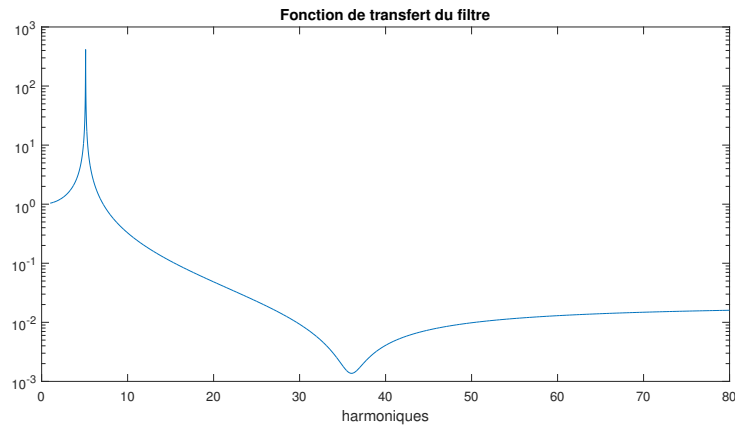


FIGURE 7.29 – Fonction de transfert du filtre AC

Les spectres des tensions aux PPC sont tout à fait acceptables selon les normes des réseaux de hautes tensions [65]. Néanmoins, l'hypothèse de "réseaux infinis" influence grandement ce résultat. Il est, dès lors, nécessaire d'observer les spectres des tensions aux bornes des convertisseurs.

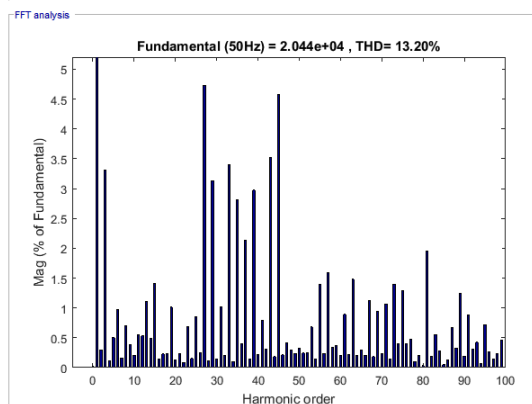
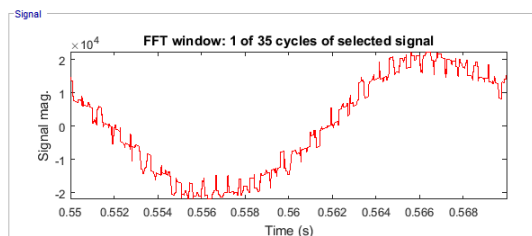


FIGURE 7.30 – Spectre de tension aux bornes de la station B

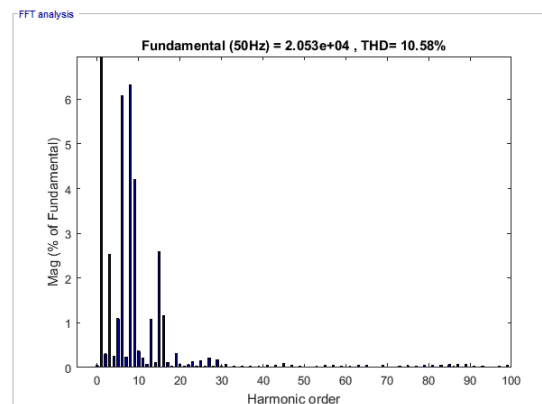
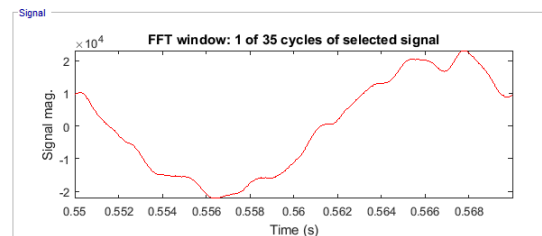


FIGURE 7.31 – Spectre de la tension au filtre côté A

Le spectre de la tension aux bornes d'un convertisseur est représenté sur la figure 7.30. Nous obtenons un THD de 13,2%. Rappelons que le convertisseur VSC avait un THD de 68,8% (voir figure 6.7 page 61). Le contenu harmonique de la tension mesurée à la hauteur du filtre se trouve sur la figure 6.7.

Il est important de se rappeler que le modèle n'utilise que  $N = 6$  sub-modules par bras de convertisseur. Avec la tension du bus DC utilisée, il faudrait en avoir au minimum 18 (voir 7.3.1). Avec un tel nombre de sub-modules, la fréquence de commutation apparente serait de  $f_{apparente} = N \cdot f_c = 5400$  Hz. Le convertisseur MMC générera donc une tension avec un contenu harmonique encore moins élevé grâce à cette fréquence de commutation apparente élevée.

### 7.3.4 Échelon de tension DC

Le but de cette simulation est de vérifier que le contrôle de tension  $u_{DC}$  est correctement implémenté. Nous simulons une augmentation instantanée de 10% pour la tension de référence. Les résultats de la simulation sont illustrés sur la figure 7.32.

