

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription : DGE/01/16

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT SCIENCES

Spécialité : Génie Electrique

Option : Génie Electrique

THEME

Modélisation et commandes d'un système HVDC à base de convertisseurs modulaires multiniveaux

Présenté par : Ali BOUZIDI

Soutenue le : 17/04/2025

Devant le jury composé de :

Dr. Ali DJERIOUI	Professeur à l'Université de M'sila	Président
Dr. Said BARKAT	Professeur à l'Université de M'sila	Directeur de thèse
Dr. Mohamed Lokmane BENDAAS	Professeur à l'Université de Batna 2	Co-directeur de thèse
Dr. Ali CHEBABHI	Professeur à l'Université de M'sila	Examineur
Dr. Kamel BARRA	Professeur à l'Université de Batna 2	Examineur
Dr. Ali AKKA	MCA à l'Ecole Normale Supérieure de Boussaâda	Examineur

Année universitaire : 2024/2025

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription : DGE/01/16

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT SCIENCES

Spécialité : Génie Electrique

Option : Génie Electrique

THEME

Modélisation et commandes d'un système HVDC à base de convertisseurs modulaires multiniveaux

Présenté par : Ali BOUZIDI

Soutenue le : 17/04/2025

Devant le jury composé de :

Dr. Ali DJERIOUI	Professeur à l'Université de M'sila	Président
Dr. Said BARKAT	Professeur à l'Université de M'sila	Directeur de thèse
Dr. Mohamed Lokmane BENDAAS	Professeur à l'Université de Batna 2	Co-directeur de thèse
Dr. Ali CHEBABHI	Professeur à l'Université de M'sila	Examineur
Dr. Kamel BARRA	Professeur à l'Université de Batna 2	Examineur
Dr. Ali AKKA	MCA à l'Ecole Normale Supérieure de Boussaâda	Examineur

Année universitaire : 2024/2025

Remerciements

Je remercie, en premier lieu, ALLAH qui m'a donné ce bien là pour que je vive ce jour, ALLAH qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse terminer ce travail.

Je tiens tout particulièrement à exprimer mes sincères remerciements à mon encadreur, le Professeur BARKAT Saïd, pour m'avoir encadré pendant la réalisation de ce travail et surtout les conseils avisés qu'il m'a prodigué, témoignant de ses qualités scientifiques et humaines.

Aussi, je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur BENDJAS Mohamed Lokmane pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la préparation de ce travail.

Je tiens à remercier grandement Monsieur DJERJOUI Ali, Professeur à l'Université de M'sila de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance.

Que Monsieur CHEBABHI Ali, Professeur à l'Université de M'sila, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail de thèse en acceptant de l'examiner.

Je tiens à adresser aussi mes remerciements les plus vifs à Monsieur BARRA Kamel, Professeur à l'Université de Batna 2, pour avoir accepté d'évaluer ce travail et de faire part de ce jury.

Mes remerciements les plus chaleureux vont à Monsieur AKKA Ali, Maître de Conférences à l'Ecole Normale Supérieure de Boussaâda, pour avoir accepté de siéger à ma soutenance en tant qu'examineur

Un grand merci à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation sans exception soit durant la formation de graduation ou de poste graduation.

Bonne lecture !

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux	x
Abréviations et symboles	xi
Introduction générale	1
Chapitre I : Convertisseur modulaire multiniveaux	
I.1. Introduction	6
I.2. Classification des MMCs	8
I.3. Description du convertisseur MMC	11
I.3.1 Principe de fonctionnement	11
I.3.1.1 Etats des SMs.....	11
I.3.1.1.1 État anormal	11
I.3.1.1.2 État interdit.....	12
I.3.1.1.3 Etat active	12
I.3.1.1.4 Etat court-circuité	12
I.3.1.2 Etats des bras.....	13
I.3.1.3 Courant de circulation	15
I.3.3 Dimensionnement des composants	16
I.3.3.1 Dimensionnement de l'inductance du demi-bras	16
I.3.3.2 Dimensionnement de la capacité du condensateur d'un SM	16
I.4. Modélisation d'une station à base du convertisseur MMC	17
I.4.1 Modélisation du côté AC	17
I.4.2 Modélisation du côté DC.....	18
I.5. Modulation du convertisseur MMC	18
I.5.1 Techniques de modulation.....	19
I.5.2 Equilibrage des tensions des SMs	20
I.6. Conclusion	23

Chapitre II : Modélisation et commande d'un système MMC-MTDC

II.1. Introduction	24
II.2. Etat de l'art sur les systèmes HVDC	25
II.2.1 Le système HVDC contre le système HVAC	25
II.2.2 Evolution des systèmes HVDC	26
II.2.3 Configurations des systèmes VSC-HVDC	27
II.2.3.1 Configuration monopolaire asymétrique	28
II.2.3.2 Configuration monopolaire symétrique	28
II.2.3.3 Configuration bipolaire	28
II.2.3.4 Configuration back-to-back	29
II.2.3.5 Configuration multiterminaux	29
II.2.4 Technologies des convertisseurs HVDC	29
II.2.4.1 Technologie LCC-HVDC	31
II.2.4.2 Technologie VSC-HVDC.....	32
II.3. Eude du système MMC-MTDC	32
II.3.1 Composition du système MMC-MTDC	32
II.3.2 Principe de fonctionnement du système MMC-MTDC	34
II.3.3 Modélisation d'une station d'un système MMC-MTDC.....	36
II.3.4 Contrôle du système MMC-MTDC	38
II.3.4.1 Principe de la commande d'un système MMC-MTDC	38
II.3.4.2 Commande interne	40
II.3.4.3 Commande externe	42
II.3.5 Résultats de simulation et interprétations.....	44
II.3.5.1 Test 1 : Variation des puissances active et réactive échangées	45
II.3.5.2 Test 2 : déconnexion du troisième terminal	49
II.4. Conclusion	51

Chapitre III : Commande prédictive séquentielle d'un système MMC-MTDC

III.1. Introduction	52
III.2. Commande prédictive	53
III.2.1 Classification de la commande prédictive	53
III.2.2 Principe de la commande MPC	54

III.2.3 Avantages et inconvénients de la commande MPC	55
III.2.4 Composantes de la commande MPC	56
III.3. MPC conventionnel du système MMC-MTDC	57
III.3.1 Modèle de prédiction d'une station à base de MMC à cinq niveaux.....	57
III.3.2 Classement des algorithmes MPC	59
III.3.2.1 MPC basé sur un modèle triphasé	59
III.3.2.2 MPC basé sur un modèle par phase	59
III.3.3 Organigramme de la commande MPC du système MMC-MTDC.....	61
III.4. Commande prédictive séquentielle SMPC d'un système MMC-MTDC	61
III.5. Validation des commandes MPC proposés	62
III.5.1 Test 1 : Variation des puissances active et réactive échangées	64
III.5.2 Test 2 : Déconnexion du troisième terminal	70
III.5.3 Etude comparative	73
III.6. Conclusion	74
 Chapitre IV : Commande DPC-SMC d'un système MMC-MTDC 	
IV.1. Introduction.....	75
IV.2. Commande directe de puissance	76
IV.2.1 Principe de la commande DPC-PWM	77
IV.2.1.1 Calcul des puissances instantanées	77
IV.2.2 Commande DPC-PWM d'un système MMC-MTDC	78
IV.2.2.1 Synthèse des régulateurs des puissances instantanées	80
IV.2.2.2 Régulation de la tension du bus continu.....	81
IV.3. Commande par mode de glissement	82
IV.3.1 Utilisation de la commande par mode glissant	82
IV.3.2 Avantages de la commande par mode glissant	82
IV.3.3 Concept général de la commande par mode glissant	82
IV.3.4 Élaboration de la commande par mode de glissement	83
IV.3.4.1 Sélection de la surface de glissement	84
IV.3.4.2 Critères de présence et de convergence du régime de glissement.....	84
IV.3.4.2.1 Approche de Lyapunov	84
IV.3.4.2.2 Approche directe : fonction discrète de commutation	85

IV.3.4.3 Calcul de la commande	86
IV.3.4.3.1 Commande équivalente	87
IV.3.4.3.2 Commande discontinue	87
IV.3.5 Phénomène du Chattering	88
IV.3.5.1 Solutions pour réduire le Chattering	89
IV.3.5.1.1 Solution de couche limite	89
IV.3.6 Mode glissant intégral	91
IV.4. Commande DPC par mode glissant du système MMC-MTDC	91
IV.4.1 Régulation par SMC de la tension continue	91
IV.4.2 Régulation par SMC des puissances active et réactive	93
IV.5. Commande par mode de glissement d'ordre supérieur	95
IV.5.1 Commande par mode glissant d'ordre deux.....	97
IV.5.1.1 Système de degré relatif 1	97
IV.5.1.2 Systèmes de degré relatif 2.....	98
IV.5.2 Types de commande par mode glissant du deuxième ordre.....	99
IV.5.3 Algorithme du Super Twisting.....	99
IV.6. Commande DPC par mode glissant ordre 2 du système MMC-MTDC	100
IV.6.1 Régulation par STA des puissances active et réactive	100
IV.6.2 Régulation par STA de la tension continue	103
IV.7. Validation des approches de commande proposés.....	104
IV.7.1 Test 1 : Variation des puissances active et réactive échangées	104
IV.7.2 Test 2 : déconnexion du troisième terminal	114
IV.7.3 Etude comparative	118
IV.7.3.1 Comparaison qualitative	118
IV.7.3.2 Comparaison quantitative.....	119
IV.8. Conclusion	120
Conclusion générale	121
Bibliographie	123
Annexe.....	134

Liste des Figures

Chapitre 1

Figure I.1: Classification du convertisseur multi-niveaux	8
Figure I.2: Configurations du MMC, (a) : configuré en étoile, (b) : configuré en triangle	9
Figure I.3: Configuration en double étoile du MMC	10
Figure I.4: L'état anormal d'un SM	12
Figure I.5: L'état active d'un SM	12
Figure I.6: L'état court-circuité d'un SM	13
Figure I.7: Différents états du bras x	14
Figure I.8: Techniques de modulation pour les MMC	19
Figure I.9: Porteuses en disposition de phase (PD).....	20
Figure I.10: Organigramme de base du BCA	22

Chapitre 2

Figure II.1: Comparaison des coûts des systèmes HVDC et HVAC	25
Figure II.2: Configurations des transmissions HVDC	27
Figure II.3: Installations réels des Projet HVDC	29
Figure II.4: Topologie LLC-HVDC bipolaire.....	32
Figure II.5: Topologie d'une station d'un système MMC-MTDC	33
Figure II.6: Circuit simplifié d'un MMC raccordé à un réseau alternatif.....	34
Figure II.7: Diagramme de phase du circuit équivalent d'une station d'un système MMC- MTDC	34
Figure II.8: Structure simplifié d'une station d'un système MMC-MDTC.....	36
Figure II.9: Schéma de contrôle globale du système multi terminaux.....	39
Figure II.10: Boucle interne de contrôle du courant de ligne.....	41
Figure II.11: Schéma bloc de régulation des courants par des régulateurs PI.	41
Figure II.12: Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur PI.....	42
Figure II.13: Puissances actives échangées entre les terminaux.....	45
Figure II.14: Puissances réactives échangées entre les terminaux	45

Figure II.15: Tension des bus continus des différents terminaux	46
Figure II.16: Tensions aux bornes des condensateurs des sous-modules du premier terminal	46
Figure II.17: Courants de phase du 1 ^{ère} terminal : (a) forme d'ondes, (b) zoom, (c) THD	47
Figure II.18: Courants de phase du 4 ^{ème} terminal : (a) forme d'ondes, (b) zoom, (c) THD	47
Figure II.19: Tensions alternatives du MMC1 : (a) forme d'onde, (b) zoom, (c) THD	48
Figure II.20: Courant de circulation de la phase a.....	48
Figure II.21: Puissances actives échangées entre les terminaux	49
Figure II.22: Puissances réactives échangées entre les terminaux	49
Figure II.23: Tensions des bus continus des différents terminaux.....	50
Figure II.24: Courants de phase du premier terminal	50
Figure II.25: Courants de phase du troisième terminal	50

Chapitre 3

Figure III.1: Classification de commandes prédictives utilisées dans le contrôle des convertisseurs de puissance.....	54
Figure III.2: Principe de fonctionnement du MPC	54
Figure III.3: Structure de base des algorithmes MPC	56
Figure III.4: Schéma de contrôle globale par MPC du système multiterminaux à base du MMC	58
Figure III.5: Organigramme de la commande MPC proposée	60
Figure III.6: Organigramme de la commande SMPC proposée	62
Figure III.7: Schéma de contrôle globale par SMPC du système multiterminaux à base du MMC	63
Figure III.8: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC	64
Figure III.9: Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC	65
Figure III.10 : Tensions des bus continues des différents terminaux : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC	65

Figure III.11: Tensions des sous-modules du premier terminal : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC66

Figure III.12: Courants du 1^{ere} terminal commandé par MPC : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD67

Figure III.13 Courants du 1^{ere} terminal commandé par SMPC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD67

Figure III.14: Courants du 4^{eme} terminal commandé par MPC : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD68

Figure III.15: Courants du 4^{eme} terminal commandé par SMPC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD68

Figure III.16: Tensions alternatives du 3^{eme} terminal commandé par MPC : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD69

Figure III.17: Tensions alternatives du 3^{eme} terminal commandé par SMPC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD69

Figure III.18: Courants de circulation de la phase a : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC70

Figure III.19: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC71

Figure III.20: Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC71

Figure III.21: Tensions des bus continus des différents terminaux : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC72

Figure III.22: Courants de phase du premier terminal : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC72

Figure III.23: Courants de phase du troisième terminal : (a) MMC-MDTC commandé par MPC, (b) MMC-MDTC commandé par SMPC73

Chapitre 4

Figure IV.1: Principe de la commande DPC -PWM du premier terminal78

Figure IV.2: Schéma de contrôle globale du système MMC-MDTC par la commande DPC - PWM	79
Figure IV.3: Boucles de régulation internes des puissances active et réactive d'une station i	80
Figure IV.4: Différents modes d'une commande par mode glissant dans le plan de phase : (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel	83
Figure IV.5: Principe de la commande par mode glissant avec commande équivalente	88
Figure IV.6: Phénomène de broutement	89
Figure IV.7: Fonction de saturation	89
Figure IV.8: Fonction Smooth	90
Figure IV.9: Schéma de contrôle globale du système MMC-MDTC par la commande DPC - SMC	92
Figure IV.10: (a) : Régime glissant classique, (b) : mode glissant d'ordre supérieur	96
Figure IV.11: Intersection des 3 surfaces de glissement définit le point de référence	96
Figure IV.12 Trajectoire de phase de l'algorithme du Super Twisting	99
Figure IV.13: Schéma de contrôle globale du système MMC-MDTC par la commande DPC-STA	102
Figure IV.14: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) par PI, (b) par SMC, (c) par STA	106
Figure IV.15: Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par STA	107
Figure IV.16: Tensions des bus continus des différents terminaux : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par STA	107
Figure IV.17: Tensions des sous-modules du premier terminal : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA	108
Figure IV.18: Courants de la 1 ^{ere} station commandé par DPC-PI : (a ₁) forme d'onde, (a ₂) zoom, (a ₃) THD	109
Figure IV.19: Courants de la 1 ^{ere} station commandé par DPC-SMC : (b ₁) forme d'onde, (b ₂) zoom, (b ₃) THD	109
Figure IV.20: Courants de la 1 ^{ere} station commandé par DPC-STA : (c ₁) forme d'onde, (c ₂) zoom, (c ₃) THD	110

Figure IV.21: Courants de la 4 ^{eme} station commandé par DPC-PI : (a ₁) forme d'onde, (a ₂) zoom, (a ₃) THD	110
Figure IV.22: Courants de la 4 ^{eme} station commandé par DPC-SMC : (b ₁) forme d'onde, (b ₂) zoom, (b ₃) THD	111
Figure IV.23: Courants de la 4 ^{eme} station commandé par DPC-SMC : (c ₁) forme d'onde, (c ₂) zoom, (c ₃) THD	111
Figure IV.24: Tensions alternatives du 1 ^{ere} MMC commandé par DPC-PI : (a ₁) forme d'onde, (a ₂) zoom, (a ₃) THD	112
Figure IV.25: Tensions alternatives du 1 ^{ere} MMC commandé par DPC-SMC : (b ₁) forme d'onde, (b ₂) zoom, (b ₃) THD	112
Figure IV.26: Tensions de sortie du 1 ^{ere} MMC commandé par DPC-STA: (b ₁) forme d'onde, (b ₂) zoom, (b ₃) THD	113
Figure IV.27: Courants de circulation de la phase a : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA	113
Figure IV.28: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) par PI, (b) par SMC, (c) par STA	115
Figure IV.29: Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) par PI, (b) par SMC, (c) par STA	115
Figure IV.30: Tensions des bus continus des différents terminaux : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par STA	116
Figure IV.31: Courants de ligne du premier terminal : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA	117
Figure IV.32: Courants de ligne du troisième terminal : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA	118

Annexe

Figure A.1: Schéma fonctionnel d'une PLL triphasée	134
--	-----

Liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau I.1: Avantages et inconvénients de la topologie MMC.....	7
Tableau I.2: Différentes configurations des SM	9
Tableau I.3: Tension de côté alternatif d'un MMC à 4 SMs	15
Tableau I.4: Principe de la modulation PWM	20
Tableau I.5: Différentes configurations pour chaque état du bras 'x'	21

Chapitre 2

Tableau II.1: Comparaison des systèmes LCC-HVDC et VSC-HVDC.....	31
Tableau II.2: Paramètres du système MMC-MTDC.....	44

Chapitre 3

Tableau III.1: Comparaison entre la commande MPC et la commande SMPC	73
--	----

Chapitre 4

Tableau IV.1: Comparaison qualitative entre les trois stratégies de contrôle utilisées.....	119
Tableau IV.2: Comparaison quantitative entre les trois stratégies de contrôle utilisées	120

Liste des symboles

u_{SM} : Tension du SM

u_C : Tension de condensateur du SM

u_{xo} : Tension simple entre x et o

u_{px} : tension du demi-bras supérieur

u_{nx} : tension du demi-bras inférieur

u_{dc} : tension du bus continu

v_{sx} : tension de source

i_{nx} : courant du demi-bras supérieur

i_{px} : courant du demi-bras inférieur

i_{zx} : courant de circulation

i_{DC} : courant du côté continu

i_{cix} : le courant traversant le condensateur

p : demi-bras supérieur

n : demi-bras inférieur

R_s : Résistance de ligne

L_s : Inductance de ligne

L_f : Inductances de demi-bras

C : Condensateur du sous-module

α : taux d'augmentation du courant

P : puissance active

Q : puissance réactive

m : Indice de modulation

f_p : fréquence de la porteuse

A_p : Amplitude de la porteuse

v_m : Tension alternative contrôlée à la sortie du MMC

v_s : Tension alternative au point de couplage commun Pcc.

- P_m : Puissance active échangée entre le PCC et le MMC
- Q_m : Puissance réactive échangée entre le PCC et le MMC
- γ : déphasage entre les deux tensions
- θ : Angle électrique du réseau
- θ_{est} : l'angle estimée
- ω : pulsation des tensions triphasées
- i_{cv} : Le courant continu équivalent
- v_f : Tension au secondaire du transformateur
- P_{dc} : Puissance côté DC
- P_{ac} : Puissance côté AC
- J : la fonction de coût
- T_s : le temps d'échantillonnage
- G_x : Fonction de cout globale de chaque bras
- i_x : le courant de ligne
- v_{md}^* et v_{mq}^* : Tensions de référence de l'onduleur
- P_{dc}^* : Puissance de référence du côté continu
- u : Variable de contrôle
- P : Opérateur de Laplace
- $F(p)$: Fonction de transfert en boucle ouverte
- $H(p)$: Fonction de transfert en boucle fermé
- $G(p)$: Equation caractéristique de la fonction de transfert de deuxième ordre
- i_{cv}^* : Courant de référence côté continu
- i_{fd}^* : Courant de référence actif du côté alternatif
- k_{pc}, k_{ic} : Gains du régulateur PI des courants actif et réactif
- k_{pP}, k_{iQ} : Gains du régulateur PI des puissances actif et réactif
- ω_{nc} : Pulsation de coupure du régulateur PI
- ζ_c : Coefficient d'amortissement du régulateur PI
- k_{pdc}, k_{idc} : Gains du régulateur PI de la tension continue
- ω_{ndc} : Pulsation de coupure régulateur PI de la tension continue.
- ζ_{dc} : Coefficient d'amortissement du régulateur PI de la tension continue.

$S(x)$: Surface de glissement

$u_{\text{éq}}$: Commande équivalente

u_{dis} : Commande discontinue

$e_y(x)$: Ecart entre la variable à régler et sa référence

r : le degré relatif

k_s : Gain de la commande SMC

ε : Largeur du seuil de la fonction de saturation

$V(x)$: Fonction de Lyapunov

P_g : Puissance active globale

Liste des abréviations

MMC : Convertisseur Modulaire Multiniveaux
VSC: Voltage Source Converter
HVDC: High Voltage Direct Current
SMs: Sub-Module
THD: Total Harmonic Distortion
DC: Direct Current
AC: Alternative Current
EMI: Electromagnetic Interference
IGBTs: Insolated Gate Bipolar Transistor
PI: Proportional Integral
PWM: Pulse Wide Modulation
SPWM: Shifted Pulse Wide Modulation
LSPWM: Level Shifted Pulse Wide Modulation
PD: Phase disposition
POD: Phase Opposition disposition
APOD: Alternative Phase Opposition disposition
MTDC: multi-terminal HVDC
LCC: Line-Commutated Converter
GTO: Gate Turn-Off thyristor
MPC : Model Predictive Control
SMPC: Sequential Model Predictive Control
IMC: Internal Model Controller
VOC : Contrôle Orienté Tension
DPC : Contrôle Direct De La Puissance
VSS : Contrôle A Structure Variable
SMC: Sliding mode control

STA: Super Twisting Algorithm

PCC: Point Common Coupling

PLL : boucle à verrouillage de phase

Introduction générale

Depuis le début de la révolution industrielle, la demande énergétique mondiale n'a cessé de croître en raison du progrès industriel, de la croissance démographique et de l'urbanisation. À ce jour, les pays en développement contribuent de manière significative à l'augmentation de la demande énergétique, alors que les pays développés tendent à stabiliser leur consommation grâce à des politiques de réduction des émissions.

Dans ce contexte de demande énergétique croissante, le transport d'énergie devient crucial. Il désigne le transfert de l'électricité des centrales vers les consommateurs, incluant particuliers, entreprises et industries. Il s'agit d'une fonction stratégique des systèmes électriques modernes, qui garantit que l'électricité produite parvient aux consommateurs finaux de manière fiable et efficace. Cependant, les systèmes de transport d'énergies par courant continu à haute tension (HVDC) sont considérés comme une technologie clé pour le transfert efficace et fiable de l'énergie sur de longues distances [1]. En outre, les systèmes HVDC offrent des avantages indéniables par rapport à la transmission traditionnelle à courant alternatif (HVAC), y compris la diminution des pertes de transmission, l'amélioration de la stabilité du réseau électrique, et la possibilité de connecter des réseaux électriques asynchrones [1-3].

Traditionnellement, les systèmes HVDC reposaient sur des convertisseurs à commutation de ligne (LCC), qui sont durables, mais qui ne fonctionnent pas efficacement dans les réseaux de courant alternatif (AC) faibles et qui présentent des contraintes en termes de gestion dynamique et de compensation de la puissance réactive [4]. En réponse à ces contraintes, une autre génération de systèmes HVDC, connus sous le nom de HVDC basés sur des convertisseurs de tension (VSC-HVDC), a été développée.

Contrairement aux systèmes LCC-HVDC, les systèmes VSC-HVDC offrent une amélioration technique considérable [5-6]. Les composants IGBT apportent aux systèmes

VSC-HVDC une flexibilité et une efficacité accrues dans la gestion des puissances active et réactive. Cette caractéristique les rend bien adaptés aux applications qui nécessitent un soutien dynamique de la tension, comme l'intégration de sources d'énergie renouvelables où il peut y avoir des variations rapides de la production. Par rapport aux systèmes LCC-HVDC, les systèmes VSC-HVDC ont une taille physique réduite, ce qui les rend plus adaptés à un déploiement dans des environnements limités tels que les zones métropolitaines ou les plates-formes offshore [6].

D'un autre côté, l'émergence de la technologie HVDC multiterminaux (VSC-MTDC) a permis de relier plusieurs sources et charges au sein d'un même réseau, optimisant ainsi la distribution de l'énergie et renforçant la résilience du système.

Afin d'améliorer davantage les systèmes VSC-MTDC, des technologies de convertisseurs plus avancées ont été mises au point; la plus performante étant celle à base de convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) [7]. Le MMC-MTDC représente une évolution notable de la technologie HVDC, offrant une évolutivité, une flexibilité et de meilleures performances par rapport aux convertisseurs à base des technologies susmentionnées [8]. Bien que la technologie MMC offre plusieurs avantages, elle reste un sujet d'étude important en raison des difficultés inhérentes qu'elle pose [9].

En effet, les convertisseurs MMCs rencontrent des défis spécifiques liés à la stabilisation des tensions et à l'existence du courant de circulation. Les fluctuations de tension peuvent engendrer des déséquilibres qui compromettent la performance et la fiabilité du système [10]. De plus, le courant de circulation peut provoquer des surcharges, entraînant des pertes d'énergie et des dégradations des composants. Pour remédier à ces problèmes, plusieurs solutions ont été proposées, notamment l'optimisation des algorithmes de contrôle pour un meilleur suivi des tensions, ainsi que l'utilisation de stratégies de modulation avancées qui minimisent les courants indésirables [11].

L'efficacité et la fiabilité des systèmes MMC-MTDC dépendent en grande partie des techniques de commande utilisées. Ces méthodes visent à optimiser le fonctionnement du

convertisseur MMC, à assurer une régulation stable de la tension, du courant, des puissances et à minimiser les pertes énergétiques tout en garantissant une réponse rapide aux variations de charge et aux perturbations du réseau. Plusieurs techniques ont été introduites, comme la technique de chute de tension (Droop Control) [12], la technique DPC (Direct Power Control) [13] et les techniques de commande avancées incluent des approches basées sur l'intelligence artificielle qui permettent d'améliorer l'efficacité et la robustesse du contrôle. La technique maître-esclave est l'une des stratégies de contrôle les plus utilisées dans les systèmes MMC-MTDC. Dans cette stratégie, le terminal maître est chargé de maintenir la tension du bus continu, tandis que les autres terminaux esclaves gèrent leurs flux de puissance [14]. Cette stratégie est essentielle pour les systèmes MTDC pour éviter les surtensions, synchroniser la distribution d'énergie entre les terminaux et préserver la stabilité globale du réseau [15].

Compte tenu de la complexité croissante des systèmes multi-terminaux, il devient impératif d'utiliser des techniques de contrôle avancées pour gérer efficacement les exigences complexes du système [16]. La commande prédictive est une technique très prometteuse qui a fait des progrès significatifs en fournissant une réaction dynamique plus rapide et de meilleures performances par rapport aux approches de contrôle conventionnelles [17-18].

La commande prédictive par modèle (MPC) est une méthode de contrôle qui utilise le modèle du système pour prédire son comportement futur et optimiser les opérations de contrôle en temps réel. Elle est utilisée dans les systèmes MMC-MTDC qui utilisent un modèle du convertisseur pour prédire les états futurs du système en analysant les données des courants de lignes et des tensions des SMs. Afin d'atteindre les objectifs souhaités, le contrôleur calcule les meilleures actions de commutation des IGBTs [19-21].

Le contrôle direct de la puissance (DPC) est une autre technique efficace pour réguler les puissances active et réactive dans les systèmes MMC-MTDC [22]. Il gère rapidement les variations de la demande de puissance et des conditions d'exploitation du réseau, ce qui le rend idéal pour les énergies renouvelables fluctuantes. Le DPC améliore la stabilité de la tension et soutient les réseaux électriques faibles ou isolés [23].

Une autre technique de commande est utilisée pour contrôler les systèmes MMC-MTDC, c'est le contrôle par mode glissant (SMC). Cette approche de contrôle avancée, reconnue pour sa robustesse aux perturbations externes et aux non-linéarités, s'est imposée [24]. L'intérêt de la commande SMC dans les systèmes MMC-MTDC réside dans sa capacité à gérer efficacement les caractéristiques dynamiques et non linéaires des convertisseurs de puissance, tout en garantissant des réactions rapides et précises face à l'évolution des conditions d'exploitation. Cette architecture permet une gestion précise des puissances active et réactive, ainsi que la régulation de la tension continue, dans les systèmes MMC-MTDC, même en cas de perturbations du réseau ou d'inadéquation des composants [25-26].

Ce travail a pour but la conception de techniques de contrôle des systèmes MMC-MTDC multi-terminaux, avec un grand focus sur les stratégies de contrôle avancées pour améliorer la performance et la stabilité du système MTDC. En abordant des défis essentiels tels que le contrôle dynamique des puissances, la régulation de la tension continue et la minimisation du courant de circulation. Les principales contributions de ce travail peuvent être résumées dans les points suivants:

- Élaboration d'un modèle mathématique détaillé du système MTDC à base de MMC, permettant d'analyser le comportement dynamique du système MTDC sous différentes conditions de fonctionnement.
- Proposition des stratégies de commande, telles que le contrôle DPC-PWM, DPC-SMC, et les commandes prédictives conventionnelle et séquentielle, adaptées aux spécificités des convertisseurs modulaires, garantissant une régulation efficace de la tension continue et des puissances active et réactive ainsi que le courant de circulation.
- Etude comparative des performances des différentes techniques de commande, en termes de réponse dynamique, de stabilité et de robustesse face aux perturbations.

Afin de répondre à ces objectifs, cette thèse a été structurée en quatre chapitres :

Le premier chapitre commencera par une analyse détaillée du convertisseur modulaire multiniveau (MMC), couvrant son architecture et son principe de fonctionnement. La

modélisation du MMC sera ensuite abordée. Outre la modélisation, ce chapitre examinera les différentes stratégies de contrôle utilisées pour assurer un fonctionnement stable et efficace du MMC, en mettant particulièrement en évidence l'équilibrage des tensions des SMs, le contrôle des courants de lignes et la réduction des courants de circulation.

Dans le deuxième chapitre, l'analyse, la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système MMC-MTDC seront présentés. Celui-ci débutera par un aperçu sur les systèmes MTDC, tout en détaillant leurs avantages et leurs principes de fonctionnement. La modélisation mathématique du système MTDC sera ensuite présentée. Une partie importante de ce chapitre sera également consacrée à la commande du système MTDC à l'aide de régulateurs PI pour la régulation de la tension continue et du flux de puissance afin d'assurer un fonctionnement stable et optimal.

Le troisième chapitre commencera par un rappel sur le principe de la commande prédictive par modèle. Après une introduction à la MPC, sa mise en œuvre dans un système MTDC à quatre terminaux sera ensuite abordée. Outre la MPC standard, la MPC séquentielle (SMPC) sera introduit également en vue de résoudre le problème de contrôle par étapes ou séquences. Cette stratégie permet de réduire le taux de calcul de l'algorithme de contrôle.

Le quatrième chapitre sera comme objectif explorer et d'appliquer les commandes DPC et SMC-DPC pour contrôler un système MMC-MTDC. Il introduit d'abord la DPC pour réguler les puissances active et réactive, puis son implémentation dans le système MTDC. L'intégration de la SMC d'ordre un et d'ordre deux, sera étudiée dans la deuxième moitié de ce chapitre pour améliorer la robustesse du contrôle DPC face aux perturbations.

Enfin, une conclusion générale résumant le travail effectué dans cette thèse et les perspectives envisagées sera présentée. Cette conclusion sera suivie d'une annexe décrivant le concept de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase (PLL).

Chapitre I

Convertisseur modulaire multiniveaux

I.1. Introduction

Plusieurs topologies de convertisseurs multi-niveaux, telles que classifiées dans la figure I.1 [27], ont été introduites au cours des dernières années dans des applications de transport, de conversion d'énergie et d'entraînements électriques [28-29]. Comparé aux autres topologies existantes, le convertisseur modulaire multiniveaux (MMC) qui a été initialement introduit en 2002 par [30] est caractérisé par sa puissance de fonctionnement élevée, ces faibles pertes de fonctionnement, son évolutivité, sa fiabilité et sa tension alternative à faible taux d'harmoniques [30-31]. En raison de ces avantages, le MMC est une excellente solution pour les systèmes STATCOM [32], les systèmes HVDC [33] et les systèmes MVDC [34].

En revanche, ce type de convertisseurs contient un nombre très élevé de composants semi-conducteurs et de condensateurs ; ceci conduit à une difficulté dans la modélisation et le contrôle de la stabilité des tensions continues des sous-modules (*SMs*). Les avantages et les inconvénients de la topologie MMC sont résumés dans le tableau I.1 [35].

