

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

## **UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET**

**FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES**  
**DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**



# **MEMOIRE DE FIN D'ETUDES**

**Pour l'obtention du diplôme de Master**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Automatique**

**Spécialité : Automatique et informatique industrielle**

## **THÈME**

**ETUDE ET SIMULATION D'UN CONVERTISSEUR  
MODULAIRE MULTINIVEAUX  
APPLICATION HVDC**

*Préparée par : Belhadj Wafa*

**Devant le Jury :**

<b>Nom et prénoms</b>	<b>Grade</b>	<b>Etablissement</b>	<b>Qualité</b>
NEGADI Karim	MCA	Univ. Tiaret	Président
BELHACEL Kheira	MAA	Univ. Tiaret	Examineur
HABRI Khaled	MAA	Univ. Tiaret	Examineur
BERKANI Abderrahmane	MCB	Univ. Tiaret	Encadreur

**PROMOTION 2019 /2020**

## REMERCIEMENTS

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma gratitude.

Je voudrais tout d'abord adresser toute ma reconnaissance au directeur de ce mémoire : mon encadreur Monsieur BERKANI Abderrahmane, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils et orientations, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Je tiens à remercier spécialement ma famille pour son soutien inconditionnel et son encouragement illimité : A mes très chers parents, mon mari et mes deux anges Rayane et Sami.

Mes énormes respects et gratitudee à mon meilleur ami intime pour son soutien inestimable.

# Table des matières

REMERCIEMENTS

RÉSUMÉ

ABSTRACT

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

INTRODUCTION GÉNÉRALE

## **CHAPITRE I : ASPECT GÉNÉRAL SUR LES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX**

INTRODUCTION	1
I.1. Intérêt des convertisseurs multiniveaux	1
I.2. Topologie des convertisseurs multiniveaux	1
I.2.1. Convertisseurs multiniveaux classiques et leurs structures	1
I.2.1.a. Ponts en H	1
I.2.1.a1. Structure simple	2
I.2.1.a2. Mise en série	2
I.2.1.b. Convertisseurs clampés par le neutre (NPC)	3
I.2.1.c. Convertisseurs clampés activement par le neutre (ANPC)	4
I.2.1.d. Convertisseurs multicellulaires série (FC) (Flying Capacitor)	5
I.2.1.e. Convertisseurs multicellulaires superposés (SMC)	5
I.2.1.f. Convertisseurs multicellulaires généralisés	6
I.2.1.1. Avantages et inconvénients des convertisseurs multiniveaux classiques	7
I.2.2. Convertisseurs modulaires multiniveaux et leurs structures	7
I.2.2.a. Description de la structure MMC et principe de fonctionnement	7
I.2.2.a1. Sous module Demi- Ponts	9
I.2.2.a2. Sous module Ponts dos à dos	10
I.2.2.a3. Sous module Ponts en H	10
I.2.2.a4. Sous module Ponts superposés	10
I.2.2.b. Avantages et inconvénients de la MMC	11
Conclusion	12

## **CHAPITRE II : MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR MODULAIRE**

INTRODUCTION	13
II.1. Principe de fonctionnement et modélisation des MMC	13
II.1.1. Les convertisseurs modulaires multiniveaux	13
II.1.2. Structure et fonctionnement du sous module	14
II.1.3. Structure et fonctionnement d'un MMC monophasé	16
II.1.4. Structure et fonctionnement d'un MMC triphasé	18
II.1.5. Etude des courants de bras	20
II.1.6. Equilibrage des tensions des capacités	24

II.2. Différentes stratégies de commande des convertisseurs modulaires Multiniveaux	24
II.2.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion	25
II.2.2. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	25
II.2.2.1. Modulation MLI sinusoïdale	26
II.3. Simulation d'un modèle moyen de type MMC	27
II.3.1. Modélisation de la dynamique	27
II.3.1.1. Simulation de la dynamique monophasée	30
II.4. Résultats de simulation	31
Conclusion	33
<b>CHAPITRE III : APPLICATION DES CONVERTISSEURS MMC EXEMPLE HVDC</b>	
INTRODUCTION	34
III.1. Différents critères justifiant l'utilisation des transmissions HVDC	34
III.2. Transport de l'énergie électrique via une liaison HVDC	36
III.3. Technologie des convertisseurs HVDC	39
III.3.1. HVDC à base de LCC	39
III.3.2. HVDC à base de VSC	39
III.4. Description générale du système étudié	40
III.4.1. Configuration typique d'une station MMC	40
III.5. Commande d'un système VSC-HVDC	41
III.5.1. Contrôle de la station MMCI	42
III.5.1.1. Synthèse des régulateurs internes des courants	44
III.5.2. Contrôle de la station MMC II	45
III.5.2.1. Régulation de la tension continue	46
III.6. Résultats de simulation	47
Conclusion	50
<b>CONCLUSION ET PERSPECTIVES</b>	
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	

## Liste des figures

Figure I.1. Structure à pont en H à 3 niveaux	2
Figure I.2. Mise en série de 2 ponts en H	3
Figure I.3. Structure NPC à 3 niveaux	4
Figure I.4. Structure ANPC 3 niveaux	4
Figure I.5. Structure de FC à 3 niveaux	5
Figure I.6. Structure SMC n niveaux à p cellules et à 2 étages	6
Figure I.7. Structure multicellulaire généralisée	6
Figure. I. 8. Schéma du convertisseur modulaire multiniveaux	8
Figure I. 9. Schéma d'un convertisseur modulaire multi-niveaux triphasé	8
Figure I.10. Sous module demi-pont	9
Figure I.11. Sous module ponts dos-à-dos	10
Figure I.12. Sous module ponts en H	10
Figure I.13. Sous module ponts superposés	10
Figure II.1. Schéma explicite des composants de la structure MMC	14
Figure II.2. Configuration de sous module de MMC (demi-pont)	14
Figure II.3. Etats de conduction de chaque semi-conducteur d'un sous-module	15
Figure II.4. MMC monophasé	18
Figure II.5. MMC triphasé	19
Figure II.6. Circuit équivalent des courants circulants	23
Figure II.7. Principe de la modulation	25
Figure II.8. Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)	26
Figure II.9. Modulation MLI sinusoïdale	27
Figure II.10. Modèle équivalent d'un MMC monophasé	28
Figure II.11. Allure de la tension et du courant de sortie respectivement $V_{abc}$ et $I_{abc}$	31
Figure II.12. Allure de courant du bus continu $I_{dc}$ et des puissances active P et réactive Q	32
Figure II.13. Allure des tensions des condensateurs	33
Figure III.1. Comparaison des pertes dans une liaison HVAC ou HVDC	34
Figure III.2. Les corridors HVDC	37
Figure III.3. Projet Desertec	38
Figure III.4. Le Global Grid	38
Figure III.5. Liaison HVDC-MMC	40
Figure III.6. Configuration d'une station MMC typique	41
Figure III.7. Implémentation du contrôleur externe PI	43
Figure III.8. Implémentation du contrôleur externe direct	43
Figure III.9. Principe de la commande de la station MMCI d'un système MMC-HVDC	44
Figure III.10. Régulateurs des courants direct et en	45

quadrature du redresseur	
Figure III.11: Principe de la commande de la station MMCII d'un système VSC-HVDC	45
Figure III.12. Régulation de la tension continue avec un correcteur PI	46
Figure III.13. Réponse de : a) La tension du MMCI, b) Le courant du MMCI, c) Les puissances actives et réactives du MMCI	47
Figure III.14. Réponse de : a) La tension du bus continu, b) La tension du MMCII, c) Le courant du MMCII, d) Les puissances actives et réactives du MMCII	48

## Liste des tableaux

Tableau II.1. Différents états d'un sous module	15
Tableau II.2. Paramètres utilisés par la simulation MMC monophasé	30
Tableau III.1. Paramètres des deux stations MMC	49
Tableau III.2. Paramètres de transmission HVDC	49

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

C	Capacité d'un sous-module
$C_{arm}$	Capacité équivalente d'un demi-bras C/ N
$C_{eff,x}$	Capacité effective du demi-bras x, notation générale
$i_{l,x}$	Courant dans le demi-bras inférieur x, notation générale
$i_{u,x}$	Courant dans le demi-bras supérieur x, notation générale
$i_v$	Courant alternatif en sortie du convertisseur
$i_{circ}$	Courant circulant
$i_{DC}$	Courant continu injecté dans un demi-bras
$i_{diff}$	Courant interne de phase
HVDC	High Voltage Direct Current
HVAC	High Voltage Alternative Current
N	Nombre de sous-module par demi-bras
$L_{arm}$	Inductance d'un demi-bras
i arm	Courant d'un demi-bras
MMC	Modular Multilevel Converter
SM	Sous Module
P	Puissance active
VSC	Voltage Source Converter
Q	Puissance réactive
R	Résistance
$R_{arm}$	Résistance du demi-bras
$U_{cu}^{\Sigma}$	Somme des tensions des capacités des sous-modules, bras supérieur
$U_{cl}^{\Sigma}$	Somme des tensions des capacités des sous-modules, bras inférieur
$v_u$	Tension aux bornes du bras supérieur
$v_l$	Tension aux bornes du bras inférieur

$\phi$	Déphasage entre la tension et le courant
AC	Alternative Current
DC	Direct Current
LCC	The thyristors bases Load Commutated Converter
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsion
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
$N_u$	Nombre de sous-modules introduits dans le bras supérieur
$N_l$	Nombre de sous-modules introduits dans le bras inférieur
$x$	Demi-bras inférieur (l) ou supérieur (u)
n	Nombre total de capacités d'un demi-bras
$\Delta t$	Pas de temps
PWM	Pulse With Modulation
VSC	Classical Voltage Source Converter
Z	Impédance
Vac	Tension alternative du convertisseur, côté AC
$v_{dq}$	Tensions dans l'espace dq
$i_{rdq}$	Current rectifier dans l'espace dq
$i_{idq}$	Current inverter dans l'espace dq
*	Consigne
m	Mesure

# ABSTRACT

The transmission of energy in direct current and high voltage (HVDC or HVDC) is currently in full expansion in the world. Two main factors are behind this enthusiasm.

The first factor is linked to the difficulties of constructing new overhead lines to ensure the development of the high-voltage network and what makes the use of underground cables more and more frequent. However, the use of these cables is limited in length to a few tens of km because of the capacitive current generated by the cable itself. Beyond this limit length, the solution generally consists in carrying direct current (DC). The second factor is linked to the development of offshore wind power, which requires connecting powers of several hundred MW to the continental grid by means of cables whose lengths can reach a few hundred km and therefore require HVDC transport.

However, due to the complexity of the controls and practical limitations, HVDC-VSC system installations have traditionally been limited to two-stage and three-stage converters. Recently, the development of the modular technology called MMC (Modular Multilevel Converter), has overcome the limitations of other multi-level topologies for HVDC applications. This topology is made up of several sub modules (SMs) connected in series. Each sub module contains two IGBTs with their antiparallel diodes and a capacitor, which serves as an energy store.

Depending on the application and the power capacity required, the MMC levels can vary from a few tens to hundreds of sub modules per half arm.

For HVDC systems, an MMC can consist of thousands of power switches. The Trans Bay Cable project, for example, includes more than 200 SMs per half arm and the INELFE project uses more than 400 SMs per half arm.

The particularity of HVDC links is that they use a dedicated control system which will largely determine the dynamic behavior of the link both for large disturbances (network faults) and for small disturbances. With a large number of MMC levels, control of SMs (balancing of capacitor voltages of SMs) can be separated from overall control (control of current and power). There are different global control systems based on half-arm energy and in some cases the control strategy is validated on an HVDC link. In this thesis, we are interested in the integration of two MMC stations to the electrical network by connecting them together via an HVDC transmission link where the energy transport is achieved by the use of an MMCI

station to convert the AC voltage supplied as direct current, then transmitted via HVDC links. This transmitted power is then converted by the MMCII station into alternating current to supply network II. To this end, we are interested in the internal and external controls of the two MMC stations.

The voltages of the capacitors of the SMs impose the voltage of the DC bus, which means that the voltage  $V_{dc}$  is always equal to the sum of all the voltages of the capacitors  $V_{C_{tot}}$  in each arm. Regarding the controls of the SMs, two main approaches exist to balance the voltages of the SMs capacitors: the adjustment of each SM capacitor by a PI controller or using an algorithm that processes all the SM capacitors of each half-arms.

Our work is organized as follows:

Chapter I is dedicated to the presentation of a general aspect of multilevel converters.

Chapter II focuses on the modelling of the modular multilevel converter: MMC

Chapter III looks at the application of MMCs, for example the HVDC.

# **ETUDE ET SIMULATION D'UN CONVERTISSEUR MODULAIRE MULTINIVEAUX APPLICATION HVDC**

## **Mots clés**

**Electronique de puissance**

**Convertisseurs Multiniveaux**

**Convertisseurs Modulaires Multiniveaux**

**Liaison Courant Continu Haute Tension (HVDC)**

## **Résumé**

Le transport d'énergie en courant continu et à haute tension (CCHT ou HVDC) est présentement en pleine expansion dans le monde. Deux principaux facteurs sont à l'origine de cet engouement.

Le premier facteur est relié aux difficultés de construction de nouvelles lignes aériennes pour assurer le développement du réseau à haute tension et ce qui fait que le recours à des câbles souterrains est de plus en plus fréquent. Or l'utilisation de ces câbles est limitée en longueur à quelques dizaines de km à cause du courant capacitif généré par le câble lui-même. Au-delà de cette longueur limite, la solution consiste généralement à transporter en courant continu (CC ou DC). Le second facteur est relié au développement de l'éolien offshore qui nécessite de raccorder des puissances de plusieurs centaines de MW au réseau continental au moyen de câbles dont les longueurs peuvent atteindre quelques centaines de km et donc requérir le transport en HVDC.

Toutefois, en raison de la complexité des commandes et des limites pratiques, les installations de système HVDC-VSC ont été traditionnellement limitées à des convertisseurs deux niveaux et trois niveaux. Récemment, la mise au point de la technologie modulaire appelée MMC (Modular Multilevel Converter), a permis de surmonter les limites des autres topologies multi-niveaux pour les applications HVDC. Cette topologie est constituée de plusieurs sous-modules (SMs) connectés en séries. Chaque sous-module contient deux IGBTs avec leurs diodes antiparallèles et un condensateur qui sert comme accumulateur d'énergie.

Dépendamment de l'application et de la capacité de puissance requise, les niveaux du MMC peuvent varier de quelques dizaines à des centaines de sous-modules par demi-bras.

Pour les systèmes HVDC, un MMC peut comprendre des milliers de commutateurs de puissance. Le projet Trans Bay Cable, par exemple, comprend plus de 200 SMs par demi bras et le projet INELFE utilise plus de 400 SMs par demi-bras.

La particularité des liaisons HVDC est de faire appel à un système de contrôle dédié qui va en grande partie déterminer le comportement dynamique de la liaison tant pour des grosses perturbations (défauts sur le réseau) que pour des petites perturbations. Avec un grand nombre de niveaux de MMC, le contrôle des SMs (équilibre des tensions de condensateur des SMs) peut être séparé du contrôle global (contrôle du courant et de la puissance). Il existe différents systèmes de contrôle global basés sur l'énergie de demi-bras et dans certains cas, la stratégie de contrôle se valide sur une liaison HVDC. Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'intégration de deux stations MMC au réseau électrique en les connectant entre elles via une liaison de transmission HVDC ou le transport de l'énergie est réalisé par l'utilisation d'une station MMCI pour convertir la tension alternative fournie en courant continu, puis transmise via des liaisons HVDC. Cette puissance transmise est ensuite convertie par la station MMCII en courant alternatif pour alimenter le réseau II. Dans ce but, nous nous intéressons aux contrôles interne et externe des deux stations MMC.

La tension du bus continu est imposée par les tensions des condensateurs des SMs, ce qui signifie que la tension  $V_{dc}$  est toujours égale à la somme de toutes les tensions des condensateurs  $V_{Ctot}$  dans chaque bras.

Concernant les contrôles des SMs, deux approches principales existent pour équilibrer les tensions des condensateurs des SMs: le réglage de chaque condensateur de SM par un contrôleur PI ou à l'aide d'un algorithme qui traite tous les condensateurs des SMs de chaque demi-bras.

Notre travail est organisé comme suit :

Le chapitre I est dédié à la présentation d'un aspect général sur les convertisseurs multiniveaux.

Le chapitre II se focalise sur la modélisation du convertisseur modulaire multiniveaux: MMC

Le chapitre III s'intéresse à l'application des MMC exemple l'HVDC.

## Introduction générale

Les structures de conversion multiniveaux permettent de convertir en moyenne tension et forte puissance. Celles-ci sont construites à partir de cellules de commutations et permettent d'augmenter le courant et la tension en entrée ou en sortie. Ces structures sont appelées multiniveaux car les formes d'ondes des tensions en sortie permettent d'avoir plus de deux niveaux de tension. Les différentes structures peuvent être classées dans différentes catégories tel que la mise en série de pont en H, les convertisseurs multicellulaires série ou parallèle ou encore les structures utilisant le fractionnement du bus continu. Toutes ces structures ont des propriétés et applications différentes, même si certaines structures ont des propriétés communes.

Même si l'utilisation de structure de conversion multiniveaux permet de convertir à forte puissance, celle-ci n'est pas toujours aisée. En effet l'augmentation du nombre de niveaux ou de la tension d'entrée implique également une augmentation du nombre de composants semi-conducteurs.

Le développement des composants semi-conducteurs contrôlables et des VSC (Voltage Source Converter) est en pleine expansion dans les applications de type HVDC. Les liaisons HVDC de type VSC présentent plusieurs avantages par rapport aux liaisons HVDC conventionnels de type LCC (Line-Commutated Converter). Les applications des systèmes HVDC-VSC comprennent les interconnexions des systèmes asynchrones, l'intégration au réseau des parcs éoliens offshore, l'alimentation des réseaux passifs ou faibles et les réseaux DC (direct current ou courant continu) multi-terminaux. Les liaisons HVDC-VSC peuvent contrôler indépendamment les puissances actives et réactives.

Et comme Les convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) sont les plus favorisés étant donné leurs avantages technologiques par rapport aux autres topologies de convertisseurs et du fait de leur maturité industrielle, ils se sont imposés maintenant pour différentes applications ou l'on peut les utiliser pour le HVDC qu'est particulièrement avantageuse pour la transmission d'énergie à longue distance et l'interconnexion des réseaux AC asynchrones.

Nous nous intéressons dans ce mémoire à l'étude des convertisseurs MMC, leurs structures, leurs principes de fonctionnement, leur modélisation et leurs applications pour les HVDC.

Dans une première partie on fait le tour sur l'aspect général sur les convertisseurs multiniveaux et ses différentes topologies en illustrant leurs avantages ainsi que leurs inconvénients qui font naître la topologie MMC qu'est avantageuse et mieux adaptée pour les applications à hautes puissances.

## Introduction générale

---

Dans une deuxième partie on étudie ces convertisseurs MMC : leurs structures, leurs principes de fonctionnement et leurs modélisations.