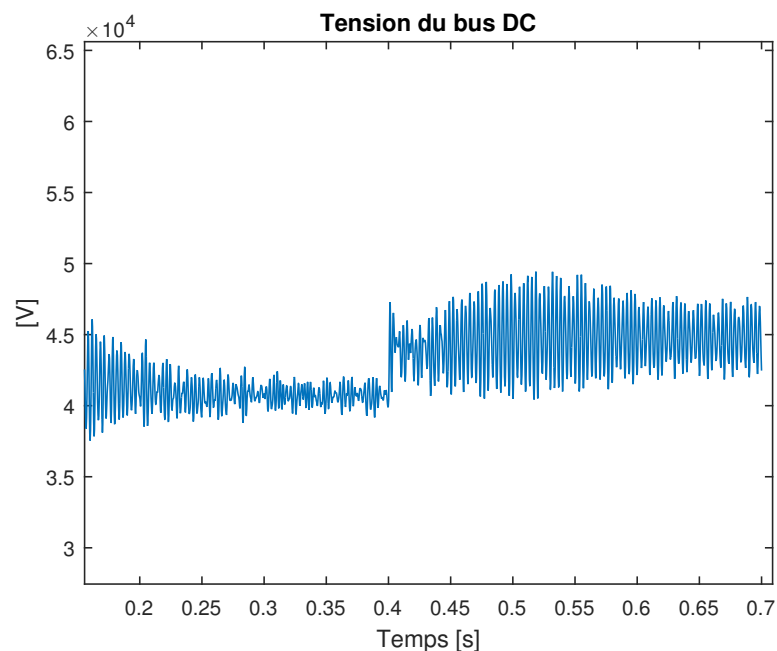


FIGURE 7.32 – Échelon de tension  $u_{DC}$  à  $t = 0,4$  s.

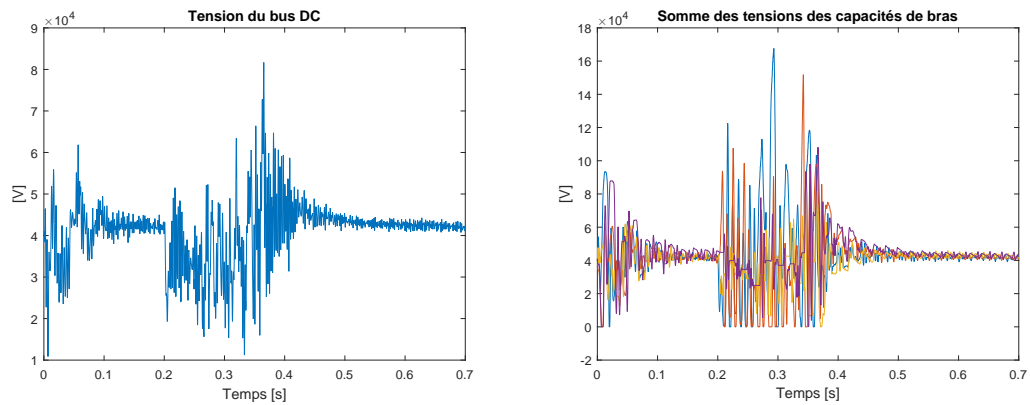
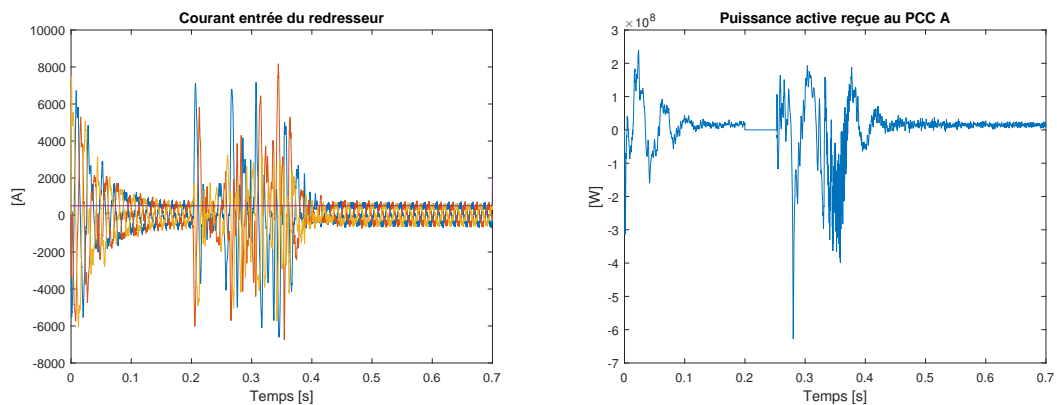
Le transitoire dure moins de 0,2 s. Les ondulations sont importantes durant ce transitoire. Nous les justifions par l'absence de limitations de commande dans les contrôles externes et internes. Ces ondulations ont néanmoins une amplitude plus importante qui ne nuit pas au fonctionnement du convertisseur. En effet, selon [76], l'ondulation maximale autorisée pour le bus DC est de 10%.

### 7.3.5 Défaut AC

Nous nous intéressons aux comportements internes des convertisseurs lors d'un défaut dans un des deux réseaux. Nous simulons un défaut triphasé. Les résultats sont illustrés dans la figure 7.33.

Le défaut se produit en  $t = 0,2s$ . et finit en  $t = 0,25s$ . Le transitoire dû à ce phénomène dure  $0,2s$ . avant un retour au régime permanent.

Vu que nous utilisons un contrôle externe simplifié, il n'y a pas de stratégie de détection et de gestion de défauts, contrairement aux simulations effectuées en 6.17. Nous observons ainsi la réponse naturelle des convertisseurs.

a)  $u_{DC}$ b)  $V_{cX}^{\Sigma}$ FIGURE 7.33 – Simulation : défaut triphasé en  $t=0,2s$ .c)  $i_v$  au convertisseur Bd)  $P$ FIGURE 7.34 – Simulation : défaut triphasé en  $t=0,2s$ .

---

Dans ce chapitre, nous avons développé deux modèles de stations MMC. Nous avons construit plusieurs méthodes de contrôle et observé les comportements internes d'une station lors de ces contrôles. Enfin, nous avons illustré les comportements d'une liaison HVDC-MMC et nous avons remarqué que le contenu harmonique de la tension générée par le MMC est, comme attendu, moins important que celui des VSC.