Avantages	Inconvénients
Cette topologie est plus évolutive que d'autres topologies multi-niveaux.	Stratégies complexes de contrôle pour assurer un fonctionnement stable
Sa configuration modulaire le rend extensible et adaptable à diverses applications de niveau de tension	Tensions des condensateurs et le courant de l'inductance d'un bras sont couplés, ce qui rend le système non linéaire et difficile à contrôler
En cas de défaillance, un sous-module redondant peut être utilisé.	Courant de circulation existe dans chaque branche de phase en raison de l'inadéquation de la tension entre le bus commun et les sous-modules insérés
Transformateur inutile	Plus de pertes causées par des courants circulants dans les phases
Tension alternative multi-niveaux à faible distorsion harmonique totale (THD) et absence de filtres encombrants du côté AC	Passage du courant de bras à travers les condensateurs du sous-module conduit au déséquilibre de leurs tensions.
Changement progressif de la tension alternative réduisant ainsi les interférences électromagnétiques (EMI)	Nécessité de surveillance de toutes les tensions des condensateurs et des courants de bras en fonction des différentes stratégies de contrôle
Réduction ou même élimination du condensateur dans la liaison DC, du fait du stockage d'énergie dans les sous-modules	Nécessite de stratégies de contrôle de l'équilibrage des tensions des condensateurs des sous-modules et l'élimination du courant de circulation
Haute fiabilité grâce à l'utilisation de dispositifs basses tensions dans les sous-modules	Fluctuation inacceptable de la tension aux bornes des condensateurs des sous-modules lorsque la topologie MMC fonctionne à basses fréquences

Tableau I.1: Avantages et inconvénients de la topologie MMC [35]

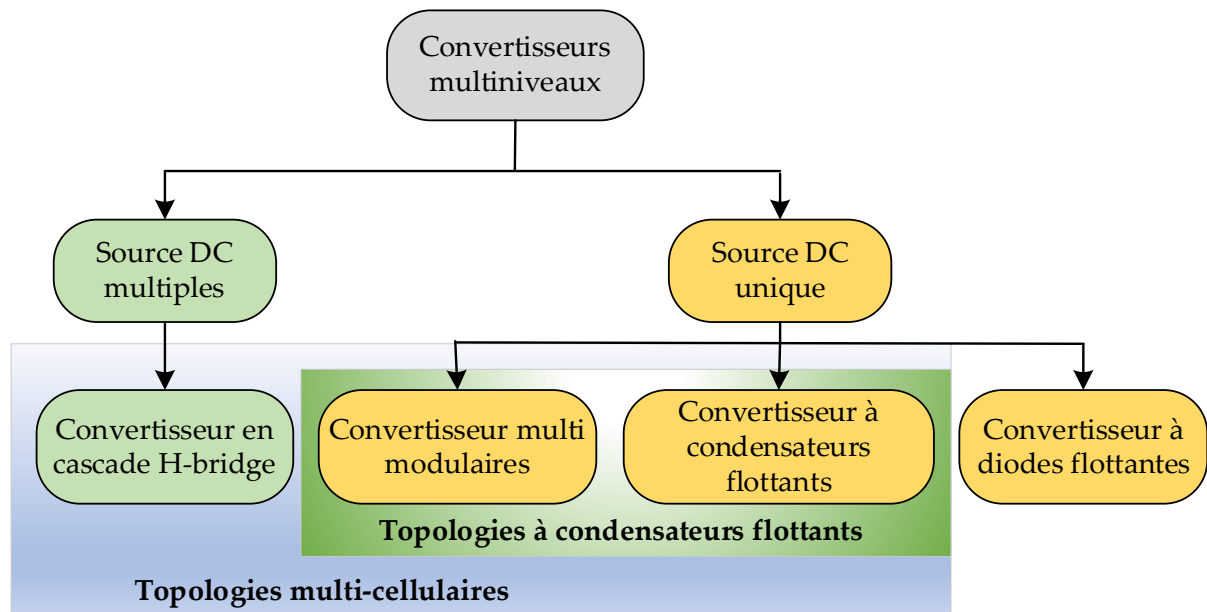


Figure I.1: Classification du convertisseur multiniveaux

Au cours des dernières années, diverses stratégies de contrôle du MMC ont été proposées pour équilibrer les tensions continues et pour minimiser les courants de circulation telles que le contrôle en boucle ouverte en utilisant l'estimation de l'énergie stockée [36], l'approche généralisée de contrôle de la puissance basée sur les multiplicateurs de Lagrange [37] et d'autres stratégies citées et détaillées dans [38, 40].

Ce chapitre consiste à analyser, modéliser et contrôler un convertisseur MMC via l'étude des points suivants :

- État de l'art sur le convertisseur MMC ;
- Modélisation du convertisseur MMC ;
- Techniques de modélisation du convertisseur MMC et stratégie d'équilibrage des tensions des sous-modules.

I.2. Classification des MMCs

En se basant sur le circuit de sa structure, les convertisseurs modulaires multi-niveaux peuvent être classés comme suit [39-40] :

- 1) MMC à configuration en étoile (Figure I.2(a))
- 2) MMC à configuration en triangle (Figure I.2(b)).
- 3) MMC à configuration en double étoile (Figure I.3)

Contrairement aux MMCs configurés en étoile ou en triangle, le MMC à double étoile a une source DC commune, tel que montré sur la Figure I.3, ce qui lui permet de fonctionner en tant qu'onduleur.

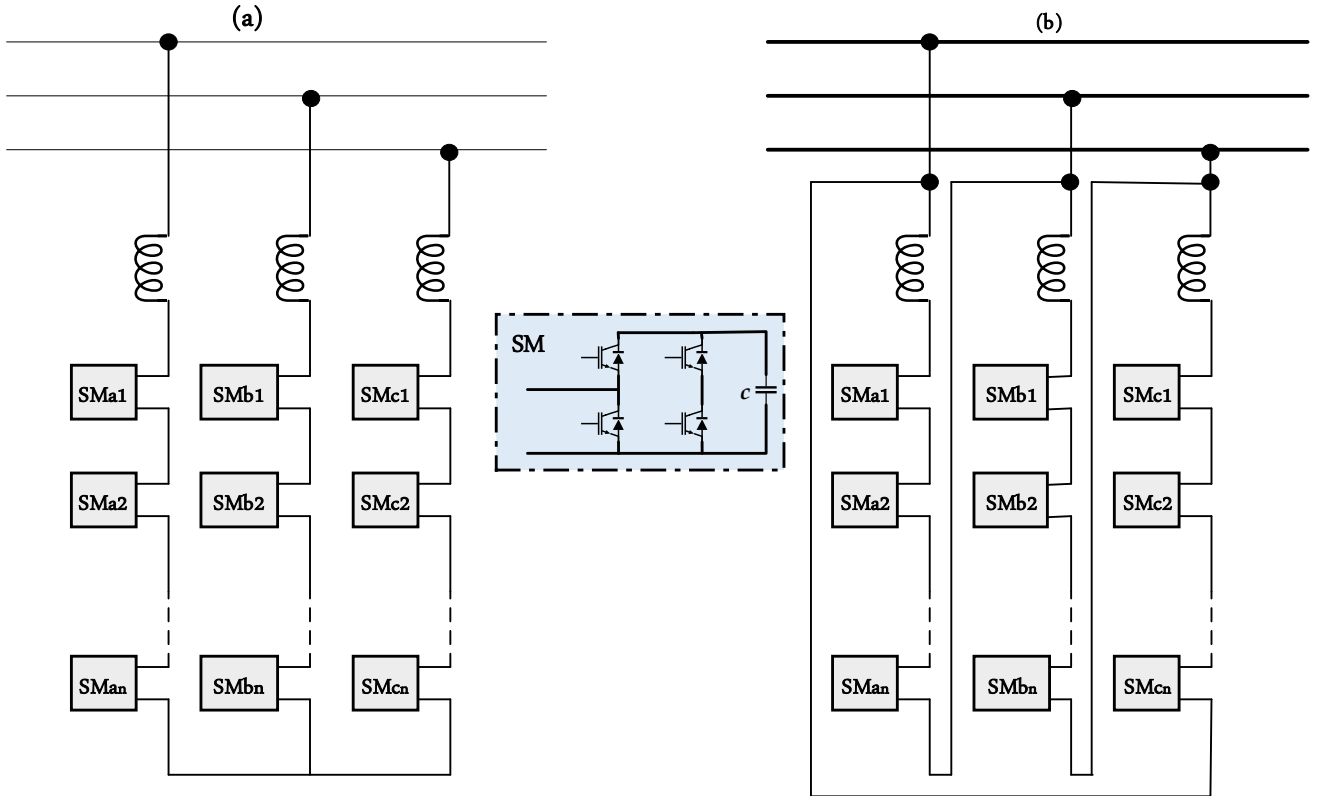


Figure I.2: Configurations du MMC : (a) Configuration en étoile, (b) Configuration en triangle

Dans ce travail, le MMC configurés en double étoile sera utilisé et désigné comme "le MMC". Les SMs (sub-modules) illustrés sur la figure I.3 peuvent être remplacés par un pont complet comme le présente la figure I.2 ; et d'autres types de SMs sont mentionnés dans [38-39].

Topologie du SM	Niveaux de tension (V)	Traitement des défauts du courant continu	Pertes de puissance
Demi-pont	$0, u_c$	Non	Faibles
Pont complet	$0, \pm u_c$	Oui	Elevées
Double clamp	$0, \pm u_{c1}, \pm u_{c2}, (u_{c1} + u_{c2})$	Oui	Moyennes
Cinq niveaux de connexion croisée	$0, \pm u_{c1}, \pm u_{c2}, (u_{c1} + u_{c2})$	Oui	Moyennes

Tableau I.2: Différentes configurations des SMs [38]

Le tableau I-2 présente une comparaison entre les différentes configurations des SMs en termes du niveau de tension, de la capacité de traitement des défauts de court-circuit côté continu et des pertes de puissance. Parmi toutes les configurations, la topologie en demi-pont a été largement utilisée dans les applications MMC-HVDC. Cela est dû à la présence de deux interrupteurs dans chaque SM, ce qui permet de réduire le nombre de composants et d'améliorer le rendement du MMC.

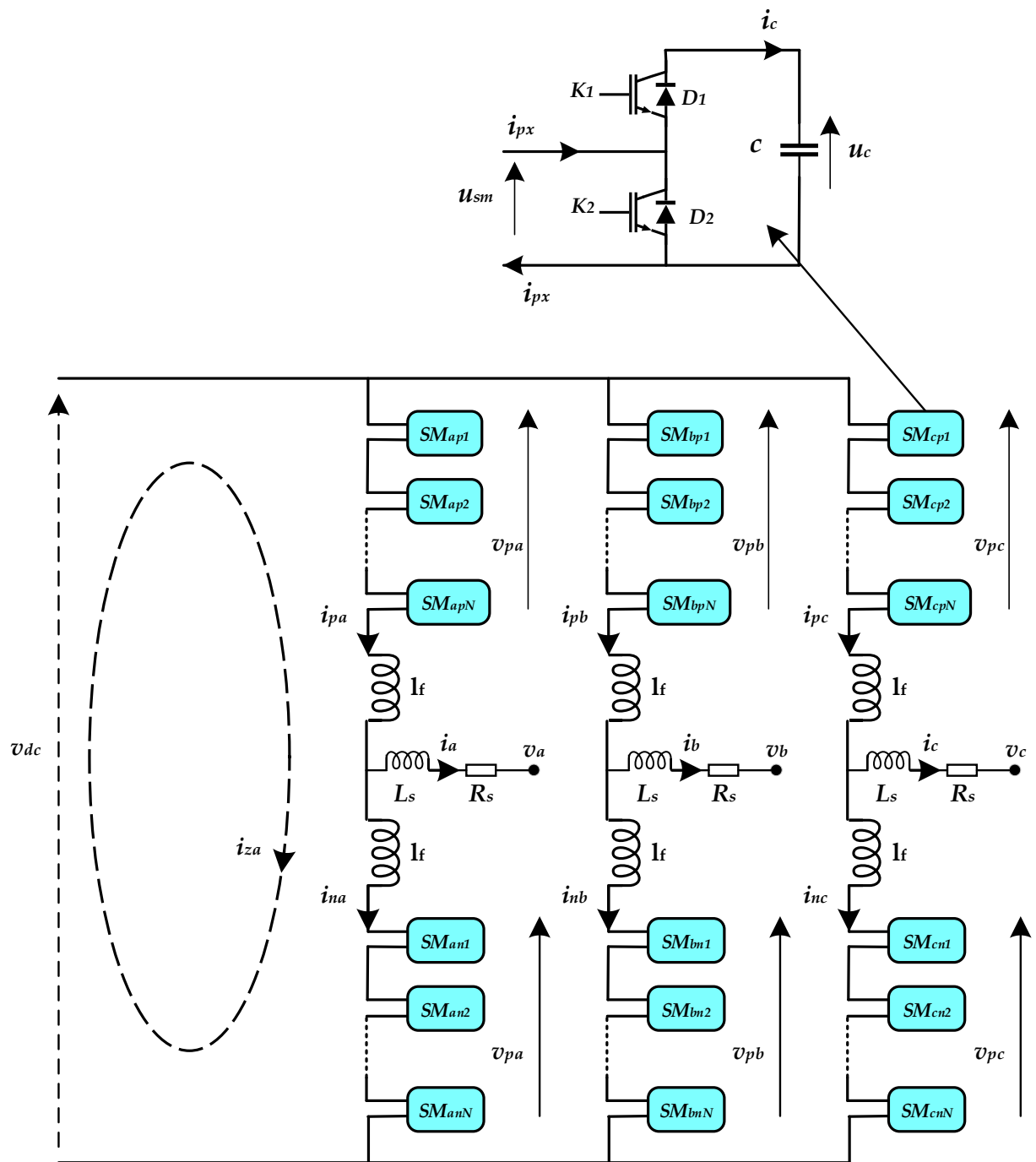


Figure I.3: Configuration en double étoile du MMC

I.3. Description du convertisseur MMC

La configuration triphasée de la topologie MMC et la structure d'un sous-module sont illustrées dans la figure I.3. Elle est composée de trois bras. Chacun des bras a un demi-bras supérieur noté ' p ' et un autre inférieur noté ' n '. Chaque demi-bras est formé par la connexion série de N sous-modules identiques en demi-pont. Le nombre des sous-modules connectés dans chaque demi-bras peut être déterminé en fonction de la tension du bus continu et de la tension nominale des semi-conducteurs. Pour lisser le courant et le limiter durant les phases de défauts, des inductances L_f sont ajoutées en série dans chaque demi-bras.

I.3.1. Principe de fonctionnement

I.3.1.1. Etats des SMs

Le SM est composé d'un convertisseur en demi-pont, comme indiqué dans la Figure I.3. Il est principalement composé d'un condensateur C et deux IGBTs (K_1 et K_2) avec des diodes antiparallèles (D_1 et D_2). De cette manière, la commande de ces commutateurs à deux états complémentaires permet de connecter et de déconnecter le condensateur C du circuit et par conséquent déterminer l'état du sous-module.

I.3.1.1.1 État anormal

Dans cette état, S_1 (fonction de connexion associée à K_1) et S_2 (fonction de connexion associée à K_2) sont nuls, ainsi deux modes de fonctionnement distincts sont atteints en fonction de la direction du courant de ligne i_x ($x=a, b$ ou c) comme le montre la figure I.4. Comme i_x est positif dans l'état (a), D_1 est passante et le condensateur C est connecté au circuit et chargé par le courant i_x . Dans cet état, la tension du SM u_{SM} est égale à la tension du condensateur u_c . Dans l'état (b), i_x est négatif et D_2 est passante et le condensateur C est déconnecté. Dans cet état, la tension aux bornes du condensateur u_c reste constante et la tension de sortie u_{SM} est nulle. En raison du flux de puissance non contrôlé dans cet état de fonctionnement, il n'est autorisé que pendant la phase de démarrage du MMC pour la précharge des condensateurs des SMs. Dans le fonctionnement normal du MMC, il n'est pas souhaitable et nommé l'état anormal.

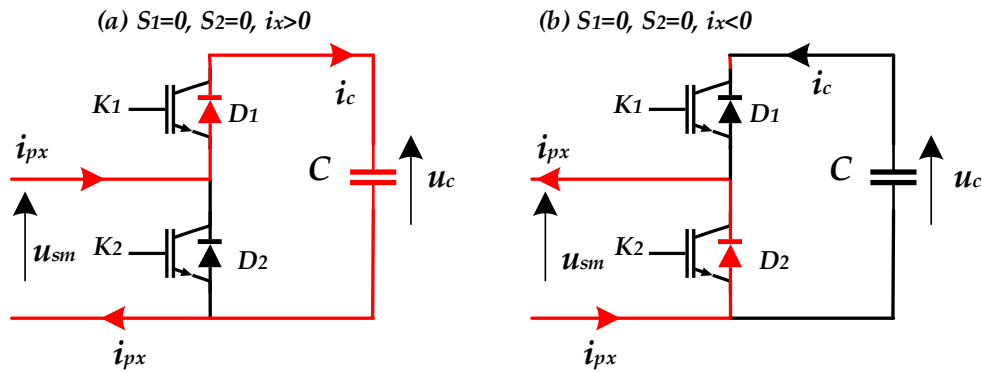


Figure I.4: État anormal d'un SM

I.3.1.1.2. État interdit

Dans cet état, S_1 et S_2 sont égale à 1, et le condensateur est en court-circuit. Cet état peut détruire le convertisseur et pour cela cet état doit être évité en fonctionnement normal.

I.3.1.1.3. État active

La figure I.5 représente l'état actif du SM, dans ce cas, le condensateur est connecté au circuit et la tension du SM u_{sm} est égale à la tension du condensateur qui peut être chargé ou déchargé selon la direction du courant de ligne i_x . Si le courant est positif, le condensateur se charge à travers la diode D_1 , et quand le courant devient négatif, le condensateur se décharge à travers l'interrupteur K_1 .

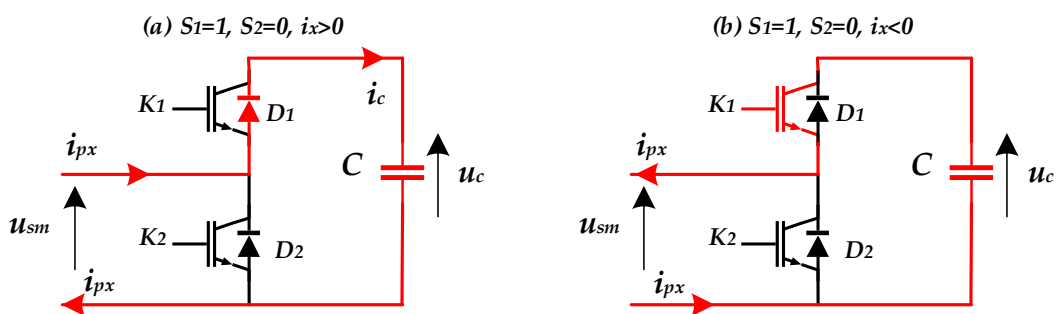


Figure I.5: État active d'un SM

I.3.1.1.4. État court-circuité

Dans le cas où le SM est court-circuité (figure I.6), le condensateur est isolé du circuit et la tension du SM est toujours nulle quel que soit la direction du courant de ligne.

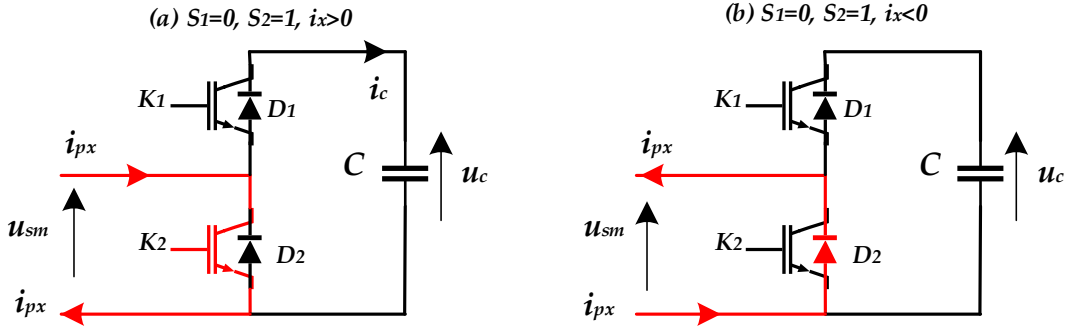


Figure I.6: Etat court-circuité d'un SM

Dans les deux états du fonctionnement normal, la tension de sortie du sous-module u_{sm} change entre zéro (SM court-circuité) et la tension du condensateur u_c (SM activé). Elle est exprimée en fonction de l'état de commutation de l'interrupteur supérieur du SM par la relation suivante :

$$u_{SM} = u_c S_1 \quad (I.1)$$

En changeant le nombre de SMs actifs dans les demi-bras supérieur et inférieur, la tension v_{dc} peut être ajustée. Par conséquent, la tension v_x désignant la tension par phase, peut être ajustée à une valeur souhaitée. Il convient de noter que le nombre total des SMs actifs de la phase x doit être égal à N . Par conséquent, la tension du condensateur u_c doit être choisie par :

$$u_c = \frac{v_{dc}}{N} \quad (I.2)$$

I.3.1.2. Etats des bras

Contrairement aux convertisseurs de tension conventionnels, qui hachent la tension continue pour générer la tension alternative, le MMC génère une tension alternative en insérant un nombre variable de sous-modules dans le circuit à chaque instant. En utilisant la phase ' x ' comme exemple, la figure I.7 illustre les différentes configurations d'un bras d'un MMC à cinq niveaux connectés à un bus continu. La tension AC est représentée par u_{xo} , tandis que la tension générée par les sous-modules insérés s'écrit u_{px} pour le demi-bras supérieur et u_{nx} pour le demi-bras inférieur. La figure I.7 peut être utilisée pour exprimer l'équation (I.3), sans tenir compte de la chute de tension sur les inductances du bras.

$$u_{xo} = \frac{v_{dc}}{2} - u_{px} = -\frac{v_{dc}}{2} + u_{nx} \quad (I.3)$$

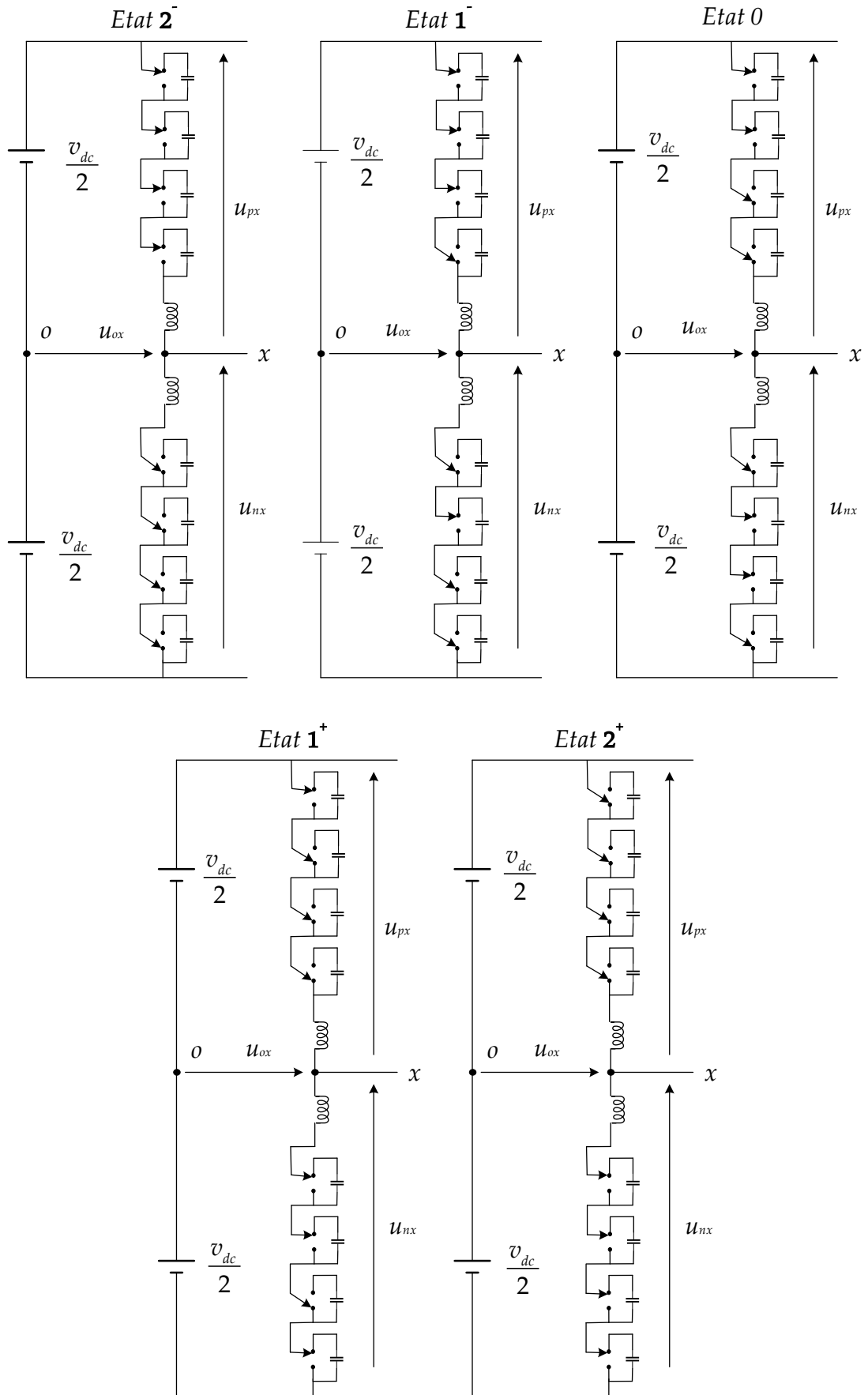


Figure 1.7: D effrents  tats du bras x

Le nombre de SMs actifs dans chaque bras est N . il est égale à la somme des SMs actifs dans le demi-bras supérieur N_p et des SMs actifs dans le demi-bras inférieur N_n , et par conséquent la tension aux bornes de chaque condensateur soit :

$$u_c = \frac{u_{px}}{N_p} = \frac{u_{nx}}{N_n} \quad (\text{I.4})$$

L'équation (I.3) devient :

$$u_{xo} = \frac{v_{dc}}{2} - N_p \frac{v_{dc}}{N} = -\frac{v_{dc}}{2} + N_n \frac{v_{dc}}{N} \quad (\text{I.5})$$

Donc le MMC peut générer plusieurs niveaux de tension alternative selon le nombre des SMs supérieurs et inférieurs actifs. Le tableau suivant résume les différents niveaux de tension qui peuvent être générés par un MMC à 4 SMs dans chaque demi-bras ($N=4$).

N_p	N_n	u_{ox}	Etat
4	0	$-\frac{v_{dc}}{2}$	2 ⁻
3	1	$-\frac{v_{dc}}{4}$	1 ⁻
2	2	0	0
1	3	$\frac{v_{dc}}{4}$	1 ⁺
0	4	$\frac{v_{dc}}{2}$	2 ⁺

Tableau I.3: Tension de côté alternatif d'un MMC à 4 SMs

Ce convertisseur peut générer cinq niveaux différents de tension, pour un demi-bras formé par 4 SMs. D'une manière générale, un convertisseur à N interrupteurs dans chaque demi-bras peut générer une tension du côté alternatif par rapport au point milieu de la source continue ayant $(N+1)$ niveaux.

I.3.1.3. Courant de circulation

Le principe de fonctionnement de base de ce type de convertisseur utilise la tension différentielle entre le côté continue (v_{dc}) et la somme des tensions des cellules ($\sum u_{smi}$) comme le montre la figure I.3. Cela produit dans chaque bras 'x' un courant de circulation (i_{zx}), qui est responsable du transfert de puissance entre les deux côtés du convertisseur. Ce courant de

circulation ne circule pas dans la charge, mais il augmente les pertes internes de puissance et l'amplitude des ondulations de tension du condensateur.

I.3.2. Dimensionnement des composants

I.3.2.1. Dimensionnement de l'inductance du demi-bras

Le critère utilisé pour choisir l'inductance du demi-bras d'un MMC est de limiter le taux d'augmentation du courant dans des conditions de défaut. En prenant en considération le défaut le plus défavorable, c'est quand le court-circuit est introduit dans le bus continu. En raison de la courte durée du processus transitoire, les tensions des condensateurs des SMs sont censées rester constantes. Par conséquent, la somme des tensions des condensateurs des SMs installés dans le même bras est égale à v_{dc} pendant les brèves périodes qui suivent le défaut [41]. Selon la loi de Kirchhoff, l'équation au moment du court-circuit est la suivante :

$$L_f \left(\frac{di_{px}}{dt} + \frac{di_{nx}}{dt} \right) - v_{dc} = 0 \quad (I.6)$$

En cas de court-circuit, les deux courants des demi-bras supérieur et inférieur sont égaux et par conséquent leurs dérivées sont également égales ce qui donne :

$$\frac{di_{px}}{dt} = \frac{di_{nx}}{dt} = \alpha \quad (I.7)$$

La dérivée du courant représente son taux d'augmentation noté α qui est donné par le constructeur. De (I.6) et (I.7), l'inductance du demi-bras peut être exprimée comme suit :

$$L_f = \frac{v_{dc}}{2\alpha} \quad (I.8)$$

I.3.2.2. Dimensionnement de la capacité du condensateur d'un SM

Le dimensionnement du condensateur d'un SM est déterminé en considérant un compromis entre ses dimensions physiques et le coût associé, ainsi que l'ondulation de la tension qu'il produit. L'analyse de l'ondulation de la tension aux bornes des condensateurs des SMs a été réalisée dans diverses conditions de fonctionnement, comme le montrent les références [42-43]. Le calcul de la capacité C , basé sur la référence [43] dépend de l'ondulation

admissible pour la tension aux bornes du condensateur Δu_c . La formule donnant la capacité est comme suit :

$$C = \frac{P}{3Nu_c \Delta u_c k \omega} \left(1 - \left(\frac{k \cos(\varphi)}{2} \right)^2 \right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{I.9})$$

Où P est la puissance active transférée, $\cos(\varphi)$ est le facteur de déplacement, ω est la pulsation et k est l'amplitude normalisé de la tension alternative du MMC $k = \frac{2v_m}{v_{dc}}$.

I.4. Modélisation d'une station à base du convertisseur MMC

I.4.1. Modélisation du côté AC

Ce type de convertisseur génère $(N + 1)$ niveaux de tension. À l'exception des niveaux de tensions positif et négatif maximale $v_{dc}/2$ et $-v_{dc}/2$, les autres niveaux ont plusieurs tensions redondantes qui sont utilisées pour maintenir l'équilibrage des tensions des condensateurs. Les courants des demi-bras supérieur et inférieur de la phase x sont exprimés comme suit [44] :

$$\begin{aligned} i_{px} &= \frac{i_x}{2} + i_{zx} \\ i_{nx} &= -\frac{i_x}{2} + i_{zx} \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

Où i_{zx} est le courant de circulation de la phase x et son expression résulte de l'addition des deux équations de (I.10), ce qui donne :

$$i_{zx} = \frac{1}{2} (i_{px} + i_{nx}) \quad (\text{I.11})$$

En utilisant la loi de Kirchhoff, le courant alternatif d'une phase x du MMC peut être exprimé comme suit :

$$i_x = i_{px} - i_{nx} \quad (\text{I.12})$$

D'après la figure I.3, les équations mathématiques donnant les tensions des demi-bras supérieur et inférieur s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned} u_{px} &= \frac{v_{dc}}{2} - L_f \frac{di_{px}}{dt} - \left(R_s i_x + L_s \frac{di_x}{dt} + v_{sx} \right) \\ u_{nx} &= \frac{v_{dc}}{2} - L_f \frac{di_{nx}}{dt} + \left(R_s i_x + L_s \frac{di_x}{dt} + v_{sx} \right) \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

Où v_{sx} représente la tension du réseau de la phase x ; et R_s , L_s sont respectivement la résistance et l'inductance de la ligne. En soustrayant les deux coté de (I.13), on obtient l'équation dynamique suivante du courant de ligne :

$$(L_f + 2L_s) \frac{di_x}{dt} = (u_{nx} - u_{px}) - 2R_s i_x - 2v_{sx} \quad (\text{I.14})$$

Tandis que l'addition de ces deux équations donne la dynamique du courant de circulation :

$$2L_f \frac{di_z}{dt} = v_{dc} - (u_{nx} + u_{px}) \quad (\text{I.15})$$

I.4.2. Modélisation du côté DC

D'après la figure I.3, chacun des condensateurs des SMs est régi par l'équation dynamique de tension suivante :

$$C \frac{du_{Cxi}}{dt} = S_{xi} i_{Cxi} ; i = 1, \dots, N \quad (\text{I.16})$$

Où S_{xi} est l'état de commutation du SM i de la phase x , et i_{Cxi} est le courant traversant son condensateur.

I.5. Modulation du convertisseur MMC

Le fonctionnement du MMC consiste à déterminer le nombre des sous-modules à insérer dans chaque bras pendant chaque période de commutation. Les condensateurs des SMs insérés sont traversés par le courant du demi-bras, ce qui entraîne une variation de leurs tensions. Un mécanisme de contrôle est donc nécessaire pour permettre l'activation et la désactivation des SMs afin d'assurer un équilibre précis de la tension entre les différents condensateurs des SMs. Pour effectuer cet objectif, une solution consiste à réguler indépendamment la tension de chaque SM à l'aide d'un contrôleur PI [45].

Cette méthode est simple et efficace pour un nombre réduit de SMs, mais elle devient plus compliquée avec l'augmentation du nombre de SMs à équilibrer. D'autres techniques sont employées pour les MMCs à grande puissance qui nécessitent un nombre important de SMs.

I.5.1. Techniques de modulation

Il existe différentes stratégies de modulation proposées pour le MMC dans la littérature [46-48]. Ces techniques de modulation sont résumées dans la figure I.8 mais seule la méthode SPWM décalé 'LSPWM', adoptée dans ce travail, sera détaillée dans cette section.