Et dans la troisième partie qu'est la partie finale de ce travail on se focalise sur l'application des convertisseurs MMC et on prendra comme exemple l'HVDC.

## **Introduction**

Avant de commencer l'exploration de nouvelles topologies de convertisseur, il est nécessaire de présenter les structures de conversion multiniveaux les plus classiques. L'histoire de la conversion multiniveaux commence dans les années 60. La première structure décrite est une mise en série de pont en H, Puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC). Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure.

Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série, aussi connu dans la littérature sous le nom de Flying Capacitor (FC). Et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série. Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux. Beaucoup de propriétés de ces structures sont communes avec les nouvelles structures, c'est pour cela que dans un premier temps, ces structures de base seront présentées.

### **I.1. Intérêt des convertisseurs multiniveaux**

Les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance, d'une part chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension du bus continu que le nombre de niveaux est élevé.

D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [3].

### **I.2. Topologie des convertisseurs multiniveaux**

#### **I.2.1. Convertisseurs multiniveaux classiques et leurs structures**

##### **I.2.1.a. Ponts en H**

Cette structure de conversion est la première décrite dans la littérature comme une structure

de conversion multiniveaux. En effet la mise en cascade de plusieurs structures à 2 niveaux permet d'avoir en sortie une forme d'onde de tension multiniveaux.

### 1.2.1. a1. Structure simple

La structure de base est composée de deux paires d'interrupteurs (IGBT + Diode) bidirectionnels en courant et d'un bus de tension continue (Figure I.1), le principe pour avoir une forme d'onde de tension multiniveaux en sortie est d'agir sur la différence de potentiel entre les deux sorties des cellules de commutation (A et B) qui constitue cette dernière.

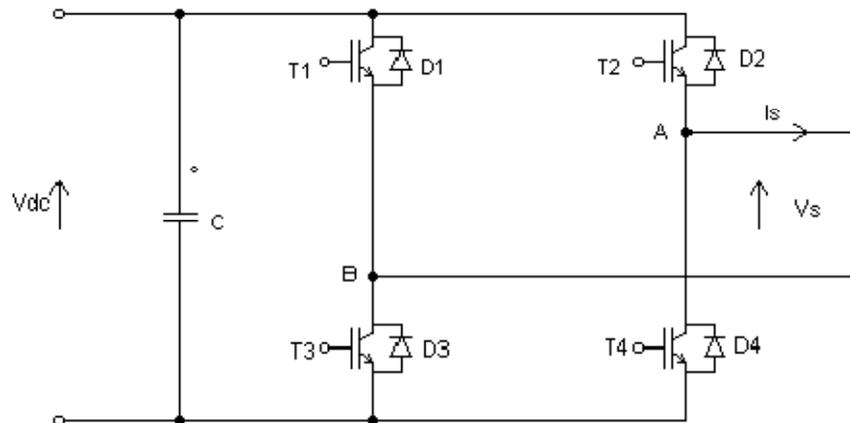


Figure I.1. Structure à pont en H à 3 niveaux

### 1.2.1. a2. Mise en série

Cette structure consiste à réaliser la mise en série de deux pont en H comme il est montré sur la (Figure I.2) ou plus. Le point A d'un pont en H est relié au point B de l'autre pont et ainsi de suite si l'application met plus de 2 ponts en H en série. Plus le nombre de pont en H mis en série augmente, plus les possibilités de réaliser les différents niveaux sont nombreuses. Les sources de tension sont isolées les unes par rapport aux autres et les redondances sont nombreuses pour les différents niveaux, c'est ce qui fait de ce type de conversion performant au niveau de la tolérance des pannes.

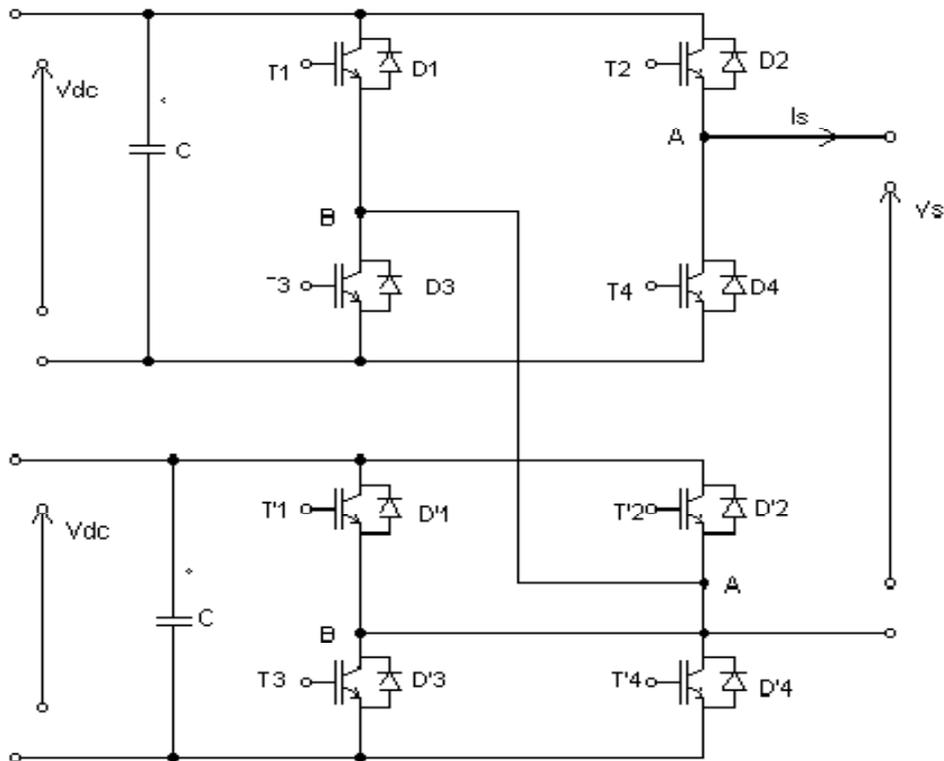


Figure I.2. Mise en série de 2 ponts en H

### I.2.1.b. Convertisseurs clampés par le neutre (NPC)

Cette structure associe 4 interrupteurs de puissance et de 2 diodes de clamp pour la génération d'une tension en sortie de 3 niveaux. Le NPC utilise une source de tension fractionnée et une association en série de  $n$  interrupteurs pour la génération d'une tension en sortie de  $n+1$  niveaux. Une bonne répartition de la tension d'entrée aux bornes de chaque interrupteur à l'état bloqué est assurée par  $2n-2$  diodes de clamp, connectées aux nœuds de la tension d'entrée fractionnée. Ces diodes assurent aussi une tension de blocage réduite aux bornes de chaque interrupteur. La structure NPC à 3 niveaux est présentée dans la figure (I.3). Le principal inconvénient de cette structure concerne l'équilibrage de la tension des condensateurs utilisés pour fractionner la tension d'entrée (cette problématique est connue sous le nom de " l'équilibrage du point milieu "). Ce déséquilibre provoque des distorsions indésirables sur la tension  $v_s$  [1].

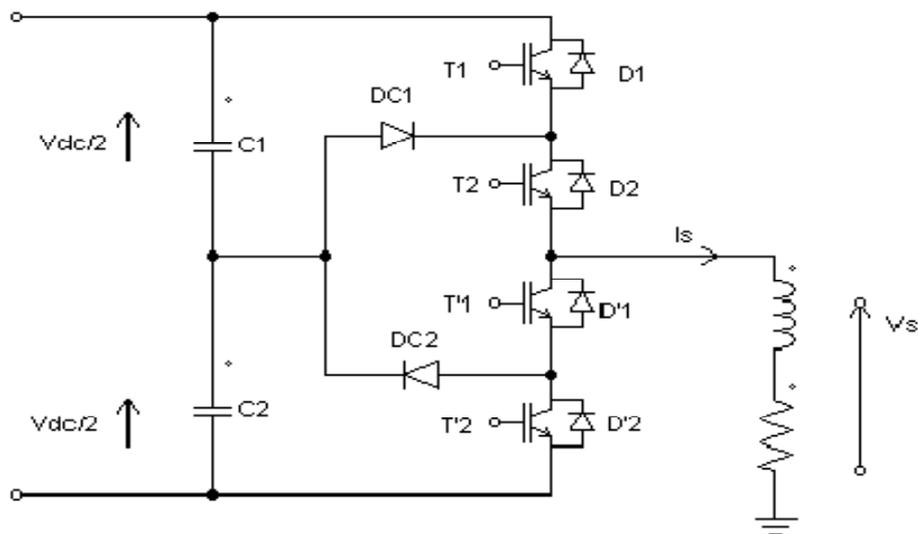


Figure I.3. Structure NPC à 3 niveaux

**I.2.1.c. Convertisseurs clampés activement par le neutre (ANPC)**

Le convertisseur ANPC : Active-NPC est une variante de la structure NPC qui est présentée dans la figure (I.4). Dans cette structure, les diodes de clamp sont remplacées par des IGBT et diodes en parallèle. Ajouter des interrupteurs trois segments, composés d'IGBT en parallèle avec une diode, permet à cette structure d'avoir plusieurs modes de commande en fonction de la fréquence maximale de commande de l'interrupteur. L'avantage de cette structure par rapport au NPC est ainsi la possibilité de choisir le type de modulation pour équilibrer les pertes dans les semi-conducteurs. Quelle que soit la loi de commande, les pertes totales restent inchangées, mais leur répartition est différente et l'équilibrage est plus facile à réaliser [2].

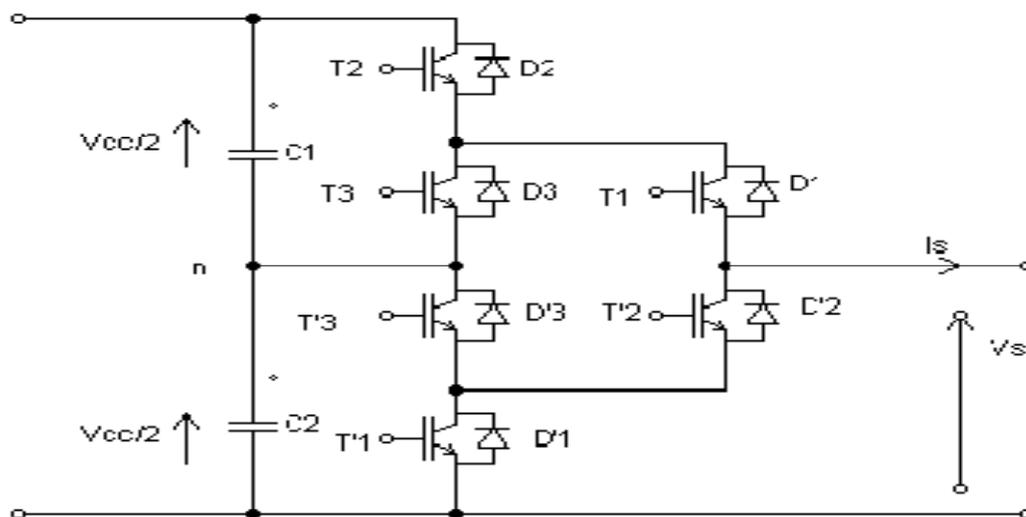


Figure I.4. Structure ANPC 3 niveaux

### I.2.1.d. Convertisseurs multicellulaires série (FC) (Flying Capacitor)

Le principe du convertisseur multicellulaire FC est la mise en série de cellules de commutation. Les cellules sont connectées entre elles par une source de tension. Ceci permet d'avoir une tension multiniveaux, ainsi que ces sources de tension sont réalisées par des condensateurs flottants. L'avantage de cette structure est d'avoir une bonne qualité de la tension découpée en sortie [4]. Cette structure est illustrée dans la figure qui suit.

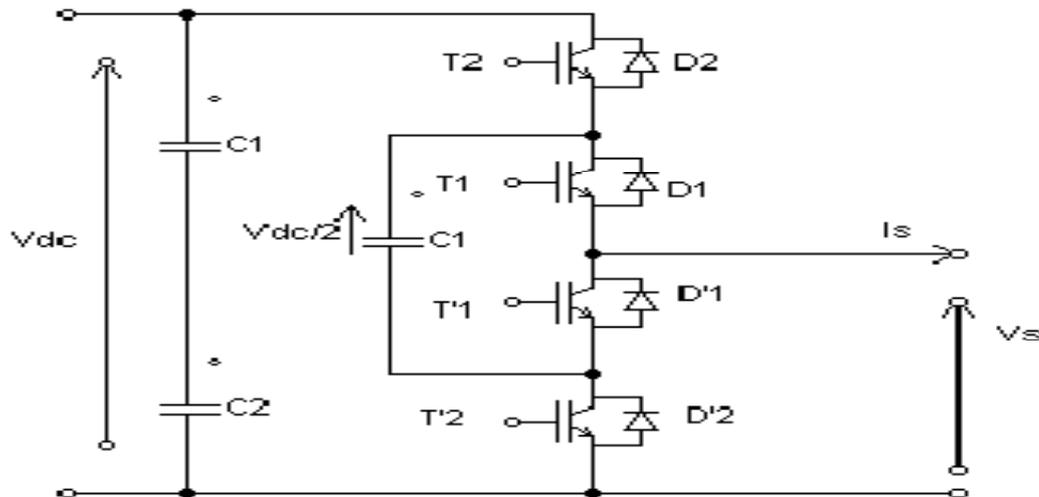


Figure I.5. Structure de FC à 3 niveaux

### I.2.1.e. Convertisseurs multicellulaires superposés (SMC)

La structure SMC : Stacked Multicellular Converter est une évolution du convertisseur FC. Les onduleurs SMC sont caractérisés par leur nombre de cellules et d'étages. Ce convertisseur possède certaines propriétés du convertisseur FC, où les cellules sont connectées entre elles par des condensateurs flottants, et la fréquence de découpage apparente est le produit entre la fréquence de découpage réelle et le nombre de cellules  $p$  ( $p = (n-1)/2$ ) mises en série. L'objectif avec cette structure est de proposer une alternative avec moins d'énergie stockée dans les condensateurs, donc avec des capacités moins puissantes, en vue d'une réduction de coût et d'encombrement [2].

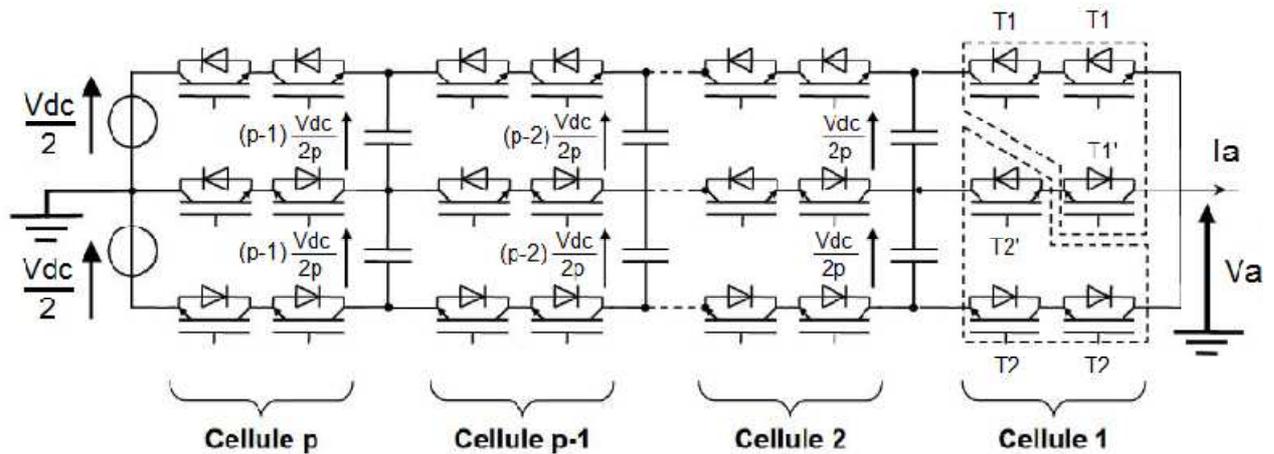


Figure I.6. Structure SMC n niveaux à p cellules et à 2 étages [2]

### I.2.1.f. Convertisseurs multicellulaires généralisés

Il est possible de considérer que les topologies NPC/ANPC et FC sont dérivées de la topologie multicellulaire généralisée, (figure1.7). Cette topologie permet d'équilibrer naturellement chaque niveau de tension sans se soucier de la contrainte imposée par la charge, que ce soit de la conversion d'énergie active ou réactive. De plus, elle n'a pas besoin de circuit auxiliaire pour la commande. Il faut aussi noter que le rapport entre la tension du bus continu et la tension aux bornes de chaque interrupteur et capacité est de  $n-1$ , avec  $n$  le nombre de niveaux du convertisseur. Comme cette topologie est générique, tout nombre de niveaux peut être atteint [2].

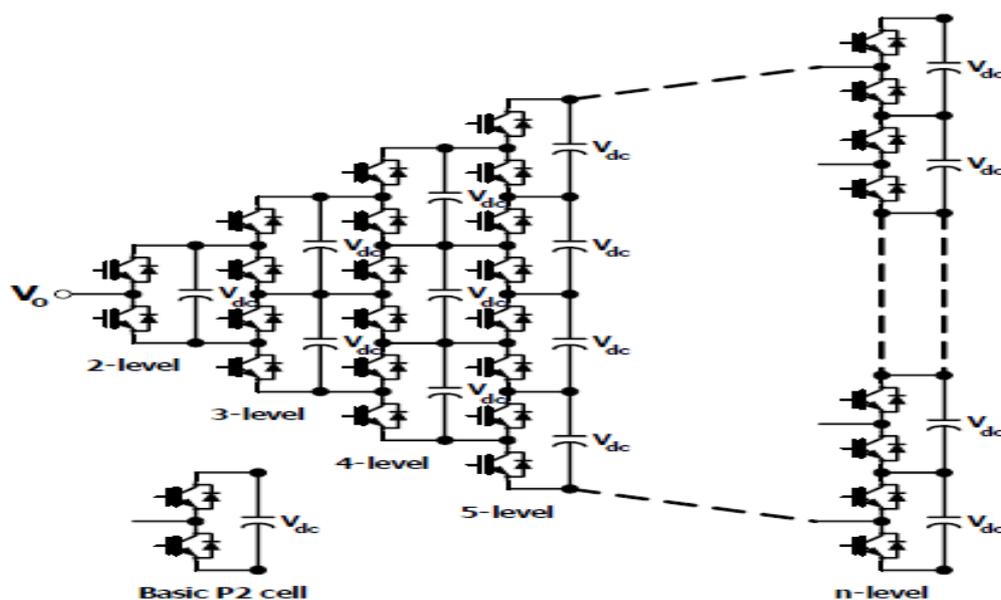


Figure I.7. Structure multicellulaire généralisée [2]

### **I.2.1.1. Avantages et inconvénients des convertisseurs multiniveaux classiques**

Un convertisseur classique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ces convertisseurs sont mieux adaptés pour les machines électriques nécessitant une alimentation à moyenne tension tout en réduisant les effets néfastes sur la durée de vie de la machine et celle du réseau éventuel qui l'alimente comme ils peuvent jouer le rôle de compensateurs statiques.