# Conclusion

Dans la première partie de ce travail, nous avons exploré la technologie HVDC. Nous avons expliqué les différentes topologies existantes en nous focalisant sur les deux topologies plus récentes : VSC et MMC. Nous avons détaillé leurs méthodes de contrôle et leurs différents avantages.

Dans la seconde partie de ce travail, nous avons modélisé et simulé deux liaisons HVDC afin de valider les éléments développés dans la première partie. Dans le chapitre 6, nous illustrons les techniques de contrôle d'une liaison VSC. Plusieurs simulations ont été réalisées afin d'observer et d'analyser les différents algorithmes de contrôle et justifier la présence des filtres. Nous avons également simulé des situations particulières telles que les défauts et le démarrage de la liaison. Dans le chapitre 7, nous développons un modèle détaillé et un modèle à valeurs moyennes d'une station MMC. Le modèle à valeurs moyennes est utilisé pour reproduire la dynamique du convertisseur sans modéliser les éléments de commutation, afin de tester différentes techniques de contrôle. Les éléments de commutation sont modélisés dans le modèle détaillé. Nous appliquons ensuite les différentes techniques de contrôle sur ce modèle. Le contrôle d'énergie et le contrôle distribué permettent d'équilibrer les sub-modules. Le contrôle du courant circulant limite les pertes de conduction. Après nous être intéressés à la gestion indépendante des stations, nous modélisons une liaison MMC entière et la comparons à la liaison VSC.

## Perspectives de travaux futurs

### VSC

Le modèle utilisé nous a permis d'observer le fonctionnement dans plusieurs situations. Malheureusement, ce modèle ne nous a pas permis de visualiser certains aspects. Par exemple, nous n'avons pas pu réaliser d'étude sur les pertes aux différents points de la liaison. En effet, les pertes par commutation n'étant pas simulées, il est impossible d'analyser l'impact d'une fréquence de porteuse PWM. Notons aussi que le

contrôle en tension AC n'a pas non plus été implémenté.

D'autres applications particulières pourraient aussi être étudiées dans des travaux futurs, comme la liaison entre deux réseaux de fréquences différentes.

## MMC

Comme pour les VSC, il serait intéressant de réaliser un modèle qui modélise les pertes de conduction. Ce modèle pourrait observer les effets de l'utilisation de fréquences de commutation différentes. Un modèle pouvant contenir un grand nombre de sub-modules pourrait également être développé.

## Résumé

L'étude de ces différentes liaisons nous a permis d'avoir une vue d'ensemble des avantages et inconvénients liés à chacune d'entre elles. Un condensé de notre analyse est représenté à l'aide d'un tableau comparatif que vous trouverez à la page suivante<sup>6</sup>.

---

6. Étant donné que les MMC sont un type de VSC, on retrouve de nombreux points communs avec les VSC classiques. Dans ce tableau, les points communs entre ces deux topologies sont indiqués d'un trait d'union.

TABLE 7.6 – Comparaison des technologies CSC / VSC classique / MMC

	Current Source Converters	Voltage Source Converters (classique)	Multi-modular Converters
Abbréviation	CSC	VSC	MMC
Lien DC	Lignes aériennes ou câbles [35]	Grande préférence pour le câble [44]	-
Nécessite que ...	$i_{DC}$ ne change pas de sens [31]	$u_{DC}$ ne s'inverse pas, et reste constante [31]	-
Inversion de P	En inversant $u_{DC}$ [32]	En inversant $i_{DC}$ [32]	-
Dispositif de commande	Thyristors, ou diode à valve mercure dans les anciennes installations [31]	IGBT en grande majorité Thyristor GTO éventuellement [31]	-
Type de commutation	Line-Commutated Converter (LCC) [37]	SelfCommutated Converter (LCC) [37]	-
Réseau fort	Nécessaire [35]	Pas nécessaire [35]	-
Black start	Infaisable [35]	Faisable [35]	-
Flux de puissances	P contrôlée, Q consommée [36]	P et Q contrôlées [36]	-
PWM	Jamais utilisée [32]	Toujours utilisée [32]	Peut être utilisée D'autres méthodes existent [35]
Harmoniques	$h = p \cdot n \pm 1$ (nombreuses) [35]	$h = M \cdot \frac{f_c}{f_o} + N$ (moins nombreuses) [7]	$h = M \cdot \frac{N \cdot f_c}{f_o} + N$ (beaucoup moins nombreuses) [49]
Défaut AC	Causent des défauts de commutation [35]	On peut les surmonter [35]	-
Défaut DC	Gérable en activant pas les thyristors Mais P=0 sur la liaison [35]	Déconnexion côté AC généralement Côté DC si multi-terminal [35]	Moins sensible [35] Déconnexion côté AC [69]
Puissance maximale	7600 MW (Jinping - Sunan) [79]	700 MW (NordBalt) [80]	1000 MW (France-Spain) [6]
Tension maximale	$\pm 800$ kV (Jinping - Sunan) [79]	$\pm 300$ kV (NordBalt) [80]	$\pm 320$ kV (France-Spain) [35]
Prix de construction	95 M€ $\pm 20\%$ / 1000 MW [35]	85 M€ $\pm 20\%$ / 1000 MW [35]	350 M€/1000 MW [77]