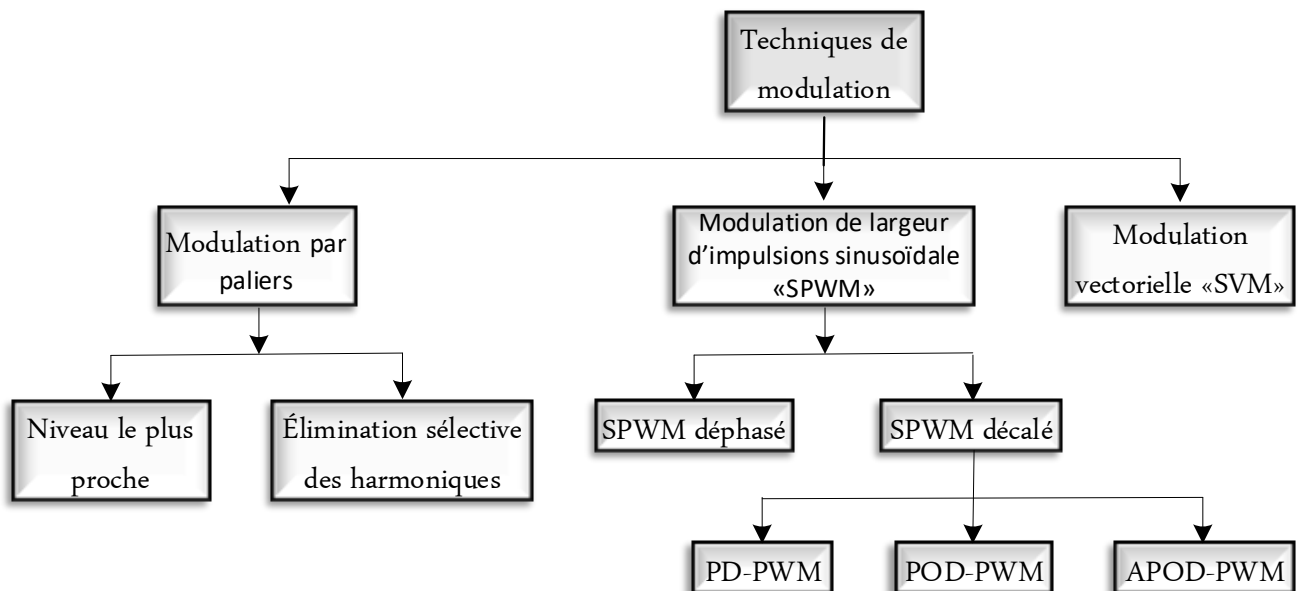


Figure I.8: Techniques de modulation pour le MMC

Les stratégies LSPWM sont largement utilisées, dû à leur facilité de mise en œuvre dans les applications des convertisseurs multiniveaux. Pour un MMC à N niveaux, il nécessite $(N-1)$ porteuses triangulaires décalés verticalement, toutes ayant la même fréquence ' f_p ' et la même amplitude ' A_p '. Les trois formes de porteuse les plus adoptées pour le contrôle des MMCs sont LSPWM à disposition en phase (PD), où toutes les porteuses sont en phase ; à disposition en opposition de phase (POD), où toutes les porteuses positives sont en phase mais en opposition avec celles négatives et la disposition alternative en opposition de phase (APOD), où toutes les porteuses sont alternativement en disposition opposée. Dans ce travail, nous avons adopté la disposition en phase (PD) représentée dans la figure I.9.

Dans cette topologie la fréquence de commutation individuelle de chaque module est assez faible, cependant, la fréquence de commutation globale du système est déterminée en multipliant la fréquence de commutation des interrupteurs d'un SM par le nombre de modules par demi-bras. Il en résulte des pertes de commutation plus faibles [48].

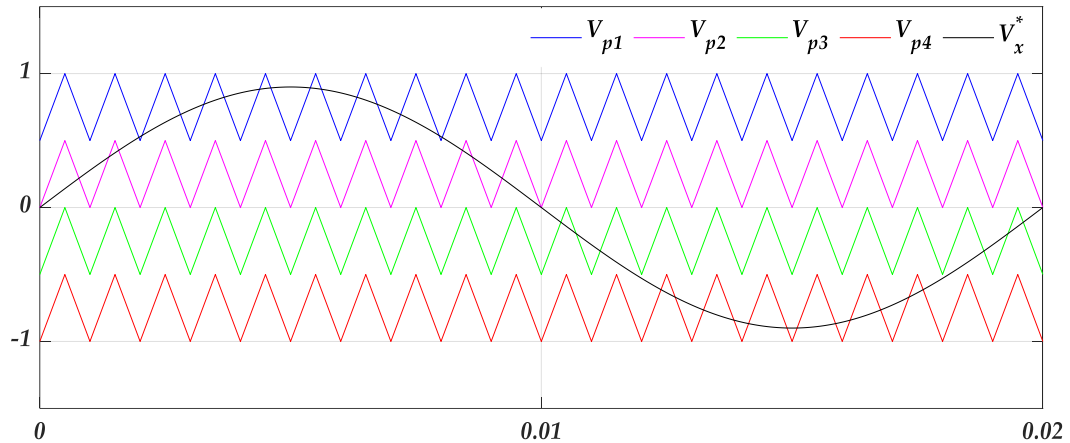


Figure I.9: Porteuses en disposition de phase (PD)

La tension de référence v_x^* est comparée à chacune des porteuses. Cette comparaison conduit à cinq états de commutation pour chaque bras comme présenté dans le tableau I.4 :

Comparaison	Etat	N_p	N_n
$v_x^* \geq V_{p1}$	2^+	0	4
$V_{p1} \geq v_x^* \geq V_{p2}$	1^+	1	3
$V_{p2} \geq v_x^* \geq V_{p3}$	0	2	2
$V_{p3} \geq v_x^* \geq V_{p4}$	1^-	3	1
$v_x^* \geq V_{p4}$	2^-	4	0

Tableau I.4: Principe de la modulation PWM

I.5.2. Equilibrage des tensions des SMs

Alors que les états 2^+ et 2^- sont générés chacune par une seule configuration possible des SMs, les autres états sont créés par plusieurs configurations redondantes. Le tableau I.5 représente les différentes configurations par chaque état du bras 'x' ou S_{xi} représente l'état du $i^{\text{ème}}$ SM ; il est égal à 1 si le SM est actif et 0 si le SM est court-circuité.

Suivant le sens de leurs courants, les condensateurs des SMs actifs peuvent se charger ou se décharger, ce qui provoque une augmentation ou une diminution de leurs tensions. Le sens des courants dans les condensateurs dépend des courants de lignes triphasés.

Etat	Configurations possibles ($S_{x1}S_{x2}S_{x3}S_{x4}S_{x5}S_{x6} S_{x7}S_{x8}$)
2 ⁺	0000 1111
1 ⁺	1000 0111. 1000 1011, 1000 1101, 1000 1110 0100 0111. 0100 1011, 0100 1101, 0100 1110 0010 0111. 0010 1011, 0010 1101, 0010 1110 0001 0111. 0001 1011, 0001 1101, 0001 1110
0	0011 0011, 0011 0101, 0011 0110, 0011 1001, 0011 1010, 0011 1100 0101 0011, 0101 0101, 0101 0110, 0101 1001, 0101 1010, 0101 1100 0110 0011, 0110 0101, 0110 0110, 0110 1001, 0110 1010, 0110 1100 1001 0011, 1001 0101, 1001 0110, 1001 1001, 1001 1010, 1001 1100 1010 0011, 1010 0101, 1010 0110, 1010 1001, 1010 1010, 1010 1100 1100 0011, 1100 0101, 1100 0110, 1100 1001, 1100 1010, 1100 1100
1 ⁻	0111 1000. 0111 0100, 0111 0010, 0111 0001 1011 1000. 1011 0100, 1011 0010, 1011 0001 1101 1000. 1101 0100, 1101 0010, 1101 0001 1110 1000. 1110 0100, 1110 0010, 1110 0001
2 ⁻	1111 0000

Tableau I.5: Différentes configurations pour chaque état du bras 'x'

Certaines configurations sont des états redondants, produisant le même vecteur de tension alternative, mais ils ont des effets opposés sur les tensions des condensateurs de SMs. On profite de ce degré de liberté, en permutant entre les redondances du même état du bras, pour assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs [49]. Ce contrôleur connu sous le nom de « Balancing Control Algorithm (BCA) » est nécessaire pour garantir que les tensions des différents SMs sont équilibrées.

Il existe plusieurs types de contrôleurs BCA, cités dans [50]. Le premier contrôleur, connu sous le nom de « BCA de base » pour le MMC, a été publié dans [51]. Au début de chaque cycle BCA, les tensions des condensateurs des SMs dans chaque demi-bras sont mesurées, listées et triées par ordre décroissant, et le nombre de SMs à activer (N_p et N_n) est

obtenus selon le tableau I.4. Si le courant de ligne est positif ou nul, N_p SMs dans le demi-bras supérieur et N_n SMs dans le demi-bras inférieur dont les tensions des condensateurs sont les plus faibles doivent être activés pour être chargés. Dans le cas contraire, ce sont les tensions des condensateurs les plus élevées qui seront activées (voir la figure I-10).

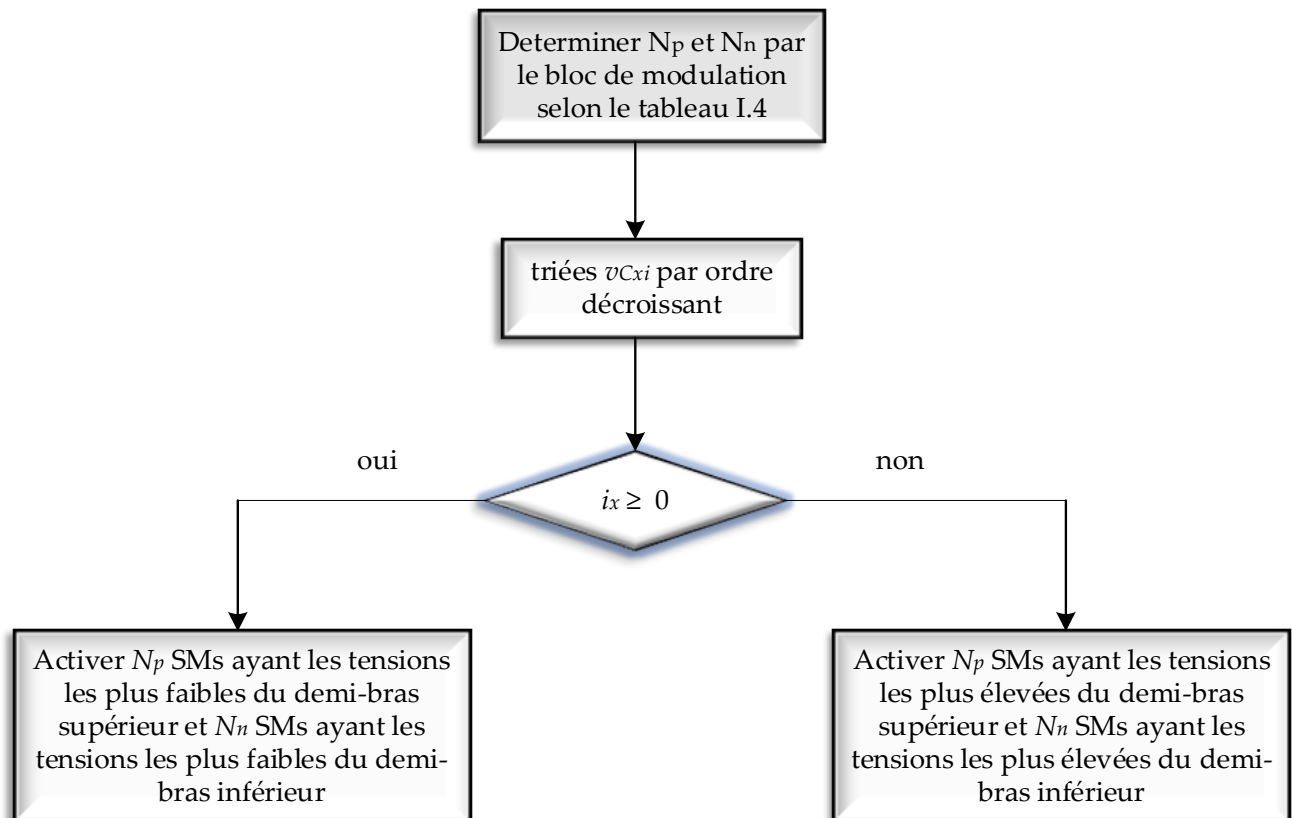


Figure I.10: Organigramme de base du BCA

Par exemple, si l'on reçoit à un instant quelconque les données suivantes :

- La tension de référence de la phase 'a' est située entre les deux porteuses V_{p1} et V_{p2} ;
- Le courant de phase 'a' est positive ($i_a > 0$) ;
- Les tensions SM du bras supérieur sont triées comme suit ($v_{ca1} \geq v_{ca2} \geq v_{ca3} \geq v_{ca4}$) ;
- Les tensions SM du bras inférieur sont triées comme suit ($v_{ca5} \geq v_{ca6} \geq v_{ca7} \geq v_{ca8}$).

Selon ses informations, l'état 1+ doit être appliqué au bras « a », ce qui signifie qu'un seul SM doit être activé dans le demi-bras supérieur qui a la plus faible tension (v_{ca4}) et trois SMs doivent être activés dans le demi-bras inférieur qui a les plus faibles tensions (v_{ca6} , v_{ca7} et v_{ca8}). Par conséquent, l'état optimal parmi les états redondants est l'état (0001 0111).

I.6. Conclusion

Ce chapitre se concentre sur l'étude du convertisseur MMC, il met en évidence l'importance croissante de cette technologie dans les systèmes de conversion d'énergie modernes. Les avantages, tels que la haute qualité d'onde et la gestion efficace des tensions, contrastent avec les défis liés à la complexité et au coût. Par la suite, la classification des MMCs, ainsi que les différentes configurations des sous-modules sont présentées, illustrant la flexibilité de cette topologie pour diverses applications.

Enfin, le contrôle du MMC utilisant la technique LSPWM dotée de l'algorithme BCA est proposé afin de garantir l'équilibrage des tensions de SMs tout en assurant d'une bonne forme sinusoïdale des courants de lignes. Les caractéristiques principales des MMCs, telles que la modularité, l'évolutivité, la redondance, la qualité d'énergie, la puissance élevée et le fonctionnement à haute tension, ont joué un rôle important dans le développement de nouveaux systèmes de transmission d'énergie de type HVDC à base de MMCs.

Chapitre II

Modélisation et commande d'un système MMC-MTDC

II.1. Introduction

L'augmentation du taux d'intégration des énergies renouvelables, comme est le cas des grands parcs éoliens offshore, a entraîné une augmentation significative de la distance entre les lieux de production et ceux de consommation. L'un des défis majeurs pour les gestionnaires de réseaux de transport est de transporter cette énergie sur de longues distances en minimisant les pertes. Les systèmes à courant continu à haute tension HVDC se présentent donc comme la solution la plus adéquate pour le transport d'énergie sur de longues distances. La compensation de leurs coûts d'investissement élevés par rapport aux systèmes AC réside dans la réduction des pertes résistives [52].

Les systèmes HVDC multi-terminaux à base de convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC-MTDC) sont considérés comme la clé pour résoudre le problème de la transmission d'énergie de grande capacité [53], en raison de leur flexibilité, de leur grande évolutivité et de leur fiabilité dans l'accès aux énergies renouvelables à grande échelle et dans la transmission d'énergie sur de longues distances [54].

Ce chapitre se concentre sur l'analyse, la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système MMC-MTDC. Les objectifs principaux peuvent donc être résumés comme suit:

- Présentation de l'état de l'art sur les systèmes HVDC ;
- Explication du principe de fonctionnement d'un system MMC-MTDC ;
- Modélisation dans le repère synchrone d'un system MMC-MTDC ;
- Analyse et mise en œuvre des stratégies de contrôle d'un system MMC-MTDC.

II.2. Etat de l'art sur les systèmes HVDC

II.2.1. Le système HVDC contre le système HVAC

La notion de « distance de rentabilité » est fréquemment utilisée pour examiner les investissements dans la transmission à longue distance [55]. La figure II.1 montre une représentation graphique des coûts relatifs aux systèmes HVDC et HVAC en fonction de la distance de transmission. En l'absence de dispositifs de compensation de la puissance réactive et de pertes réduites (pas d'effet de peau, pas d'effet de proximité), la courbe des coûts en courant continu est moins abrupte que la courbe des coûts en courant alternatif. Pour la transmission par câble, la distance typique du seuil de rentabilité est inférieure à 50 kilomètres.

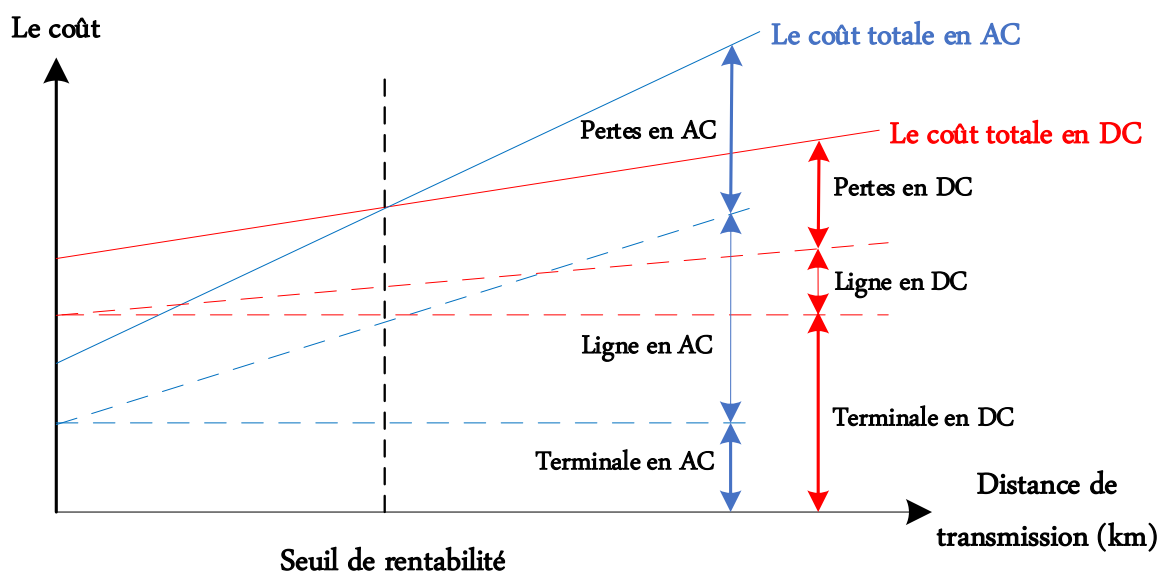


Figure II.1: Comparaison des coûts des systèmes HVDC et HVAC [57]

On peut donc conclure que la technologie HVDC offre une alternative plus rentable que la transmission HVAC traditionnelle lorsqu'il s'agit de transmission d'énergie sur de longues distances [56]. Voici quelques cas où la technologie HVDC surpasse la technologie HVAC ou devenue le seul choix pratique [58] :

- Transport d'énergie électrique sur de grandes distances par des câbles souterrains ou sou marins ;
- Création des points de connexion pour la transmission d'énergie électrique entre réseaux asynchrones à courant alternatif ;
- Augmentation de la capacité d'un système de transmission HVAC existant avec l'utilisation des câbles souterrains, ce qui élimine le besoin de nouvelles emprises de transmission ;
- Fournir de l'énergie électrique aux régions à forte demande qui sont encombrées au point qu'il n'est pas possible de construire de nouvelles installations de production ;
- Contrôler l'écoulement des puissances. Les distributeurs d'électricité peuvent avoir besoin de la capacité de contrôle des flux d'énergie fournie par les systèmes HVDC.
- Alimentation des îles isolées, ce qui permet d'éliminer la nécessité d'une production locale.

II.2.2. Evolution des systèmes HVDC

Les systèmes HVDC actuels utilisent une technologie largement développée dans les années 1930 (Mercury-arc valves) en Suède et en Allemagne. Le premier exemple de mise en œuvre commerciale a été un système HVDC de 100 kV, 20 MW de connexion entre l'île de Gotland et la Suède en 1954 [59].

Les thyristors ont été utilisés pour la première fois dans les applications HVDC à partir des années 1970. Plusieurs contraintes liées à la technologie de Mercury-arc valves ont été éliminées. La station de conversion d'Eel River au Canada entre le Québec et le Nouveau-Brunswick a été la première station HVDC à base de convertisseur LLC (Line Commutated Converter) à être mise en service, en 1972 [60].

A la fin du 20^{ème} siècle, l'introduction du transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) a donné naissance au convertisseur de source de tension (VSC), un autre type de convertisseur très intéressant pour les systèmes HVDC. Là encore, sa première application commerciale a eu lieu à Gotland [60].

Le projet Trans Bay Cable, situé à San Francisco, a été le premier à utiliser un type spécifique de VSC : les convertisseurs modulaires multi-niveaux (MMC). En particulier, cela permet de réduire les pertes et les besoins en filtres [61].

II.2.3. Configurations des systèmes VSC-HVDC

La structure générale d'un système HVDC peut être connue suivant la façon dont ses circuits sont configurés. En fonction du type de projet et de l'emplacement des stations de conversion, il est possible de choisir la bonne configuration. La figure II.2 présente les configurations possibles d'un système HVDC typique. Par la suite, on va découvrir leurs qualités ainsi que les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles [62].

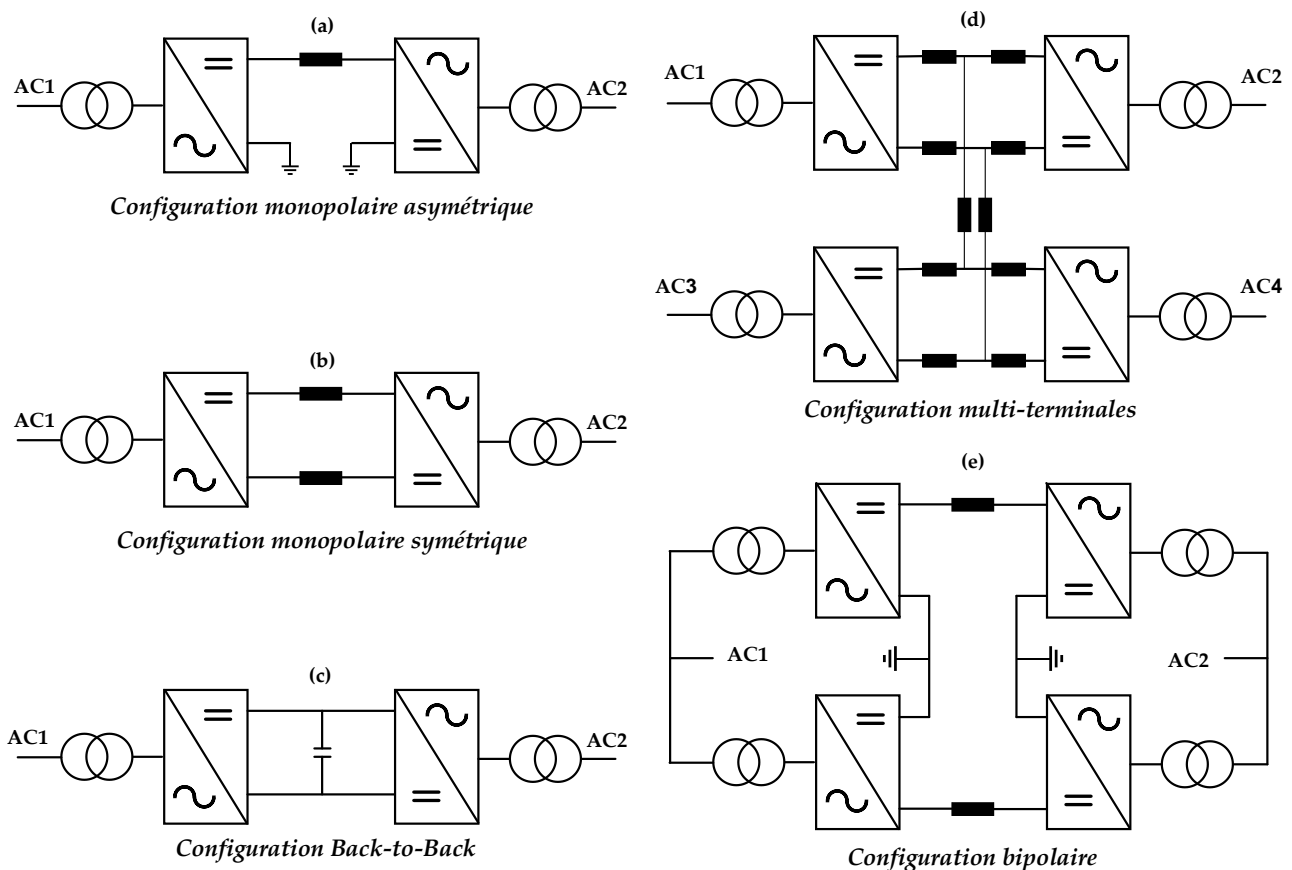


Figure II.2: Configurations des transmissions HVDC

II.2.3.1. Configuration monopolaire asymétrique

Le système monopolaire asymétrique représenté sur la figure II.1a est la structure la plus simple pour transporter de l'électricité sur de longues distances. Un seul câble relie les deux convertisseurs, et la deuxième borne de chaque station est reliée à une mise à la terre. Le courant électrique passe par le conducteur et revient par le sol ou la mer sous la forme d'un retour à la terre. Cette technique présente des avantages économiques, du fait que le coût du câble représente souvent une part importante du coût total du projet [63].

II.2.3.2. Configuration monopolaire symétrique

La structure monopolaire symétrique, illustrée sur la figure II.1b, offre une alternative au montage monopolaire. Le système comprend deux lignes avec des polarités de tension opposées. Par conséquent, il n'y a pas de courant électrique qui passe par la terre pendant le fonctionnement normal. Néanmoins, le coût est plus élevé en raison de la nécessité de disposer de deux conducteurs complètement isolés [64].

II.2.3.3. Configuration bipolaire

La configuration bipolaire est formée par la combinaison de deux systèmes monopolaires asymétriques. Le point médian des deux convertisseurs en cascade est relié par des électrodes comme le montre la figure II.1e. Le système bipolaire offre les avantages d'une minimisation des pertes grâce à l'utilisation d'un canal de retour commun partagé.

Les tensions continues ont la même magnitude mais des polarités opposées, ce qui entraîne des magnitudes similaires pour les courants continus. Ainsi, le courant électrique passant par la terre est annulé par les deux courants circulant dans des directions opposées. Un autre avantage est la présence d'une redondance. En effet, lorsque l'un des pôles présente un dysfonctionnement ou est temporairement fermé pour réparation, le pôle restant, avec la voie de retour, forme une configuration monopolaire asymétrique. Par conséquent, il peut maintenir le transfert de puissance à une capacité d'au moins la moitié [65].

II.2.3.4. Configuration back-to-back

La figure II.1c illustre une représentation schématique de la conception back-to-back. Dans cette configuration, les deux stations de conversion sont situées à proximité l'une de l'autre, souvent au même endroit. Cette approche est utilisée pour relier deux systèmes de courant alternatif qui peuvent avoir des fréquences différentes [66].

II.2.3.5. Configuration multiterminaux

Lorsque trois ou plusieurs stations de HVDC sont géographiquement séparées et reliées entre elles par des lignes ou des câbles, on parle de système HVDC multiterminaux "MTDC". En cas de connexion de toutes les stations à la même tension, il s'agit d'un système multiterminaux parallèle. Si l'on ajoute un ou plusieurs convertisseurs en séries à l'un des pôles ou aux deux, cela signifie que le système est une série multiterminaux. Un système multiterminaux hybride est une combinaison de connexions de convertisseurs parallèles et séries [67-69].

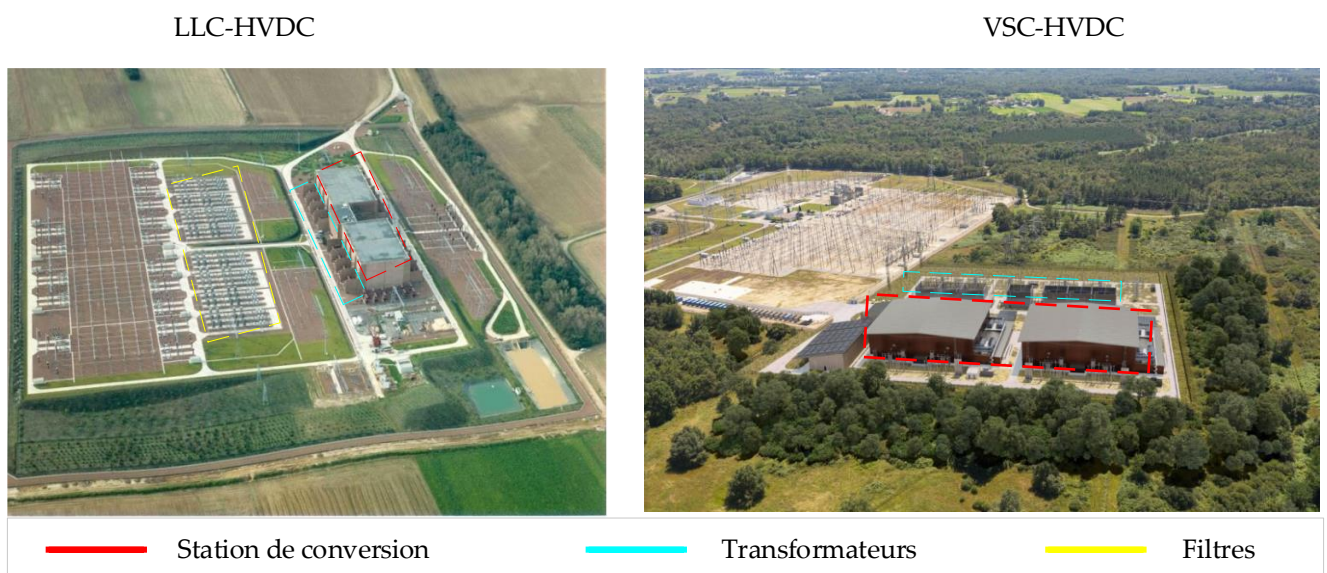


Figure II.3: Installations réels des deux projets HVDC [70]

II.2.4. Technologies des convertisseurs HVDC

Pour les systèmes HVDC, les deux technologies de convertisseurs de puissance les plus courantes sont le convertisseur à commutation de ligne (LCC-HVDC) conventionnel à base

de thyristors et le convertisseur de source de tension (VSC-HVDC). La figure II.3 montre clairement que la technologie VSC-HVDC nécessite moins de surface et elle est plus compacte sachant que les deux projets ont la même capacité de transmission de 2000 MW [70].

Le tableau suivant résume les principales différences entre les deux topologies [66] :

LCC-HVDC	VSC-HVDC
Technologie à base de thyristors	Technologie à base d'IGBTs
Peut supporter une tension dans les deux sens	Peut supporter un courant dans les deux sens
Sens unique du courant	Direction du courant change avec la puissance
Stockage inductive d'énergie	Stockage capacitive d'énergie
Fonctionnement en commutation naturelle	Fonctionnement en commutation forcée
Capacité de puissance élevée	Capacité de puissance moyenne
Bonne aptitude à la surcharge	Faible aptitude à la surcharge
Nécessite des réseaux alternatifs plus puissants pour obtenir d'excellentes performances	Peut fonctionner dans un réseau faible
Nécessite un équipement supplémentaire pour fonctionner en mode « black start »	Possibilité de démarrer en mode «black start»
Nécessite des filtres CA et CC pour la diminution du THD	Ne nécessite pas de filtres du au niveau faible d'harmoniques générées
Mauvais contrôle de la puissance réactive	Bon contrôle de la puissance réactive
Zone de site étendue, occupée par des filtres harmoniques	Zone de site plus compacte
Nécessite un transformateur spécial	Nécessite un transformateur conventionnel
Pertes de station plus faibles	Pertes de station plus élevées
Inversion de la puissance se fait en inversant la polarité de la tension	Inversion de puissance se fait en changeant la direction du courant
Tension nominale élevée de plus de 1000 kV	Tension nominale de près de 600kV
Principalement utilisé pour transmettre de l'énergie sur une longue distance	Utilisé pour transmettre de l'énergie à partir de zones éloignées avec des énergies renouvelables

Défaillances de commutation sont dues à une chute soudaine de l'amplitude ou du déphasage de la tension alternative, ce qui entraîne une surintensité temporelle continue	Possibilité d'allumer et d'éteindre le VSC le rend insensible aux chutes de tension ou aux perturbations transitoires du courant alternatif, ce qui évite les pannes de commutation
Défaillances de commutation nécessitent de changer la polarité du courant continu lorsque le convertisseur veut passer du mode redresseur au mode onduleur rendent l'adoption du LCC-HVDC plus problématique dans un système HVDC multi-terminaux	Convient aux systèmes HVDC multi-terminaux car il ne souffre pas de défaillances de commutation, dispose d'un flux d'énergie indépendant et multidirectionnel et fonctionne avec la même polarité de tension
Lors des courts-circuits sur la ligne DC, le contrôle de l'angle d'amorçage des thyristors arrête l'augmentation du courant de défaut. Le contrôle et les protections du convertisseur réduisent les dommages causés par le courant de défaut. En cas de défaut des lignes aériennes, la transmission d'énergie est interrompue pour la d'ionisation de l'arc, après quoi la transmission de l'énergie reprend	La conduction continue dans la diode antiparallèle avec l'IGBT entraîne une augmentation du courant de défaut continu, même lorsque les IGBTs sont éteints. Les disjoncteurs AC aux deux extrémités du VSC HVDC doivent être ouverts pour arrêter la conduction des diodes. La liaison de convertisseur avec le réseau doit être redémarrée une fois le défaut éliminé

Tableau II.1: Comparaison des systèmes LCC-HVDC et VSC-HVDC [70]

II.2.4.1. Technologie LCC-HVDC

L'un des premiers grands systèmes HVDC basés sur des valves à thyristors a été le projet Cross Channel (une interconnexion back-to-back de 320 MW construite en 1972 entre la France et le Royaume-Uni). Depuis lors jusqu'à aujourd'hui, les systèmes HVDC les plus utilisés dans le monde sont des systèmes LCC-HVDC, dont les éléments de base sont des valves à thyristors ont la capacité de supporter des dizaines de kilovolts et de transporter plusieurs kiloampères [71].