Cependant, comme les pertes en commutation augmentent également avec la fréquence de commutation, il faut proposer des solutions techniques, à la fois sur le système de refroidissement du composant actif, sur la conception des topologies du convertisseur et sur la méthode de contrôle de ce dernier [2].

## **I.2.2. Convertisseurs modulaires multiniveaux et leurs structures**

### **I.2.2.a. Description de la structure MMC et principe de fonctionnement**

Communément nommé le convertisseur modulaire multiniveaux (en anglais MMC : Modular Multilevel Converter), cette topologie peut être considérée comme une variante de la mise en série de ponts en H. On trouve le plus souvent la topologie MMC composée de demi-ponts. Contrairement à la mise en série de ponts en H, les sources de tension isolées sont remplacées par des condensateurs flottants, dont le niveau de tension doit être régulé par une commande adéquate (figure I.8).

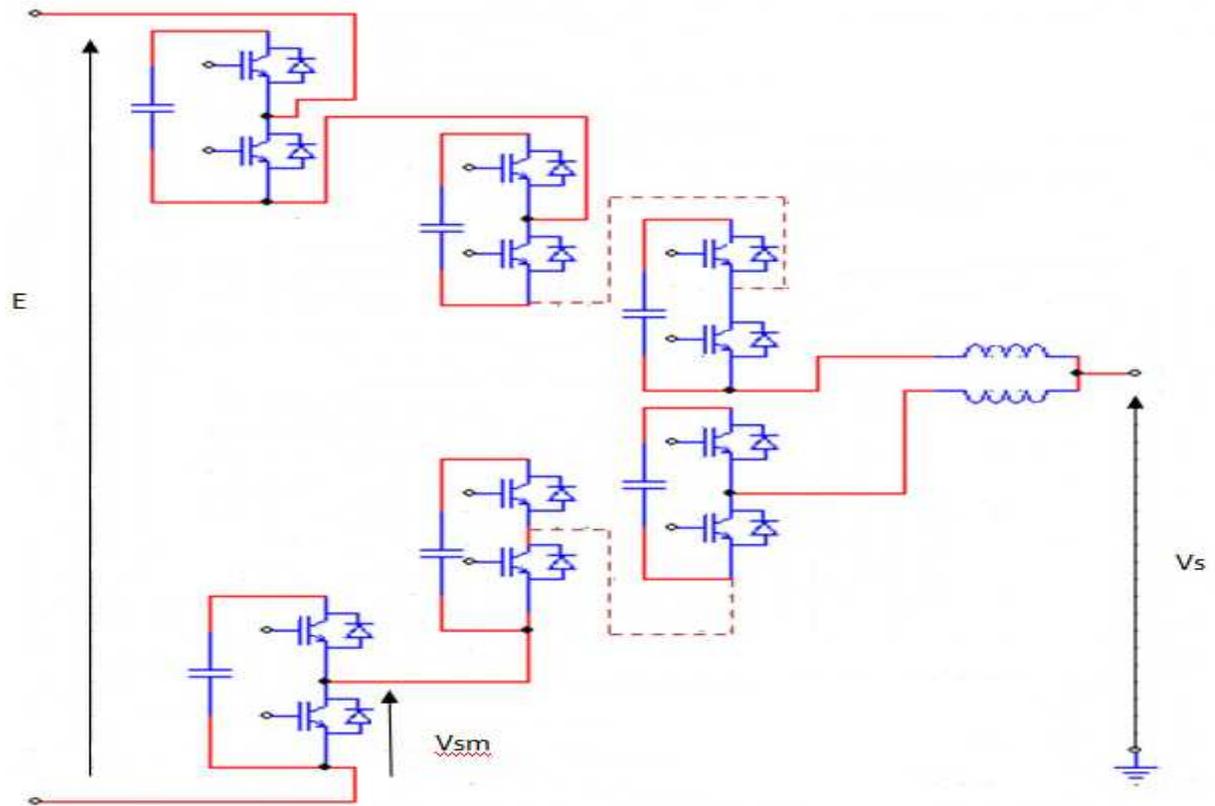


Figure. I. 8. Schéma du convertisseur modulaire multiniveaux [7]

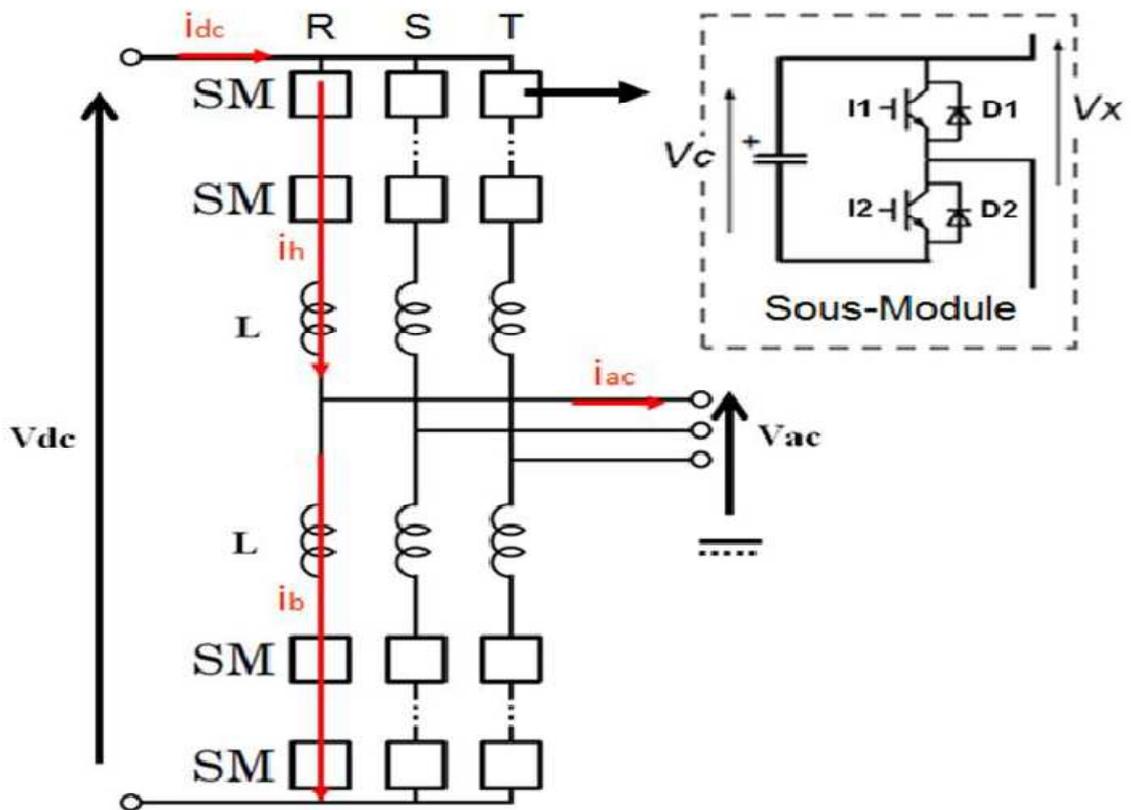


Figure I. 9. Schéma d'un convertisseur modulaire multi-niveaux triphasé [2]

La figure ci-dessus illustre un convertisseur basé sur la topologie MMC avec  $n$  SM par demi-bras. En particulier, la tension moyenne aux bornes du condensateur dans chaque sous-module  $V_c$  est égale à  $V_{dc}/n$ , où  $V_{dc}$  est la tension du bus continu. Quant à la tension régissant chaque semi-conducteur, elle est liée à la tension du condensateur. Dès lors, il sera crucial de bien contrôler la tension de tous ces condensateurs pour qu'il n'y ait pas de variation brusque de tension aux bornes des composants actifs, et que la tension de fonctionnement soit bien inférieure à leur calibre en tension.

Notons également que, sur la figure (I.9),  $L$  représente l'inductance du bras, à travers laquelle les courants internes d'un bras d'onduleur sont symbolisés par  $i_h$  et  $i_b$  correspondant respectivement aux demi-bras en haut et en bas. Par ailleurs, au sein de chaque sous-module, constitué d'un demi-pont, les composants actifs sont notés respectivement  $I_1$  et  $I_2$  pour les IGBTs,  $D_1$  et  $D_2$  pour les diodes anti-parallèles, et  $V_x$  désigne la tension modulée en sortie de chaque sous-module.

Les courants internes dans chaque phase s'expriment de façon générale dans les expressions suivantes, en considérant que tous les composants sont symétriques, avec  $I_{dc}$  et  $i_{ac}$  respectivement les courants continu et alternatif. Nous notons ici que  $i_{ac}$  correspond à l'amplitude de  $i_{ac}$ ,  $\theta$  la position angulaire et  $\phi$  au déphasage entre tension et courant [2].

Et que ses différents sous modules sont représentés comme suit :

### I.2.2.a1. Sous module Demi- Ponts

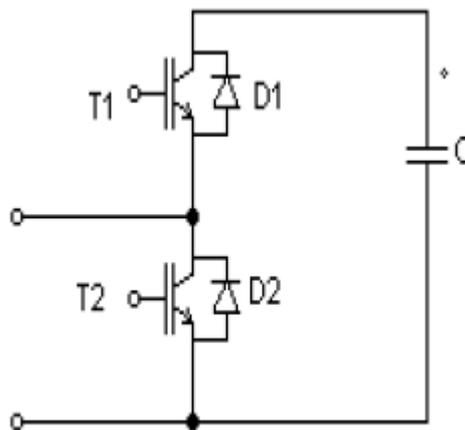


Figure I.10. Sous module demi-pont

I.2.2.a2. Sous module Ponts dos à dos

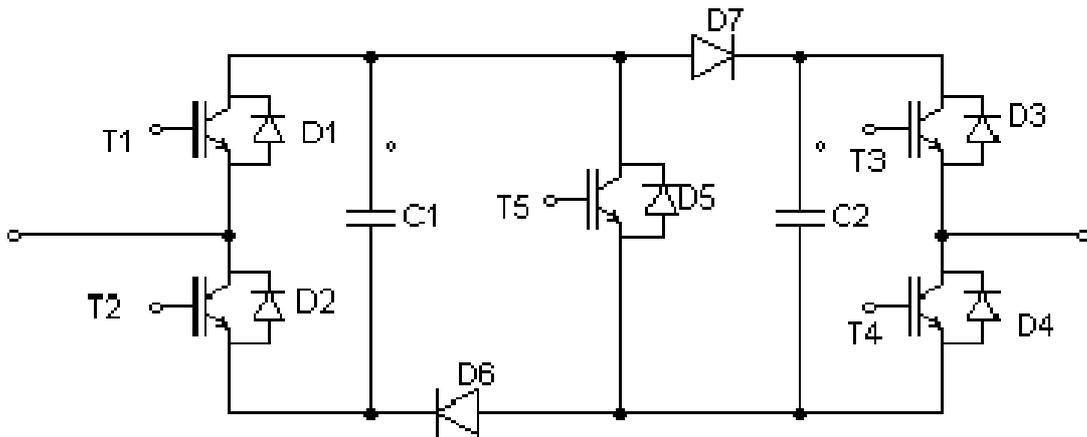


Figure I.11. Sous module ponts dos-à-dos

I.2.2.a3. Sous module Ponts en H

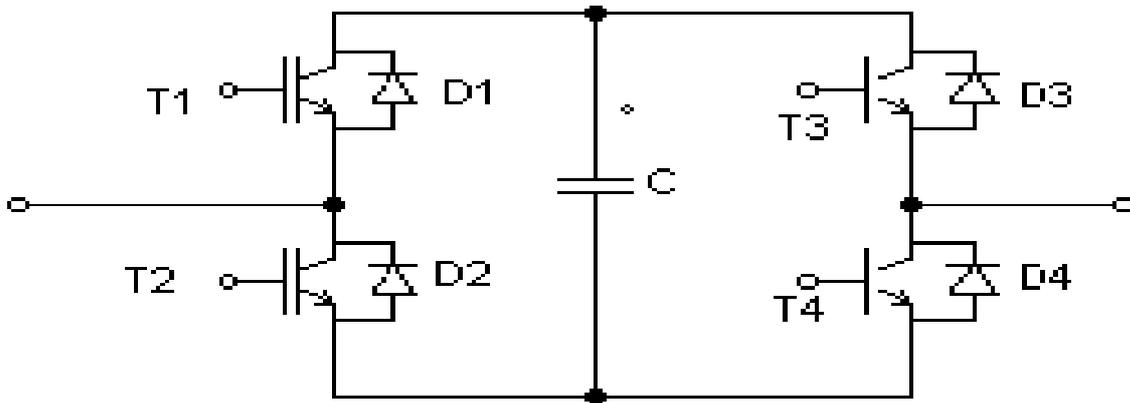


Figure I.12. Sous module ponts en H

I.2.2.a4. Sous module Ponts superposés

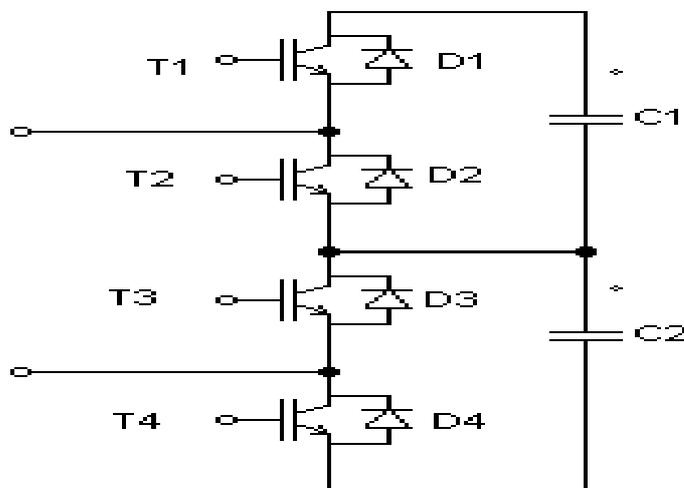


Figure I.13. Sous module ponts superposés

Et puisque la topologie MMC composée de demi- pont est apparue la plus souvente, on a intérêt à étudier l'état de conduction de demi- pont et ce dans le chapitre qui suit.

### **I.2.2.b. Avantages et inconvénients de la MMC**

#### **► Les avantages**

- Il n'est pas nécessaire de disposer de filtres en vrac côté courant alternatif (économie de coût et de surface) en raison de la faible teneur en harmoniques du courant produit.
- Changement pas à pas de la tension de sortie réduisant les interférences électromagnétiques (EMI)
- Construction mécanique simple par rapport à d'autres topologies à niveaux multiples, par exemple convertisseurs clampé par le neutre (NPC).
- La construction mécanique simple permet d'augmenter facilement le nombre de niveaux.
- Basse tension pour les semi-conducteurs, très avantageuse pour les applications à haute tension.
- L'inductance du bras, nécessaire pour limiter le courant aux pas de tension, est également utilisée pour le filtrage du courant.

#### **► Les inconvénients**

- Un contrôle supplémentaire pour l'équilibrage de tension des condensateurs est nécessaire.
- Besoin de protection en cas de panne de semi-conducteurs dans un module.
- Pour les applications à courant élevé, la chute de tension aux bornes de l'inductance du bras peut être importante et peut entraîner des pertes de puissance réactive [6].

### **Conclusion**

Les structures multiniveaux se sont développées suite à la limitation des composants semi conducteurs. Pour des applications à moyenne ou haute tension, elles restent encore une solution pour assurer la conversion tout en assurant la tenue en tension des composants. La structure la plus commune, et aussi historiquement une des premières, est le NPC. Cette structure est appréciée car sa mise en œuvre est simple et possède beaucoup d'applications. Elle reste cependant contraignante quant à l'extension de cette structure pour avoir en sortie plus de niveaux de tension. La mise en série de plus de deux condensateurs pour réaliser le pont diviseur capacitif reste un problème à résoudre. Une alternative intéressante du NPC est

l'Active-NPC (ANPC). Avec un contrôle adapté il est possible de commander cette structure pour avoir une répartition des pertes dans les différents composants semi-conducteurs. Alors que les structures comme le NPC ou l'ANPC utilisent le fractionnement de la tension du bus continu, les convertisseurs multicellulaires utilisent des sources de tension flottantes. Ces structures sont intéressantes pour leurs caractéristiques en sortie, notamment l'augmentation de la fréquence de découpage apparente par rapport à la fréquence de découpage des différentes cellules de commutation. Néanmoins l'énergie stockée dans les différents condensateurs flottants est une limitation à l'extension de cette structure vers plus de niveaux. Le principal avantage des convertisseurs multicellulaires superposés est de diminuer cette énergie stockée en superposant plusieurs FC. De plus, il permet de réduire les pertes par rapport à cette dernière structure. Par contre cette structure est gourmande en composants, même si ceux-ci ne commutent pas tous à la fréquence de découpage et pendant toute la période de modulation.

L'utilisation des structures de conversion multiniveaux connaît une croissance pour les applications moyenne tension et forte puissance. Les structures présentées précédemment peuvent être considérées comme des structures de base. Le chapitre qui suit va balayer de façon encore plus large sur le convertisseur modulaire multiniveaux et sa modélisation et ce dont le but d'avoir une tension multiniveaux et avec des propriétés intéressantes.

## **Introduction**

Les convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) ont été rapidement vus dans une grande variété d'applications et se sont devenus les plus favorisés étant donné leurs avantages technologiques par rapport aux autres topologies de convertisseurs. Réduire significativement les stress de tension sur chaque composant servant d'interrupteur ; réduire considérablement les pertes de commutation et permettre de minimiser les besoins de filtres se sont les avantages significatifs que représente la topologie MMC. Du fait de leur maturité industrielle, ils se sont imposés et ont été largement acceptés dans l'industrie et suite à ces raisons intéressantes, nous allons dans ce chapitre étudier ces convertisseurs MMC : leur principe de fonctionnement et leur modélisation.

### **II.1. Principe de fonctionnement et modélisation des MMC**

#### **II.1.1. Les convertisseurs modulaires multiniveaux**

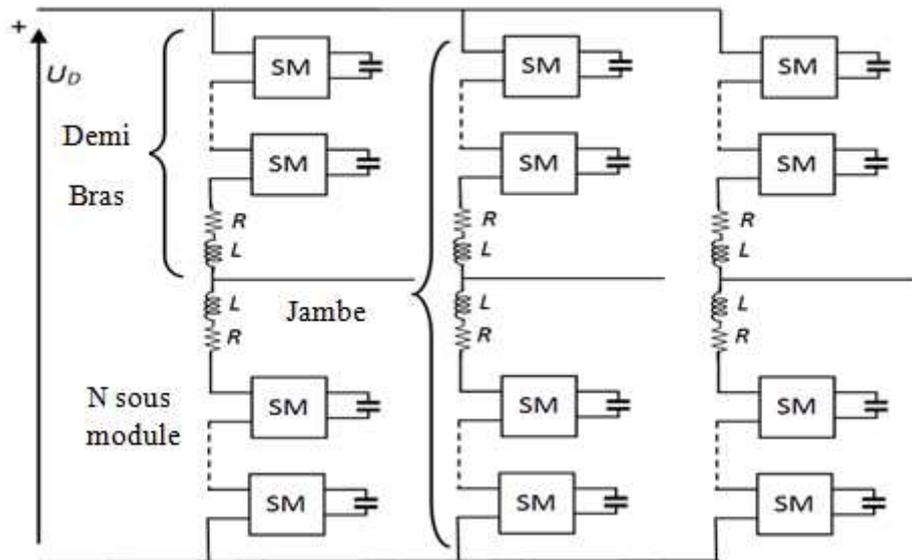
La topologie MMC a été choisie d'être étudiée vue ses avantages principaux qui sont : Une fréquence de commutation et des crêtes de tension de commutation plus petites, ce qui entraîne la réduction des pertes globales, les exigences en matière de filtre sont éliminées par l'utilisation d'un nombre important de niveaux; Une structure modulaire qui permet, d'une part, d'atteindre des tensions plus élevées et d'autre part, d'améliorer la fiabilité en augmentant le nombre de sous-modules.