# Annexe A

## VSC

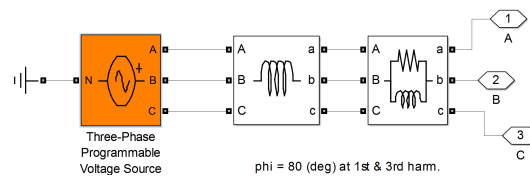


FIGURE A.1 – Modèle du réseau

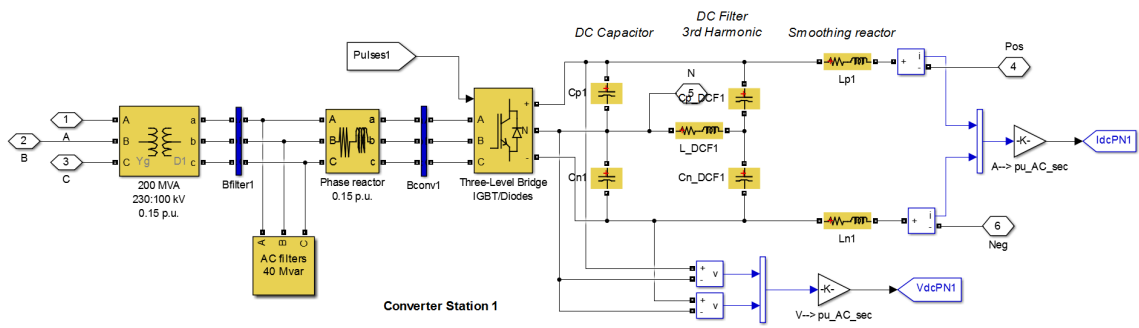
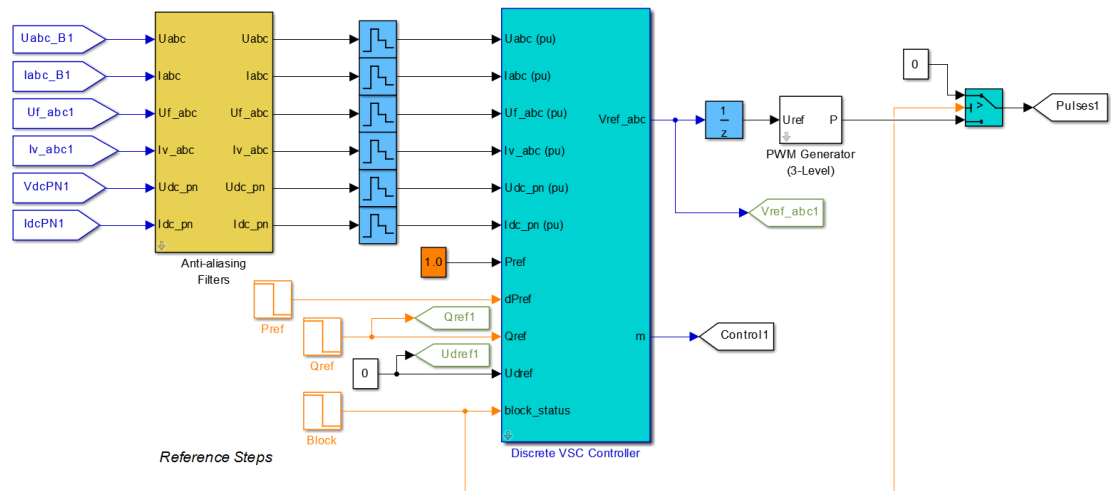


FIGURE A.2 – Station de conversion



Sample time: |-----Ts\_Power-----| |-----Ts\_Control-----| |-----Ts\_Power-----|

VSC Controller  
(Station 1)

FIGURE A.3 – Schéma de contrôle d’une station VSC, contrôlée et P et en Q.