Néanmoins, ce système nécessite de vastes réseaux en amont et en aval et permet une transmission bidirectionnelle de l'énergie. Cependant, pour réduire les effets de la puissance réactive et des harmoniques de courant produites par les convertisseurs, des filtres de grande

taille et des batteries de condensateurs deviennent indispensables comme l'illustre la figure II.4.

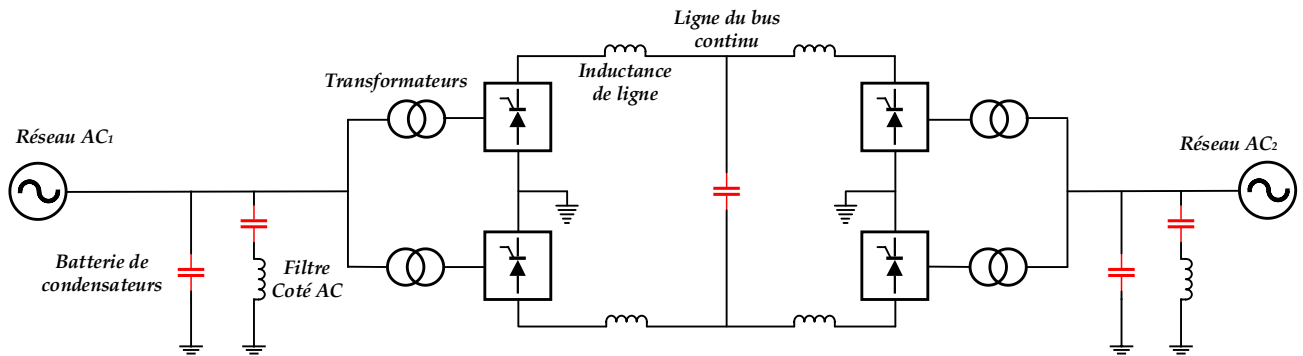


Figure II.4: Topologie LLC-HVDC bipolaire

II.2.4.2. Technologie VSC-HVDC

La technologie VSC-HVDC représente la deuxième génération du système HVDC. Les VSC se sont des convertisseurs de tension qui se caractérisent notamment par l'utilisation de composants alternatifs plutôt que de thyristors. Les IGBTs sont souvent utilisés avec des diodes antiparallèles, tandis que les thyristors GTO peuvent également servir le même objectif. Le convertisseur modulaire multiniveaux (MMC) est considéré comme la solution la plus prometteuse actuellement disponible. La topologie MMC offre plusieurs avantages par rapport au VSC traditionnel à deux niveaux. Il s'agit notamment de pertes plus faibles, d'un stockage distribué de l'énergie capacitive, d'une meilleure évolutivité pour des tensions nominales plus élevées, d'une conception modulaire, d'un faible THD et de l'élimination potentielle des filtres passifs sur le côté alternatif du convertisseur [22].

II.3. Etude du système MMC-MTDC

II.3.1. Composition du système MMC-MTDC

La figure II.5 présente la configuration typique d'une station MMC. Au contraire du LCC-HVDC ou du VSC-HVDC conventionnel, la station MMC-HVDC n'a pas été équipée de filtres (aussi bien du côté AC que du côté DC). La station comprend les divers composants suivants :

Convertisseurs : Les convertisseurs sont des MMCs utilisant des semi-conducteurs de

puissance de type IGBT. Chaque convertisseur peut fonctionner comme redresseur ou comme onduleur.

Transformateurs : Généralement, les convertisseurs sont reliés au réseau électrique à l'aide de transformateurs. Le rôle principal des transformateurs est de modifier la tension alternative du système à un niveau approprié pour le convertisseur et d'assurer un isolement galvanique entre le réseau et le convertisseur.

Disjoncteur principale (AC breaker) : C'est le dispositif responsable de connecter ou déconnecter la station MMC du réseau alternatif.

Disjoncteur de démarrage : C'est un disjoncteur comprenant une résistance en parallèle (quelques $k\Omega$) entre le secondaire du transformateur et le convertisseur ; la résistance limite les pics de courant lors du démarrage lorsque les condensateurs distribués dans les SMs du MMC sont en cours de charge. La résistance est ensuite court-circuitée par le disjoncteur dans le fonctionnement normal.

Réactance de terre : Une réactance en parallèle (une inductance en série avec une résistance de quelques $k\Omega$) pour stabiliser le niveau de référence de la terre sur le côté secondaire du transformateur.

Lignes DC : Le câble utilisé dans les applications MMC-HVDC est une variante développée récemment, avec une isolation composée d'un polymère extrudé qui présente une résistance exceptionnelle à la tension continue. Les câbles polymères sont l'option privilégiée pour le HVDC en raison de leur résistance mécanique élevée, de leur flexibilité et de leur faible poids [72].

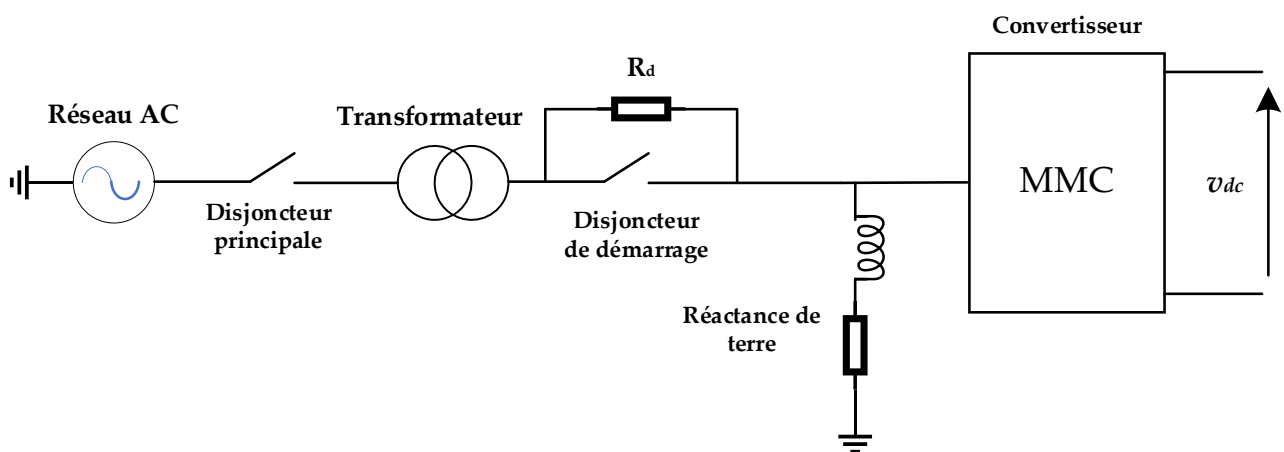


Figure II.5: Topologie d'une station d'un système MMC-MTDC

L'examen du système montré dans la figure II.5 met en évidence une différence fondamentale en termes de localisation de l'énergie. Pour le type VSC-MTDC conventionnel, les condensateurs sont directement reliés au bus continu. Cela signifie que la quantité d'énergie stockée dépend de la tension continue. En revanche, ces dispositifs de stockage contribuent de manière inhérente à la stabilité de la tension du bus continu. En ce qui concerne la topologie MMC, les éléments de stockage font partie du convertisseur lui-même, et il n'y a pas une connexion directe au bus continu. En cas de fluctuation importante de la puissance sur le bus continu, il peut en résulter une tension continue instable [73].

II.3.2. Principe de fonctionnement du système MMC-MTDC

La figure II.6 présente un circuit équivalent montrant la connexion entre un MMC et un réseau AC.

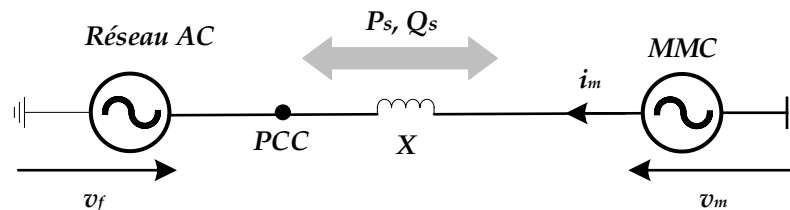


Figure II.6: Circuit simplifié d'un MMC raccordé à un réseau alternatif

Le schéma représente v_m comme la tension alternative contrôlée du MMC, tandis que v_s représente la tension alternative au point de couplage commun PCC. X représente la réactance totale entre le MMC et le réseau, qui comprend l'inductance du transformateur, du filtre d'harmoniques et d'autres composants. Ici, la résistance n'est pas prise en compte pour simplifier l'étude.

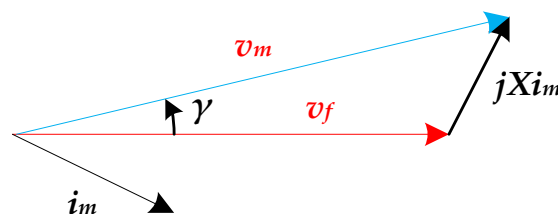


Figure II.7: Diagramme de phase du circuit équivalent d'une station d'un système MMC-MTDC

En considérant v_s comme référence des angles, le diagramme de phase des tensions v_m et la chute de tension aux bornes de l'inductance peut être présenté comme le montre la figure

II.7. Les puissances active et réactive échangée entre le PCC et le MMC sont décrites par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} P_m &= \frac{v_f v_m \sin(\gamma)}{X} \\ Q_m &= \left(\frac{v_m \cos(\gamma) - v_f}{X} \right) v_f \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Où γ représente le déphasage entre les deux tensions. Si γ est suffisamment petit, les équations ci-dessus peuvent être reformulées comme suit :

$$\begin{aligned} P_m &= \frac{v_f v_m \gamma}{X} \\ Q_m &= \left(\frac{v_m - v_f}{X} \right) v_f \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

D'après (II.2), il est évident que par la régulation de l'angle de déphasage et de l'amplitude de la tension du convertisseur v_m , il est indispensable de contrôler respectivement les puissances active et réactive, à un point de fonctionnement souhaité. Lorsque la tension v_m est en avance par rapport à la tension v_f , le MMC fournit une puissance active au réseau, c'est-à-dire que le MMC fonctionne comme un onduleur et que la puissance est prélevée sur le côté continu. Lorsque la tension v_m est en retard par rapport à v_f , le MMC absorbe la puissance active du réseau AC et de la transférée au côté continu.

De même, si l'amplitude de la tension v_m est supérieure à celle du réseau v_f , le MMC injecte de la puissance réactive dans le réseau AC ; il se comporte comme un condensateur shunt. Inversement, si l'amplitude de la tension du MMC est plus faible, le MMC consomme de la puissance réactive opérant ainsi comme un inducteur shunt. Donc, le MMC peut produire une tension alternative avec une amplitude et un angle de phase souhaités. Malgré les contraintes imposées par la tension du réseau continu et sa puissance nominale, le MMC peut contrôler les puissances active et réactive de manière indépendante. En d'autres termes, le MMC peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan PQ.

II.3.3. Modélisation d'une station d'un système MMC-MTDC

Chaque station « i » peut être illustrée par le schéma simplifié de la figure II.8. Dans ce schéma, le côté alternatif du système est représenté par trois sources de tension sinusoïdales reliées au secondaire du transformateur par une impédance de ligne. (R_s, L_s). Le côté continu est schématisé par une source de courant en parallèle avec un condensateur virtuelle de capacité C_v donnée par : $C_v = 6C/N$ [74].

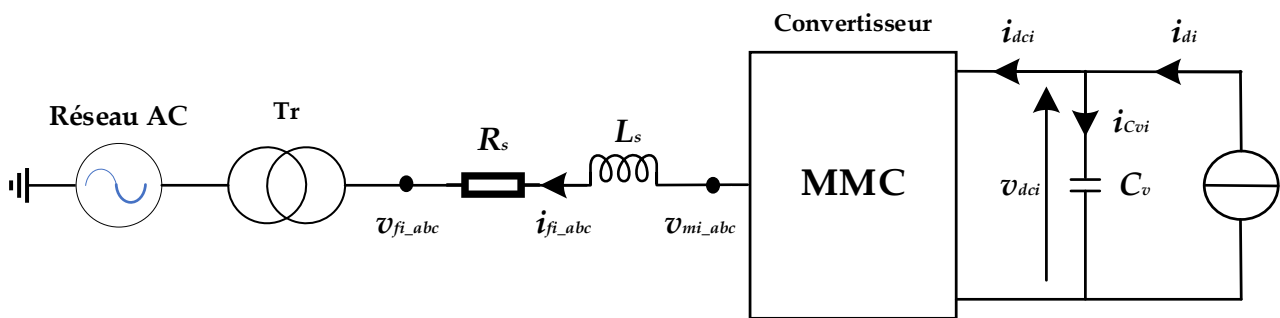


Figure II.8: Structure simplifié d'une station « i » d'un système MMC-MTDC

Le courant dans une phase du convertisseur dépend de la différence entre la tension v_{fxi} (tension au secondaire du transformateur, avec $x=a, b$ ou c) et la tension ajustable du côté alternatif de l'onduleur v_{mxi} . En utilisant la loi des mailles, nous parvenons à :

$$\begin{bmatrix} v_{mai} \\ v_{mbi} \\ v_{mci} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{fai} \\ i_{fbi} \\ i_{fci} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fai} \\ i_{fbi} \\ i_{fci} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fai} \\ v_{fbi} \\ v_{fci} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Pour rendre le modèle (II.3) plus adapté à la commande, on applique la transformation de Park afin de transformer les grandeurs triphasées du côté alternatif en grandeurs biphasées équivalentes. Deux principales motivations expliquent cette transformation :

- Il est possible de remplacer les trois variables du modèle mathématique par seulement deux variables ;
- Les deux variables biphasées peuvent être considérées comme des variables continues.

La matrice suivante définit la transformation de Park adoptée :

$$\begin{bmatrix} x_{di} \\ x_{qi} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_i) & \sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ai} \\ x_{bi} \\ x_{ci} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

L'angle θ est estimé par un block PLL (Phase Locked Loop) triphasé à partir des tensions v_{fi} . La composante v_{fq} générée par cette transformation est asservie à zéro par action sur l'angle du repère de Park (θ_{iest}). En régime établi, l'angle θ_{iest} est égal à l'angle du réseau θ_i . Le principe du PLL triphasé est détaillé dans l'annexe.

Dans le repère tournant (d, q), le modèle est transformé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{fdi}}{dt} \\ \frac{di_{fqi}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -R_s & L_s \omega_i \\ -L_s \omega_i & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fdi} \\ i_{fqi} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{mdi} - v_{fdi} \\ v_{mqi} - v_{fqi} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Avec ω_i est la pulsation des tensions triphasées de la station i .

L'expression du courant continu équivalent, noté i_{cvi} , circulant dans le condensateur du bus continu en fonction de la tension continue globale, est définie par l'équation suivante :

$$i_{cvi} = C_{vi} \frac{dv_{dci}}{dt} \quad (\text{II.6})$$

En se basant sur le concept de conservation de la puissance entre le côté DC et le côté AC, et en ignorant les pertes de commutation du MMC et les pertes dans la ligne ($R_s ; L_s$), le courant i_{cvi} peut être exprimé comme une fonction des puissances du côté continu et du côté alternatif et de la tension du bus continu comme suit :

$$i_{cvi} = \frac{P_{dci} - P_{aci}}{v_{dci}} \quad (\text{II.7})$$

Depuis II.6 et II.7, on peut trouver :

$$\frac{dv_{dci}}{dt} = \frac{P_{dci} - P_{aci}}{C_{vi} v_{dci}} \quad (\text{II.8})$$

En considérant un repère tournant (d, q) et en supposant que les trois tensions v_{fi} forment un système triphasé équilibré, les expressions des puissances instantanées active et réactive sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} P_{aci} \\ Q_{aci} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{fdi} & v_{fqj} \\ v_{fqj} & -v_{fdi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fdi} \\ i_{fqj} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Cependant, à l'aide de l'utilisation d'un PLL, la commande VOC (Voltage Oriented Control) permet d'aligner le vecteur de tension sur l'axe 'd' et la composante en quadrature sera nulle ($v_{fqj}=0$). Par conséquent, l'équation (II.10) se simplifie à :

$$\frac{dv_{dci}}{dt} = \frac{P_{dci} - v_{fdi} i_{fdi}}{C_{vi} v_{dci}} \quad (\text{II.10})$$

Le modèle mathématique d'une station dans le repère (d, q) est donné par les équations (II.5) et (II.10); ce modèle est utilisé pour synthétiser la commande du système MMC-MTDC.

II.3.4. Contrôle du système MMC-MTDC

L'objectif fondamental du système de transmission HVDC est de transporter efficacement de grandes quantités d'énergie d'un endroit à un autre. Le contrôle du convertisseur est nécessaire pour obtenir le flux d'énergie attendu.

En outre, pour garantir le fonctionnement cohérent du système tout en maintenant la sécurité de l'équipement, il est parfois nécessaire de mettre en œuvre des régulations supplémentaires pour gérer les tensions et/ou les courants des réseaux DC et AC, en fonction de la situation concernée.

La figure II.9 présente la structure de contrôle globale du MMC. Les tensions de référence triphasées sont déterminées par la commande éloignée, puis transformées en signaux pour activer ou désactiver les IGBTs par la commande rapprochée.

II.3.4.1. Principe de la commande d'un système MMC-MTDC

Selon [69], le contrôle d'un convertisseur de tension peut être réalisé en utilisant deux méthodes : la commande directe et la commande vectorielle. La commande directe permet de contrôler les flux des puissances à travers le convertisseur en agissant directement sur l'amplitude et la phase de la tension de côté alternatif du MMC.

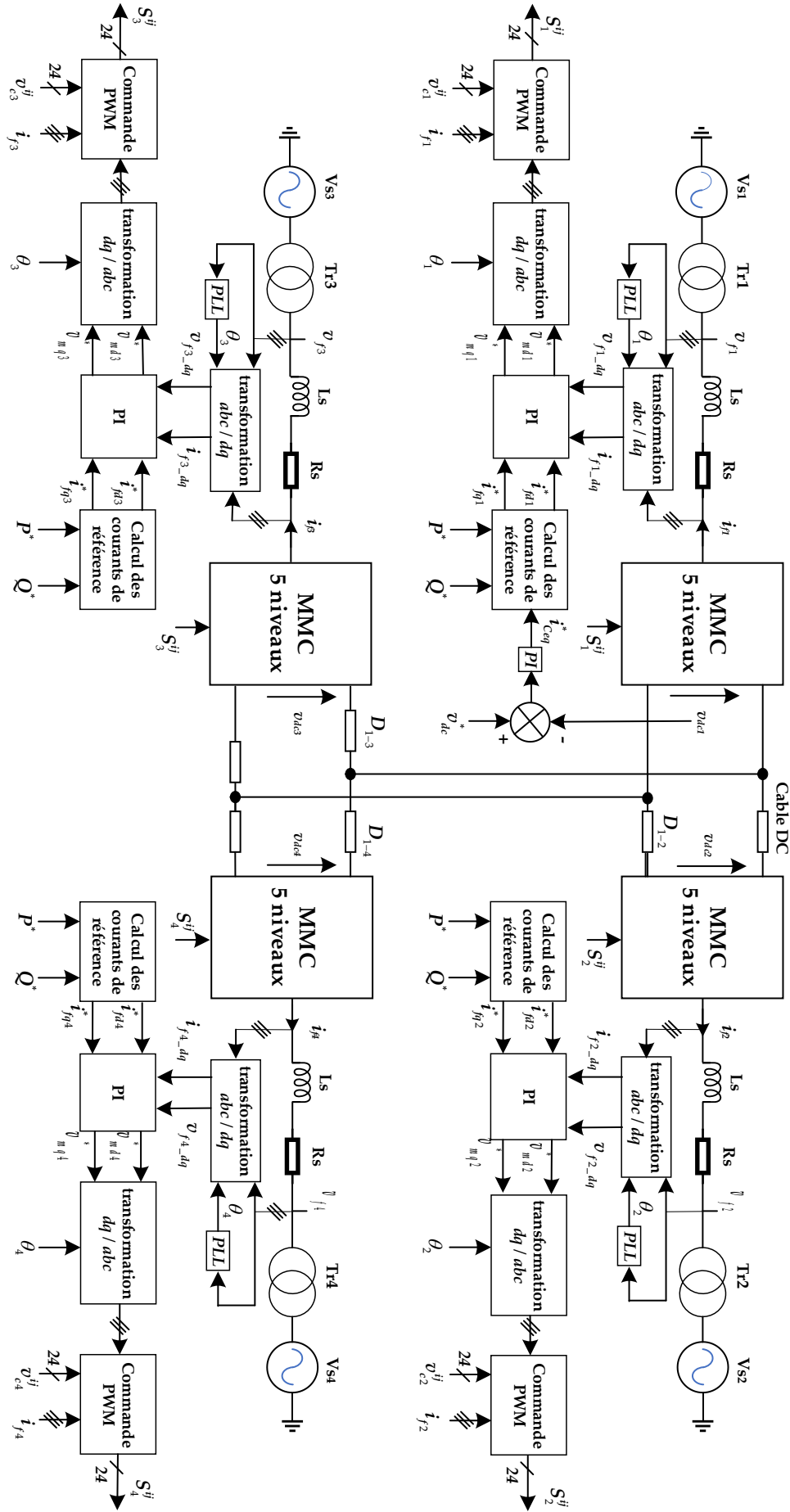


Figure II.9: Schéma de contrôle global du système multi terminaux

D'un autre côté, la commande vectorielle est assez efficace en termes du temps de réponse et de stabilité lors des variations de consigne. Pour ces raisons, la commande vectorielle est largement utilisée dans les convertisseurs statiques afin de réguler de manière indépendante et bidirectionnelle les puissances active et réactive.

Deux niveaux de régulation sont utilisés dans cette commande. Le premier niveau est constitué d'un contrôleur interne rapide, pour les courants AC. Le deuxième est constitué d'un ou plusieurs contrôleurs externes moins rapides, qui calculent les valeurs de référence du courant AC (dans un référentiel dq) qui doivent être fournies au "contrôleur interne". Les "contrôleurs externes" comprennent un contrôleur de puissance active, un contrôleur de tension DC et un contrôleur de puissance réactive.

II.3.4.2. Commande interne

De l'équation (II.5), on remarque que le modèle de la station dans le repère (d, q) comporte des termes de couplage entre les axes d et q . Les variables d'état de ce système sont les composantes directe et quadratique du courant (i_{fdi} et i_{fqj}), tandis que les variables de commande sont v_{mdi} et v_{mqj} , et les variables de perturbation sont v_{fdi} et v_{fqj} . Ce système peut être découplé en adoptant le changement de variables suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{fdi} \\ i_{fqj} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fdi} \\ i_{fqj} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les tensions de références de l'onduleur sont calculées à l'aide de l'équation (II.5) comme suit

$$\begin{bmatrix} v_{mdi}^* \\ v_{mqj}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix} + L_s \omega_i \begin{bmatrix} -i_{fqj} \\ i_{fdi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fdi} \\ v_{fqj} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La boucle de contrôle du courant interne génère les tensions de référence nécessaires au bloc de modulation PWM, qui génère à son tour les signaux d'ouverture et de fermeture des IGBTs. En effet, deux correcteurs PI sont nécessaires pour réguler les composantes active et réactive du courant de ligne. La figure II.10 illustre la structure de la boucle interne de contrôle du courant.

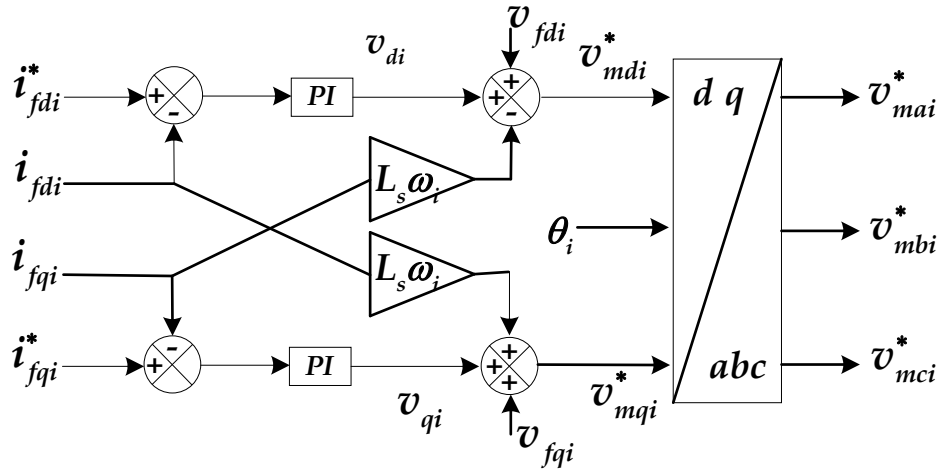


Figure II.10: Boucle interne de contrôle du courant de ligne

Après compensation, le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant est illustré par la figure II.11.

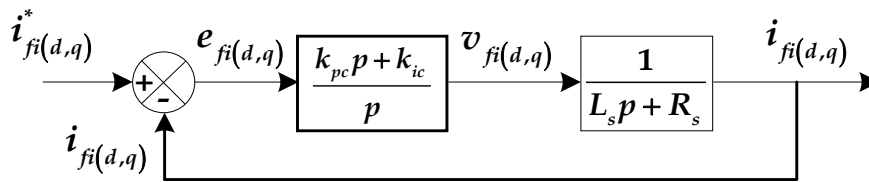


Figure II.11: Schéma bloc de régulation des courants par des régulateurs PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F(p) = \frac{k_{pc}p + k_{ic}}{p} \frac{1}{L_s p + R_s} \quad (II.13)$$

Par conséquent, l'expression de la fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$H(p) = \frac{\frac{k_{pc}}{L_s} p + \frac{k_{ic}}{L_s}}{p^2 + \left(\frac{R_s + k_{pc}}{L_s}\right)p + \frac{k_{ic}}{L_s}} \quad (II.14)$$

Pour contrôler le système en boucle fermée, il est impératif de sélectionner avec précision les coefficients k_{pc} et k_{ic} . Dans la méthode d'imposition des pôles, il est nécessaire d'établir une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée spécifié par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_c \omega_{nc} p + \omega_{nc}^2 \quad (II.15)$$

En fin de compte, on parvient à déduire les valeurs des constantes du régulateur de la manière suivante :

$$\begin{aligned} k_{pc} &= 2\xi_c \omega_{nc} L_s - R_s \\ k_{ic} &= L_s \omega_{nc}^2 \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

Où ξ_c et ω_{nc} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système du deuxième ordre désiré.

II.3.4.3. Commande externe

Dans la structure dite "Maitre-Exclave", l'un des convertisseurs est le responsable de réguler la tension de bus continu commun, tandis que les autres sont responsables de contrôler le transfert de puissance entre les stations. La tension continue v_{dci} du bus continu, doit être maintenue constante. Les fluctuations de cette tension doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semiconducteurs constituant les interrupteurs, et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du convertisseur. Afin d'assurer la régulation de la tension continue, un régulateur est indispensable. L'application de la transformation de Laplace sur l'équation (II.8) conduit à :

$$v_{dci}(p) = \frac{1}{C_{vi}p} i_{Cvi}(p) \quad (\text{II.17})$$

Pour obtenir le courant i_{Cvi} nous avons le choix entre un régulateur proportionnel et un régulateur proportionnel intégral. Ce dernier est souvent préférable du fait qu'il permet d'annuler l'erreur statique. Le bloc de régulation de la tension continue peut-être représenté par le schéma illustré dans la figure II.12.

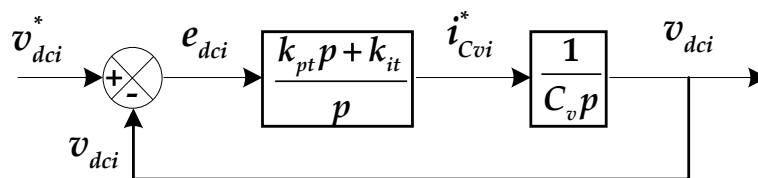


Figure II.12: Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F_t(p) = \frac{k_{pt}p + k_{it}}{p} \frac{1}{C_v p} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfère en boucle fermée sera donc :

$$H_t(p) = \frac{\frac{k_{pt}}{C_v} p + \frac{k_{it}}{C_v}}{p^2 + \frac{k_{pt}}{C_v} p + \frac{k_{it}}{C_v}} \quad (\text{II.19})$$

Par analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H_t(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G_t(p) = p^2 + 2\xi_t \omega_{nt} p + \omega_{nt}^2 \quad (\text{II.20})$$

On trouve les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pt} &= 2\xi_t \omega_{nt} C_v \\ k_{it} &= C_v \omega_{nt}^2 \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Où ξ_t et ω_{nt} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système du deuxième ordre désiré.

La régulation du bus continu fournit la référence du courant côté continu i_{Cv}^* , puis on calcul la référence du courant actif du côté alternatif i_{fd1}^* pour la première station (dite Maître) à partir de l'équation (II.7), ce qui donne :

$$i_{fd1}^* = \frac{P_{dc}^* - v_{dc} i_{Cv}^*}{v_{fd1}} \quad (\text{II.22})$$

Pour les autres unités (dites esclaves) garantissant le contrôle du flux des puissances, leurs courants de références sur l'axe d sont choisies pour assurer la conservation de la puissance.

Dans ce travail, la deuxième station fournit deux tiers de la puissance totale fournie au système, tandis que la troisième station fournit le tiers restant. D'autre part, la quatrième station consomme deux tiers de cette puissance, tandis que la première consomme le reste, comme le montre l'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} i_{fd2}^* \\ i_{fd3}^* \\ i_{fd4}^* \end{bmatrix} = \frac{P_{dc}^*}{3} \begin{bmatrix} -2 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/v_{fd2} \\ 1/v_{fd3} \\ 1/v_{fd4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Où P_{dc}^* est la puissance active de référence du système.

De même, il faut assurer une conversation à la puissance réactive en choisissant les références des courants réactifs comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{fq1}^* \\ i_{fq2}^* \\ i_{fq3}^* \\ i_{fq4}^* \end{bmatrix} = Q_{dc}^* \begin{bmatrix} -2/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/v_{fd1} \\ 1/v_{fd2} \\ 1/v_{fd3} \\ 1/v_{fd4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Où Q_{dc}^* est la puissance réactive de référence du système.

II.3.5. Résultats de simulation et interprétations

Cette partie consiste à valider par simulation la stratégie de commande suggérée afin d'évaluer son efficacité. Les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab/Simulink avec un pas d'échantillonnage de $1 \mu\text{s}$. Les paramètres du système MMC-MTDC présenté dans la figure II.9 sont regroupés dans le tableau (II.2) [106] :

Paramètre	Désignation	Valeur
Puissance apparente nominale	S_N	75 MVA
Tension AC nominale	v_s	138 kV
Tension de sortie des transformateurs	v_f	30 kV
Tension du bus continu	v_{dc}	60 kV
Fréquences nominales	f_1, f_2, f_3, f_4	60 Hz, 50 Hz, 50 Hz, 50 Hz
Fréquences du PWM	f_h	10 kHz
Impédances des lignes	L_s, R_s	0.01 Ω , 10 mH
Inductances du bras	L_f	3 mH
Condensateur du sous-module	C	3.3 mF
Longueur de la ligne DC (1-2)	D_{1-2}	75 km
Longueur de la ligne DC (1-4), (2-3)	D_{1-3}, D_{1-4}	50 km

Tableau II.2: Paramètres du système MMC-MTDC

Les simulations visent à évaluer les performances de la régulation de la tension continue et de l'équilibrage des tensions des condensateurs des sous-modules via les tests suivants :

- Test 1 : Variations des puissances active et réactive échangées.
- Test 2 : Déconnexion de la troisième station.

II.3.5.1. Test 1 : Variations des puissances active et réactive échangées

Dans ce test on a soumis le système MMC-MTDC étudié aux variations suivantes :

- À $t = 1$ s, un changement de la puissance active de 25 à 50 MW.
- À $t = 2$ s, un changement de la puissance active de 50 à 75 MW.
- À $t = 1,5$ s une augmentation de la puissance réactive de 0 à 10 MVAR.
- À $t = 2,5$ s, la puissance réactive est ramenée à zéro.
- À $t = 3$ s, le flux de puissance active est inversé de 75 MW à -75 MW (le transfert va du convertisseur 2 et du convertisseur 3 au convertisseur 1 et au convertisseur 4).

Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures de II.13 à II.19. Ces figures montrent les réponses dynamiques du système MMC-MTDC à quatre terminaux en cas de variation de référence et d'inversion des puissances active et réactive.

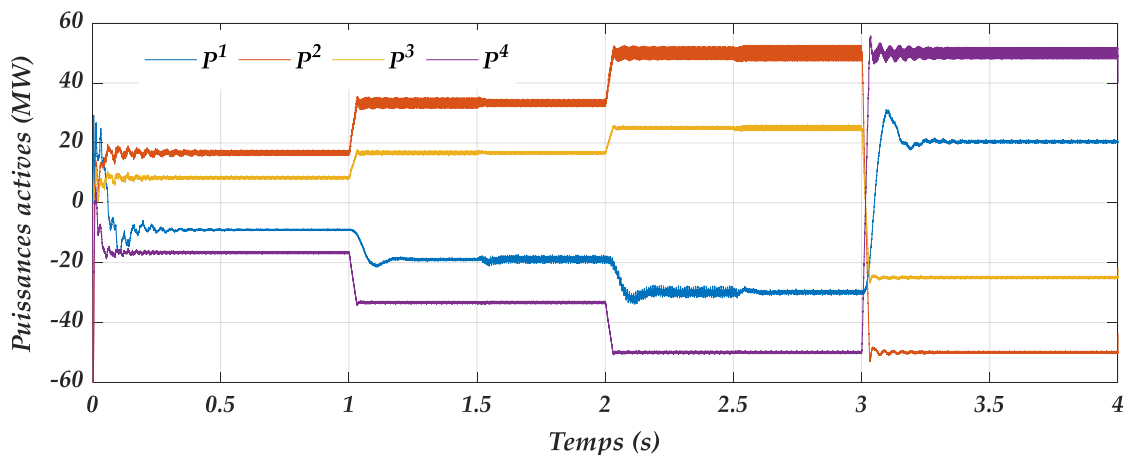


Figure II.13: Puissances actives échangées entre les terminaux

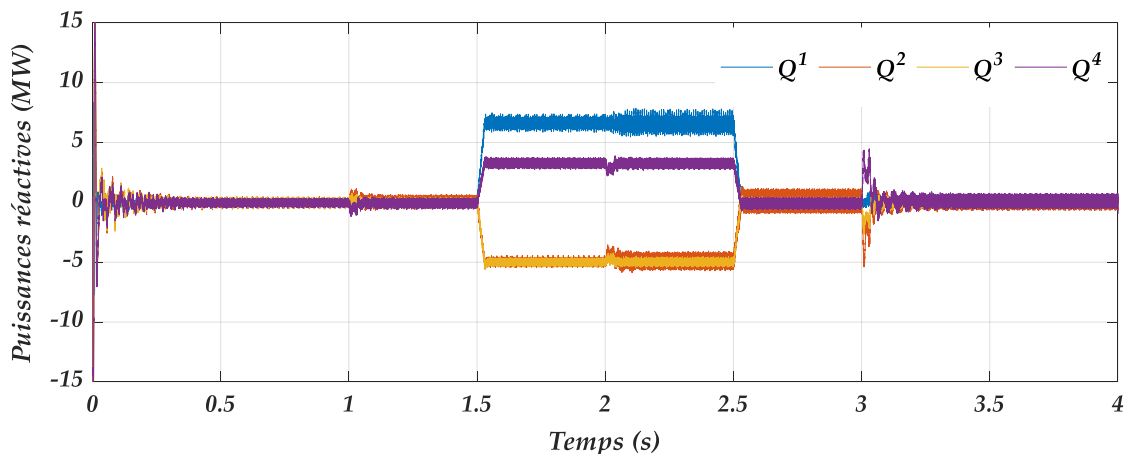


Figure II.14: Puissances réactives échangées entre les terminaux

Les résultats représentés dans les figures II.13 et II.14 confirment que les puissances actives et réactives de toutes les unités suivent facilement leurs références. On constate bien que la quantité de puissance active ou réactive injectée par les unités MMC1 et MMC4 est égale à celle absorbée par les unités MMC2 et MMC3.

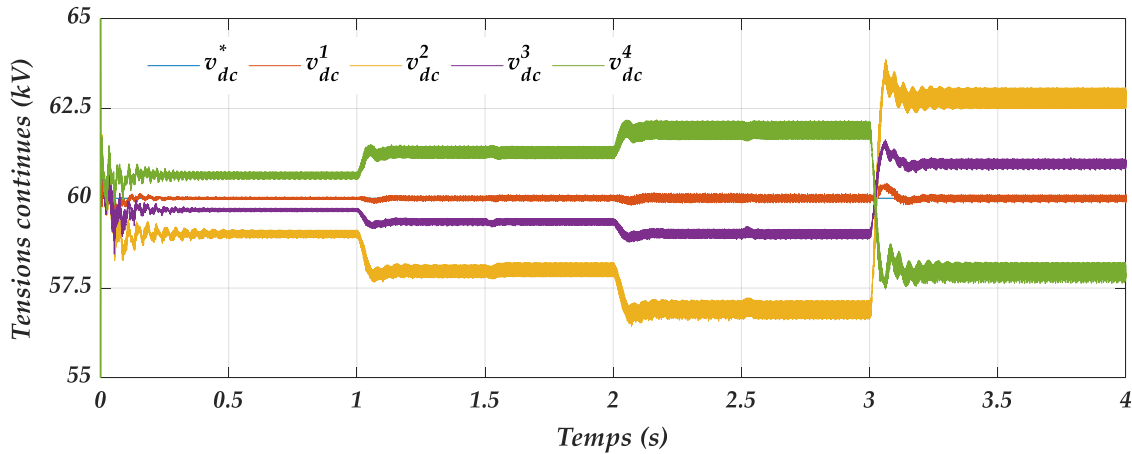


Figure II.15: Tension des bus continus des différents terminaux

La figure II.15 montre que la tension du bus continu du première MMC suit sa référence de 60 kV. Au moment de la variation de la puissance active, les autres tensions continues restent constantes. Cependant, elles ont des valeurs différentes autour de la référence en raison de la chute de tension dans les lignes de transmission. Cette chute de tension est liée à la valeur et le signe du flux de puissance active transféré. Les tensions aux bornes des condensateurs des sous-modules sont représentées sur la figure II.16. Cette dernière montre que ces tensions sont maintenues équilibrées par l'algorithme de stabilisation BCA associé à la commande PWM des convertisseurs MMC.

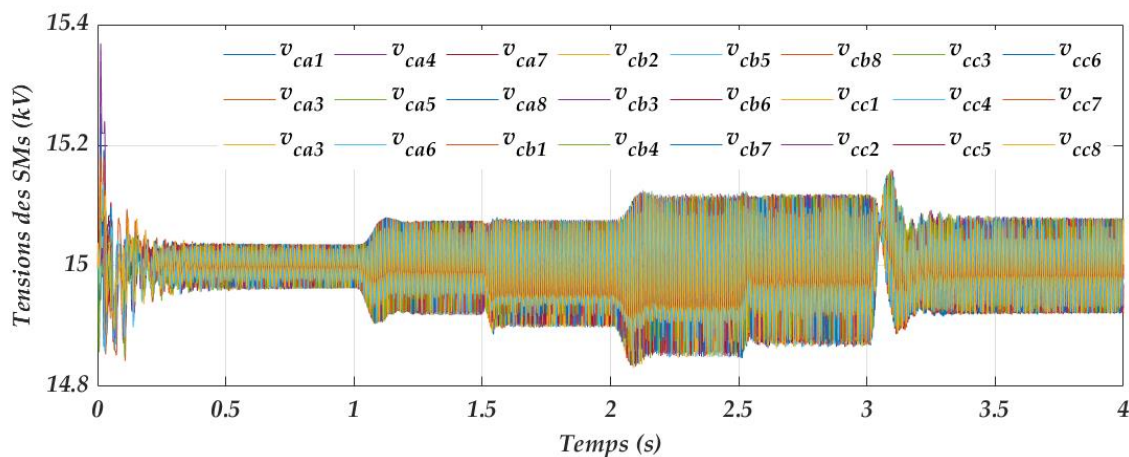


Figure II.16: Tensions aux bornes des condensateurs des sous-modules du premier terminal

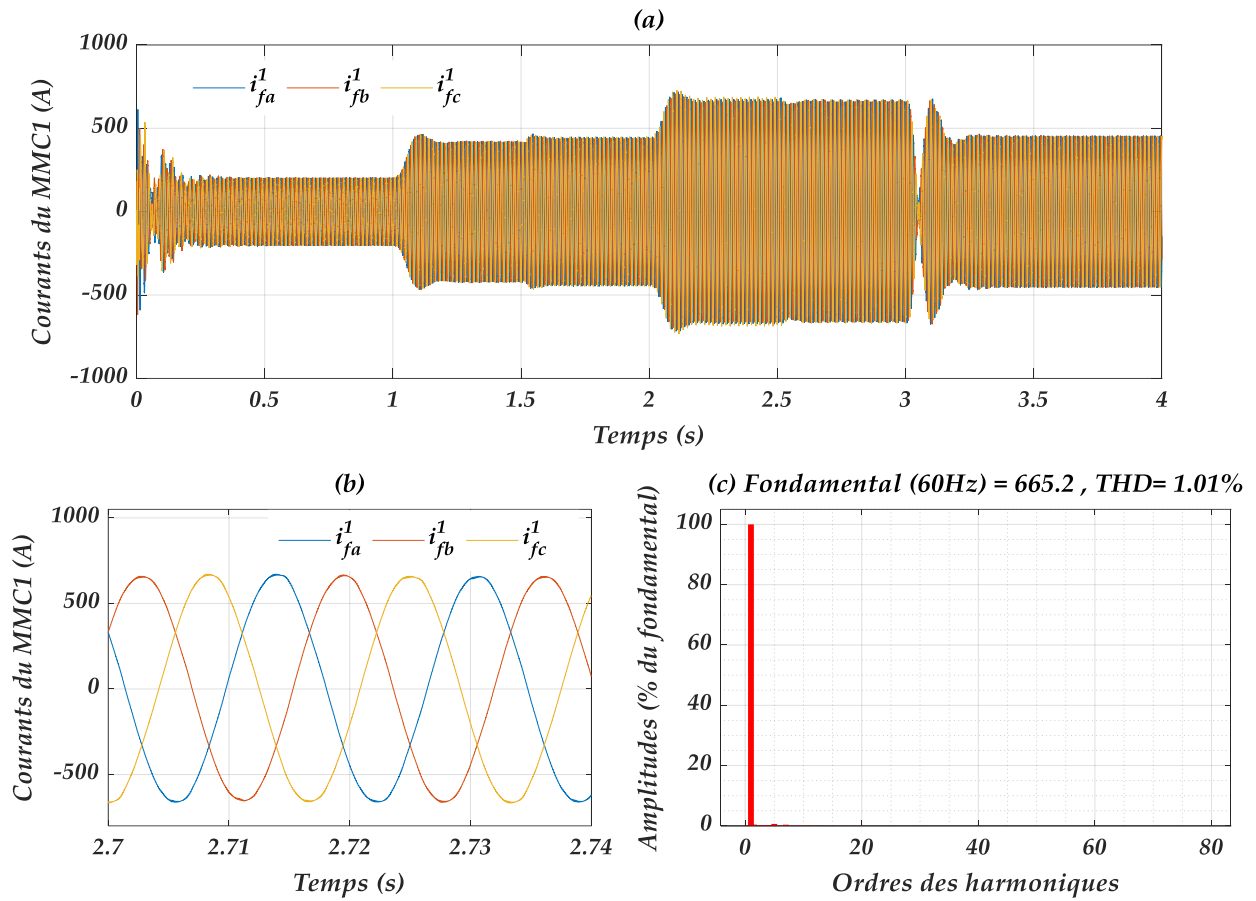


Figure II.17: Courants de phase du 1^{ère} terminal, (a) : formes d'ondes ; (b) : zoom ; (c) : THD.

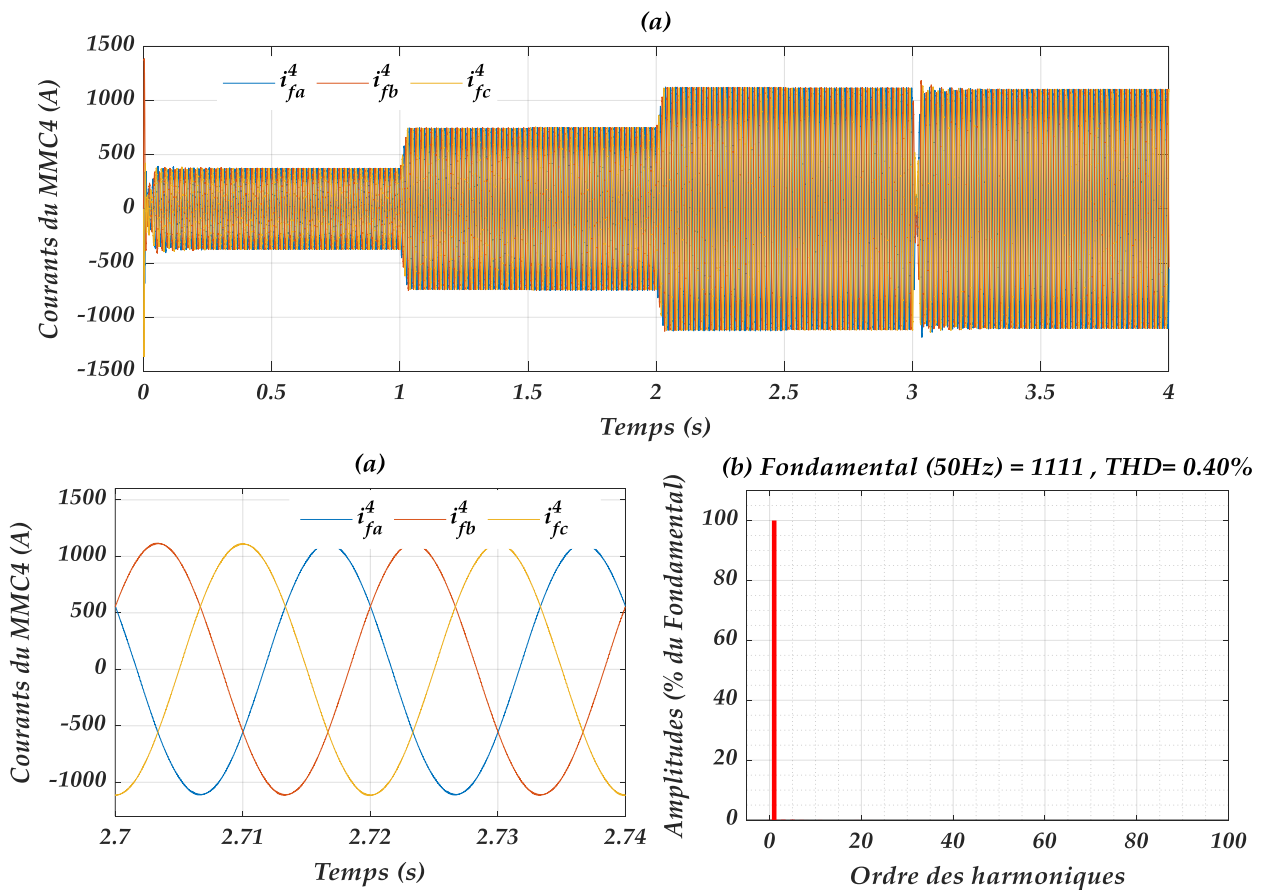


Figure II.18: Courants de phase du 4^{ème} terminal, (a) : formes d'ondes ; (b) : zoom ; (c) : THD.

Les figures II.17 et II.18 présentent les courants de ligne des convertisseurs MMC1 et MMC4, qui ont une forme sinusoïdale avec de faible taux d'harmoniques (1.01% et 0.40%). De plus, on constate qu'ils varient en fonction de variation des puissances transmises par leurs stations.

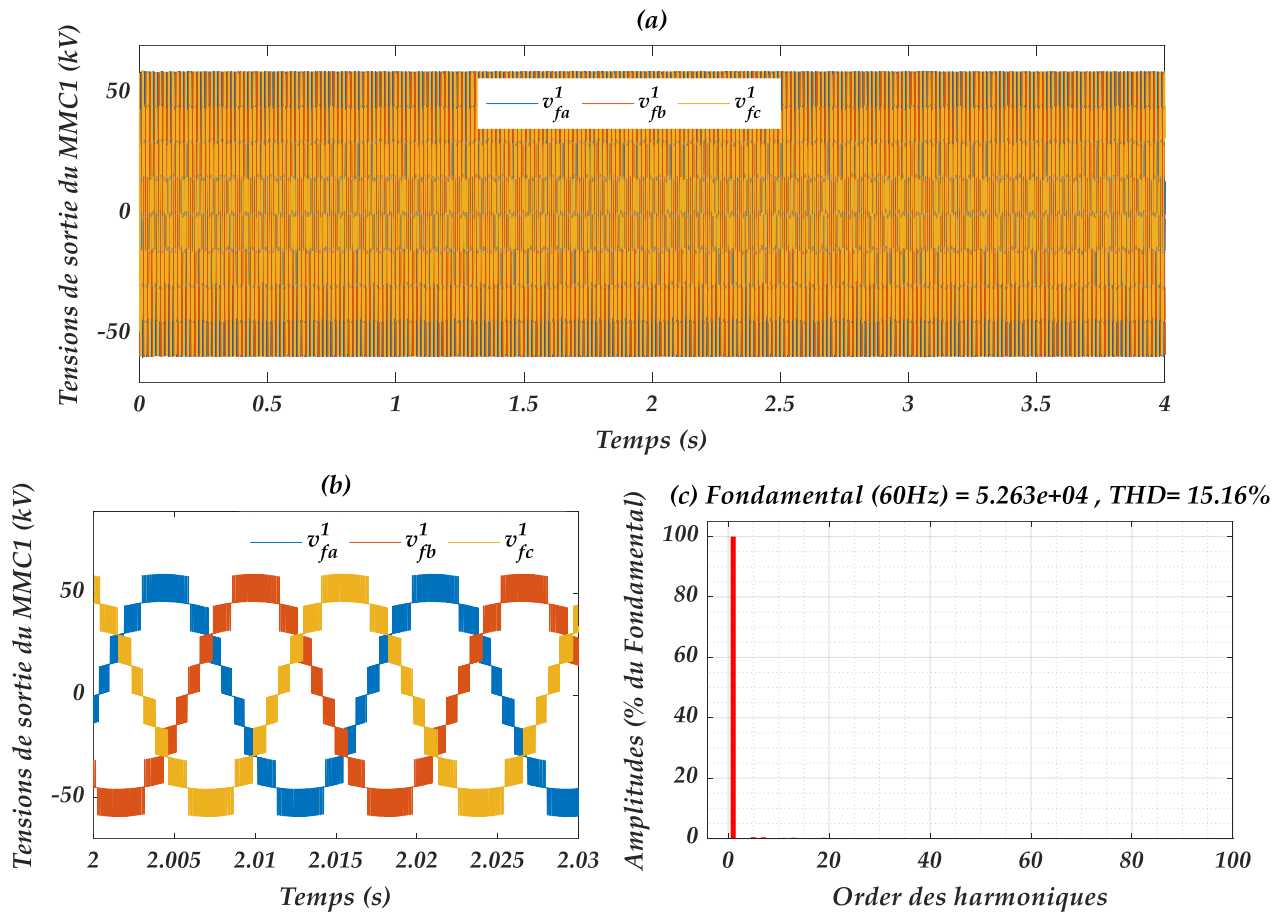


Figure II.19: Tensions alternatives du convertisseur MMC1, (a) : formes d'ondes ; (b) : zoom ; (c) : THD.

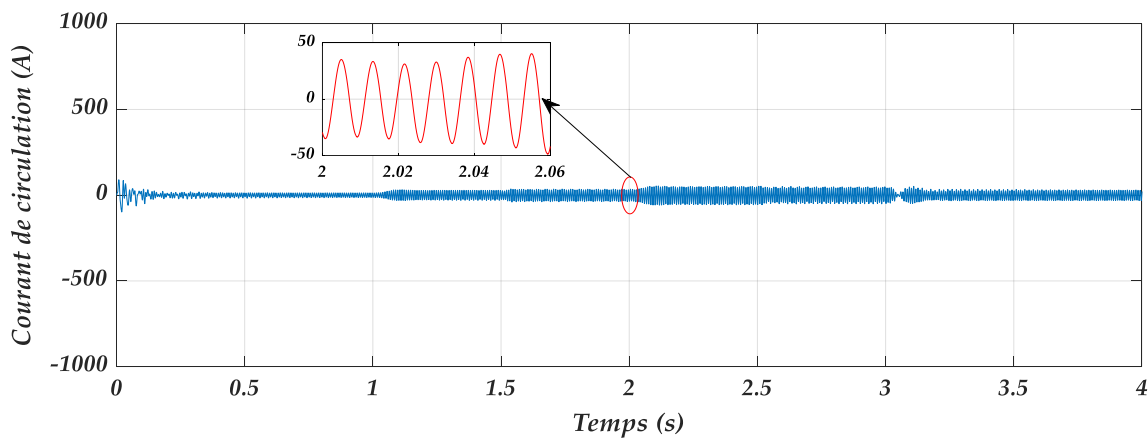


Figure II.20: Courant de circulation de la phase a

Les tensions triphasées alternatives du convertisseur MMC1 sont représentées dans la figure II.19. Ces tensions ont des niveaux de tension qui ne sont pas constants due à la chute

de tension produite par les courants de bras i_{px} et i_{nx} (Figure I.3) dans l'inductance L_f . Cette forme est plus proche de la forme sinusoïdale que celle produite par les onduleurs multiniveaux classiques de même nombre de niveaux.

La figure II.20 représente le courant de circulation dans le premier MMC. Il est très faible par rapport aux courants de ligne, dû à la méthode de minimisation appliquée dans la commande PWM du convertisseur.

II.3.5.2. Test 2 : Déconnexion du troisième terminal

Dans ce cas, le 3^{ème} terminal est déconnecté à $t=0,6$ s, puis il est reconnecté à $t=1,6$ s. Dans ces conditions, le terminal 3 n'absorbe plus de puissance, tandis que la puissance fournie par la quatrième unité est absorbée par la deuxième unité, et la première unité ne fournit qu'une petite quantité pour compenser les pertes dans la ligne de transmission, comme illustré à la figure II.21 pour les puissances actives et à la figure II.23 pour les tensions continues, et aux figures II.24 et II.26 pour les courants de ligne.

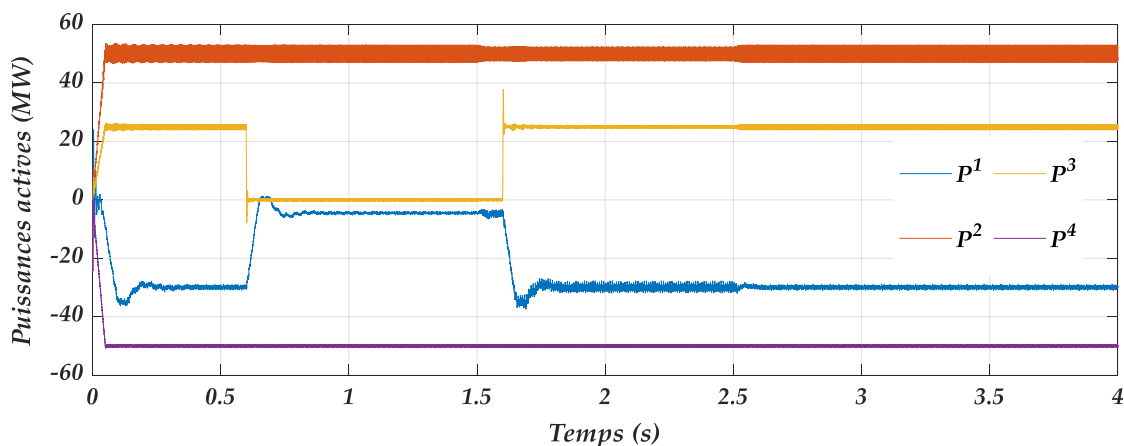


Figure II.21: Puissances actives échangées entre les terminaux

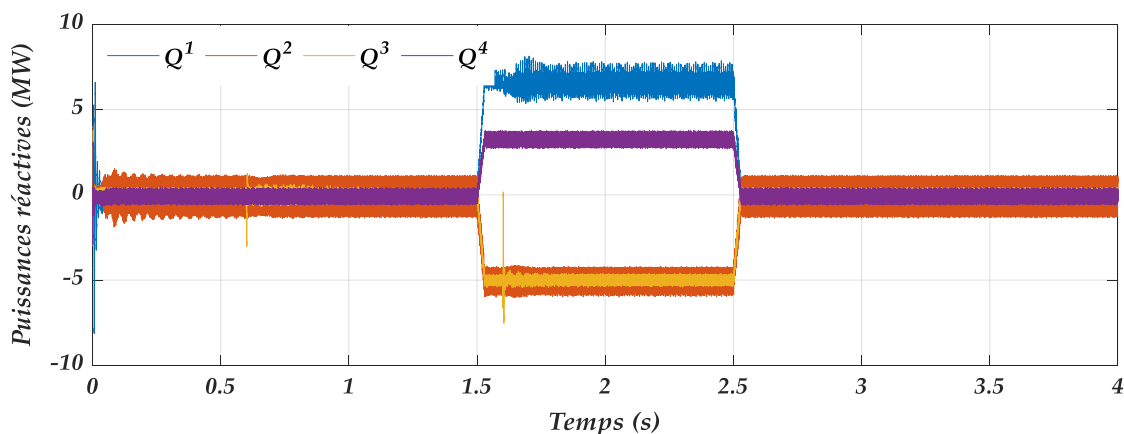


Figure II.22: Puissances réactives échangées entre les terminaux

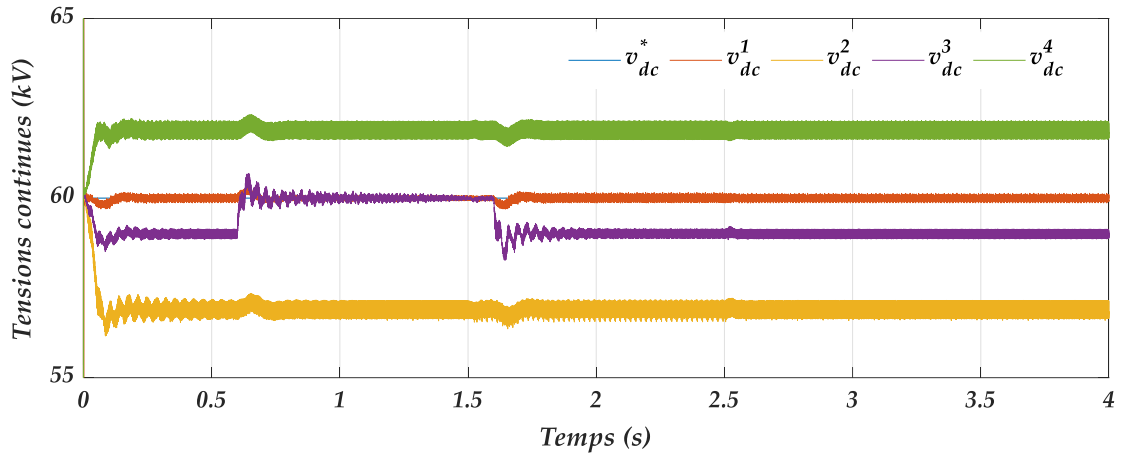


Figure II.23: Tensions des bus continus des différents terminaux

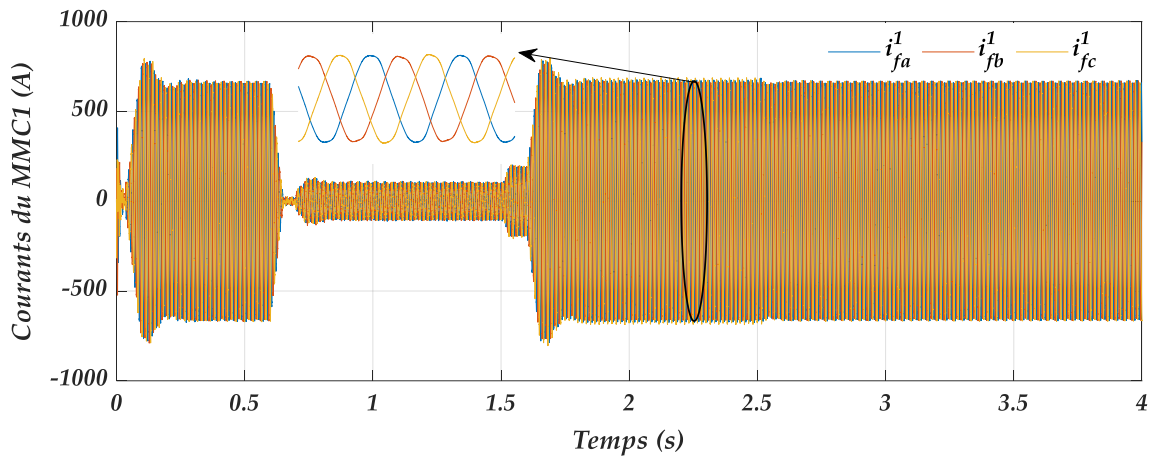


Figure II.24: Courants de phase du premier terminal

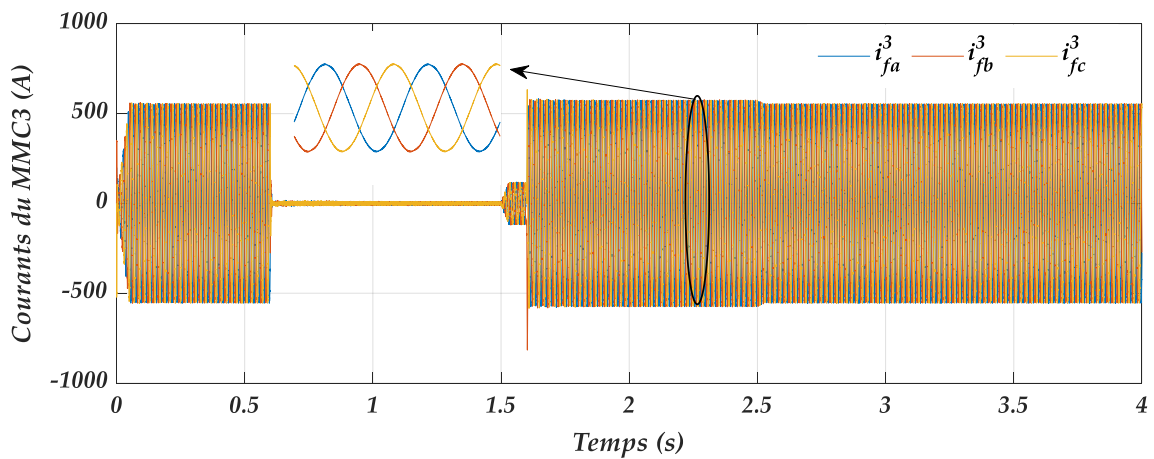


Figure II.25: Courants de phase du troisième terminal

Durant la déconnection, le système MMC-MTDC à quatre terminaux reste stable et les trois autres unités fonctionnent dans des états normaux, ce qui montre l'efficacité de la commande proposée.

II.4. Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude par simulation d'un système MMC-MTDC comportant quatre terminaux à base de convertisseurs MMC à cinq niveaux. À travers une étude théorique présentée dans la première partie de ce chapitre, nous avons constaté que les systèmes HVDC de nos jours ont tendance à utiliser des convertisseurs multiniveaux modulaires pour plusieurs raisons, notamment pour leur puissance de fonctionnement élevée, leur faible perte de fonctionnement, leur évolutivité, leur fiabilité et leur tension alternative à faible taux d'harmoniques.

En se basant sur un modèle approprié du système MMC-HVDC dans un repère synchrone, la stratégie de commande adoptée est formée par deux niveaux de commande l'un externe pour la régulation de la tension continue et l'autre interne pour la régulation des courants de ligne. Ce processus de régulation est mis en œuvre en utilisant des régulateurs de type proportionnel intégral. La simulation du système MMC-MTDC proposé montre l'efficacité de la méthode utilisée pour réguler la tension continue, les tensions des SMs et les puissances active et réactive tout en maintenant de faible valeur pour le courant de circulation. En outre, cette commande est capable de maintenir la stabilité du système MMC-MTDC même en cas de déconnection d'une station.

Chapitre III

Commande prédictive séquentielle d'un système MMC-MTDC

III.1. Introduction

La commande prédictive est une méthode appartenant à la famille des techniques de contrôle basées sur un modèle interne (IMC : Internal Model Controller). En anglais, le terme MPC est employé pour désigner la commande prédictive, également connue sous le nom de Model Predictive Control. Les non-linéarités du système peuvent être incluses dans le modèle, ce qui évite de linéariser le modèle autour d'un point de fonctionnement donné, ce qui améliore le fonctionnement du système dans toutes les conditions. Il est également possible d'inclure des restrictions sur certaines variables lors de la conception du contrôleur prédictif [75-76].