La structure typique d'une MMC est représentée sur la Figure (II.1) et qui peut être résumée en 3 niveaux:

I. sous-modules SM

II. Demi-Bras (deuxième niveau du convertisseur, la moitié de la phase jambe).

III. Jambe (peut être considéré comme une phase).

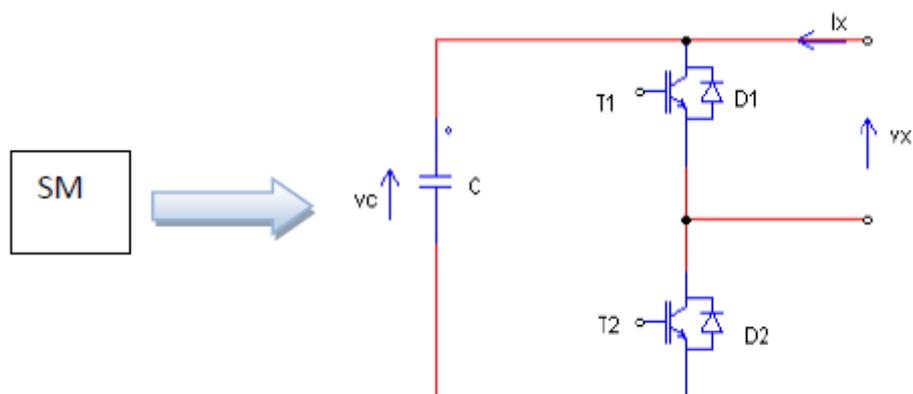


**Figure II.1. Schéma explicite des composants de la structure MMC [5]**

Chaque segment de phase du convertisseur comporte deux demi bras, chacun constitué d'un nombre  $N$  de sous modules. Dans chaque bras il ya aussi une petite inductance pour compenser la différence de tension entre les bras supérieurs et inférieurs [5].

### II.1.2. Structure et fonctionnement du sous module

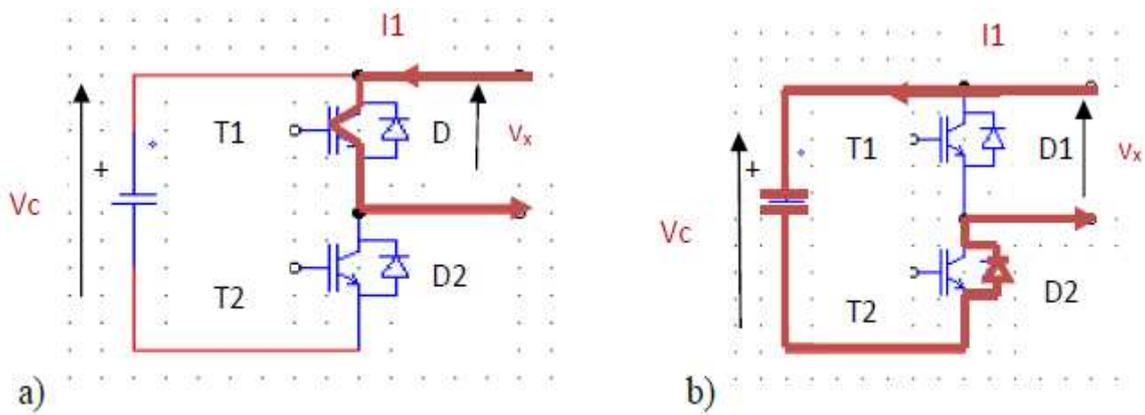
Le sous module constitue le bloc de base des convertisseurs MMC. Il existe 2 designs différents pour un sous module: le demi pont et le pont complet (half-bridge et le full-bridge). Actuellement, seuls les demi-ponts (half-bridges) sont utilisés car ils sont moins chers, leur fonctionnement est moins complexe et ils engendrent moins de pertes (car moins d'éléments de commutation).



**Figure II.2. Configuration de sous module de MMC (demi-pont)**

Nous allons dorénavant nous concentrer sur la structure en demi-pont pour les raisons spécifiées ci-dessus. La figure (II.3) et le tableau II.1 illustrent les états du sous-module en fonction du sens du courant. Deux états actifs sont présentés :

**1. Courant positif :  $I_h > 0$**



**2. Courant négatif :  $I_h < 0$**

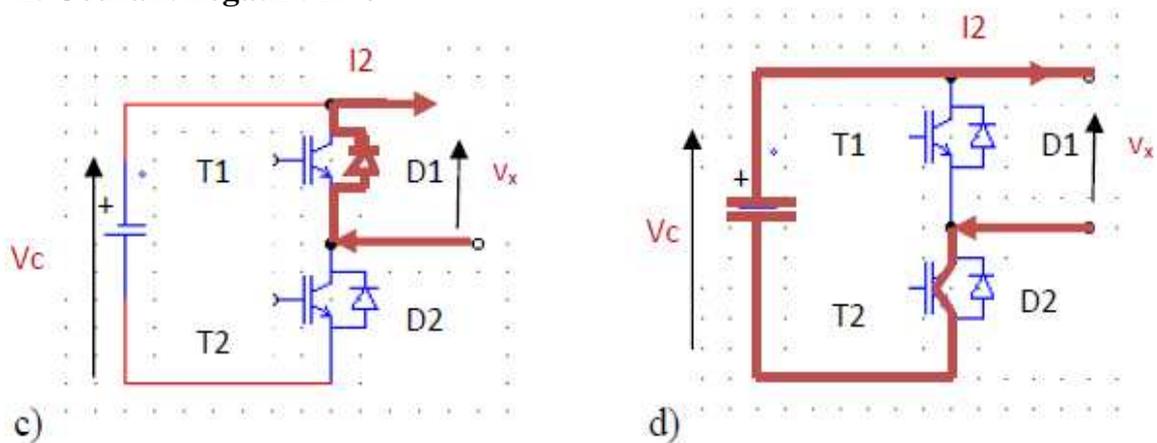


Figure II.3. Etats de conduction de chaque semi-conducteur d'un sous-module [2]

T1	T2	D1	D2	Vx	Ix
1	0	0	1	Vc	+
0	1	1	0	0	-

Tableau II.1. Différents états d'un sous module

La configuration avec T1 et T2 ouverts ne doit pas être envisagée, car elle détermine un court circuit à travers le condensateur.

En outre la configuration avec T1 et T2 les deux fermés n'est pas utile car elle produit des tensions de sortie différentes en fonction de Courant [5].

En fonctionnement normal, seul un interrupteur du sous-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 ci-dessus, qu'il est donc possible de connecter ou de contourner la capacité du sous-module indépendamment de la direction du courant. En effet, le courant rentre dans le sous-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 sous-module est inséré. La tension de la capacité d'un sous-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 [8].

### **II.1.3. 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 sous-modules connectés en série de chaque côté de la connexion AC (voir figure II.4) : N dans le bras inférieur et N dans le bras supérieur. L'objectif est de gérer le nombre de sous-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 sous-modules. Les contrôles doivent être conçus pour garder une distribution de tension aussi équitable que possible entre les sous-modules d'un bras. Pour le moment, nous supposons que ces tensions sont maintenues constantes.

Afin de garder constante la tension vue par le côté DC, le nombre total de sous-modules connectés dans une jambe doit rester constant. On aura donc pour un MMC de N + 1 niveaux, n sous-modules connectés dans le bras supérieur et N - n sous-modules connectés dans le bras inférieur [9]. La tension moyenne aux bornes de la capacité des sous-modules doit donc être  $VC_x = U_{DC} / N$ . Vu que seulement la moitié des sous-modules d'une jambe sont insérés à tout instant, la tension totale entre toutes les capacités (insérées et contournées) est de  $2.U_{DC}$ . En ce qui concerne les N+1 niveaux de tension, on peut y avoir 4 différentes sections [9] :

**1. La tension est maximale :** Pour obtenir cette tension, tous les sous-modules du bras supérieur sont contournés et tous les sous-modules du bras inférieur sont insérés. La valeur de cette tension maximale est  $UDC / 2$ .

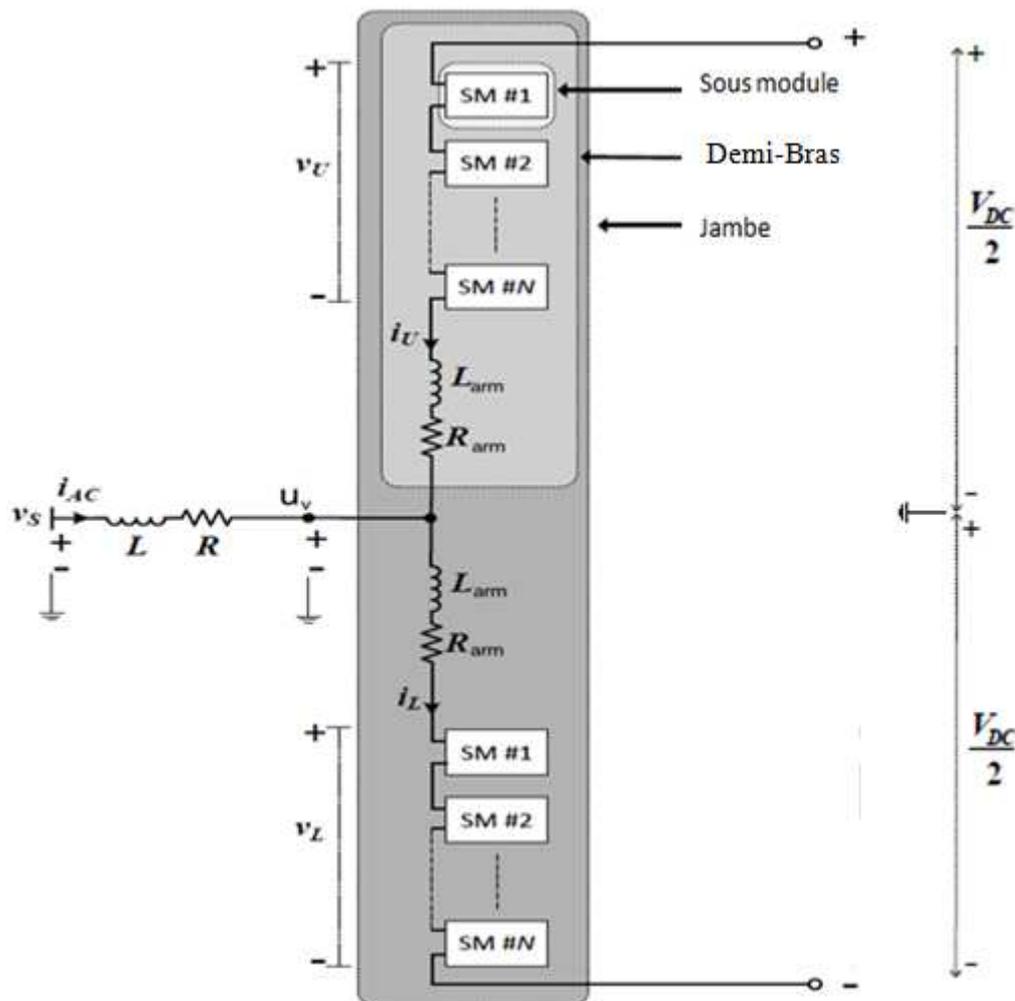
**2. La tension décroît :** La diminution de la tension est obtenue en insérant progressivement des sous-modules du bras supérieur pour ajouter de la tension entre la tension DC positive et le point de connexion avec le système AC. Vu que le nombre de sous-modules insérés doit rester constant, un sous-module du bras inférieur doit être contourné chaque fois qu'un sous-module du bras supérieur est inséré.

**3. La tension est minimale :** Tous les sous-modules du bras supérieur sont insérés et ceux du bras inférieur sont contournés. La tension AC vaut  $-UDC / 2$ .

**4. La tension croît :** Les sous-modules du bras supérieur sont progressivement contournés et simultanément, les sous-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 sous-modules du bras sont contournés et/ou insérés. Ainsi l'amplitude maximale est contrôlée en ajustant le nombre maximal de sous-modules d'un bras à insérer.

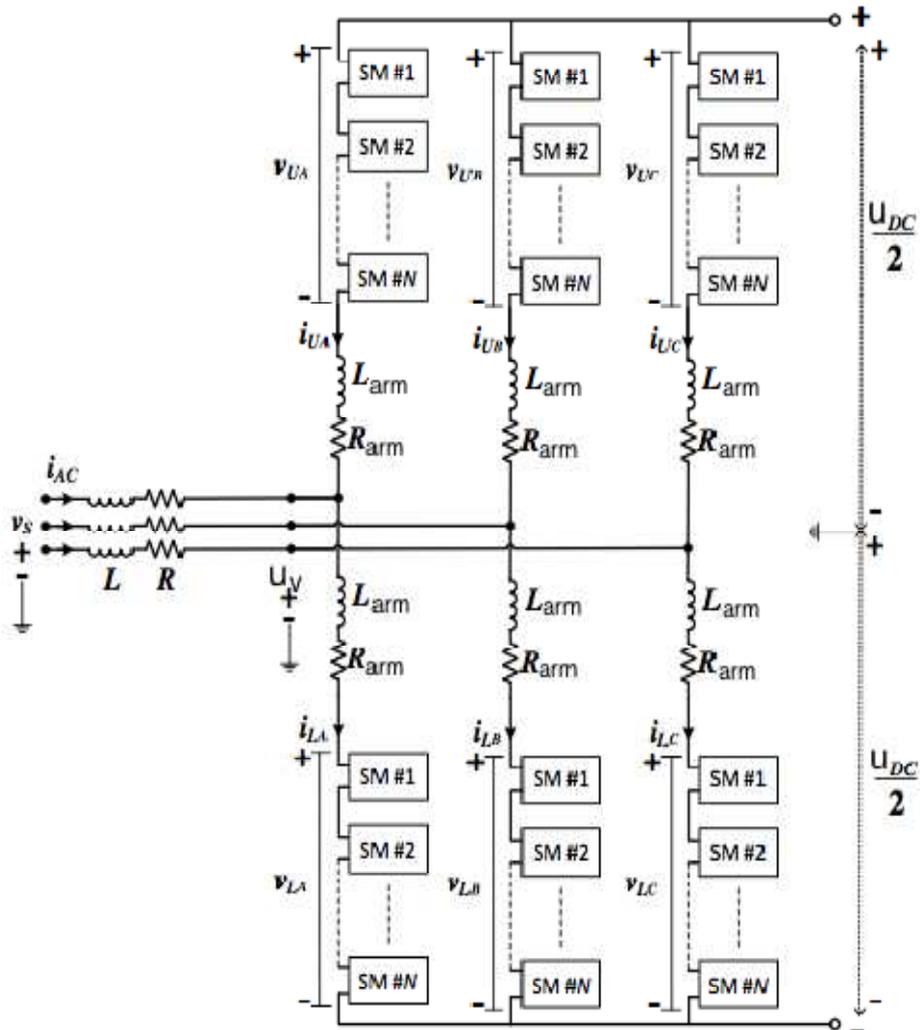


**Figure II.4. MMC monophasé [9]**

Comme vu dans la figure (II.4), il y a une inductance  $L_{arm}$  connectée en série avec les sous-modules sur chaque bras. Dans un convertisseur monophasé, celle-ci a pour objectif de limiter les courants lors de défauts. Cette présence est possible car il y a toujours un 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.

#### II.1.4. Structure et fonctionnement d'un MMC triphasé

La configuration en trois phases de la topologie du MMC est montrée dans la figure (II.5).



**Figure II.5. MMC triphasé [9]**

Le convertisseur triphasé, illustré sur la figure ci-dessus, est constitué de trois jambes similaires à celle du convertisseur monophasé.

Le fonctionnement du convertisseur triphasé est sensiblement identique au cas monophasé.

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 Qingrui [10], 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 UDC. 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.

### II.1.5. Etude des courants de bras

Les courants qui traversent les bras se décomposent en trois composantes distinctes [9] :

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 sous-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 (II.5), les courants des bras s'écrivent [9][10] :

$$i_{u,x} = \frac{i_{DC}}{3} + i_{circ,x} + \frac{i_{v,x}}{2} \quad (II.1)$$

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

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 II.1 et II.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 :

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

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

Ecrivons l'expression des courants traversant les bras en négligeant le courant circulant [10]:

$$i_{u,x} = \frac{i_{DC}}{3} + \frac{i_{v,x}}{2} = \frac{i_{DC}}{3} (1 + m \sin(\omega_0 t + \phi))$$

$$i_{l,x} = \frac{i_{DC}}{3} (1 - m \sin(\omega_0 t + \phi))$$

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.

Comme discuté plus haut, les courants de circulations sont causés par le déséquilibre lié à la différence des tensions des sous-modules dans les jambes [11]. 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 sous-modules insérés dans une jambe. On pourrait avoir  $N - 2$  sous-modules insérés dans une jambe dont la tension moyenne est trop élevée et  $N + 1$  sous-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.

Nous pouvons alors calculer la puissance instantanée reçue par le bras supérieur [10] :

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

En utilisant un raisonnement similaire pour la puissance instantanée reçue par le bras inférieur [10] :  $p_l(t) = v_l(t) \cdot i_l(t)$

$$= \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{6} (1 - k\sin(\omega_0 t) - m\sin(\omega_0 t + \phi) + \frac{km}{2}(\cos(\phi) - \cos(2\omega_0 t + \phi))) \tag{II.4}$$

En additionnant II.3 et II.4, nous obtenons la puissance instantanée totale reçue par les deux bras de la phase considérée :

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

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

$$\begin{aligned}
 W(t) &= \int p(t) dt \\
 &= \frac{u_{DC} \cdot i_{DC}}{6} (2t + km\cos(\phi)t - \frac{km}{2\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \phi))
 \end{aligned} \tag{II.5}$$

Sous l'hypothèse de régime permanent, l'énergie moyenne dans les deux bras reste constante, la somme des deux premiers termes de la relation II.5 doit donc être nulle.