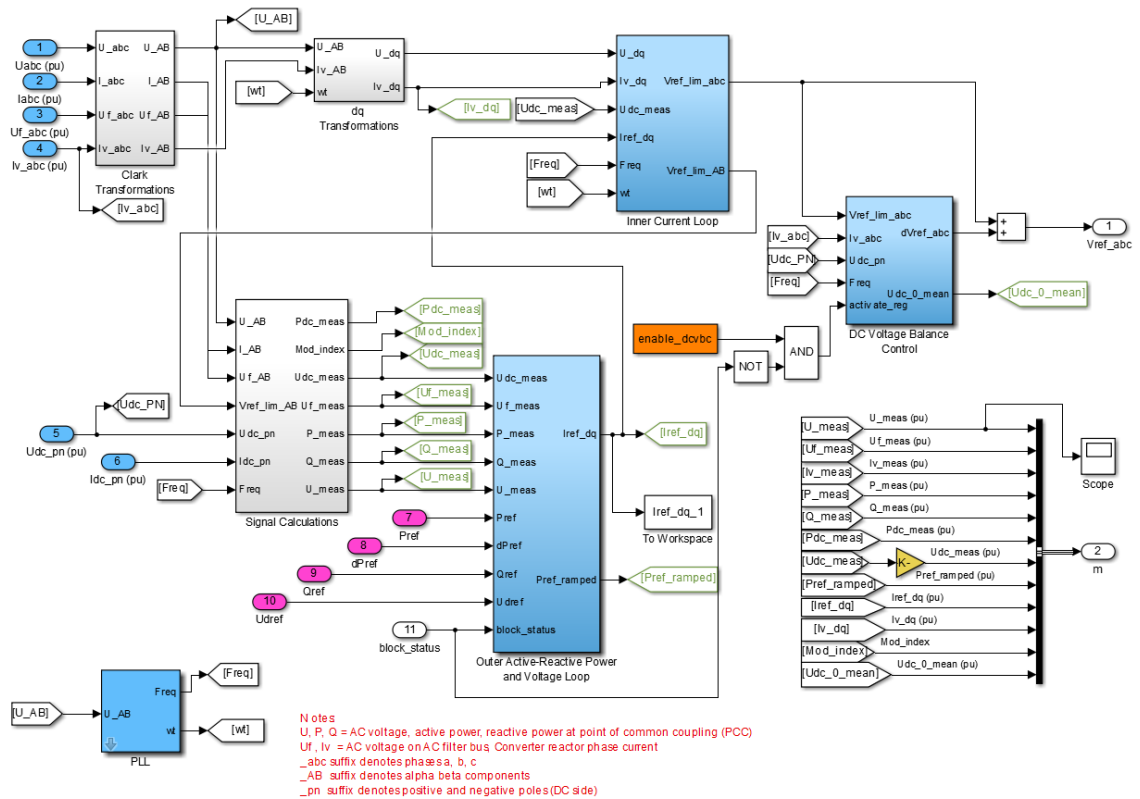


FIGURE A.4 – Contrôles discrets d’une station VSC

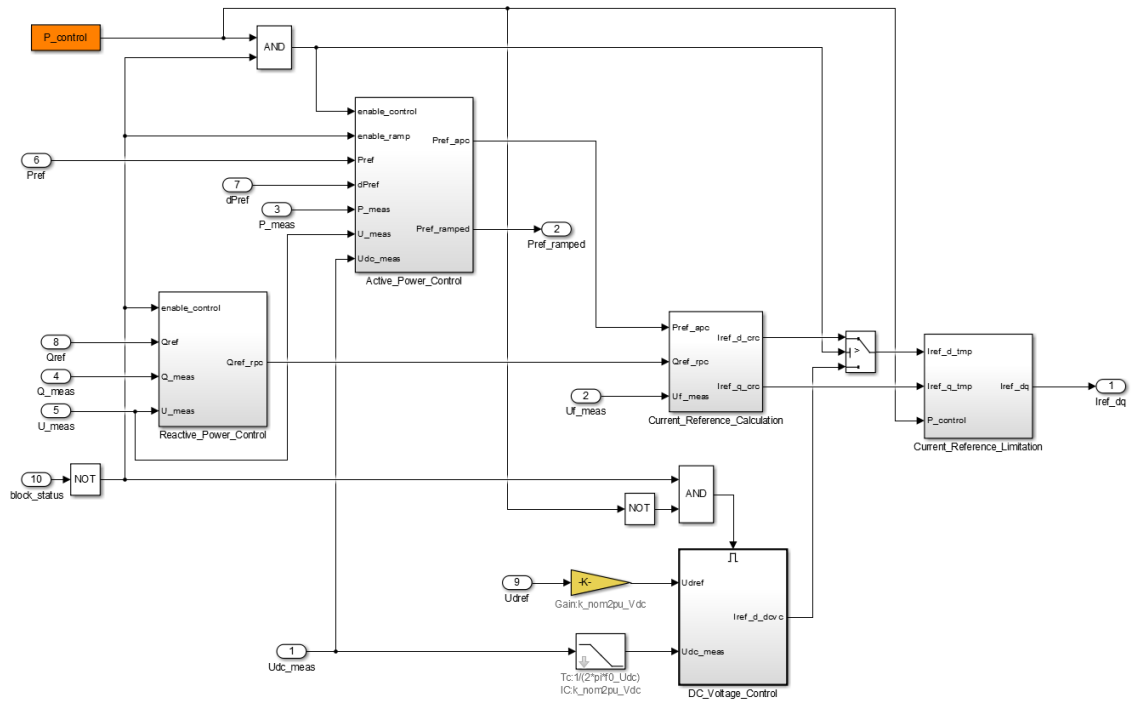


FIGURE A.5 – Contrôle externe d’une station VSC

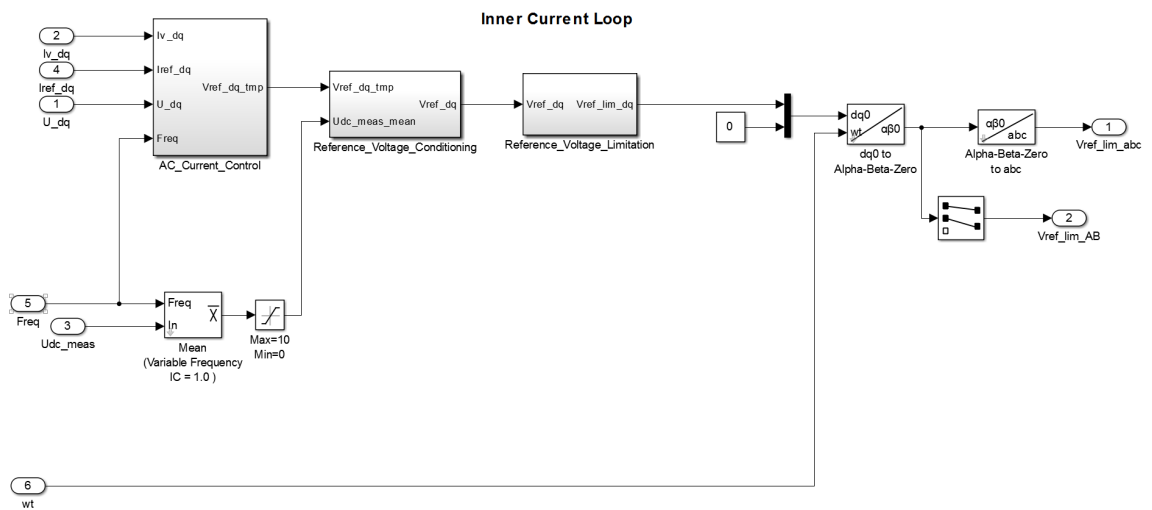


FIGURE A.6 – Contrôle interne d’une station VSC

2375 Hz	0.05%	-85.0°
2400 Hz (h48):	0.09%	94.5°
2425 Hz	0.11%	213.7°
2450 Hz (h49):	11.61%	242.5°
2475 Hz	0.08%	173.1°
2500 Hz (h50):	0.17%	201.1°
2525 Hz	0.14%	-14.3°
2550 Hz (h51):	9.76%	143.9°
2575 Hz	0.02%	-10.8°
2600 Hz (h52):	0.20%	213.3°
2625 Hz	0.03%	226.2°
2650 Hz (h53):	10.83%	220.2°
2675 Hz	0.15%	-79.8°
2700 Hz (h54):	0.09%	234.6°
2725 Hz	0.04%	107.1°
2750 Hz (h55):	12.24%	-56.8°
2775 Hz	0.10%	40.9°
2800 Hz (h56):	0.09%	-79.1°
2825 Hz	0.09%	-24.5°
2850 Hz (h57):	10.73%	21.2°
2875 Hz	0.11%	50.5°
2900 Hz (h58):	0.10%	232.0°
2925 Hz	0.03%	-54.7°
2950 Hz (h59):	10.62%	-86.0°
2975 Hz	0.05%	208.4°
3000 Hz (h60):	0.07%	212.5°

FIGURE A.7 – Observation autour du 54<sup>e</sup> harmonique

# Annexe B

# MMC

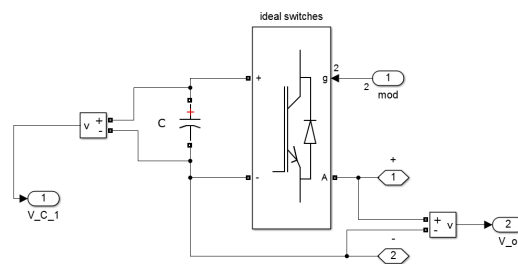


FIGURE B.1 – Sub-module implémenté dans *Simulink*

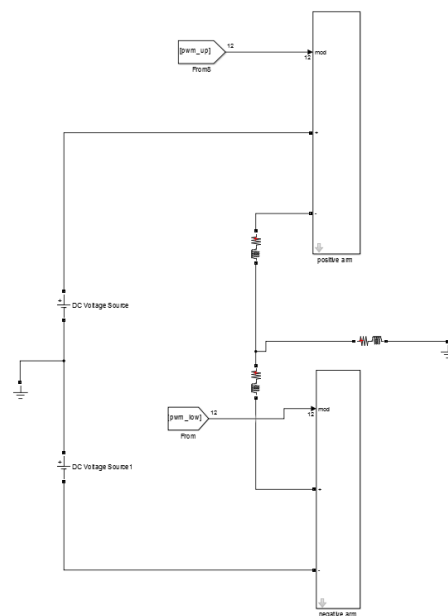


FIGURE B.2 – Convertisseur MMC monophasé implémenté dans *Simulink*



# Bibliographie

- [1] Emmanuel De Jaeger. LELEC2520, réseaux d'Énergie Électrique, 2014.
- [2] Dennis A Woodford. Hvdc transmission. *Manitoba HVDC Research Centre*, pages 400–1619, 1998.
- [3] KR Padiyar. *HVDC power transmission systems : technology and system interactions*. New Age International, 1990.