La technique MPC a été largement utilisée dans le contrôle des convertisseurs de puissance [77-81] y compris les systèmes HVDC. Dans [82-84], la technique MPC a été appliquée aux topologies back-to-back, et elle a été largement utilisée dans les applications multi-terminaux [84-87]. La technique MPC nécessite un grand nombre de facteurs de

pondération, qui sont conçus de manière empirique et sont très difficiles à calculer en utilisant le processus d'essai et d'erreur. En outre, elle utilise des fonctions de coût avec des objectifs multiples, ce qui complique l'algorithme de contrôle et augmente la charge de calcul. Pour remédier à ces deux faiblesses, on propose d'utiliser une autre stratégie de contrôle MPC pour les systèmes de transmission MMC-MTDC, appelée contrôle prédictif séquentiel de modèle (SMPC) proposé par [88].

Ce chapitre sera réservé pour l'application du MPC afin de contrôler un système MTDC à quatre terminaux à base de convertisseur MMC à cinq niveaux. Les objectifs principaux peuvent donc être résumés comme suit :

- Présentation du concept de la commande MPC ;
- Application de la commande MPC pour contrôler le système MMC-MTDC ;
- Présentation du principe de la commande SMPC ;
- Application de la commande SMPC pour contrôler le système MMC-MTDC ;
- Simulations numériques du système MMC-MDTC contrôlé par MPC et SMPC.

III.2. Commande prédictive

III.2.1. Classification de la commande prédictive

La commande prédictive comprend une large gamme de contrôleurs qui ont été récemment utilisés dans le contrôle des convertisseurs de puissance. La figure III.1 présente une classification de plusieurs techniques de commande prédictive, comme suggéré dans la référence [89].

Le critère d'optimisation de la commande prédictive basée sur l'hystérésis consiste à maintenir la variable contrôlée dans les limites d'une zone d'hystérésis [90], tandis que dans la commande basée sur la trajectoire, les variables sont forcées de suivre une trajectoire prédéfinie. Dans le cas de la commande à temps mort, l'actionnement optimal est celui qui rend l'erreur égale à zéro à l'instant d'échantillonnage suivant [91-92]. Un critère plus souple est utilisé dans la commande prédictive de modèle (MPC), exprimé sous la forme d'une fonction de coût à minimiser [93-94].

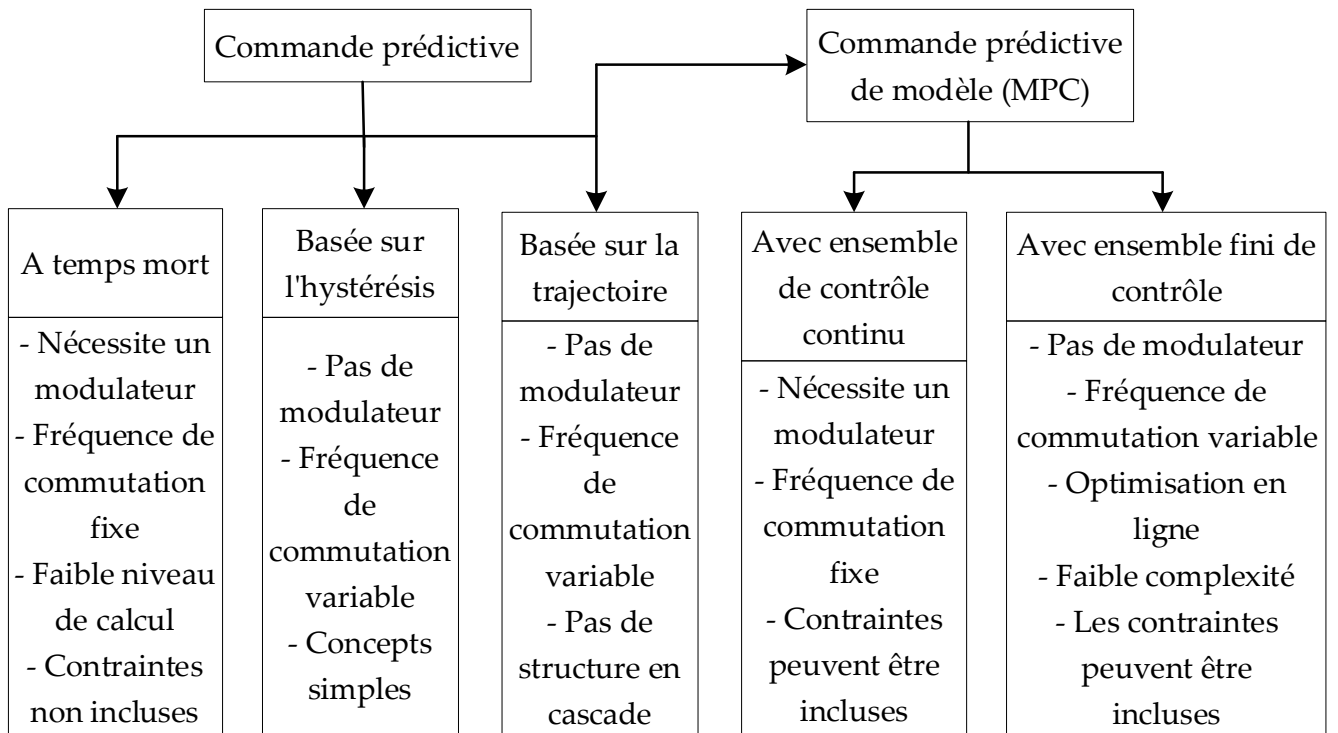


Figure III.1: Classification des commandes prédictives utilisées dans le contrôle des convertisseurs de puissance

III.2.2. Principe de la commande MPC

Le concept fondamental consiste à utiliser les informations acquises à partir du modèle pour imaginer de nombreux scénarios pour le fonctionnement futur du processus, puis à choisir le scénario le plus optimal en fonction des objectifs souhaités. En outre, la commande MPC suit une séquence cohérente d'étapes à intervalles réguliers, comme le montre la figure III.2.

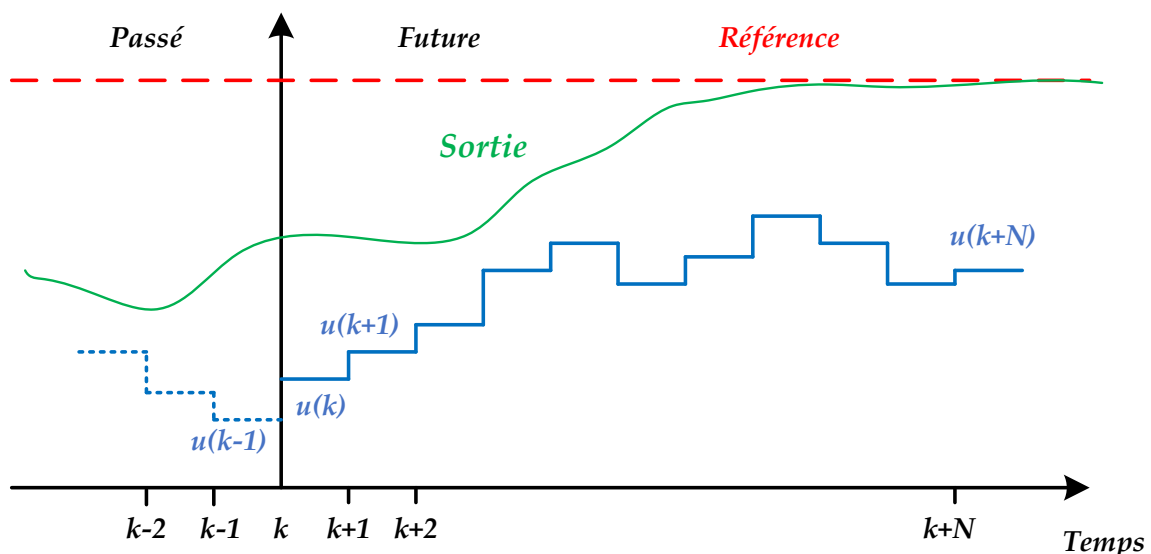


Figure III.2: Principe de fonctionnement du MPC

Les valeurs futures des états du système sont prédites jusqu'à un horizon prédéfini dans le temps $k+N$ en utilisant le modèle du système et les informations disponibles (mesures) jusqu'au temps k . La séquence d'actions optimales est calculée en minimisant la fonction de coût et le premier élément de cette séquence est appliqué. L'ensemble du processus est répété pour chaque instant d'échantillonnage en tenant compte des nouvelles données mesurées.

En générale, le modèle de prédiction utilisé est un modèle à temps discret qui peut être représenté comme un modèle d'espace d'état de la manière suivante [95] :

$$\begin{aligned} \dot{x}(k) &= g(x(k), u(k)) \\ y(k) &= h(x(k), u(k)) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Il est nécessaire d'établir une fonction de coût 'J' qui décrit avec précision le comportement attendu du système. Cette fonction prend en compte les références, les états et les actions futures.

$$J = f(x^*(k), x(k), u(k), \dots, u(k+N)) \quad (\text{III.2})$$

La commande prédictive de modèle (MPC) est un problème d'optimisation qui consiste à minimiser la fonction de coût J sur un horizon temporel N prédéterminé, tout en tenant compte du modèle du système et de ses contraintes. Le résultat est une série de N actions idéales. Le contrôleur n'utilisera que le premier élément de la séquence.

$$u(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg(\min(J)) \quad (\text{III.3})$$

Où le problème d'optimisation est résolu à nouveau à chaque instant d'échantillonnage, en utilisant les nouvelles données mesurées et en obtenant à chaque fois une nouvelle séquence d'actions optimales. C'est ce qu'on appelle une stratégie à horizon reculé [95].

III.2.3. Avantages et inconvénients de la commande MPC

La structure de commande MPC présente plusieurs avantages importants, y compris [95] :

- Les concepts sont assez intuitifs et facilement compréhensibles ;
- L'examen de la situation à plusieurs variables est simple ;

- L'intégration souple des non-linéarités dans le modèle ;
- La mise en œuvre du contrôleur obtenu est simple ;
- Les périodes d'inactivité peuvent être décalées ;
- Le traitement des contraintes est simple.

Néanmoins, il est important de reconnaître certains inconvénients, tels que :

- L'augmentation du nombre de calculs par rapport aux contrôleurs traditionnels ;
- La précision du modèle a un impact direct sur la qualité du contrôleur ;
- Si les paramètres du système varient dans le temps, une technique d'adaptation ou d'estimation doit être prise en compte.

III.2.4. Composantes de la commande MPC

Comme l'illustre la figure III.3, chaque algorithme MPC a des composants de base, mais plusieurs choix peuvent être faits pour chacun de ces composants, ce qui conduit à la création d'algorithmes distincts. Ces éléments sont :

- Modèle de prédiction.
- Bloc d'optimisation y compris la fonction objective et l'algorithme d'optimisation.

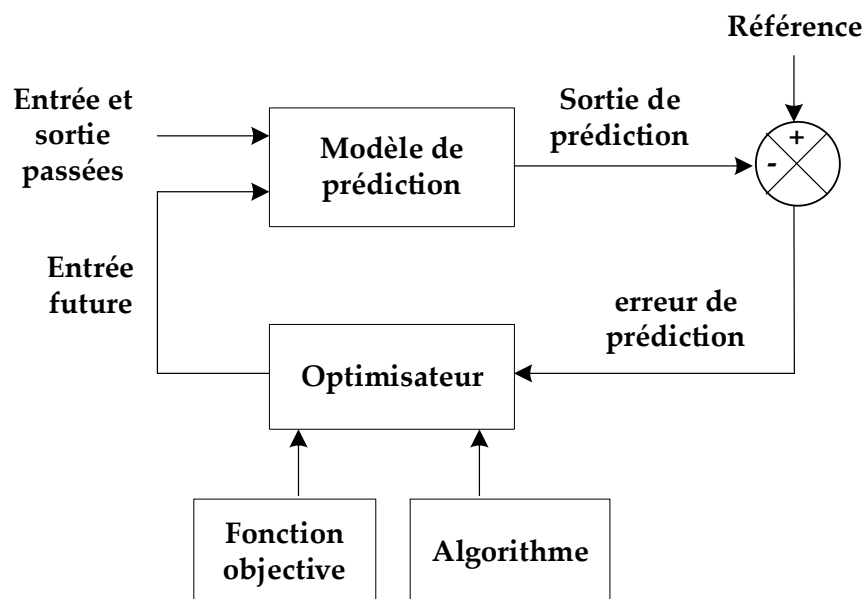


Figure III.3: Structure de base des algorithmes MPC

III.3. MPC conventionnel du système MMC-MTDC

Cette partie concerne l'étude du comportement du système MMC-MTDC commandé par MPC, où la technique PWM de chaque convertisseur MMC est remplacée par un algorithme MPC. Le schéma bloc de la commande MPC du système MMC-MTDC à quatre terminaux est illustré par la figure III.4.

III.3.1. Modèle de prédiction d'une station à base de MMC à cinq niveaux

L'algorithme MPC utilise d'abord le modèle à temps discret, également connu sous le nom de modèle de prédiction, pour calculer les valeurs prédites des variables de contrôle à l'instant $(k+1)$ pour tous les choix de contrôle possibles. Si T_s représente le temps d'échantillonnage, kT_s et $(k+1)T_s$ représentent respectivement l'instant présent et la prochain instant. En utilisant l'approximation d'Euler et sur la base de (I.14), (I.15) et (I.16), le modèle à temps discret du système MMC-MTDC peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} i_{xi}(k+1) &= \frac{1}{H} \left(v_{nxi}(k+1) - v_{pxi}(k+1) - 2v_{sxi}(k+1) - (2R_s - H)i_{xi}(k) \right) \\ i_{zxi}(k+1) &= i_{zxi}(k) + \left(v_{dc} - v_{nxi}(k+1) - v_{pxi}(k+1) \right) H' \\ v_{Cxih}(k+1) &= v_{Cxih}(k) + S_{xih} \frac{i_{Cxih}}{C} T_s \end{aligned} \quad (III.4)$$

Où : $H = \frac{2L_s + l_f}{T_s}$ et $H' = \frac{T_s}{2l_f}$. De plus, $i_{xi}(k+1)$, $i_{zxi}(k+1)$ et $v_{Cxih}(k+1)$ représentent respectivement les valeurs prédites du courant alternatif, du courant de circulation et de la tension du condensateur du h^{eme} sous-module pour la phase $x = (a, b \text{ ou } c)$.

Lorsque la période d'échantillonnage est très courte, la tension du réseau $v_{sxi}(k+1)$ peut être approximée par sa valeur mesurée $v_{sxi}(k)$. Les tensions $v_{nxi}(k+1)$ et $v_{pxi}(k+1)$ sont les tensions prévues à l'étape suivante des demi-bras inférieur et supérieur. Elles peuvent être calculées en ajoutant les tensions des condensateurs des sous-modules activés des demi-bras inférieur et supérieur par :

$$\begin{aligned} u_{pxi}(k+1) &= \sum_{h=1}^4 v_{Cxih}(k+1) S_{xih} \\ u_{nix}(k+1) &= \sum_{h=5}^8 v_{Cxih}(k+1) S_{xih} \end{aligned} \quad (III.5)$$

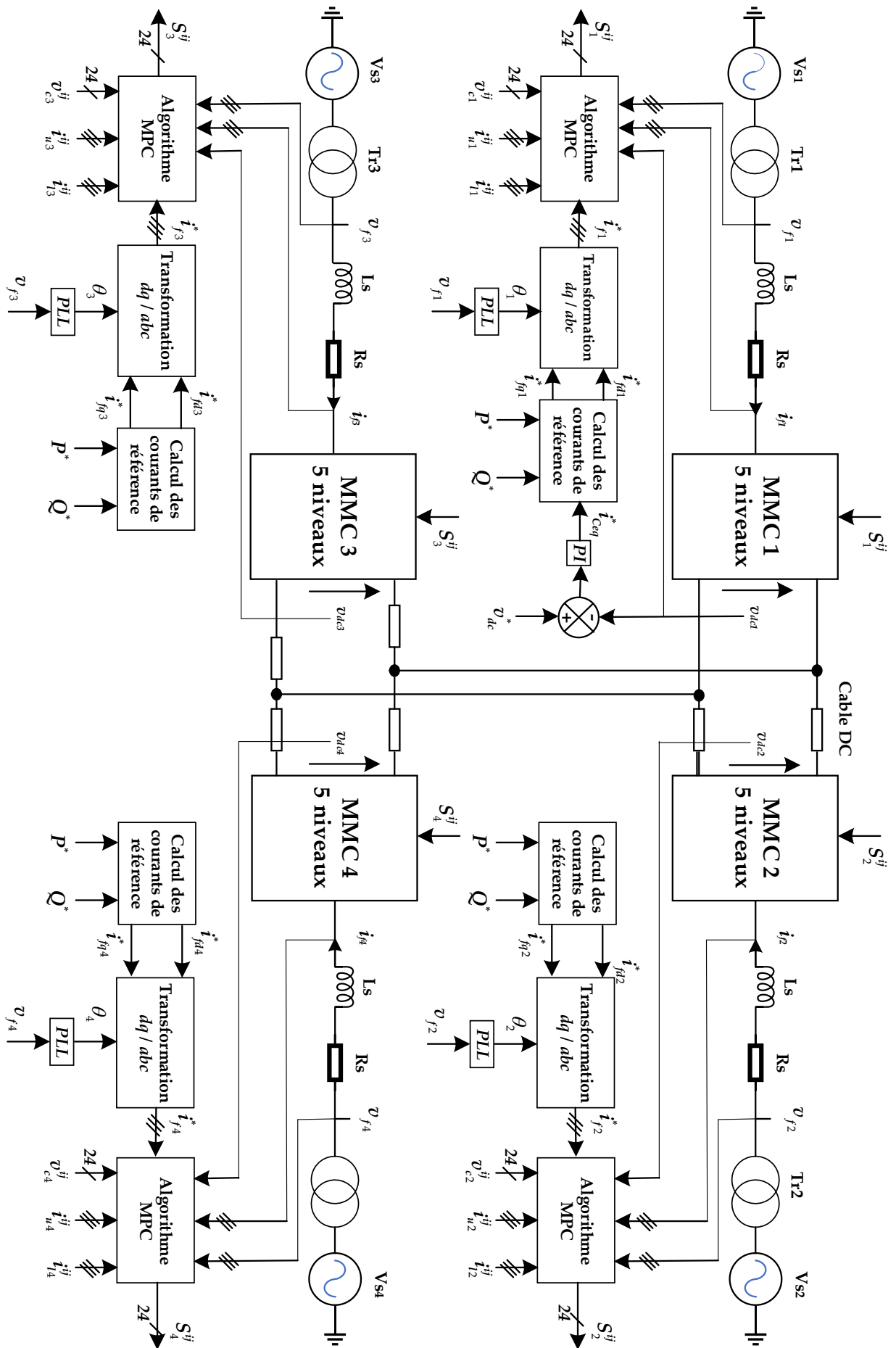


Figure III.4: Schéma de contrôle globale par MPC du système multiterminal à base du MMC

III.3.2. Classement des algorithmes MPC

Les algorithmes MPC peuvent être classés en deux catégories sur la base des différents modèles mathématiques du MMC : le MPC basé sur un modèle par phase et le MPC basé sur un modèle triphasé. Dans les sections suivantes, nous présenterons le mécanisme des deux catégories, mais seul la commande MPC par phase sera appliquée.

III.3.2.1. Commande MPC basée sur un modèle triphasé

La commande MPC basée sur un modèle triphasé utilise une fonction de coût unifiée pour atteindre tous les objectifs de contrôle. Le contrôleur prédictif doit réguler simultanément trois objectifs de contrôle : les courants côté alternatif, les courants de circulation et les tensions des SMs pour les trois phases du MMC par une seule fonction de coût pour chaque objective de commande comme suit :

$$\begin{aligned}
 J_{ii} &= \left(i_{ai}^*(k+1) - i_{ai}(k+1)\right)^2 + \left(i_{bi}^*(k+1) - i_{bi}(k+1)\right)^2 + \left(i_{ci}^*(k+1) - i_{ci}(k+1)\right)^2 \\
 J_{zi} &= \left(i_{zai}^*(k+1) - i_{zai}(k+1)\right)^2 + \left(i_{zbi}^*(k+1) - i_{zbi}(k+1)\right)^2 + \left(i_{zci}^*(k+1) - i_{zci}(k+1)\right)^2 \\
 J_{Ci} &= \sum_{h=1}^{2N} \left(v_{Caih}^*(k+1) - v_{Caih}(k+1)\right)^2 + \sum_{h=1}^{2N} \left(v_{Cbih}^*(k+1) - v_{Cbih}(k+1)\right)^2 + \sum_{h=1}^{2N} \left(v_{Ccih}^*(k+1) - v_{Ccih}(k+1)\right)^2
 \end{aligned} \tag{III.6}$$

III.3.2.2. Commande MPC basée sur un modèle par phase

Contrairement à l'approche MPC basée sur un modèle triphasé, cette technique a été mise en œuvre en utilisant le modèle par phase comme modèle de prédiction. En outre, comme le montre l'équation I.14, le contrôleur prédictif permet un contrôle autonome de chaque phase du MMC. Par conséquent, trois contrôleurs prédictifs seront utilisés pour atteindre avec succès tous les objectifs de contrôle du MMC triphasé. Chaque contrôleur prédictif doit effectuer trois objectifs de contrôle à savoir de forcer le courant de chaque phase à suivre sa valeur de référence, de minimiser le courant de circulation et de maintenir chacune des tensions des condensateurs des sous-modules équilibrée et égale à sa référence de v_{dc}/N . Les fonctions de coût reflétant ces objectifs par phase x sont conçues en additionnant les erreurs quadratiques du courant alternatif, du courant de circulation et des tensions des condensateurs des sous-modules comme suit :

$$\begin{aligned}
J_{ixi} &= \left(i_{xi}^*(k+1) - i_{xi}(k+1) \right)^2 \\
J_{zxi} &= \lambda_z \left(i_{zxi}^*(k+1) - i_{zxi}(k+1) \right)^2 \\
J_{Cxi} &= \lambda_C \sum_{h=1}^{2N} \left(v_{Cxih}^*(k+1) - v_{Cxih}(k+1) \right)^2
\end{aligned} \tag{III.7}$$

Où λ_z et λ_C sont des facteurs de pondération ; $i_{xi}^*(k+1)$, $i_{zxi}^*(k+1) = 0$, et $v_{Cxih}^*(k+1) = \frac{v_{dc}}{N}$ désignent respectivement les valeurs de référence du courant alternatif, du courant de circulation et de la tension du condensateur du sous-module. La fonction de cout globale de chaque phase est la somme des fonctions de couts citées précédemment comme suit :

$$G_{xi} = J_{ixi} + J_{zxi} + J_{Cxi} \tag{III.8}$$

Dans ce contexte, le terme "option de contrôle" désigne un ensemble de 70 configurations possibles pour chacun des bras selon le tableau I.5. Ensuite, l'option de contrôle optimale, qui minimise la fonction de coût globale, sera choisie. Enfin, l'algorithme de sélection examine les configurations choisies et décide quels SMs doivent être insérés ou contournés dans chaque bras. Enfin, les signaux générés par l'algorithme de sélection sont appliqués aux IGBTs du MMC.

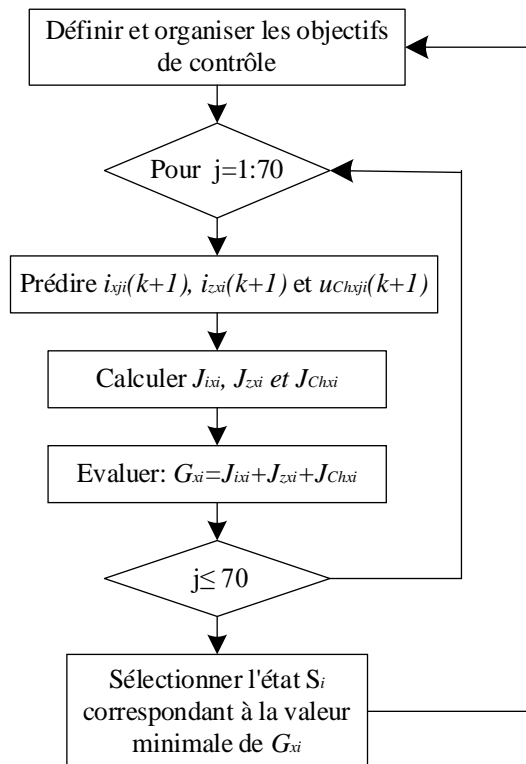


Figure III.5: Organigramme de la commande MPC proposée

III.3.3. Organigramme de la commande MPC du système MMC-MTDC

L'organigramme de la commande MPC proposée est illustré à la figure III.5. L'objectif est de contrôler séparément chaque unité MMC à cinq niveaux formant un système MTDC à quatre terminaux.

À chaque période d'échantillonnage, la fonction objective G_x est évaluée 70 fois, ce qui correspond au nombre d'états du convertisseur MMC à cinq niveaux. L'état minimisant la fonction objective sera ensuite sélectionné. À partir de l'état optimale sélectionné, les signaux de commutation du convertisseur MMC sont déterminés pour commander les gâchettes des IGBTs.

III.4. Commande prédictive séquentielle SMPC d'un système MMC-MTDC

La figure III.7 présente le schéma bloc de la stratégie SMPC proposée pour un système MMC-MTDC. Contrairement au MPC traditionnel, qui utilise une seule fonction de coût avec des facteurs de pondération, la commande SMPC proposée utilise plusieurs fonctions objectives, et la priorité de minimisation de chacune d'entre elles est déterminée en fonction de l'importance des variables à contrôler.

Dans une station MMC-MTDC, trois variables doivent être contrôlées. Deux d'entre elles partagent la première priorité, à savoir le courant de ligne i_{xi} et la tension du condensateur du sous-module u_{Cxi} . Par conséquent, la première fonction de coût est définie comme suit :

$$G_{1xi} = J_{ixi} + J_{Cixh} \quad (\text{III.9})$$

Dans l'algorithme SMPC proposé, deux états du MMC correspondants aux deux valeurs minimales de la fonctions G_{1xi} ont été sélectionnées. Ensuite, la minimisation du courant de circulation i_{zxi} est classée comme seconde priorité ; dans cette étape une nouvelle fonction de coût est calculée. L'état minimisant cette fonction est sélectionné puis utilisé pour attaquer les gâchettes des IGBTs. Cette fonction de coût est définie comme suit :

$$G_{2xi} = J_{zxi} \quad (\text{III.10})$$

L'algorithme de la commande SMPC proposée est illustré par l'organigramme de la figure III.6.

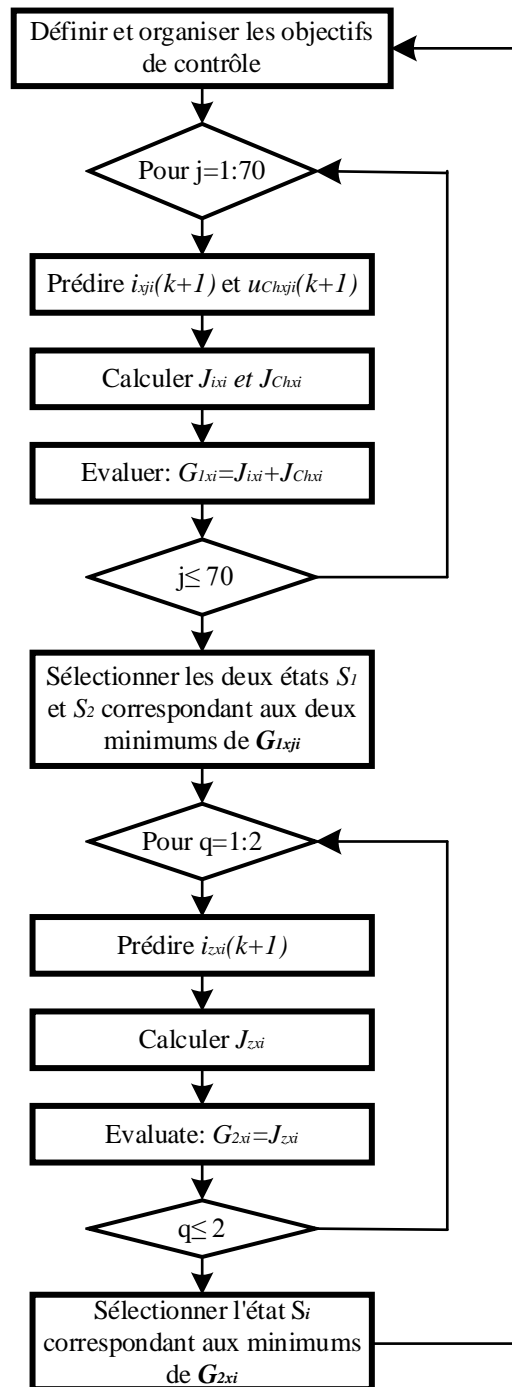


Figure III.6: Organigramme de la commande SMPC proposée

III.5. Validation des commandes MPC proposées

Le système MMC-MTDC contrôlé par les algorithmes MPC et SMPC a été simulé avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Pour cette fin, deux tests ont été effectués :

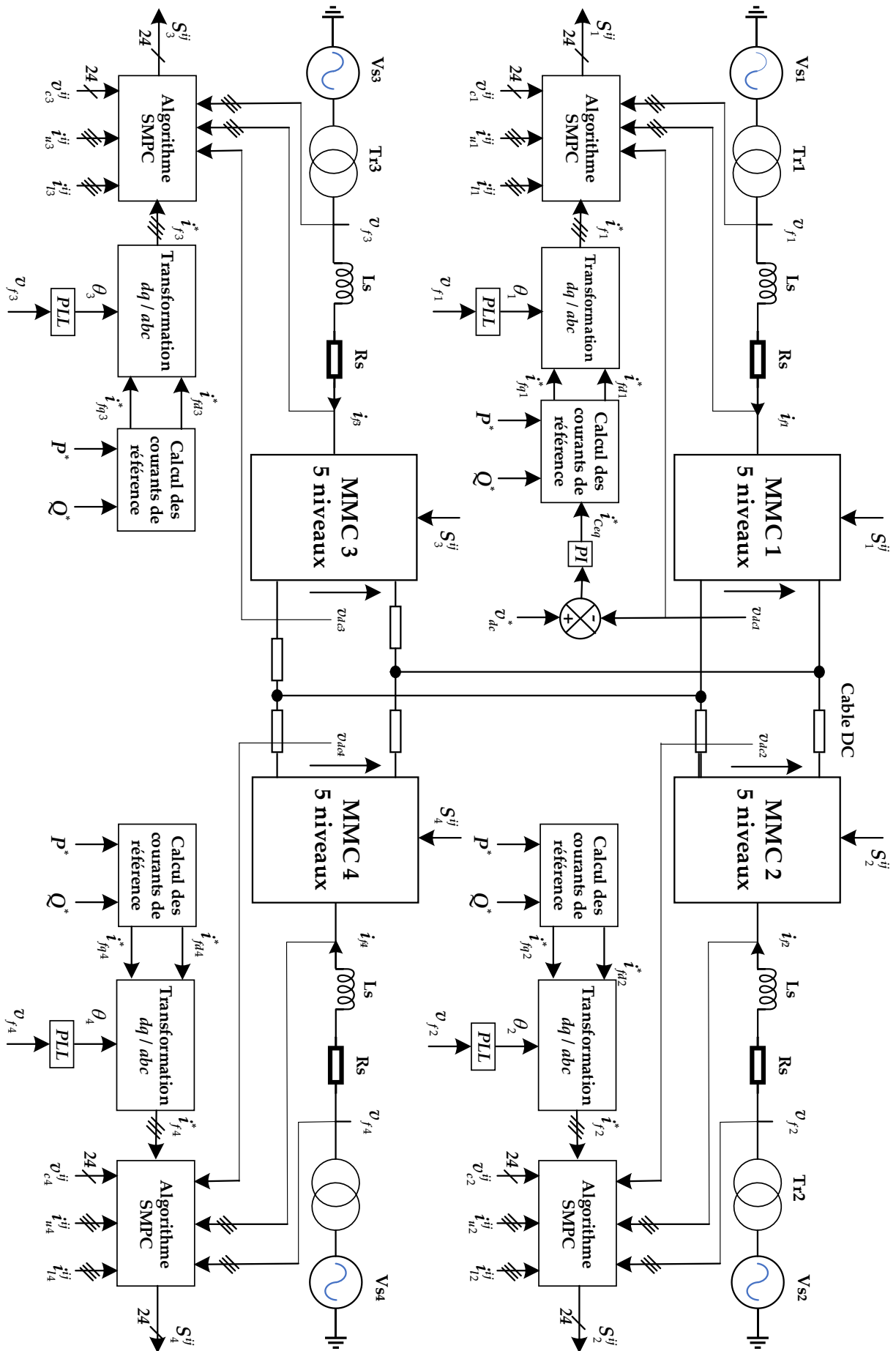


Figure III.7: Schéma de contrôle globale par SMPC du système multi terminaux à base du MMC

III.5.1. Test 1 : Variation des puissances active et réactive échangées

Les résultats obtenus sont présentés dans les figures de III.8 à III.18. Ces figures représentent les réponses dynamiques du système MMC-MTDC à quatre terminaux à base de convertisseurs MMC commandés par MPC puis par SMPC en cas de variations des puissances active et réactive.