On obtient :

$$2t + km\cos(\phi)t = 0$$

$$K_m = -\frac{2}{\cos(\phi)}$$

La relation II.5 se réécrit :

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

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

Cette dernière relation (II.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 sous-modules et que l'énergie des condensateurs est liée à la tension à leurs bornes, nous pouvons développer le circuit équivalent de la figure (II.6) avec les bras supérieurs et inférieurs représentés comme des sources de tension. Nous avons donc [10] :

$$U_{PU,a} = U_{PU,a,DC} + U_{PU,a,AC} = U_{dc} + U_{2f} \sin(2\omega_0 t + \phi) \tag{II.7}$$

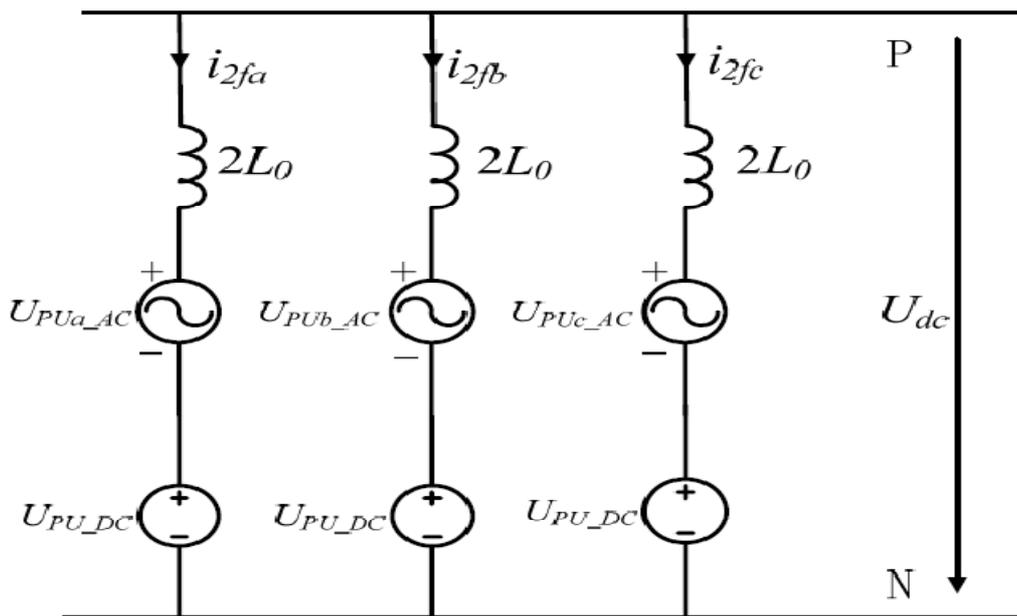


Figure II.6. Circuit équivalent des courants circulants [12]

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 [10].

### **II.1.6. Equilibrage 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 sous-modules.

Cet équilibre entre les sous-modules peut être maintenu via 2 approches différentes : soit en jouant sur l'indice de modulation de chaque sous-module soit en triant les sous-modules qui doivent être insérés durant le cycle de charge ou de décharge.

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 sous-modules. Il y a également un risque de génération d'harmoniques vu que chaque sous-module modifie son index de modulation.

Dans la seconde approche, les tensions des capacités sont mesurées plusieurs fois par cycle. Les sous-modules sont alors triés en fonction de cette tension. Quand le courant du bras est positif, les sous-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 sous-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 sous-modules insérés reste identique, il en résulte une augmentation du nombre de commutations, ce qui augmente les pertes.

## **II.2. Différentes stratégies de commande des convertisseurs modulaires Multiniveaux**

Les techniques fondamentales de commutation de fréquence sont bien développées pour les convertisseurs multiniveaux, Ces techniques de modulation sont également adoptées pour les MMC. La technique MLI "Modulation de Largeur d'Impulsions", aussi appelée "Pulse Width Modulation" (PWM) est utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits discrets, elle présente aussi l'intérêt de diminuer le contenu harmonique du signal modulé. Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées, les plus utilisées sont les suivantes:

1. Modulation MLI d'une seule impulsion,
2. Modulation MLI de multiples impulsions,

3. Modulation MLI sinusoïdale,

4. Modulation MLI recalculés

### II.2.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude  $A_r$  et de fréquence  $f_r$ , avec un signal appelé porteuse d'amplitude  $A_p$  et de fréquence  $f_p$  très élevée. (Figure II.7)

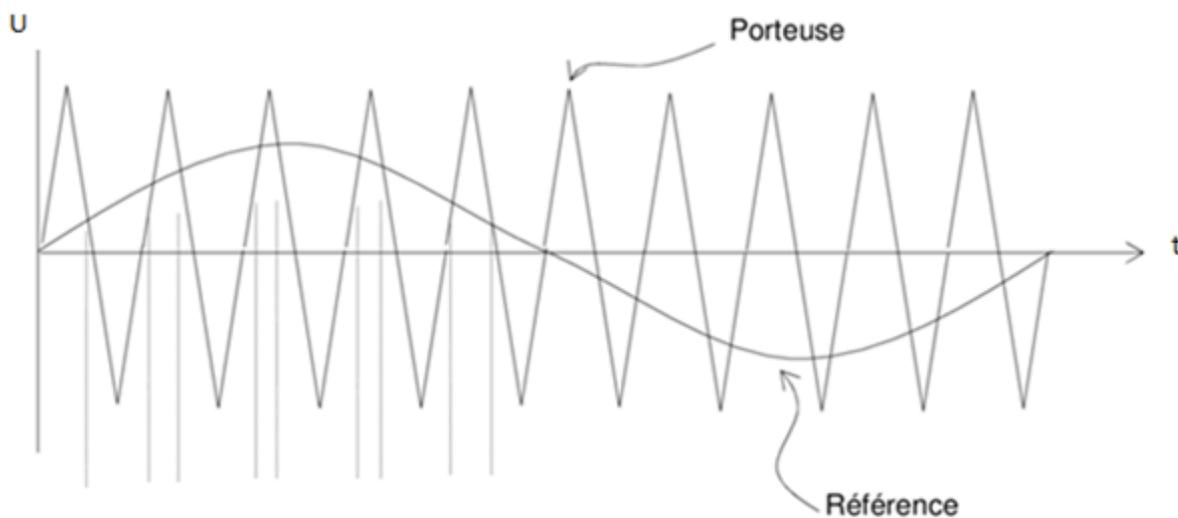


Figure II.7. Principe de la modulation

### II.2.2. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de modulation :  $f_r$
- L'indice de modulation :  $m = f_p / f_r$  ou  $f_p$  est la fréquence de la porteuse.
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  :

$$r = A_r / A_p$$

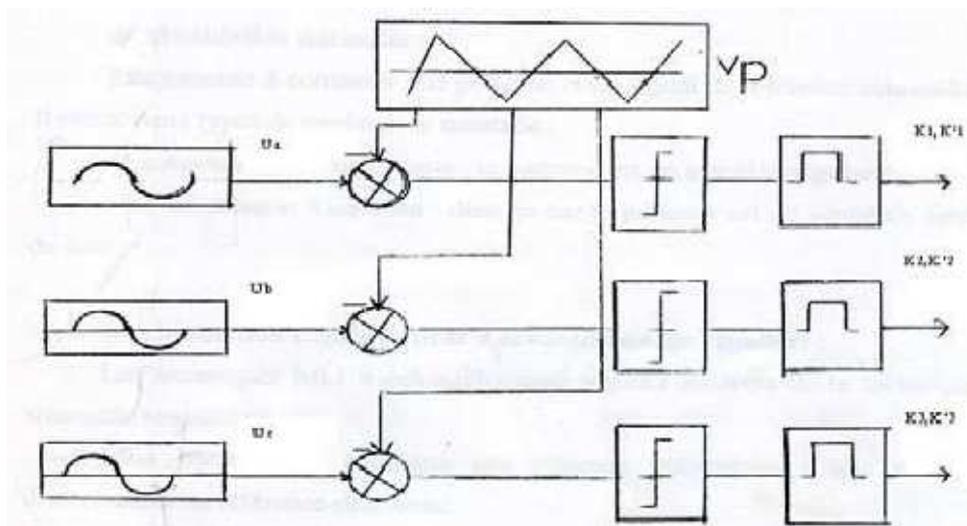
Avec :

$A_r$  : Amplitude de la référence.

$A_p$  : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus «  $m$  » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de  $r$  la plus élevée possible.

- La modulation est dite synchrone si «  $m$  » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie «  $U'$  » qui se reproduit identiquement à elle-même tout les  $T = 1/f$ .
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation  $fp$  donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.
- Pour le choix de «  $m$  », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.
- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donné par la Figure (II.8).



**Figure II.8. Schéma synoptique de la commande en MLI (triphasé)**

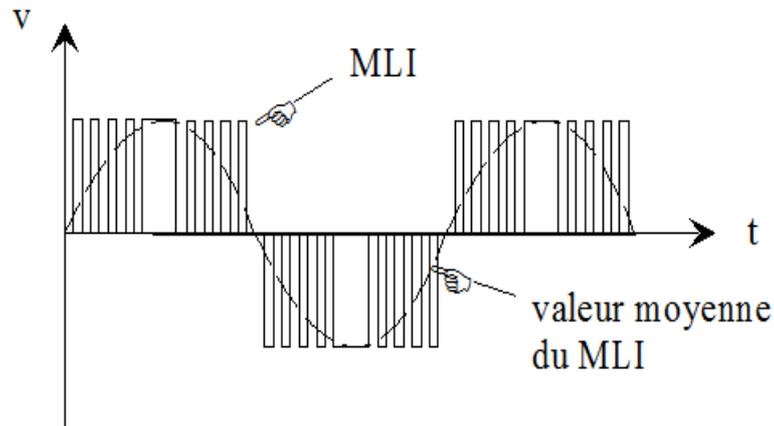
Un générateur d'onde délivre l'onde triangulaire aux trois phases (porteuse commune), par contre la référence est propre à chaque phase, les trois références étant déphasées de  $120^\circ$ .

Dans ce chapitre, nous allons brièvement réviser la troisième technique qu'est la modulation MLI sinusoïdale.

### II.2.2.1. Modulation MLI sinusoïdale

Dans cette technique le signal de référence est un signal sinusoïdal. Ce changement donne comme résultat des impulsions de différentes largeurs, proportionnelles à l'amplitude de l'onde de référence. Les signaux de commande des interrupteurs sont toujours générés par

l'intersection d'un signal porteuse triangulaire de fréquence  $f_p$  avec un signal sinusoïdal de référence de fréquence  $f_r$ , la figure (II.9) montre la tension de sortie.



**Figure II.9. Modulation MLI sinusoïdale**

La commande MLI permet d'obtenir une valeur moyenne de la tension  $v$  sinusoïdale ce qui permet une rotation régulière et sans à coups, y compris aux très basses vitesses, grâce à une forme de courant proche de la sinusoïde.

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Les tensions de référence qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré sont données par les équations suivantes :

$$V_{réf\ 1} = V m \sin(\omega t)$$

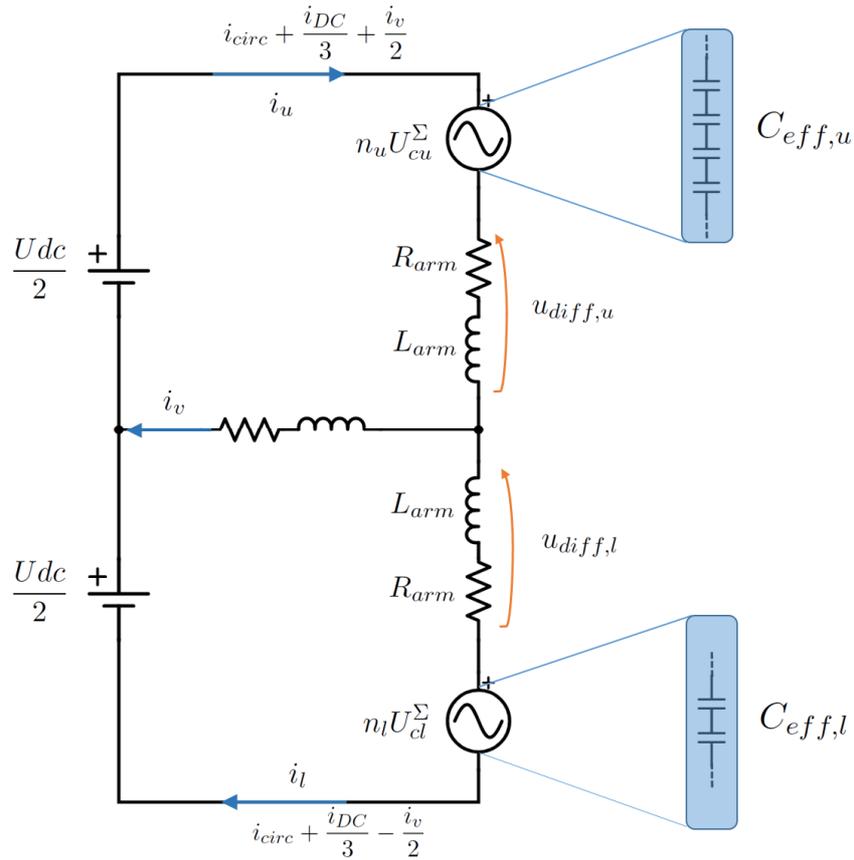
$$V_{réf\ 2} = V m \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$V_{réf\ 3} = V m \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

### II.3. Simulation d'un modèle moyen de type MMC

#### II.3.1. Modélisation de la dynamique

En première approche nous modéliserons la dynamique monophasée du convertisseur. Il est ensuite très simple d'adapter cette dernière sur les trois phases.



**Figure II.10. Modèle équivalent d'un MMC monophasé [13]**

En définissant les index d'insertions  $N_u(t)$  et  $N_l(t)$  symbolisant le nombre de sous-modules introduits dans le bras supérieur et inférieur respectivement. Lorsqu'aucun sous-module n'est inséré, l'index d'insertion vaut 0 tandis que si tous les sous-modules sont insérés l'index d'insertion vaut 1. Grâce à cette définition, nous pouvons obtenir la tension aux bornes de tous les sous-modules introduits :

$$V_x(t) = N_x(t)U_{cx}^\Sigma \tag{II.8}$$

Avec  $x$  et  $U_{cx}^\Sigma$ , désignant le demi-bras inférieur (l) ou supérieur (u) ainsi que la somme des tensions de toutes les capacités des sous-modules (insérées ou pas) d'un demi-bras respectivement.

$$U_{dc} = N_u U_{cu}^\Sigma + N_l U_{cl}^\Sigma \tag{II.9}$$

Et donc,

$$N_u + N_l = 1 \tag{II.10}$$

Définissons maintenant les différents courants de la figure (II.10) :

$$\begin{aligned}
i_u &= i_{diff} + \frac{i_v}{2} = i_{circ} + \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_v}{2} \\
i_l &= i_{diff} - \frac{i_v}{2} = i_{circ} + \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_v}{2}
\end{aligned} \tag{II.11}$$

$i_v$  étant le courant alternatif en sortie du convertisseur et  $i_{diff}$  le courant interne de phase.

Nous pouvons réécrire les équations précédentes :

$$\begin{aligned}
i_v &= i_u - i_l \\
i_{diff} &= \frac{i_u + i_l}{2} = i_{circ} + \frac{i_{dc}}{3}
\end{aligned} \tag{II.12}$$

En se basant à nouveau sur la figure (II.10) :

$$\begin{aligned}
u_v &= \frac{U_{dc}}{2} - R_{arm} i_u - L_{arm} \frac{di_u}{dt} - N_u U_{cu}^\Sigma \\
u_v &= -\frac{U_{dc}}{2} + R_{arm} i_l + L_{arm} \frac{di_l}{dt} + N_l U_{cl}^\Sigma \\
u_v &= -R_{arm} i_v - L_{arm} \dot{i}_v - n_u U_{cu}^\Sigma + N_l U_{cl}^\Sigma
\end{aligned} \tag{II.13}$$

En définissant  $C_{eff,x}$ , la capacité effective d'un demi-bras par la somme des capacités mises en série,  $n$  étant le nombre total de capacités d'un demi-bras :

$$C_{eff,x} = \frac{C_{sm}}{n} \tag{II.14}$$

En appliquant l'hypothèse du nombre infini de capacités, nous réécrivons :

$$C_{eff,x} = \frac{C_{sm}}{n N_x(t)} \tag{II.15}$$

La dynamique d'une capacité s'exprimant sous forme différentielle, avec  $i_x$  le courant  $y$  circulant, nous avons :

$$\frac{dU_{cx}^\Sigma}{dt} = \frac{i_x}{C_{eff,x}} \tag{II.16}$$

Toutes ces relations nous donnent le système d'équations différentielles qui régit la dynamique du convertisseur [13]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{cu}^\Sigma \\ U_{cl}^\Sigma \\ i_{diff} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_{eff,u}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{eff,l}} \\ -\frac{N_u}{2L_{arm}} & -\frac{N_l}{2L_{arm}} & -\frac{R_{arm}}{2L_{arm}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{cu}^\Sigma \\ U_{cl}^\Sigma \\ i_{diff} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{i_v}{2C_{eff,u}} \\ \frac{i_v}{2C_{eff,l}} \\ \frac{U_{dc}}{2L_{arm}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

### II.3.1.1. Simulation de la dynamique monophasée

Notre simulation est faite sur Matlab-Simpower.

Les paramètres de ce convertisseur sont donnés sur le tableau II.1. Le modèle monophasé présenté en figure (II.10) utilisera des sources commandées. Il permettra de s'assurer du bon fonctionnement théorique d'un bras.