- [4] Emmanuel De Jaeger. LELEC2753, systèmes d'énergie électrique - question approfondies, 2015.
- [5] Narain G Hingorani. High-voltage dc transmission : a power electronics workhorse. *Spectrum, IEEE*, 33(4) :63–72, 1996.
- [6] Siemens AG. High voltage direct current transmission - proven technology for power exchange. 2011.
- [7] Cuiqing Du. *VSC-HVDC for industrial power systems*. PhD thesis, 2007.
- [8] Roberto Rudervall, JP Charpentier, and Raghuveer Sharma. High voltage direct current (hvdc) transmission systems technology review paper. *Energy week*, 2000 : 2, 2000.
- [9] ALSTOM grid. *HVDC for beginners and beyond*. 2008.
- [10] Deepak Tiku. dc power transmission : Mercury-arc to thyristor hvdc valves [history]. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 12(2) :76–96, 2014.
- [11] ABB. The early hvdc development - the key challenge in the hvdc technique. [https://library.e.abb.com/public/93e7f5ea0e800b7cc1257ac3003f4955/HVDC\\_50years.pdf](https://library.e.abb.com/public/93e7f5ea0e800b7cc1257ac3003f4955/HVDC_50years.pdf), . Consulté le : 28-05-2016.
- [12] ETWH. Milestones :eel river high voltage direct current converter station, 1972. [http://ethw.org/Milestones:Eel\\_River\\_High\\_Voltage\\_Direct\\_Current\\_Converter\\_Station,\\_1972](http://ethw.org/Milestones:Eel_River_High_Voltage_Direct_Current_Converter_Station,_1972). Consulté le : 28-05-2016.