Toujours en négligeant les résistances du bras et en supposant  $V_v = Z_{load} i_v$  la tension sur la charge, on peut écrire :

$$\begin{aligned} L_{arm} \frac{di_u}{dt} &= \frac{U_{dc}}{2} - N_u U_{cu}^\Sigma - V_v \\ L_{arm} \frac{di_l}{dt} &= \frac{U_{dc}}{2} - N_l U_{cl}^\Sigma + V_v \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

En connaissant à tout moment la tension et le courant à appliquer à la charge (en fonction de son déphasage et de l'amplitude de la charge), nous pouvons appliquer une règle de contrôle des sources de tensions commandées :

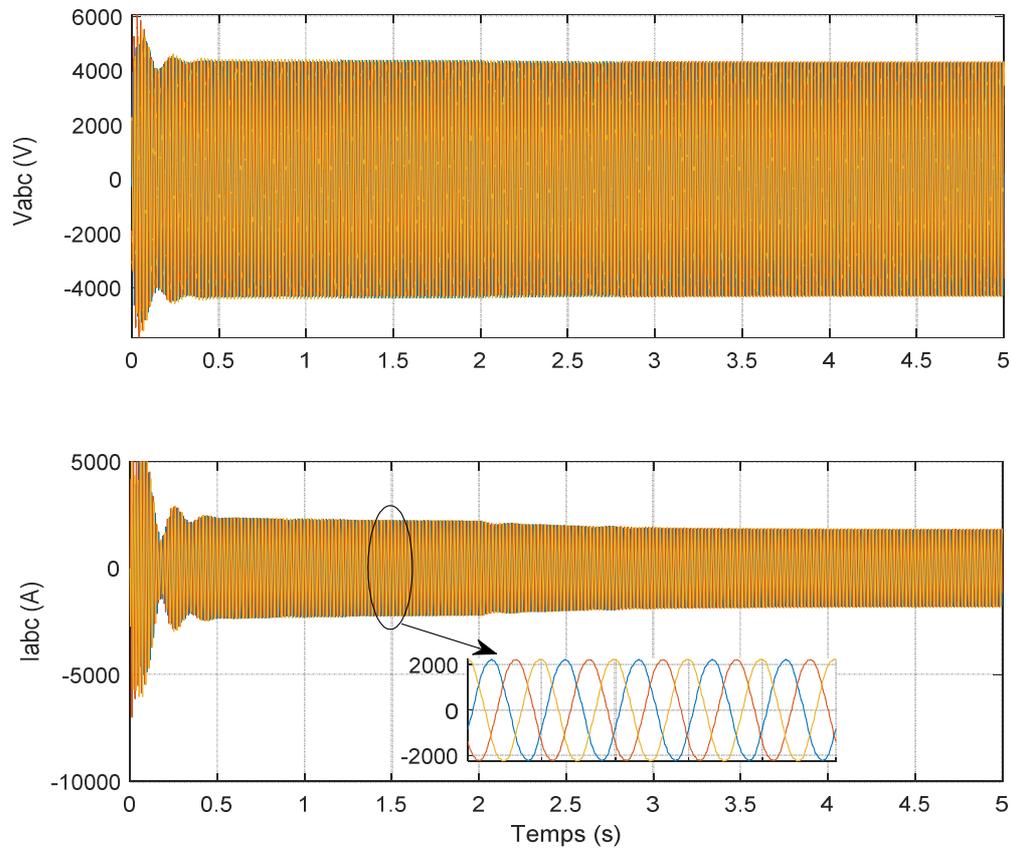
$$\begin{aligned} N_u U_{cu}^\Sigma &= \frac{U_{dc}}{2} - L_{arm} \cdot \frac{i_u^i - i_u^{i-1}}{\Delta t} - V_v \\ N_l U_{cl}^\Sigma &= \frac{U_{dc}}{2} - L_{arm} \cdot \frac{i_l^i - i_l^{i-1}}{\Delta t} + V_v \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

$\Delta t$  représentant le pas de temps. Toutefois il est aussi possible de négliger  $L$  sans impacter de façon majeure le convertisseur.

**Table II.2. Paramètres utilisés par la simulation MMC monophasé**

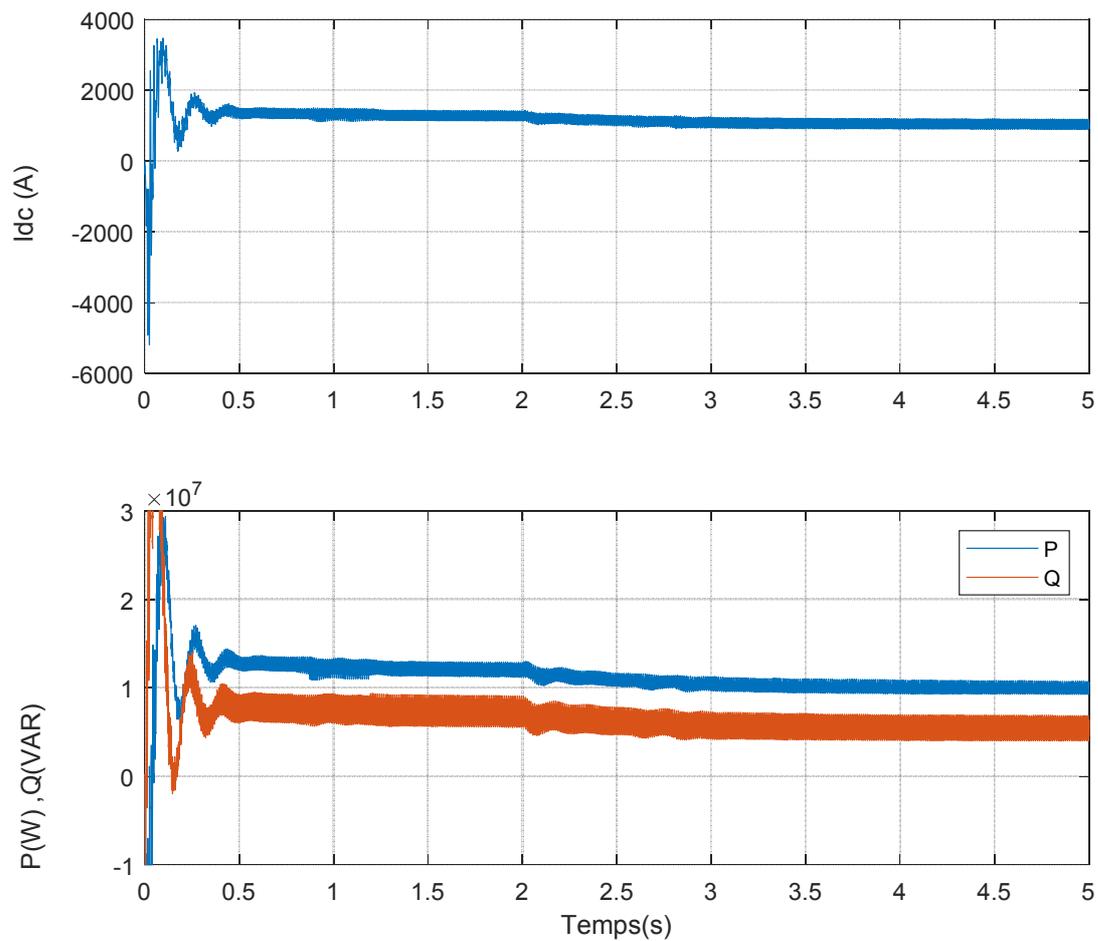
$V_{dc} = 10 \text{ Kv}$
$L = 0.25 \text{ mH}$
$CAP_{int} = 6 \text{ mF}$
$R_{charge} = 4 \Omega$
$L_{charge} = 1 \text{ mH}$
$\Delta t = 5 \mu\text{s}$
$f = 50 \text{ Hz}$

## II.4. Résultats de simulation



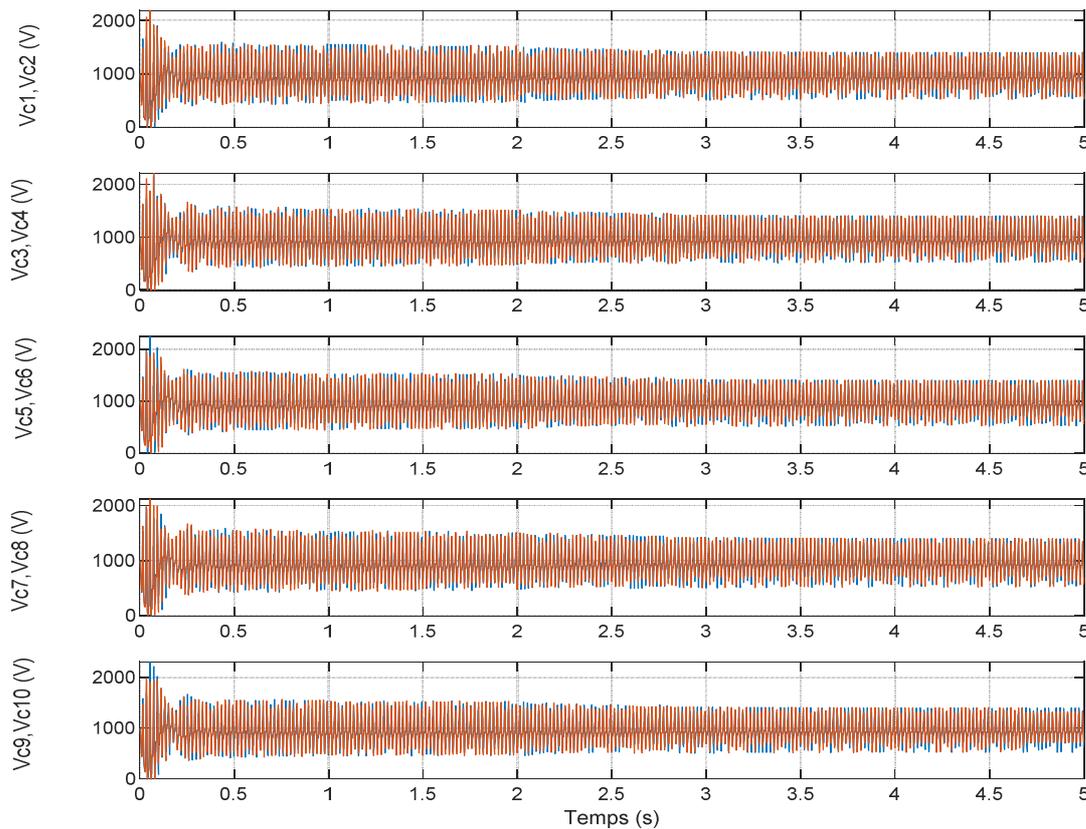
**Figure II.11. Allure de la tension et du courant de sortie respectivement  $V_{abc}$  et  $I_{abc}$**

Les signaux montrent clairement que les tensions et les courants de sortie sont quasi-Sinusoïdaux.



**Figure II.12. Allure de courant du bus continu  $I_{dc}$  et des puissances active  $P$  et réactive  $Q$**

Il est clair d'après les résultats de simulation présentés sur la figure (II.12) que le courant du bus continu suit sa valeur de référence avec de petites fluctuations dans les moments des variations des puissances.



**Figure II.13. Allure des tensions des condensateurs**

Nous disposons de dix condensateurs raccordés en série.

La tension de chaque sous module est réglée à 1000V. Nous avons utilisé deux stratégies de contrôle : une commande rapprochée qui consiste à contrôler les tensions du condensateur de chaque sous module et une commande éloignée qui concerne le contrôle des puissances active P et réactive Q.

### **Conclusion**

Ce chapitre a permis de faire un tour d'horizon sur les notions de base nécessaires pour la compréhension de la topologie MMC, son principe de fonctionnement ainsi que sa modélisation ; ce convertisseur modulaire multiniveaux est basé sur des cellules de demi-pont, il est simulé à l'aide de logiciel Matlab-Simpower en utilisant la stratégie PWM multi-porteuses.

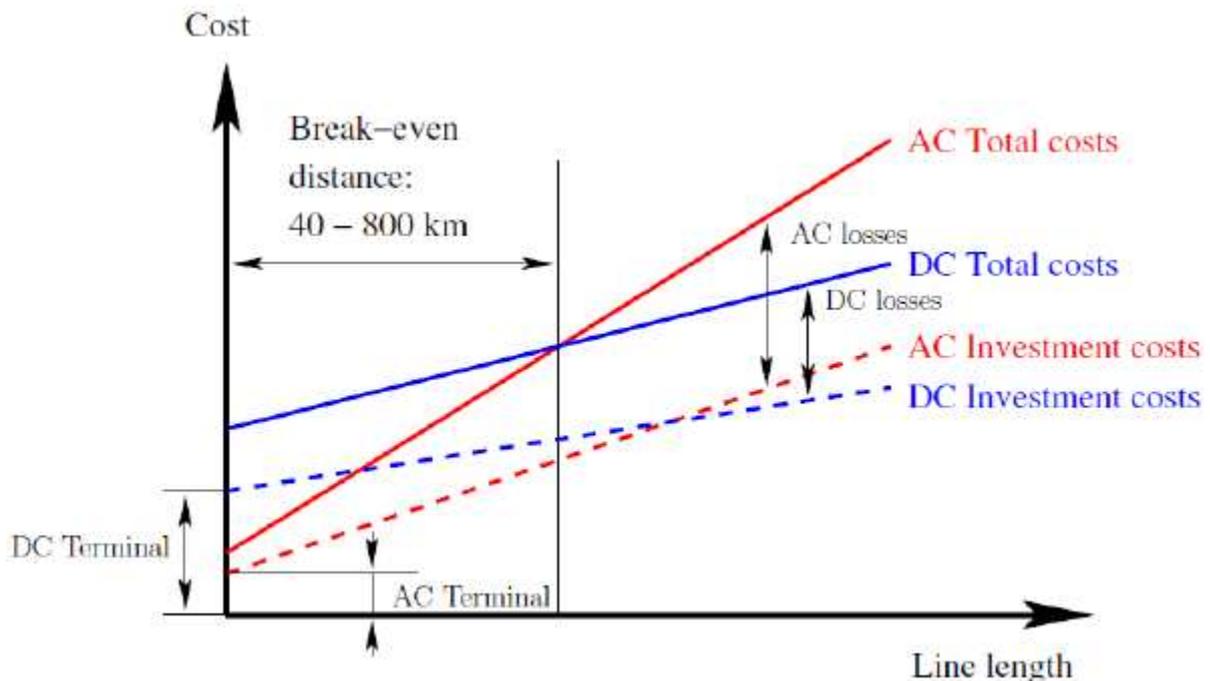
Comme cette topologie est la plus avantageuse en prédominant les prochaines installations de liaison HVDC dans le monde, nous aurons intérêt à présenter l'application de ces convertisseurs modulaires multiniveaux en HVDC dans le chapitre qui suit.

### Introduction

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 amenée 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. Dans ce but nous nous intéressons dans ce chapitre à l'application des convertisseurs MMC et on prendra comme exemple l'HVDC.

### III.1. Différents critères justifiant l'utilisation des transmissions HVDC

**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 (III.1), à partir d'une certaine distance de liaison, il est financièrement intéressant de transporter l'énergie en courant continu.



**Figure III.1. Comparaison des pertes dans une liaison HVAC ou HVDC [12]**

Pour estimer le coût total d'une installation, il faut prendre en compte plusieurs aspects. En considérant des liaisons HVDC et HVAC 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. Les stations HVDC sont plus complexes, elles contiennent, entre autres, un convertisseur et des filtres. 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. Les pertes sur la liaison AC sont aussi plus élevées à cause de l'effet de peau. 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. Notons aussi que les pertes par effet couronne pour les lignes aériennes et les pertes par hystérésis diélectrique pour les longs câbles sont également des désavantages majeurs en termes de pertes/km pour les liaisons AC.

**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. On estime que la limite de faisabilité pour une liaison HVAC câblée se situe entre 40 et 100 km, tandis qu'on parle de 600 km pour les HVDC. De plus, la résistivité de l'eau de mer étant très peu élevée, la mer peut elle-même assurer le rôle de lien de retour, ce qui diminue les frais de construction.

**Impact environnemental :** le choix d'une liaison HVDC peut aussi être motivé pour des raisons liées à l'environnement qu'il traverse. 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. 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.

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

**Liaisons de réseaux asynchrones :** Une connexion directe entre deux réseaux asynchrones n'est pas possible en courant alternatif. Les liaisons HVDC permettent, elles, de les lier. Ce lien peut être de type "back-to-back", ou via une liaison plus longue.

**Contrôlabilité et stabilité :** A chaque extrémité de la liaison se trouve une station de contrôle. Celle-ci sert à régler le transit de puissance active sur la liaison. Elle permet un

contrôle de puissance rapide et précis. Cette contrôlabilité permet également de résoudre des problèmes liés à la stabilité d'un réseau.

### III.2. Transport de l'énergie électrique via une liaison HVDC

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.

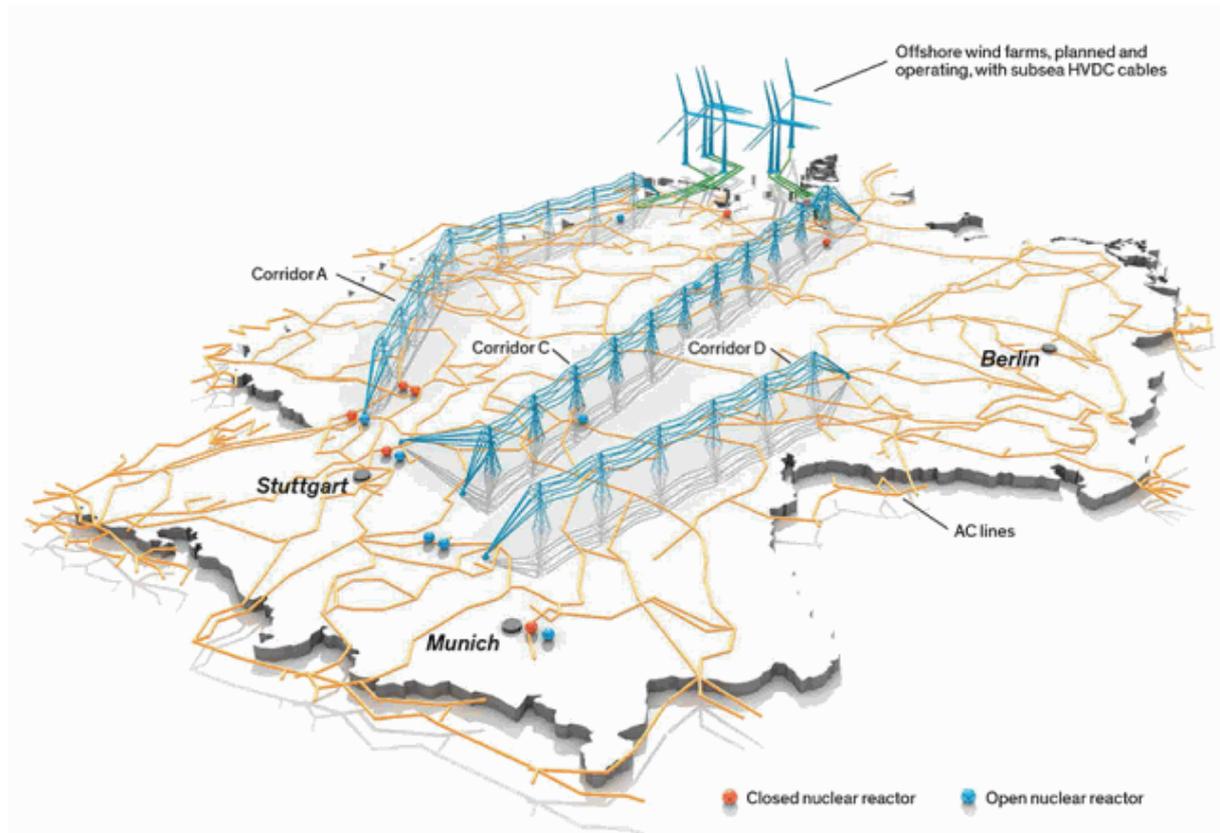
Dans une perspective de transition énergétique et donc d'utilisation de plus en plus importante des énergies renouvelables, les liaisons HVDC peuvent jouer un rôle majeur.

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 offshores, 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 III.2).

Ces corridors peuvent être vus comme la première étape vers un Super-Grid [12].



**Figure III.2. Les corridors HVDC [12]**

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-shore. L'autre projet, baptisé ALEGrO, relira la Belgique avec l'Allemagne [12].

**Le réseau électrique international de demain :** Selon plusieurs études ou projets ([12] et [13]), 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 Etats-Unis, le surplus de production des panneaux solaires pourrait être transmis en Europe. A 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 [12].



**Figure III.3. Projet Desertec [12]**



**Figure III.4. Le Global Grid [12]**

### III.3. Technologie des convertisseurs HVDC

En général, les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission HVDC peuvent être classés en tant que convertisseurs à base de thyristors (LCC ou CSC) ou des convertisseurs de tension (VSC) à base de transistors bipolaires (IGBT).