- [13] Jos Arrillaga. *High voltage direct current transmission*. Number 29. Iet, 1998.
- [14] Allen Isaacman and Chris Sneddon. Portuguese colonial intervention, regional conflict and post-colonial amnesia : Cahora bassa dam, mozambique 1965–2002. *Portuguese studies review*, 11(1) :207–236, 2003.
- [15] Giovanni Mazzanti and Massimo Marzinotto. *Extruded cables for high-voltage direct-current transmission : advances in research and development*, volume 93. John Wiley & Sons, 2013.
- [16] Michael A Laughton and Maurice George Say. *Electrical engineer’s reference book*. Elsevier, 2013.
- [17] Bao-ying WU, Yun-peng CHEN, Xu CHEN, and Xiao-ming JIN. Study on impacts of  $\pm 800$  kv yunnan-guangdong hvdc transmission project on security and stability of china southern power grid [j]. *Power System Technology*, 22 :002, 2006.
- [18] Siemens AG. High voltage direct current transmission - unrivaled practical experience. 2012.
- [19] M. Hernández Ángeles D. Perez Dorantes, J.L. Monroy Morales. A filter design methodology of a vsc-hvdc system. 2013.
- [20] A Beddard and M Barnes. Modelling of mmc-hvdc systems—an overview. *Energy Procedia*, 80 :201–212, 2015.
- [21] F. M. Gonzalez-Longatt. Future meshed hvdc grid. In *Future Electrical Power Networks*, 2015.
- [22] Thorsten Volker. Power transmission from offshore wind farms. *Zeszyty Naukowe Akademii Morskiej w Gdyni*, (74) :51–59, 2012.
- [23] Vijay K. Sood. *HVDC and FACTS Controllers*. KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2004.
- [24] Yannick Phulpin and Damien Ernst. Ancillary services and operation of multi-terminal hvdc grids. In *Proceedings of the International Workshop on Transmission Networks for Offshore Wind Power as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Farms Plants*, 2011.
- [25] Heinrich Böll Foundation. Germany takes the first step toward a supergrid. <http://energytransition.de/2013/06/germanys-supergrid/>, . Consulté le : 29-05-2016.
- [26] Michaël PIERROT. German wind farms database. [http://www.thewindpower.net/country\\_maps\\_en\\_2\\_germany.php](http://www.thewindpower.net/country_maps_en_2_germany.php). Consulté le : 30-05-2016.

- [27] Elia. Projets réseau. <http://www.elia.be/fr/projets>. Consulté le : 30-05-2016.
- [28] DESERTEC Foundation. Desertec. <http://www.desertec.org>, . Consulté le : 30-05-2016.
- [29] Spyros Chatzivasileiadis, Damien Ernst, and Goran Andersson. The global grid. *Renewable Energy*, 57 :372–383, 2013.
- [30] Damien Ernst. Cop21 and electrical systems. In *Accord de Paris sur le climat : quels défis pour la Belgique ?*, 2016.
- [31] Radnya A Mukhedkar. Introduction to hvdc lcc & vsc-comparison.
- [32] Tamiru Woldeyesus Shire. *VSC-HVDC based network reinforcement*. PhD thesis, TU Delft, Delft University of Technology, 2009.
- [33] Wikipédia. Courant continu haute tension. [https://fr.wikipedia.org/wiki/Courant\\_continu\\_haute\\_tension](https://fr.wikipedia.org/wiki/Courant_continu_haute_tension). Consulté le : 21-05-2016.
- [34] Marc Bekemans. LELEC2662, Électronique de puissance, 2014.
- [35] Pierre RAULT. *Dynamic Modeling and Control of Multi-Terminal HVDC Grids*. PhD thesis, 2014.
- [36] The regional group north sea. Offshore transmission technology, 2012.
- [37] Mike Barnes and Antony Beddard. Voltage source converter hvdc links—the state of the art and issues going forward. *Energy Procedia*, 24 :108–122, 2012.
- [38] Arunkumar Muthusamy. *Selection of Dynamic performance Control Parameter for Classic HVDC in PSS/E*. PhD thesis, 2010.
- [39] Udana Niranga Gnanarathna. *Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs*. PhD thesis, 2014.
- [40] A. Petersson S.Gunnarsson, L.Jiang. Active filters in hvdc transmissions.
- [41] Ghazal Falahi. Design, modeling and control of modular multilevel converter based hvdc systems. 2014.
- [42] O. Alonso Sadaba, P. Sanchis Gurrpide, J. Lopez Taberna, I. Munoz Morales, and L. Marroyo Palomo. Voltage harmonics generated by 3-level converters using pwm natural sampling. In *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, volume 3, pages 1561–1565 vol. 3, 2001. doi : 10.1109/PESC.2001.954341.

- [43] Underground vs. Overhead : Power Line Installation-Cost Comparison and Mitigation. [http://www.elp.com/articles/powergrid\\_international/print/volume-18/issue-2/features/underground-vs-overhead-power-line-installation-cost-comparison-.html](http://www.elp.com/articles/powergrid_international/print/volume-18/issue-2/features/underground-vs-overhead-power-line-installation-cost-comparison-.html).
- [44] WG Cigré. B4. 37. *VSC Transmission, CIGRE Brochure*, 269, 2005.
- [45] Birron Mathew Weedy, Brian John Cory, Nick Jenkins, JB Ekanayake, and G Strbac. *Electric power systems*. John Wiley & Sons, 2012.
- [46] Nicola Serbia. *Modular Multilevel Converters for HVDC power stations*. PhD thesis, 2014.
- [47] Yeqi Wang Rainer Marquardt. Tutorial : Modular multilevel converter - fundamentals and applications. <https://www.unibw.de/eit62/downloads/Presentation>. Consulté le : 31-05-2016.
- [48] Elisabeth N. Abildgaard. *Exploring the Properties of a Modular Multilevel Converter Based HVDC Link*. PhD thesis, 2012.
- [49] Dominic Paradis. *Real-time simulation of Modular Multilevel Converters*. PhD thesis, 2013.
- [50] X.Guillaud J.Rimez A.van der Meer D.Van Hertem J.Beerten, O.Gomis-Bellmunt. Modeling and control of hvdc grids : a key challenge for the future power system. *Power Systems Computation Conference*.
- [51] Artjoms Timofejevs Daniel Gamboa. *Control of MMC in HVDC Applications*. PhD thesis, 2013.
- [52] Qingrui Tu, Zheng Xu, Hongyang Huang, and Jing Zhang. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. In *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2010.
- [53] Antonios Antonopoulos. Control, modulation and implementation of modular multilevel converters. 2011.
- [54] M. Hagiwara and H. Akagi. Pwm control and experiment of modular multilevel converters. In *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 154–161, June 2008. doi : 10.1109/PESC.2008.4591917.
- [55] W. Li, L. A. Grégoire, and J. Bélanger. A modular multilevel converter pulse generation and capacitor voltage balance method optimized for fpga implementation.

- IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(5) :2859–2867, May 2015. ISSN 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2014.2362879.
- [56] Zixin Li ; Ping Wang ; Haibin Zhu ; Zunfang Chu ; Yaohua Li. An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, (vol.27, no.8), Aug. 2012.
- [57] Phil S Jones and Colin C Davidson. Calculation of power losses for mmc-based vsc hvdc stations. In *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pages 1–10. IEEE, 2013.
- [58] Jean Tession BBA. GEL-22260, appareillage électrique : puissance réactives et filtres, 2005.
- [59] Alam Singh Meeran Sugumaran MR Kumar Ganesan Joshi SD Kumar Geethadevi Selvaraj, Priyan. A short note on harmonics and filters in hvdc systems. *SSN*, (2394), 2014.
- [60] M.Mohseni M.A. Zamani. Damped-type double tuned filters - design for hvdc systems. 2007.
- [61] Michael Bahrman. HvdC technology - line commutated converters. In *P.E. , IEEE PES T&D, Chicago, April 15*, 2014.
- [62] T Abdelkrim, EM Berkouk, K Aliouane, K Benamrane, and T Benslimane. Etude et réalisation d’un onduleur à trois niveaux commandé par mli vectorielle. *Revue des Energies Renouvelables*, 14(2) :211–217, 2011.
- [63] Jamal Almasseir. *Theoretical and Experimental Investigations on Snubber Circuits for High Voltage Valves of FACTS-Equipment for Over-voltage Protection*. PhD thesis, Master Thesis Project Erlangen, 2007.
- [64] MathWorks France. Vsc-based hvdc link. <http://fr.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ug/vsc-based-hvdc-link.html>.
- [65] International Electrotechnical Commission. *IEC 61000-3-6 : Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-6 : Limits - Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems*. 2008.
- [66] Emmanuel De Jaeger. LELEC2595, qualité de l’Électricité, 2015.
- [67] Guangkai Li, Chengyong Zhao, Xingran Zhang, and Gengyin Li. Research on” soft start-up” of vsc-hvdc in power system restoration after blackouts. In *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*, pages 1939–1943. IEEE, 2007.

- [68] Chunyi Guo and Chengyong Zhao. A new technology for hvdc start-up and operation using vsc-hvdc system. In *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES'09. IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2009.
- [69] Jaime Peralta, Hani Saad, Sébastien Dennerié, Jean Mahseredjian, and Samuel Nguéfeu. Detailed and averaged models for a 401-level mmc-hvdc system. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 27(3) :1501–1508, 2012.
- [70] Antonios Antonopoulos, Lennart Angquist, and Hans-Peter Nee. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, pages 1–10. IEEE, 2009.
- [71] Luca Zarri Giacomo Casadei, Remus Teodorescu. *Modular Multi-Level Converter : Modeling, Simulation and Control in Steady State and Dynamic Conditions*. PhD thesis, Department of Energy Technology, Aalborg University, 2012.
- [72] Modeling systems with multilevel converters in matlab and simulink. [http://nl.mathworks.com/videos/modeling-systems-with-multilevel-converters-in-matlab-and-simulink-86283.html?form\\_seq=conf1134&elqsid=1445938664157&potential\\_use=Student&country\\_code=BE](http://nl.mathworks.com/videos/modeling-systems-with-multilevel-converters-in-matlab-and-simulink-86283.html?form_seq=conf1134&elqsid=1445938664157&potential_use=Student&country_code=BE).
- [73] Panagiotis Asimakopoulos. *Design and Control of Modular Multilevel Converter in an Active Front and Application*. PhD thesis, CERN, 2013.
- [74] L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, and H. P. Nee. Dynamic analysis of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7) :2526–2537, July 2013. ISSN 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2012.2194974.
- [75] Qingrui Tu, Zheng Xu, and Lie Xu. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 26(3) :2009–2017, 2011.
- [76] D. Jovcic and K. Ahmed. *High Voltage Direct Current Transmission : Converters, Systems and DC Grids*. Wiley, 2015. ISBN 9781118846681. URL <https://books.google.be/books?id=2fI-CgAAQBAJ>.
- [77] P. L. Francos, S. S. Verdugo, H. F. Álvarez, S. Guyomarch, and J. Loncle. Inelfe 2014 ; europe's first integrated onshore hvdc interconnection. In *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pages 1–8, July 2012. doi : 10.1109/PESGM.2012.6344799.
- [78] Udeesha Supundi Annakkage. *Hybrid LCC and Multi-Terminal Full Bridge Modular Multilevel Converter for HVDC Transmission*. PhD thesis, University of Toronto, 2015.

- 
- [79] ABB. Jinping - sunan : The most powerful transmission line in the world. <http://new.abb.com/systems/hvdc/references/jinping---sunan>, . Consulté le : 24-05-2016.
- [80] ABB. Nordbalt hvdc light connection, sweden-lithuania. <https://library.e.abb.com/public/8b682feba2f4e10ec1257937003e299f/Project%20NordBalt%20-%20300%20kV%20HVDC%20Light%20subm.pdf>, . Consulté le : 04-06-2016.