#### III.3.1. HVDC à base de LCC

Ces systèmes utilisent des convertisseurs de puissance à base de thyristors. Ils sont choisis parce qu'ils sont capables d'atteindre plusieurs milliers de MW, dont chaque thyristor peut supporter des dizaines de kilovolts et de véhiculer plusieurs kilo-ampères. Le composant principal utilisé pour la conversion HVDC classique est le pont de *Grainet* triphasé à six impulsions. Deux convertisseurs à six impulsions peuvent être connectés en série pour former un pont à douze impulsions. Les principales limitations de ce système proviennent du fait que les thyristors nécessitent une source de tension alternative. En effet, les convertisseurs à thyristors n'ont pas de capacité de blocage et le courant alternatif passant par un thyristor doit naturellement traverser un zéro avant qu'un autre thyristor ne prenne en charge la conduction. En outre, le convertisseur LCC-HVDC produit des harmoniques du côté AC et ceux-ci doivent être empêchés d'être injectés dans les réseaux AC ce qui nécessite l'utilisation de filtres AC de taille importante. L'absence de possibilité de choisir l'instant de blocage implique que les convertisseurs de ce type sont toujours consommateurs de puissance réactive dans tous les modes de fonctionnement. Cette puissance réactive est fournie par les dispositifs de compensation de puissance réactive, par exemple, banc de condensateurs et en partie par les filtres AC.

#### III.3.2. HVDC à base de VSC

Avec la venue des nouvelles technologies des interrupteurs de types IGBT, plusieurs possibilités sont offertes pour la transmission efficace dans les systèmes HVDC. Ce progrès donne beaucoup d'avantages et de possibilités pour l'industrie de l'énergie en utilisant des convertisseurs de tension. Ceci donne naissance au système VSC-HVDC, qui est capable de surmonter les inconvénients de la solution LCC-HVDC.

Séparer la tension continue en plusieurs niveaux de tensions est une façon de réduire les harmoniques sans augmenter les pertes de commutation. Une séparation en 3 niveaux est appelée NPC (Neutral Point Clamped), constituée de deux diodes insérées dans chaque phase,

ce qui permet de diviser la tension en deux. Il convient que Cette topologie multi-niveaux permet de réduire les pertes globales (puisque les crêtes des tensions de commutation sont diminuées) et les harmoniques. Toutefois, en raison de la complexité du processus de commutation, l'équilibrage des tensions des condensateurs et des limites pratiques, les installations de système HVDC basées sur la topologie NPC ont été limitées à trois niveaux. Et Afin de surmonter ces limites, la topologie MMC a été mise en œuvre. Les avantages principaux de cette topologie sont :

- Une fréquence de commutation et des crêtes de tension de commutation plus petites, ce qui entraîne la réduction des pertes globales.
  - Les exigences en matière de filtre sont éliminées par l'utilisation d'un nombre important de niveaux;
  - Une structure modulaire qui permet, d'une part, d'atteindre des tensions plus élevées et, d'autre part, d'améliorer la fiabilité en augmentant le nombre de sous-modules par demi-bras.
- La première installation mise en service utilisant cette topologie: le projet Trans Bay Cable avec une capacité de 400 MW/  $\pm 200$  kV. Toutefois, plusieurs dizaines de projets, utilisant cette topologie, sont en construction dans le monde.

### III.4. Description générale du système étudié

Le système étudié est présenté dans la figure (III.5). Ce système est composé de trois parties clairement définies : deux réseaux AC, deux stations MMC reliées entre elles par deux liaisons HVDC.

Chaque station de conversion est constituée d'un MMC de 11 niveaux (10 SMs / demi-bras)

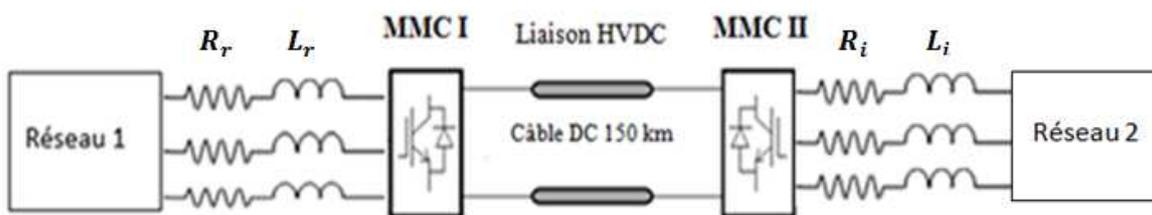


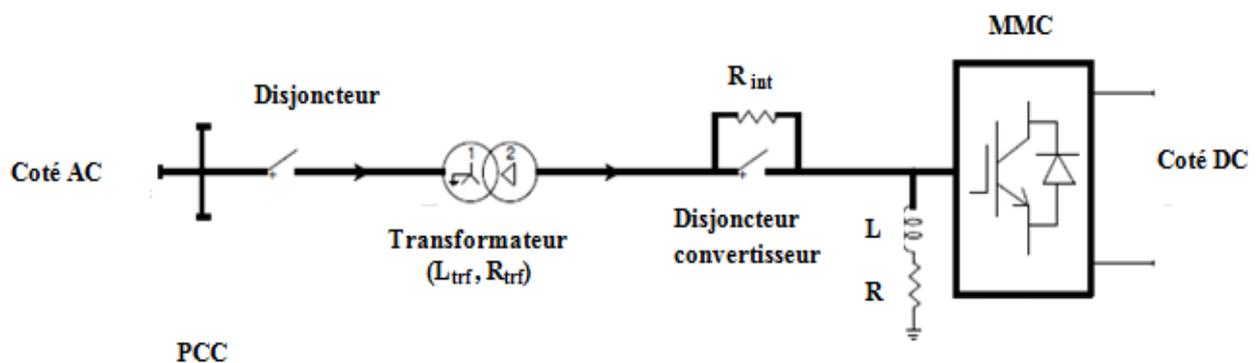
Figure III.5. Liaison HVDC-MMC [14]

#### III.4.1. Configuration typique d'une station MMC

La configuration typique d'une station MMC est présentée à la Figure (III.6). Elle est composée de :

- Disjoncteur AC (AC breaker) qui permet le raccordement et le déclenchement de la station avec le réseau alternatif.

- Transformateur ayant un enroulement YD pour garantir une isolation galvanique entre le réseau et la station de conversion.
- Disjoncteur en parallèle avec une résistante de quelques  $k\Omega$  placés entre le coté secondaire du transformateur et le convertisseur. La résistance est utilisée lors du démarrage de la station, afin d'éviter des appels de courant très élevés lors du chargement des condensateurs du MMC. Quand la station est en opération normale, cette résistance est court-circuitée par le disjoncteur « converter breaker ».
- Une inductance (quelques kH) et une résistance (quelques  $k\Omega$ ) en étoile est connectée à la terre (Star point reactor) afin d'obtenir une référence à la terre du coté secondaire du transformateur.
- Convertisseur MMC dont la structure interne dépend de chaque constructeur.



**Figure III.6. Configuration d'une station MMC typique [14]**

Contrairement au convertisseur VSC classique, on constate l'absence de filtres harmoniques des côtés AC et DC.

### III.5. Commande d'un système VSC-HVDC

Dans le cas des systèmes de transmission HVDC à base de VSC, le transfert de puissance est contrôlé de manière à assurer l'équilibre des puissances, c'est-à-dire que la puissance injectée dans le réseau doit être la même que la puissance générée. Si la transmission de puissance est considérée entre deux réseaux AC, le flux de puissance peut être bidirectionnel. Dans notre cas, le système de contrôle du VSC-HVDC est réalisé en utilisant une boucle de régulation interne rapide contrôlant les courants. Le contrôle des courants à travers le filtre de couplage  $L_k(k=r, i)$  est réalisé en appliquant des tensions appropriées au convertisseur de puissance. A partir des équations du modèle mathématique, il est clair qu'il existe un couplage entre les composantes  $dq$  du courant. Le contrôle des courants  $i_{kd}$  et  $i_{kq}$ , par la méthode découplée ou les composantes  $dq$  est commandée indépendamment. Cette approche est basée sur des régulateurs cascades, les contrôleurs externes comprennent le contrôleur de la tension

continue, le contrôleur de la tension alternative, le contrôleur de la puissance active, le contrôleur de la puissance réactive et le contrôleur de la fréquence. Ainsi, la référence du courant actif peut être obtenue à partir du contrôleur de la tension continue, du contrôleur de la puissance active ou du contrôleur de la fréquence. D'autre part, la référence du courant réactif peut être dérivée du régulateur de la puissance réactive ou du régulateur de la tension alternative [15]. Les contrôleurs internes s'occupent de la régulation des courants direct et en quadrature.

### III.5.1. Contrôle de la station MMCI

La figure (III.9) montre la configuration globale de la commande de la station MMCI pour un système de transmission MMCI-HVDC. Cette technique de commande utilise deux régulateurs PI pour contrôler les courants directs et en quadratures. Les sorties de ces régulateurs sont introduits, après une transformation de coordonnées, dans un bloc de modulation.

**Contrôle externe :** Contrôle direct : Le contrôle direct, plus complexe en terme de calcul numérique (et donc plus lent que son homologue PI), est implémenté en résolvant le système d'équations sur  $i_q$  et  $i_d$  [13].

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \\ Q &= \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \end{aligned} \tag{III.1}$$

Son implémentation est donnée en Figure (III.7).

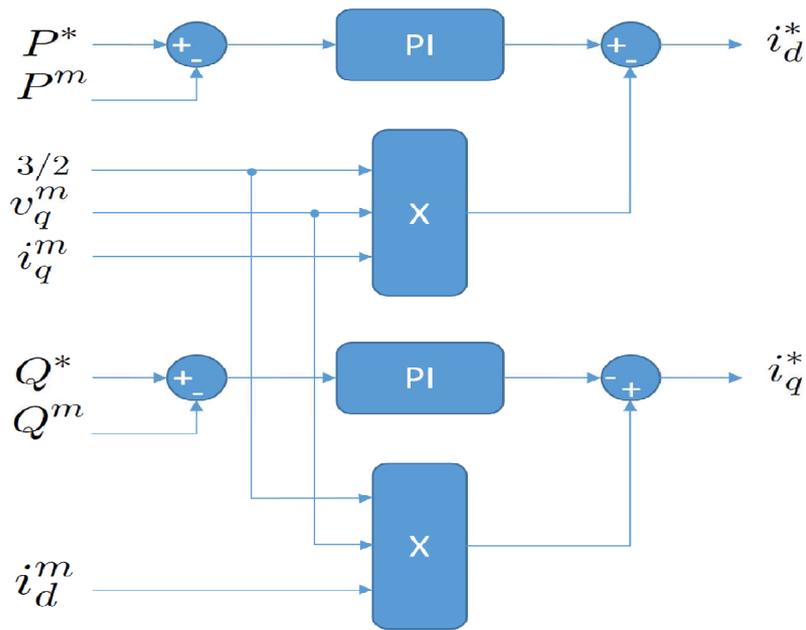


Figure III.7. Implémentation du contrôleur externe PI [13].

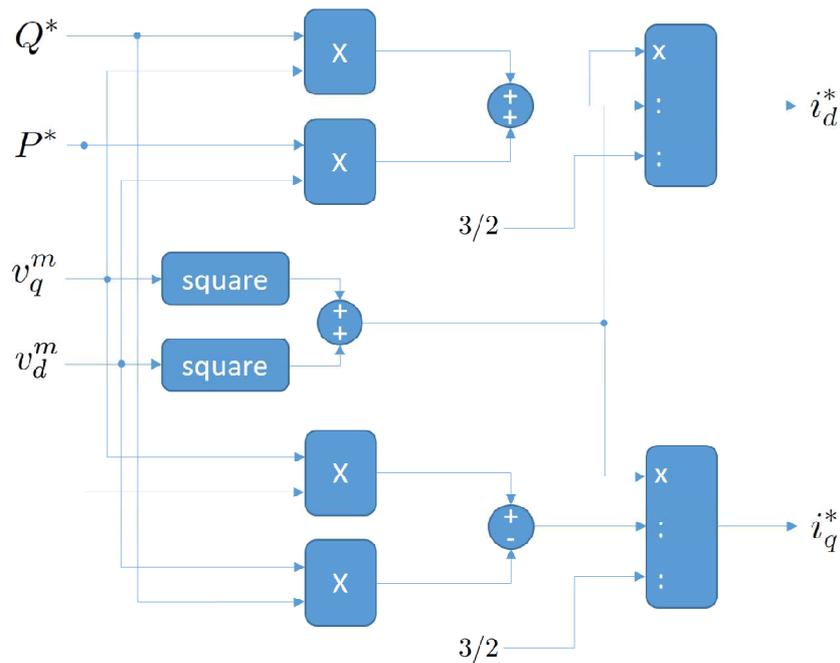


Figure III.8. Implémentation du contrôleur externe direct [13].

**Contrôle interne :** Un premier contrôleur PI est utilisé pour suivre les consignes  $i_{dq}$ . Après celui-ci, chaque bras a ses propres contrôleurs. On peut employer plusieurs stratégies différentes.

**III.5.1.1. Synthèse des régulateurs internes des courants**

La boucle de contrôle interne contrôle chaque courant à la valeur de référence reçue du contrôleur externe. Dans le but de contrôler les courants  $i_{rdq}$  indépendamment l'un de l'autre, un terme de découplage, tel que représenté sur la figure (III.10), est introduit [15].

Deux contrôleurs PI contrôlent les courants à leurs valeurs de référence et calculent les tensions internes  $u_{rdq}$  données par [15] :

$$\begin{aligned}
 u_{rdref} &= v_{rd} - v_{trdref} + \omega_r L_r i_{rq} = (L_r s + R_r) i_{rd} \\
 u_{rqref} &= v_{rq} - v_{trqref} + \omega_r L_r i_{rd} = (L_r s + R_r) i_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{III.2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

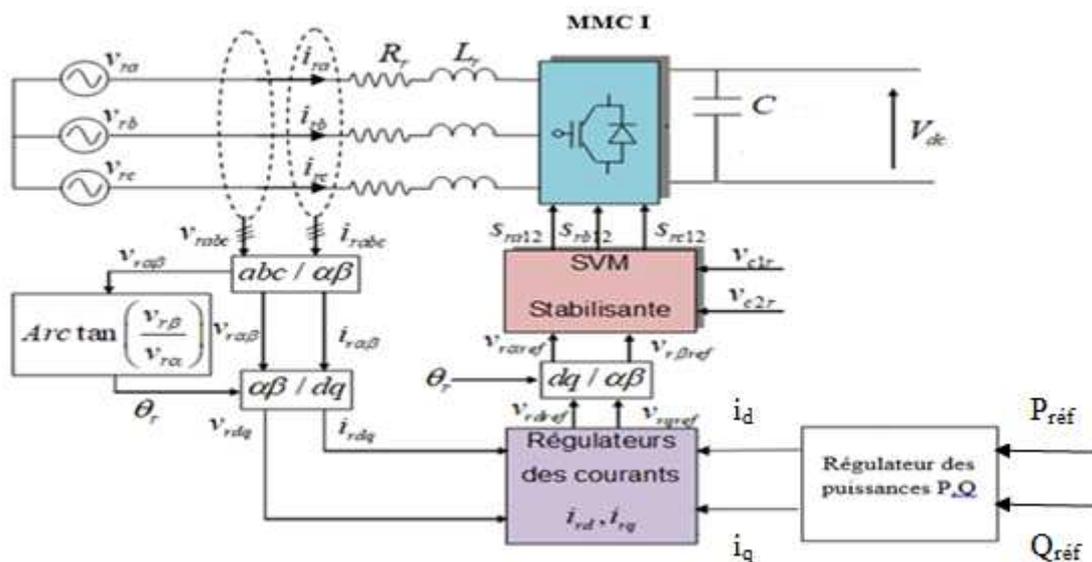
$$H(s) = \frac{(k_{pr} s + k_{ir}) / L_r}{s^2 + \frac{(k_{pr} + R_r)}{L_r} s + \frac{k_{ir}}{L_r}}
 \tag{III.3}$$

Par analogie avec la fonction de transfert d'un système désiré de deuxième ordre on trouve :

$$\begin{aligned}
 k_{pr} &= 2 L_r \xi_r \omega_{nr} - R_r \\
 k_{ir} &= L_r \omega_r^2
 \end{aligned}
 \tag{III.4}$$

Où  $\xi_r$  : Coefficient d'amortissement;

$\omega_{nr}$  : Pulsation propre des oscillations non amorties du système.



**Figure III.9. Principe de la commande de la station MMCI d'un système MMC-HVDC [15]**

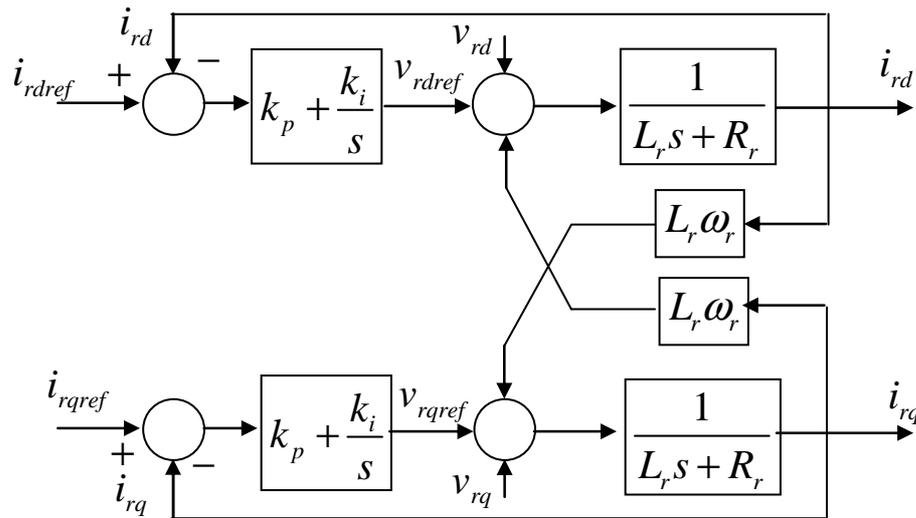


Figure III.10. Régulateurs des courants direct et en quadrature du redresseur[15]

Si les deux composantes  $u_{rdref}$  et  $u_{rqref}$  sont les sorties des deux régulateurs PI, les commandes  $v_{trdref}$  et  $v_{trqref}$  sont déterminées par l'équation (III.4) suivante [15] :

$$\begin{aligned} v_{trdref} &= v_{rd} - u_{rdref} - \omega_r L_r i_{rq} \\ v_{trqref} &= v_{rq} - u_{rqref} + \omega_r L_r i_{rd} \end{aligned} \tag{III. 5}$$

### III.5.2. Contrôle de la station MMC II

La figure (III.11) montre la configuration globale de la commande de la station MMCII d'un système VSC-HVDC.

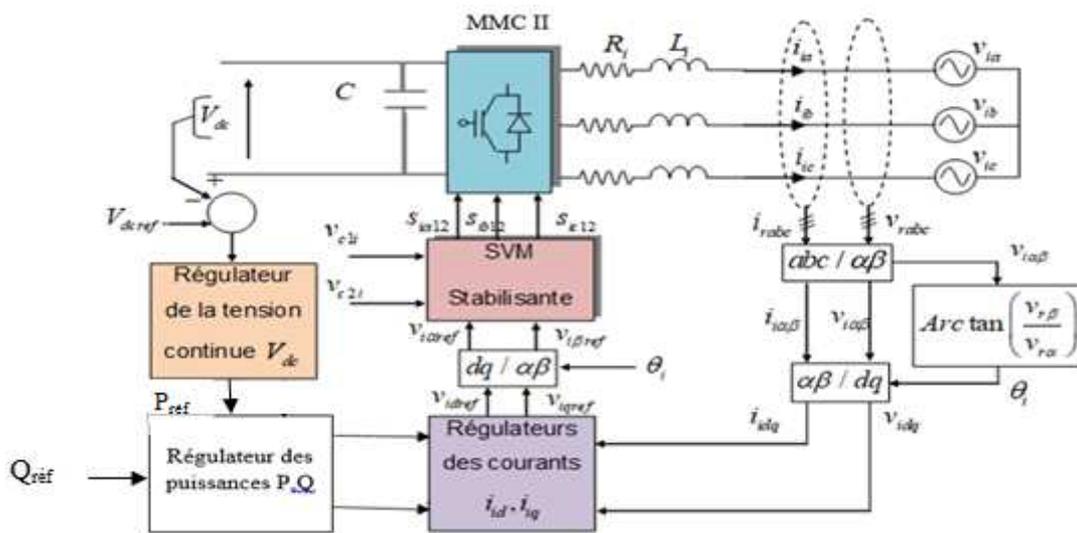


Figure III.11: Principe de la commande de la station MMCII d'un système VSC-HVDC [15]

**III.5.2.1.Régulation de la tension continue**

Le régulateur de la tension continue est nécessaire pour contrôler la tension du bus DC assurant l'équilibre des puissances entre les parties AC et DC de l'onduleur. Le contrôleur de la tension continue fournit la puissance qui doit être injectée dans le réseau. Cette dernière sera utilisée pour calculer la référence  $i_{idref}$  nécessaire pour la boucle de courant.

La puissance active du côté continu vérifie l'équation suivante :

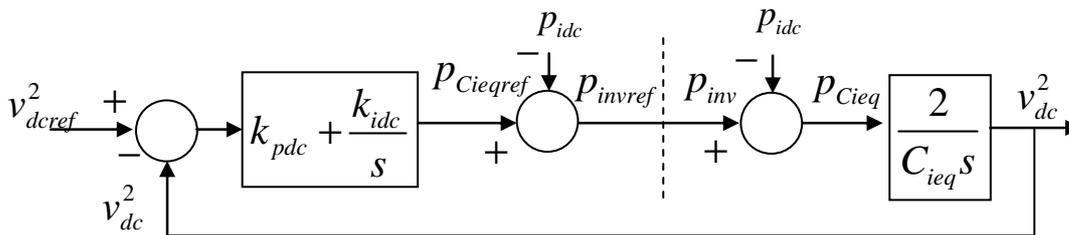
$$P_{inv} = P_{idc} - P_{ceq} \tag{III.6}$$

Où  $P_{idc}$  c'est la puissance de bus continu et  $P_{ceq}$  représente la puissance du condensateur équivalent.

En utilisant la transformée de Laplace, on déduit la fonction de transfert suivante :

$$V_{dc}^2 = \frac{2}{C_{eq}} (P_{idc}(s) - P_{inv}(s)) \tag{III.7}$$

Le schéma de la figure (III.12) représente le schéma bloc de la régulation de la tension continue.



**Figure III.12. Régulation de la tension continue avec un correcteur PI [15]**

La fonction de transfert du système en boucle fermée de la figure (III.12) est donnée par :

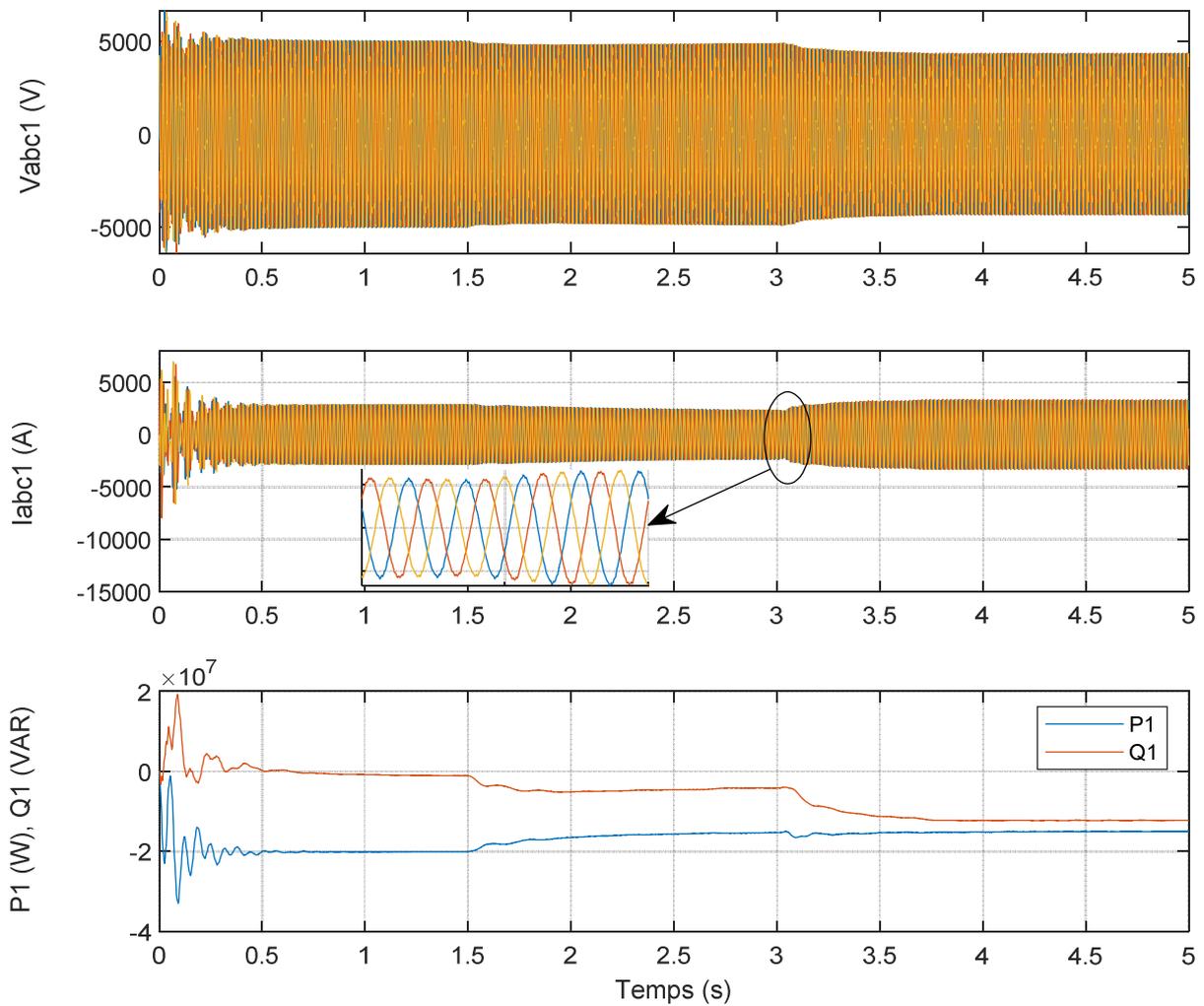
$$H_{dc}(s) = \frac{2(k_{pdc}s + k_{idc}) / C_{eq}}{s^2 + \frac{2k_{pdc}}{C_{eq}}s + \frac{2k_{idc}}{C_{eq}}} \tag{III.8}$$

Par analogie avec la fonction de transfert d'un système désiré de deuxième ordre on trouve :

$$\begin{aligned} k_{pdc} &= C_{eq} \xi_{dc} \omega_{ndc} \\ k_{idc} &= C_{eq} \omega_{ndc}^2 \end{aligned} \tag{III.9}$$

Où  $\xi_{dc}$  : coefficient d'amortissement et  $\omega_{ndc}$  la pulsation du système.

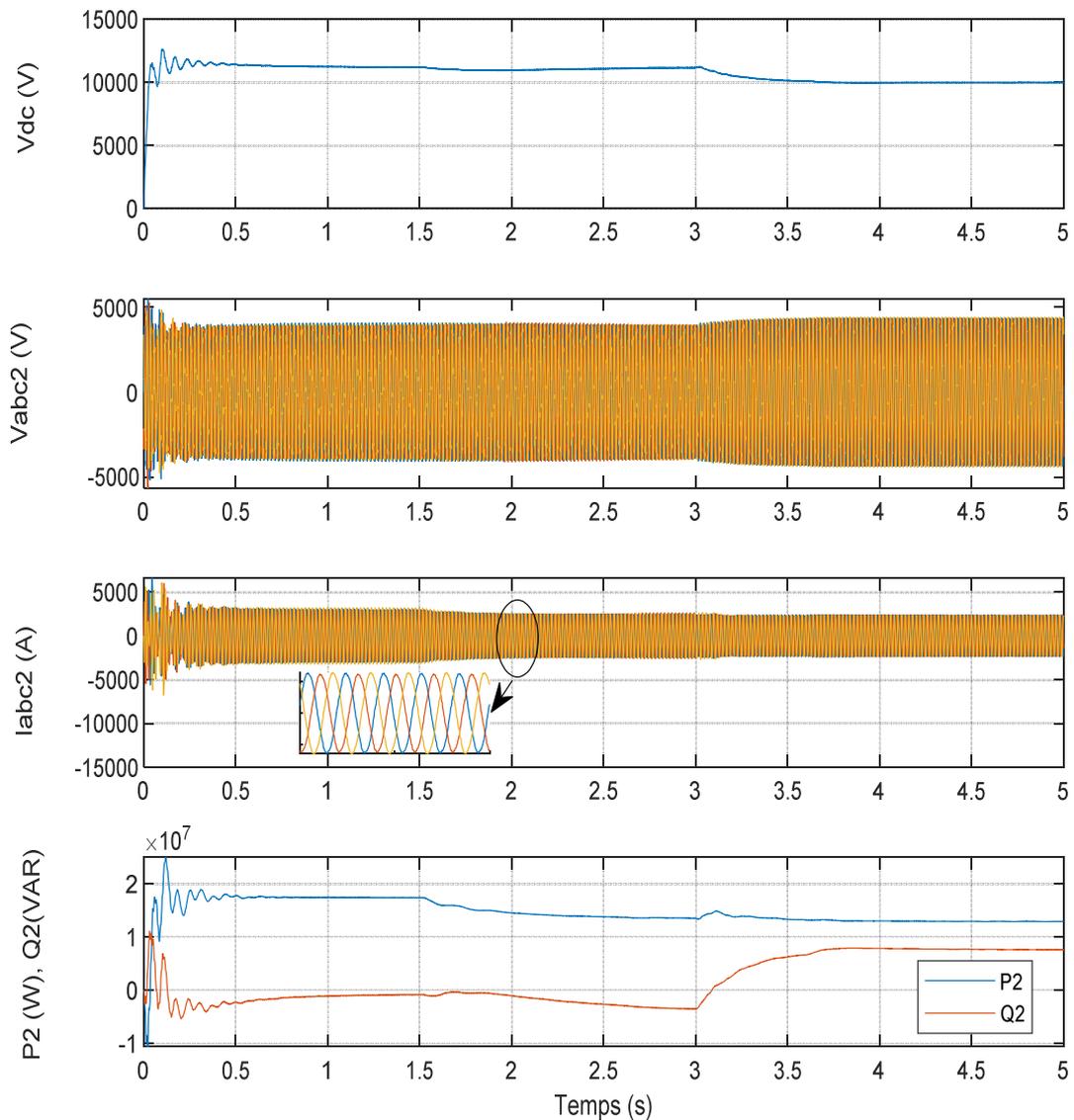
III.6. Résultats de simulation



**Figure III.13. Réponse de : a) La tension du MMCI, b) Le courant du MMCI, c) Les puissances actives et réactives du MMCI**

A  $t = 1,5$  s on remarque une chute de tension qu'est idem pour le courant.

A  $t = 1,5$  s on remarque une chute de puissance de 20MW à 15 MW.



**Figure III.14. Réponse de : a) La tension du bus continu, b) La tension du MMCII, c) Le courant du MMCII, d) Les puissances actives et réactives du MMCII**

Dans cette partie, l'étude du comportement des stations MMC liées entre elles par des liaisons HVDC ; il convient que le système est dans un mode de fonctionnement nominal opérant à 20 MW. La tension continue  $V$  est fixée à 11.2 kV. Les deux stations de conversion fonctionnent à facteur de puissance unitaire et que chaque station MMC est basée sur 10 sous modules (11 niveaux).

Les paramètres du système MMC-HVDC sont comme indiqués dans les tableaux III.1 et III.2

Station MMCI	Station MMCII
$V = 35KV$ $R_{arm} = 0,025 \Omega$ $L_{arm} = 0,25 mH$ $Fréquence = 50Hz$ $\Delta t = 5\mu s$	$V = 35KV$ $R_{arm} = 0,025 \Omega$ $L_{arm} = 0,25 mH$ $Fréquence = 50Hz$ $\Delta t = 5\mu s$

**Tableau III.1. Paramètres des deux stations MMC**

Caractéristique de la liaison HVDC
$Longueur\ du\ câble = 150\ Km$ $R_{ligne} = 0,7\ m\ \Omega / Km$ $L = 0,09\ mH / Km$ $Capacitance = 127\ Nano\ F / Km$ $Fréquence = 50Hz$

**Tableau III.2. Paramètres de transmission HVDC**

A partir des figures ci-dessus, nous pouvons remarquer que les puissances active et réactive du côté redresseur ainsi que celles du côté onduleur suivent leurs valeurs de référence. Les régulateurs forcent ces puissances de suivre les changements des puissances de référence avec des temps de réponse très courts.

Il est clair d'après les résultats de simulation présentés sur la figure (III.14) que la tension du bus continu suit sa valeur de référence avec de petites fluctuations dans les moments des variations des puissances. En effet, le courant de la ligne suit exactement les variations des consignes des puissances actives.

### Conclusion

Dans ce chapitre, une intégration de deux stations MMC au réseau électrique et qui sont connectés entre elles via une liaison de transmission HVDC a été présentée.

La transmission de l'énergie est réalisée par l'utilisation d'une station MMCI pour convertir la tension alternative fournie en courant continu, puis transmise via des liaisons HVDC. Cette puissance transmise est ensuite convertie par la station MMCII en courant alternatif pour alimenter le réseau II.

## Chapitre III Application des convertisseurs MMC.ExempleHVDC

---

Les commandes des deux stations ont été développées afin de contrôler les flux des puissances active et réactive, garantir la stabilité du bus continu et d'améliorer la qualité d'alimentation.

Les résultats de simulations obtenus par le contrôle appliqué à ce système, montrent clairement les performances satisfaisantes.

### Conclusion générale

Dans la première partie de ce travail, nous avons exploré les structures de conversion multiniveaux, nous avons expliqué les différentes topologies existantes des convertisseurs multiniveaux en nous focalisant sur la topologie des convertisseurs multiniveaux MMC ainsi que leurs différents avantages et inconvénients.

Par suite et dans la seconde partie de ce travail, nous avons modélisé et simulé un convertisseur modulaire multiniveaux dont le but d'avoir une tension multiniveaux et avec des propriétés intéressantes.

Enfin et afin de valider les éléments développés dans la deuxième partie. Nous avons étudié un système de transport de l'énergie électrique via une liaison HVDC-MMC, en illustrant les techniques de contrôle des deux stations MMCI et MMCII qui sont reliées entre elles via une liaison HVDC. Plusieurs simulations ont été réalisées.

Ces contrôles du MMC sont basés sur une boucle interne rapide de contrôle de courant, et une boucle externe, plus lente, de contrôle de tension ou de puissance.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à compléter le travail réalisé ou d'ouvrir de nouveaux axes de travail sont envisageables :

- Etude de nouvelles structures de commande en utilisant les principes des structures de bases des convertisseurs qui ont des priorités intéressantes sur les formes d'onde de sortie.
- Etude des MMC dans une autre application.
- Vérification expérimentale de l'analyse du comportement dynamique des MMC pour plus de niveaux.

### Références bibliographiques

- [1] : M. Eduard Hernando Solano Saenz « Etude des convertisseurs multicellulaires serieparallele et de leurs strategies de commande, approches linéaire et prédictive », thèse doctorat de l'université de Toulouse novembre 2014.
- [2] : Martin Cong Wu « Etude prospective de la topologie MMC et du packaging 3d pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension », thèse doctorat de l'université de Grenoble avril 2015.
- [3] : Martin Aimé « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires », thèse doctorat de l'université de Toulouse novembre 2003.
- [4] : Alexandre Leredde « Etude, commande et mise en oeuvre de nouvelles structures multiniveaux », thèse doctorat de l'université de Toulouse novembre 2011.
- [5]: Giacono Casadei « Modular Multi-Level Converter: Modeling, Simulation and Control in Steady State and Dynamic Conditions » Aalborg University, Denmark 2012.
- [6] : Panagiotis Asimakopoulos « Design and Control of Modular Multilevel Converter in an Active Front End Application » chalmers university of technology Göteborg, Sweden, 2013.
- [7]: Bezhouh Tinhinane «Etude et stratégie de commande des convertisseurs modulaires multiniveaux » Master.université de Bjaia, Algérie 2016.
- [8]: Elisabeth N.Abildgaard. Exploring the properties of a modular multilevel converter based HVDC link. PhD Thesis, 2012.
- [9]: Dominic Paradis. Real-time simulation of modular multilevel converters. PhD Thesis 2013.
- [10]: Quingrui Tu, Zheng Xu, Hongyang Huang and Jing Zhang. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC.2010. International conference.
- [11]:Artjoms Timofejevs Daniel Gamboa. Control of MMC in HVDC applications. PhD Thesis, 2013.
- [12]: Martin Funck , Joseph Vandendorpe. Liaison HVDC : structure, contrôle et modélisation. Technologies VSC et MMC. Master 2016 .Université Catholique de Louvain.
- [13]: Renaud Danniau. Les liaisons HVDC pour l'amélioration de la dynamique du système et la fourniture de services auxiliaires. Master 2017. Université Catholique de Louvain.
- [14]:Hani Aziz Saad. Modélisation et simulation d'une liaison HVDC de type VSC-MMC Thèse PhD. Mars 2015. Ecole polytechnique de Montréal.

## Références bibliographiques

---

[15]: *Berkani Abderrahmane*. Technique de commande intelligente d'un convertisseur statique triphasé multiniveaux pour l'intégration d'une ferme éolienne au réseau électrique. Doctorat es sciences. Université de Tiaret. Algérie. Juin 2020.