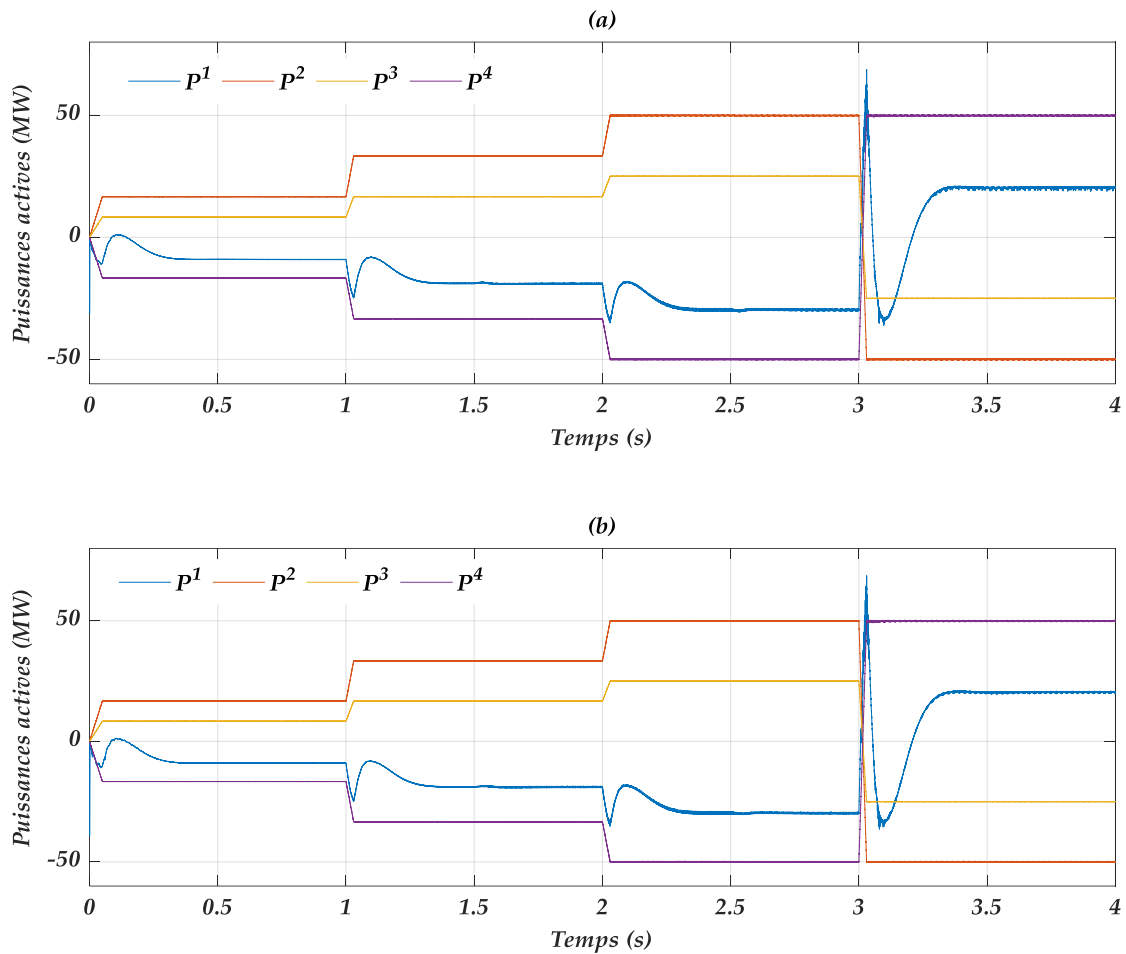


Figure III.8: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

Les figures III.8 et III.9 confirment que les puissances actives et réactives de tous les terminaux suivent leurs signaux de référence tout en observant une amélioration remarquable sur les allures des puissances active et réactive par rapport à celles obtenues par la commande à base de PWM. En outre, les deux commandes MPC et SMPC présentent des résultats presque identiques et le grand avantage de la SMPC devant la MPC est la réduction du taux de calcul. On constate toujours que la quantité de puissance active ou réactive circulant entre les quatre terminaux est conservée.

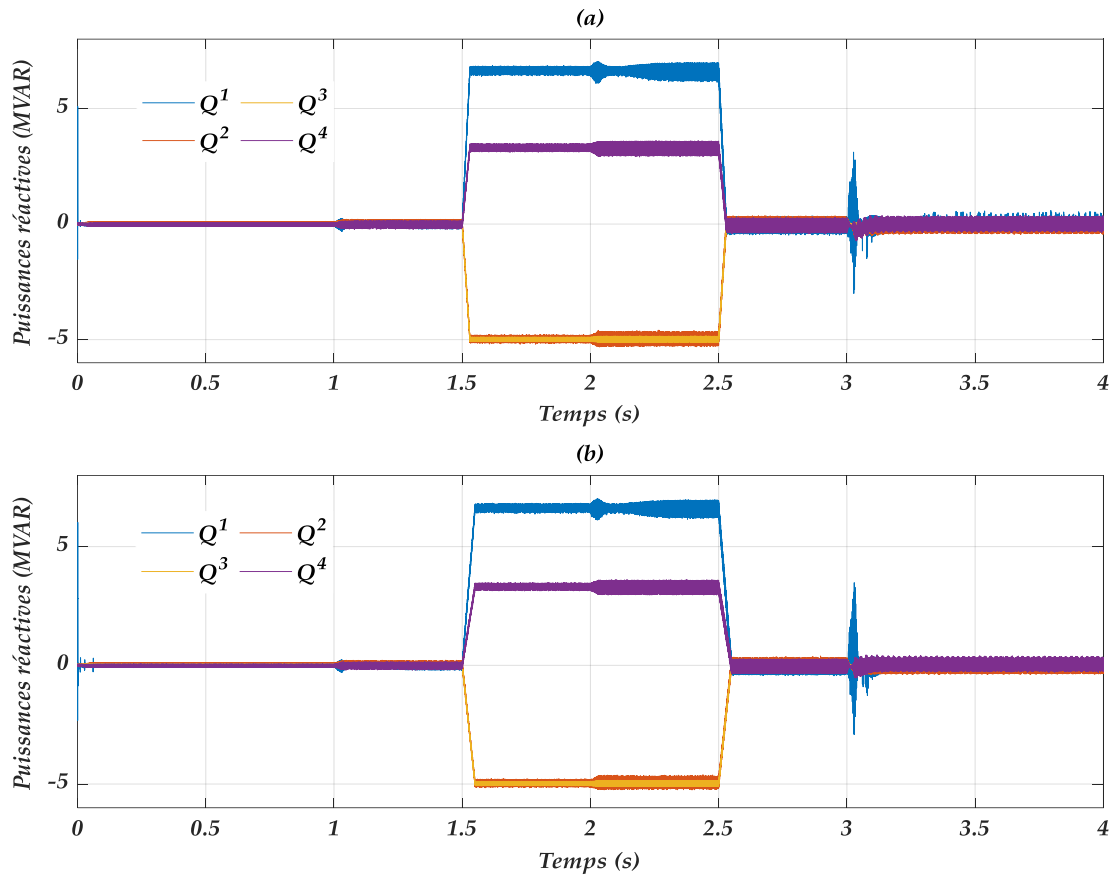


Figure III.9: Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

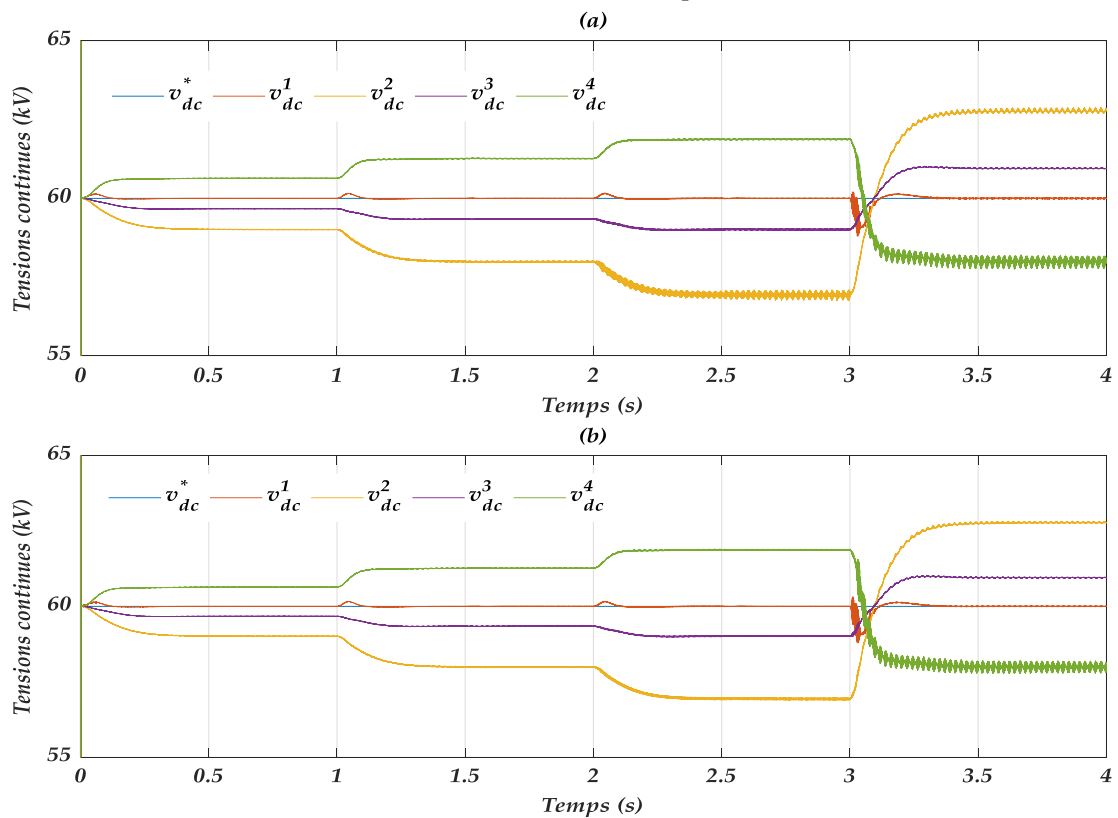


Figure III.10 : Tensions des bus continus des différents terminaux : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

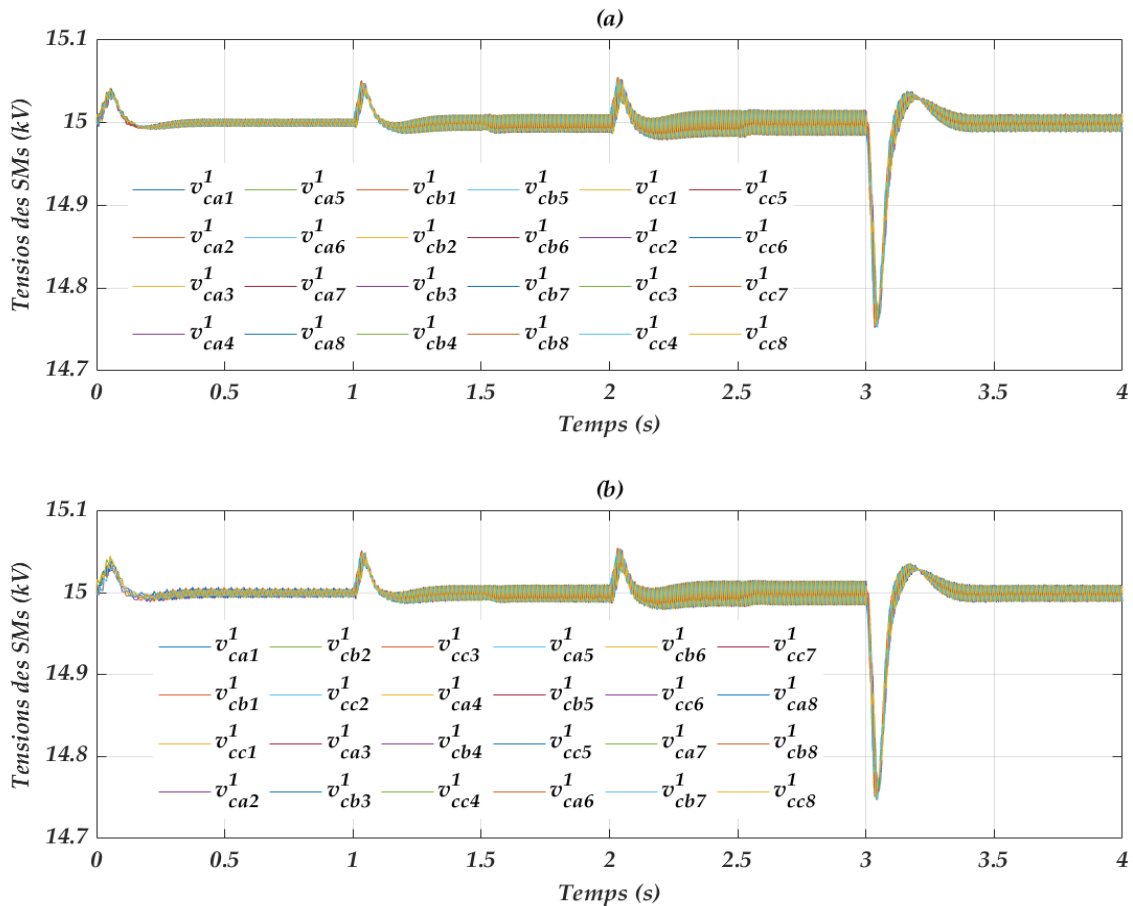


Figure III.11: Tensions des sous-modules du premier terminal : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

La tension du bus continu de la première station suit parfaitement sa référence avec de petites perturbations durant les phases de variations de la puissance active. D'autre part, les tensions des SMs sont équilibrées et uniformément réparties, ce qui montre l'efficacité des algorithmes des commandes MPC et SMPC utilisées pour garantir cet équilibrage.

Les courants de lignes du premier et du troisième terminaux sont illustrés dans les figures III.12 jusqu'à III.15. Les formes des courants et leurs THDs montrent une grande amélioration par rapport à celles obtenues par la technique PWM ; cela due à la nature de contrôle en courants des terminaux. Contrairement à la commande à base de la technique PWM qui est un contrôle en tension. Cela est remarqué clairement dans les figures III.16 et III.17, où les formes des tensions et leurs THD sont nettement améliorées.

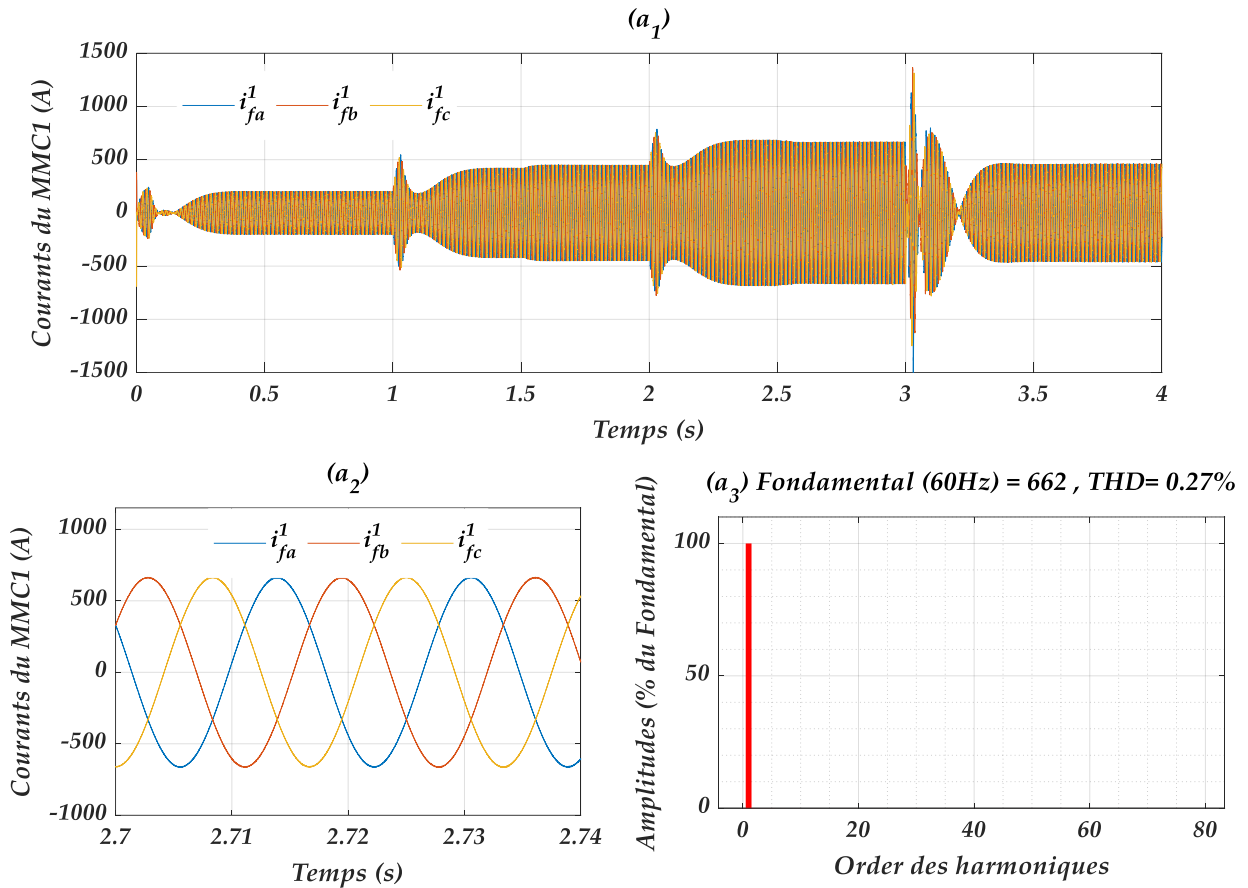


Figure III.12: Courants du 1^{ere} terminal commandé par MPC : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD

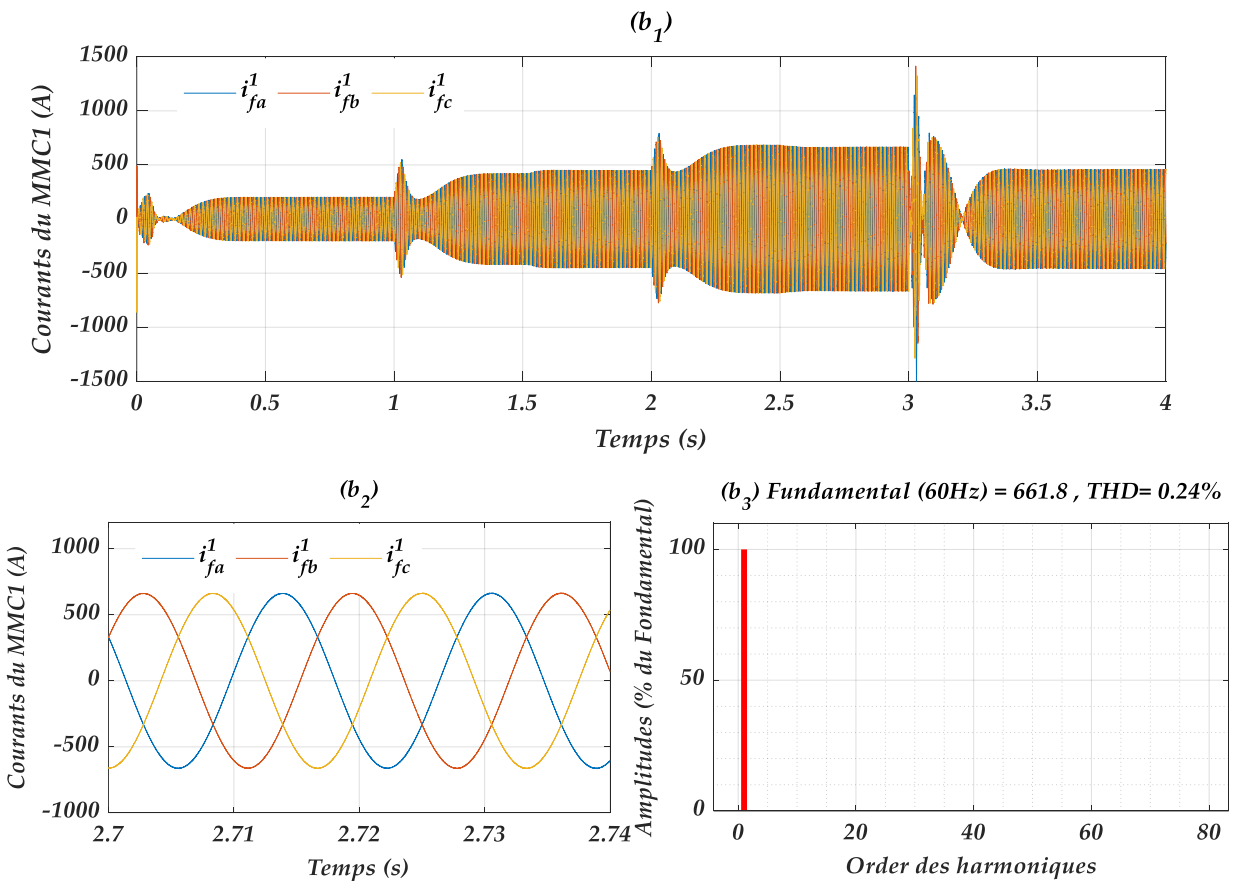


Figure III.13 : Courants du 1^{ere} terminal commandé par SMPC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD

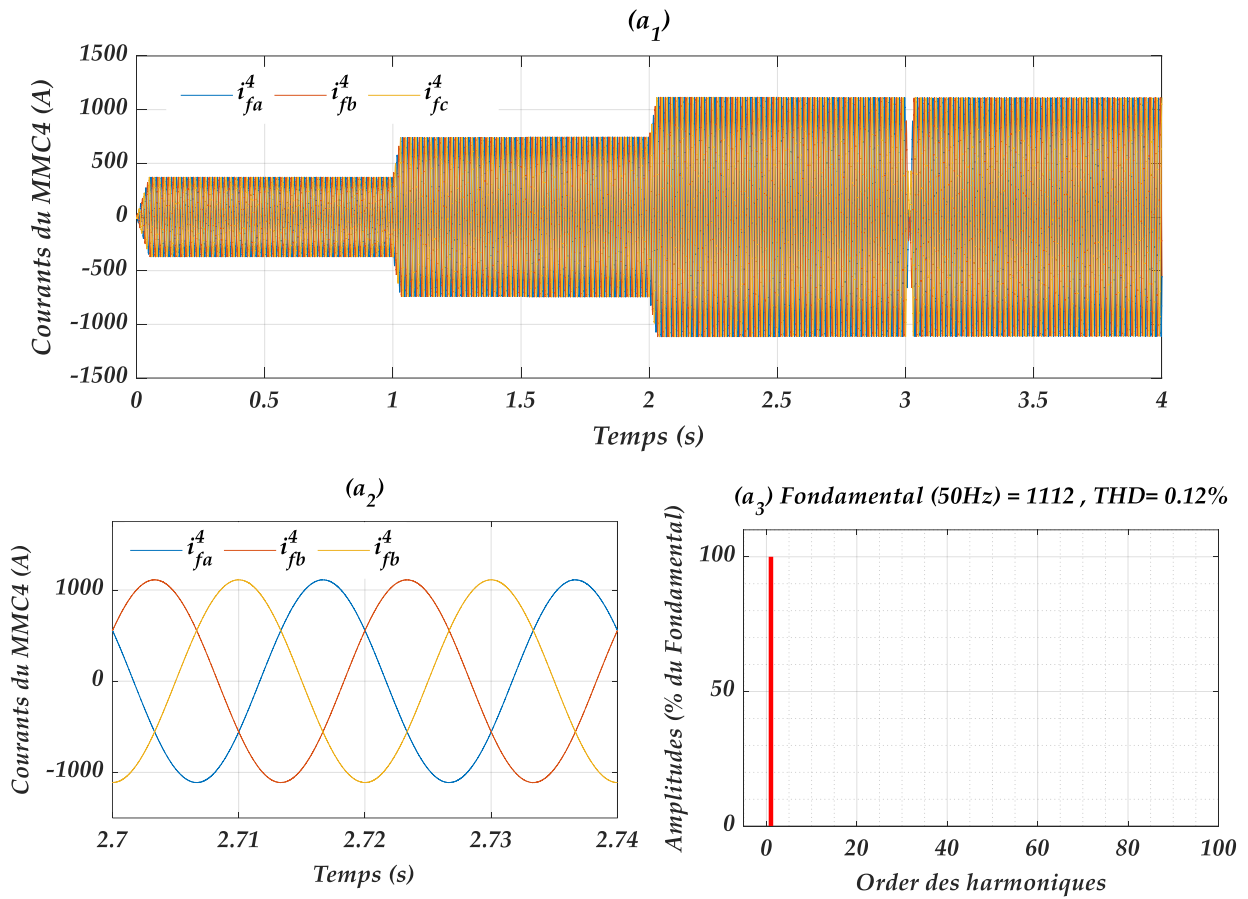


Figure III.14: Courants du 4^{ème} terminal commandé par MPC : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD

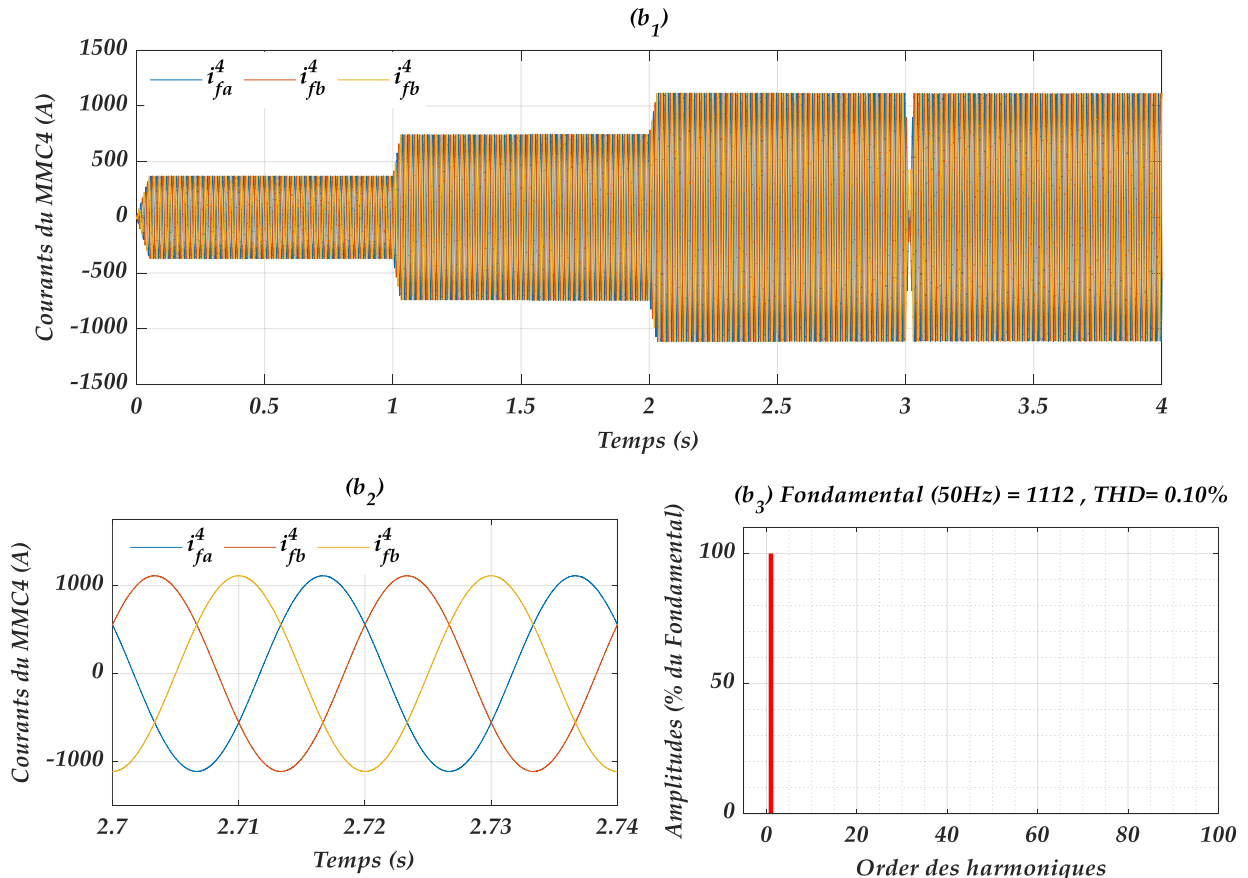


Figure III.15 : Courants du 4^{ème} terminal commandé par SMPC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD

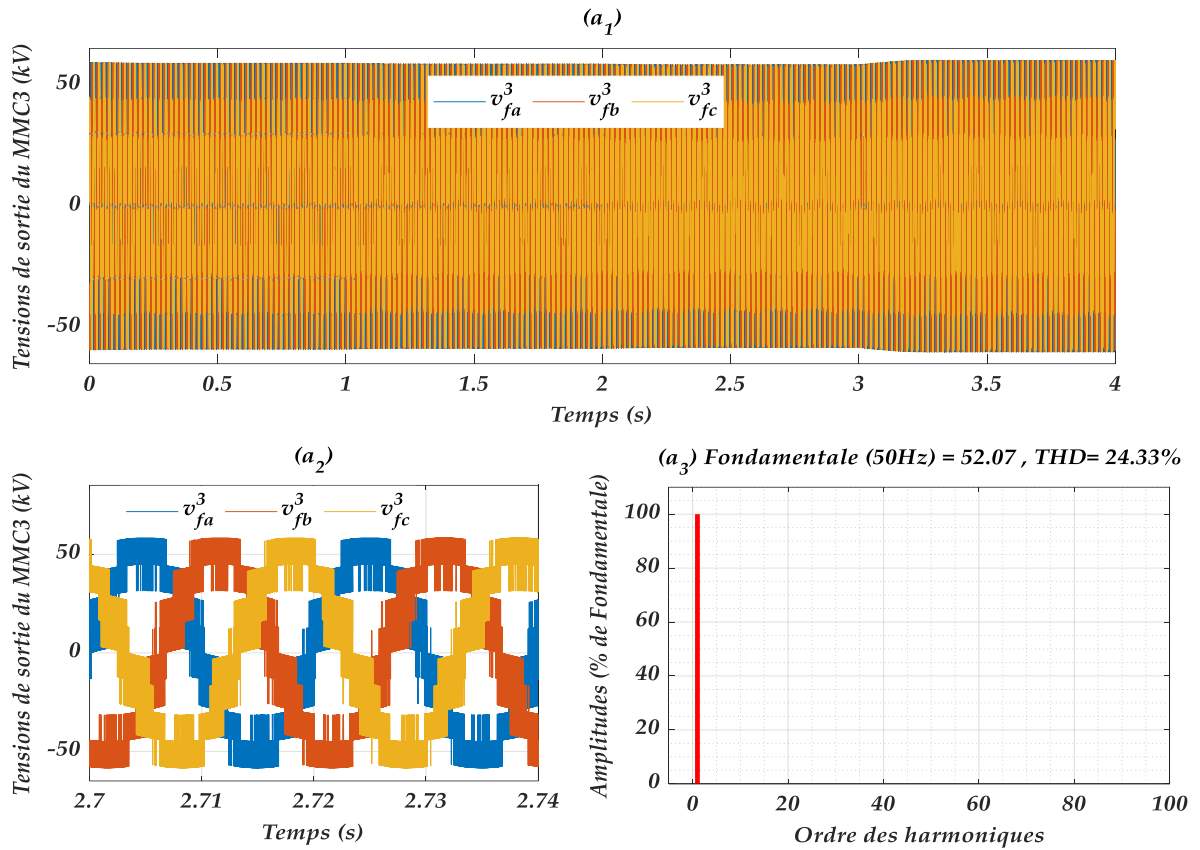


Figure III.16: Tensions alternatives du 3^{ème} terminal commandé par MPC : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD

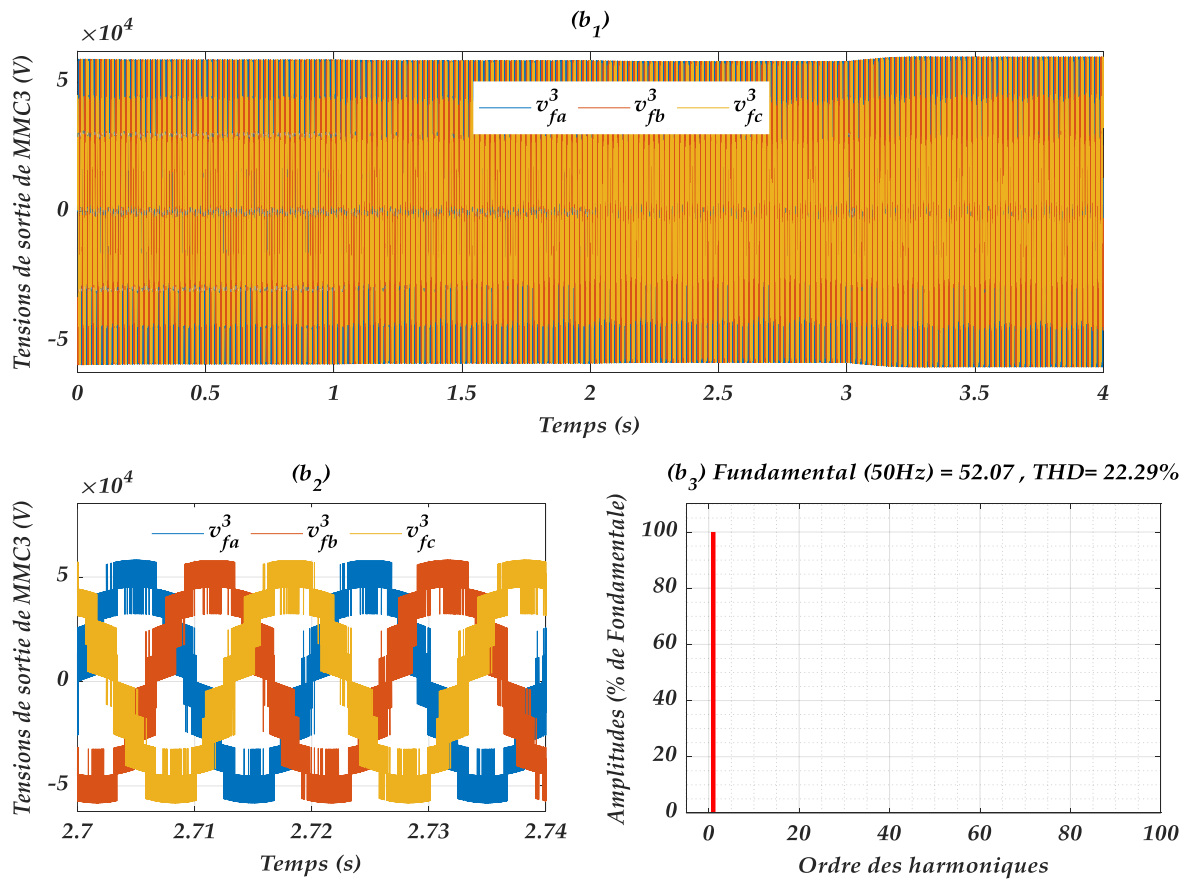


Figure III.17 : Tensions alternatives du 3^{ème} terminal commandé par SMPC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD

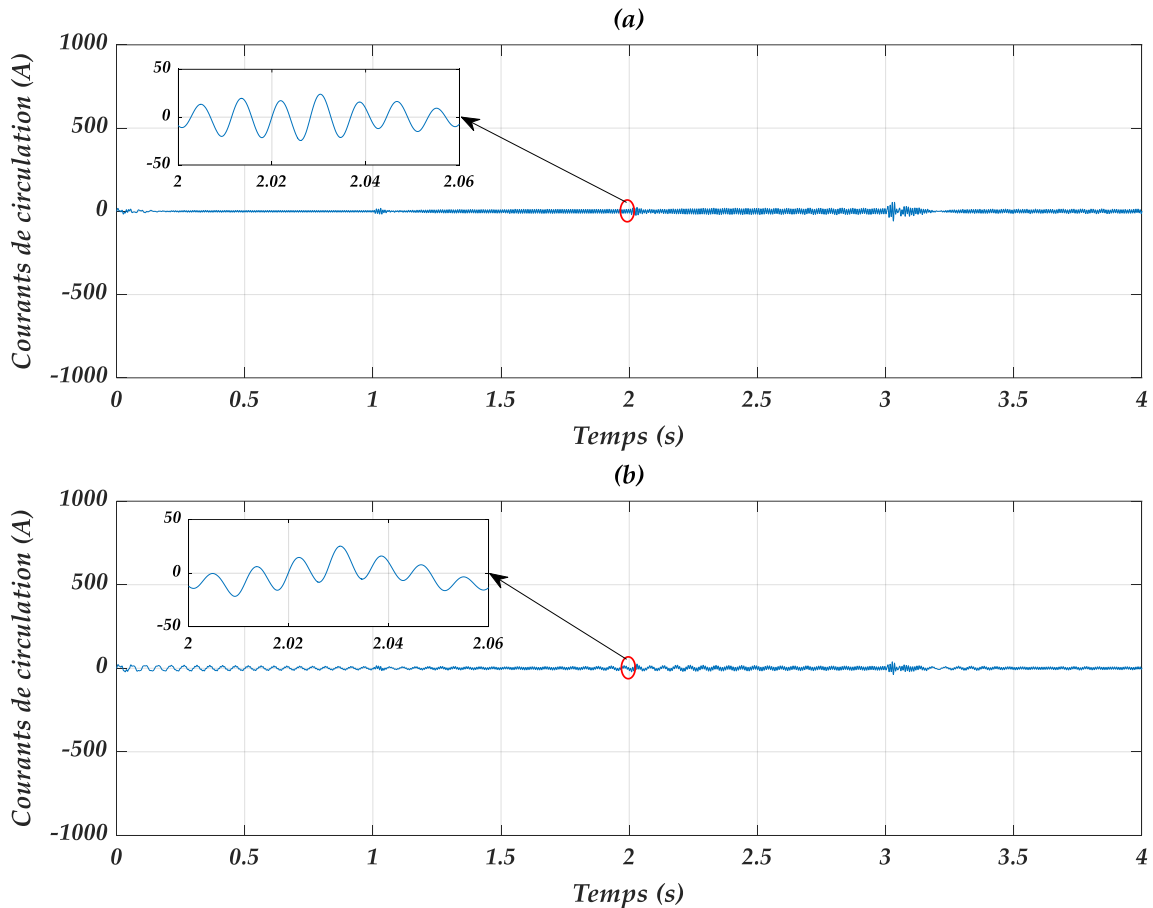


Figure III.18: Courants de circulation de la phase a : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

Les courants de circulation, comme le montre la figure III.18, sont presque négligeables devant les courants de lignes. Cela confirme l'efficacité des approches de contrôle MPC et SMPC dans la minimisation des courants de circulation.

III.5.2. Test 2 : Déconnexion du troisième terminal

Dans ce cas, le 3^{ème} terminal est déconnecté à $t=0,6$ s, ensuite, il est reconnecté à $t=1,6$ s. Ainsi, la consommation de la puissance active de l'unité 3 est nulle dans ces conditions. Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures de III.19 à III.23.

La figure III.19 représente les puissances actives lors de la déconnexion. Le système MMC-MTDC continue de fonctionner dans son état normal et ne s'en trouve pas affecté, ce qui démontre la robustesse des deux commandes prédictives utilisées. De plus, la puissance totale est toujours conservée pendant le fonctionnement normal ou pendant la déconnexion. Ces remarques sont également démontrées à la figures III.21 pour les tensions continues, et aux figures III.22 et III.23 pour les courants de ligne.



Figure III.19: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

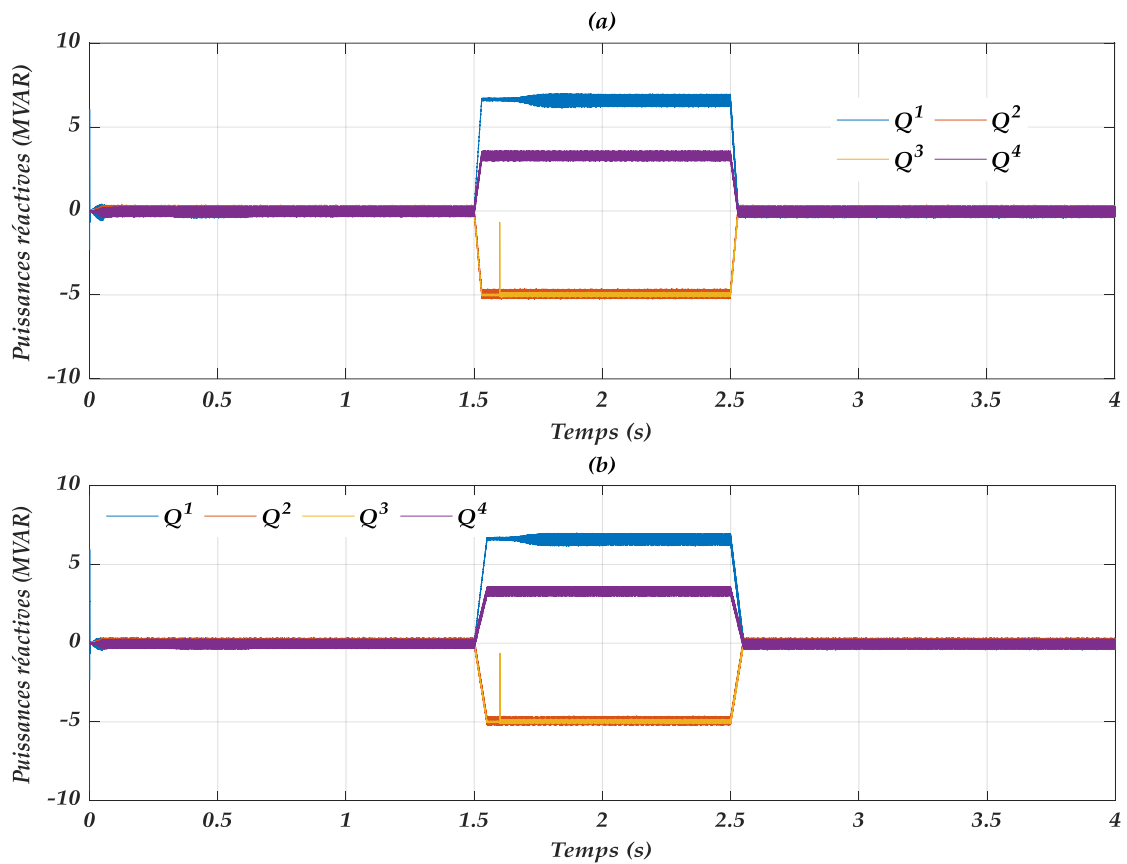


Figure III.20 : Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

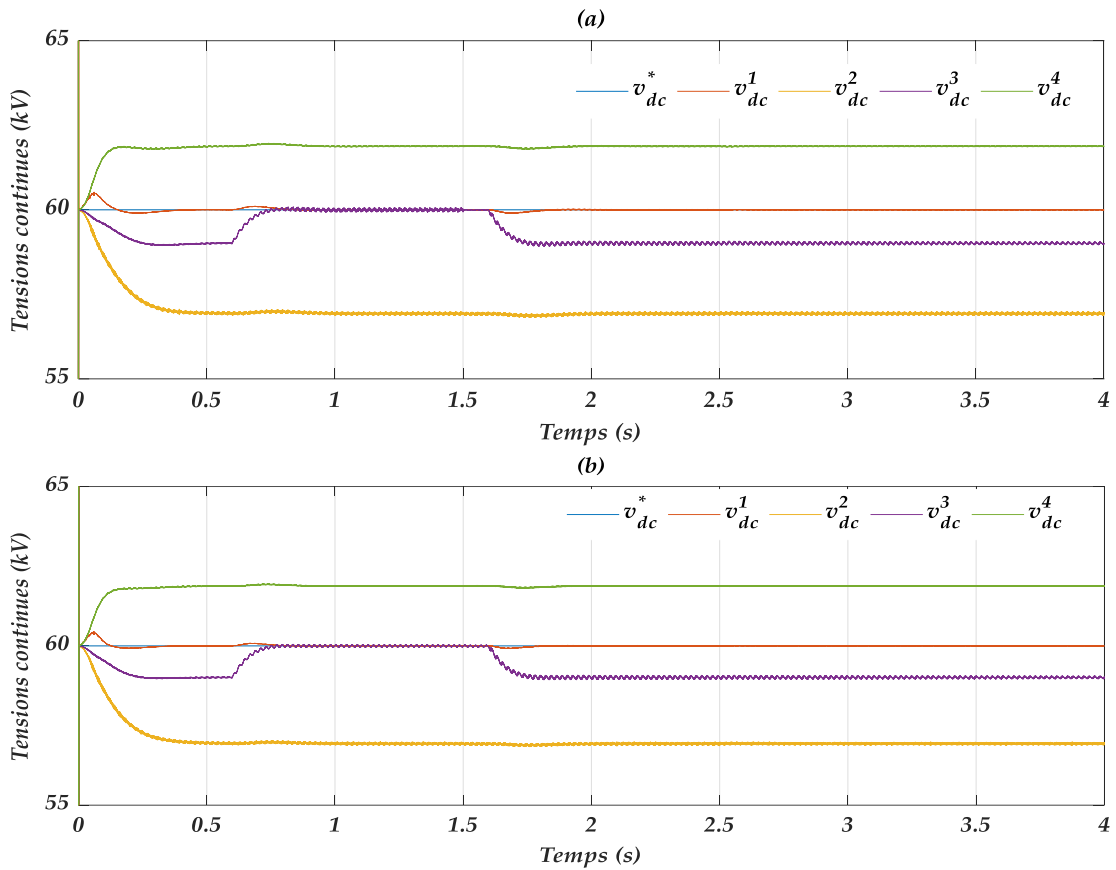


Figure III.21: Tensions des bus continus des différents terminaux : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

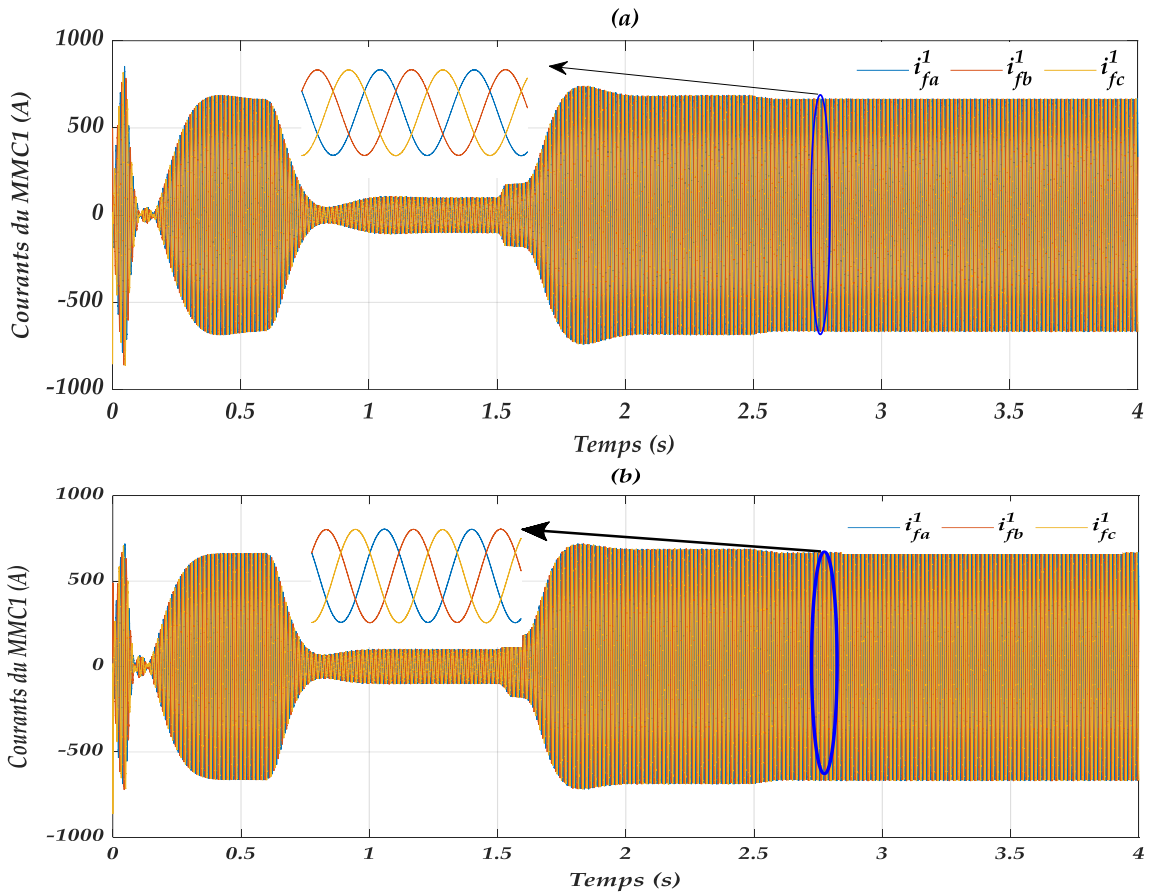


Figure III.22: Courants de phase du premier terminal : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

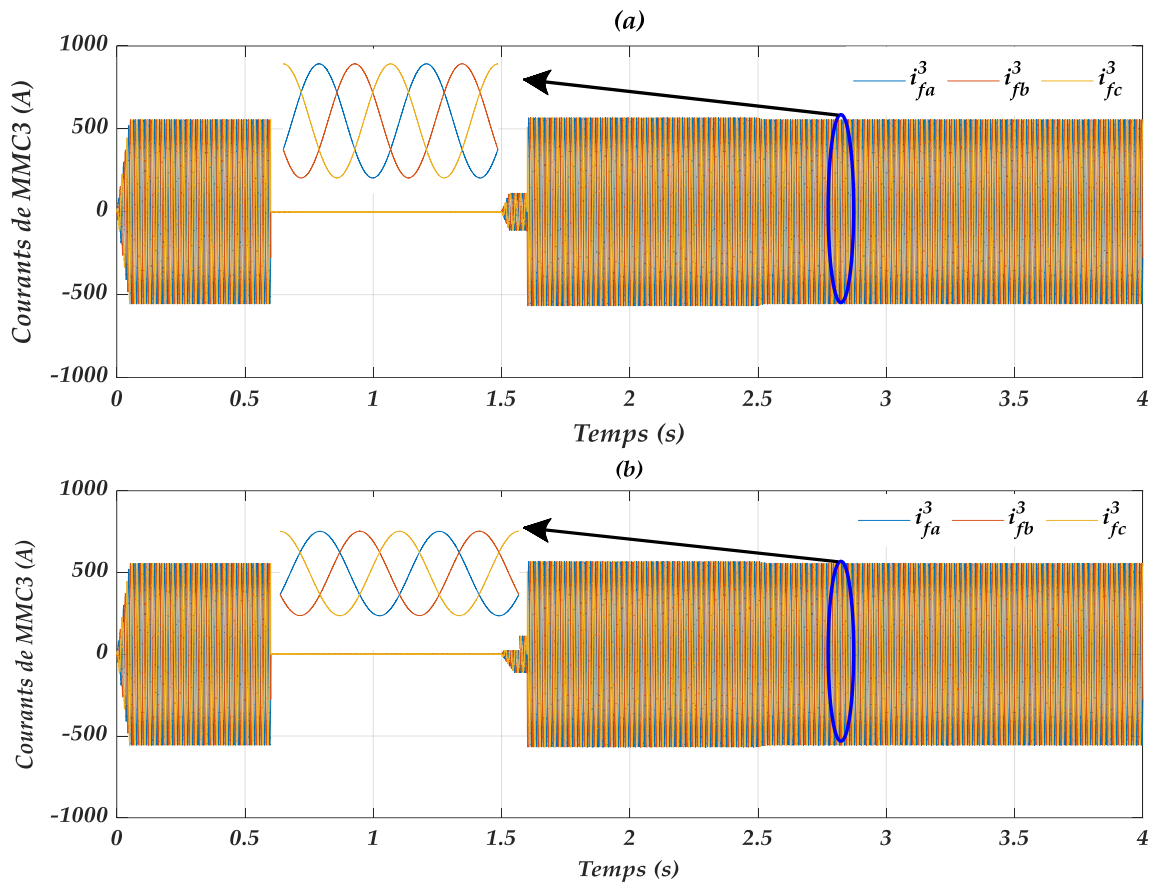


Figure III.23: Courants de phase du troisième terminal : (a) MMC-MTDC commandé par MPC, (b) MMC-MTDC commandé par SMPC

III.5.3. Etude comparative

Dans cette section, une étude comparative est faite entre les résultats de simulation présentés dans l'essai 1 obtenus en utilisant la commande MPC et ceux obtenus en utilisant la commande SMPC. Les résultats sont résumés dans le tableau III.1.

	THD		Temps de réponses (s)		Dépassement (%)	
	i_f^1	v_f^1	P^1	v_{dc}^1	P^1	v_{dc}^1
PI	1.01	15.16	0.30	0.3	422	4.16
MPC	0.27	51.85	0.30	0.36	115	0.24
SMPC	0.24	51.16	0.28	0.32	114	0.24

Tableau III.1 : Comparaison entre La commande MPC et la commande SMPC

Les résultats obtenus démontrent la grande efficacité des stratégies MPC et SMPC par rapport au contrôle PI classique. En outre, le dépassement et le temps de réponse sont pratiquement les mêmes car le même régulateur de tension du bus continu a été utilisé pour les deux stratégies étudiées.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, deux types de commandes prédictives ont été appliquées pour le contrôle d'un système HVDC à quatre terminaux à base de convertisseurs MMC à cinq niveaux. Pour cela, un modèle discret du convertisseur MMC a été développé afin de l'utiliser pour calculer les fonctions de coût associées et par conséquent générer une commande permettant de régler les courants de lignes, d'équilibrer les tensions des SMs et de minimiser les courants de circulation.

Les deux types de commandes prédictives présentent des améliorations remarquables par rapport à la commande à base de la technique PWM en termes de simplicité d'implémentation et de la qualité des formes des courants de ligne où une grande diminution du THD est observée. La commande SMPC n'offre pas de significatives améliorations par rapport à la commande MPC, mais son algorithme est plus simple et offre une réduction du taux de calcul. Cependant, l'inconvénient des commandes prédictives est la variation de la fréquence de commutation des convertisseurs MMC.

Chapitre IV

Commande SMC-DPC d'un système MMC-MTDC

IV.1. Introduction

Un nombre important d'études ont été effectuées ces dernières années sur les techniques de contrôle des convertisseurs MMC triphasés. Les techniques proposées peuvent être classées en fonction de leurs contrôleurs utilisées, soit des contrôleurs de courant ou des contrôleurs de puissance active/réactive. Les deux systèmes de contrôle les plus répandus sont le contrôle à vecteur de tension orienté VOC (Vector Oriented Control) et le contrôle direct de la puissance DPC (Direct Power Control).

Récemment, les chercheurs ont manifesté un intérêt croissant pour le contrôle direct de la puissance. Celui-ci est une approche de contrôle des convertisseurs PWM qui est basée sur la théorie des puissances instantanées. Elle a été introduite pour la première fois dans [96] et expliquée plus en détail dans [97]. Elle permet un contrôle indépendant des puissances active et réactive tout en assurant d'excellentes performances dynamiques. La technique DPC a été utilisée pour contrôler les systèmes connectés au réseau [98], les systèmes VSC-HVDC [99] et les systèmes MMC-HVDC [100].

Afin d'améliorer les performances de la commande DPC, quelques stratégies de contrôle non linéaire ont été développées pour contrôler les VSCs connectés au réseau [101-104]. Parmi ces approches, la stratégie de contrôle par mode glissant a été largement adoptée du fait de sa convergence rapide et de sa robustesse face aux erreurs de modélisation et aux perturbations internes et externes [105].

Dans ce chapitre, l'objectif principal est de combiner la commande par mode de glissement avec la commande DPC-PWM en vue de contrôler le système MMC-MTDC à quatre terminaux à base de MMC à cinq niveaux. Les points à développer dans ce chapitre sont résumés comme suit :

- Présentation du principe de fonctionnement de la commande DPC-PWM ;
- Application de la commande DPC-PWM pour contrôler le système MMC-MTDC ;
- Rappel théorique sur la commande par mode glissant ;
- Application de la commande SMC-DPC-PWM à base de la commande par mode glissant d'ordre un et par algorithme de super twisting pour contrôler le système MMC-MTDC ;
- Simulations numériques et analyse des résultats obtenus.

IV.2. Commande directe de puissance

Le contrôle direct de la puissance est une méthode analogue au contrôle direct du couple utilisé pour contrôler les moteurs à courant alternatif. Cependant, au lieu de contrôler le couple et le flux statorique, elle se concentre sur le contrôle des puissances active et réactive instantanées. Cette méthode de contrôle garantit que le convertisseur génère des courants sinusoïdaux tout en permettant de contrôler séparément les puissances active et réactive [100].

La version conventionnelle de cette approche n'utilise pas de boucle de contrôle de courant interne ni de bloc de modulation. Son concept fondamental consiste à choisir l'état de commutation optimal des interrupteurs de puissance à l'aide d'une table de commutation. L'état de commutation de l'onduleur est déterminé connaissant les sorties des contrôleurs à hystérésis à deux niveaux des puissances active et réactive, en plus de l'emplacement

angulaire de la tension prédite [106].

Bien que la commande DPC traditionnelle présente des avantages tels qu'une structure simple, une réaction rapide et une robustesse élevée, il est important de noter qu'elle présente également deux inconvénients majeurs : une ondulation de puissance importante et une fréquence de commutation variable [107]. Afin de remédier à ces limitations, une autre variante de la DPC, connue sous le nom de contrôle direct de la puissance avec modulation PWM (DPC-PWM) est souvent utilisée [108]. Au lieu d'utiliser deux comparateurs à hystérésis, deux correcteurs PI sont inclus pour contrôler les puissances active et réactive. Les sorties de ces contrôleurs sont incorporées, après une transformation des coordonnées, dans un bloc de modulation PWM [108]. Ces changements permettent un fonctionnement à une fréquence de commutation fixe tout en utilisant une fréquence d'échantillonnage et une inductance de ligne réduites [106].

IV.2.1. Principe de la commande DPC-PWM

La méthode de contrôle DPC-PWM comprend un estimateur des puissances active et réactive et une boucle de contrôle externe à base de PI pour réguler la tension du bus continu, qui détermine la valeur de consigne de la puissance active souhaitée P^* . En outre, il existe deux boucles de réglage interne à base de PI pour contrôler les puissances active et réactive. Les signaux générés par les régulateurs PI des puissances en coordonnées dq sont transformés vers le système abc puis envoyés au bloc PWM, qui détermine les signaux de commande des IGBTs de l'onduleur. La figure IV.1 présente la structure générale de la commande DPC-PWM [109].

L'angle θ est estimé par un PLL triphasé à partir des tensions v_{fi} . La composante v_{fqi} générée par cette transformation est asservie à zéro par action sur l'angle du repère de Park.

IV.2.1.1. Calcul des puissances instantanées

En générale, les expressions des puissances active et réactive sont obtenues après la transformation de Park des courants et des tensions alternatives de l'onduleur, comme suit :

$$\begin{cases} P_i = v_{di} i_{di} + v_{qi} i_{qi} \\ Q_i = v_{di} i_{qi} - v_{qi} i_{di} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

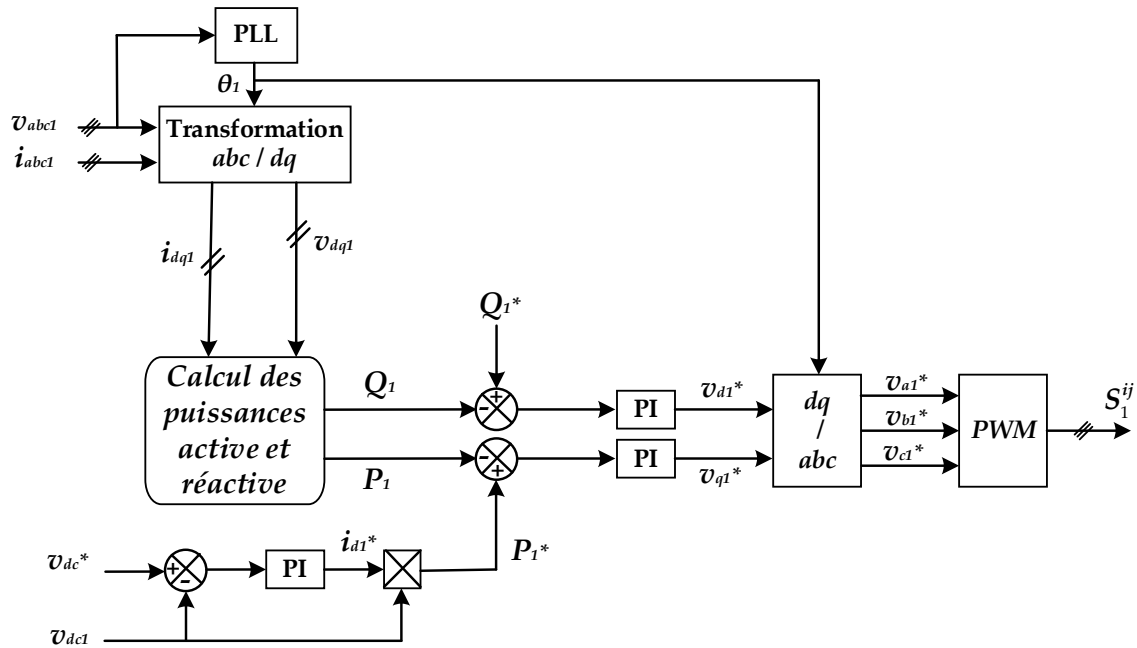


Figure IV.1: Principe de la commande DPC -PWM du premier terminal

Étant donné que le vecteur tension v_{f1} est confondu avec l'axe d du repère tournant dq , l'équation (IV.1) peut être simplifiée comme suit :

$$\begin{cases} P_1 = v_{fd1} i_{fd1} \\ Q_1 = v_{fd1} i_{fq1} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

IV.2.2. Commande DPC-PWM d'un système MMC-MTDC

La structure de contrôle DPC-PWM du système MMC-MTDC est illustrée à la figure IV.2. L'objectif est d'obtenir un système de courants sinusoïdaux équilibrés, de maintenir les tensions des bus continus et de gérer l'écoulement des puissances actives et réactives entre les quatre stations.

La structure de contrôle générique de ce système est constituée d'une boucle externe pour le contrôle de la tension du bus continu au niveau du convertisseur maître (celui de la première station) et de deux boucles de régulation interne dédiées au contrôle des puissances active et réactive de chaque convertisseur (maître et esclaves).

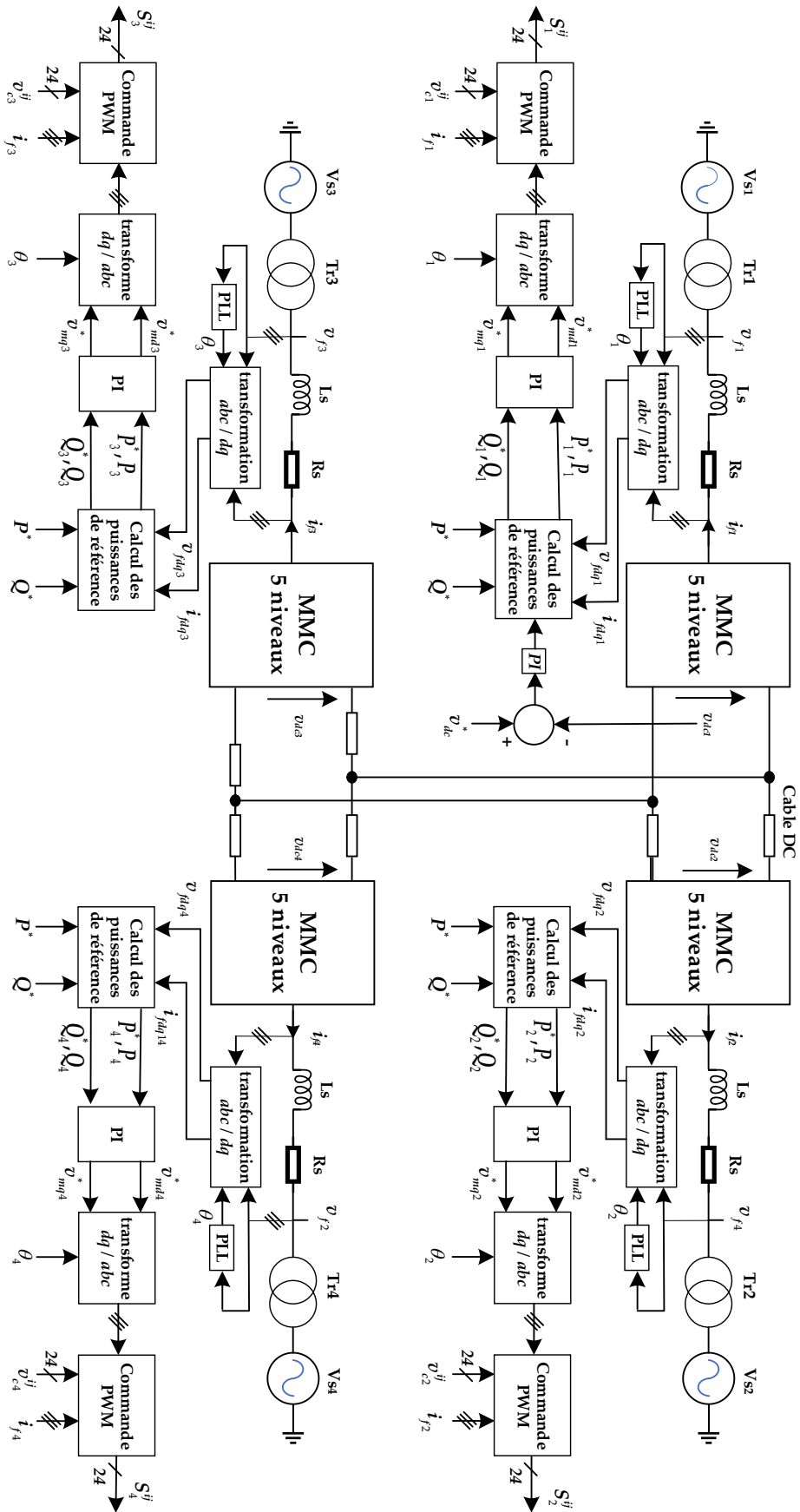


Figure IV.2: Schéma de contrôle global du système MMC-MTDC par la commande DPC-PWM

IV.2.2.1. Synthèse des régulateurs des puissances instantanées

La synthèse analytique des contrôleurs PI peut être effectuée à l'aide du modèle simplifié d'une station MMC dans le repère synchrone dq donné par :

$$\begin{bmatrix} v_{mdi} \\ v_{mqi} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{fdi} \\ i_{fq i} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fdi} \\ i_{fq i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fdi} \\ v_{fq i} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Le schéma de la figure IV.3 illustre le diagramme de réglage des puissances active et réactive.

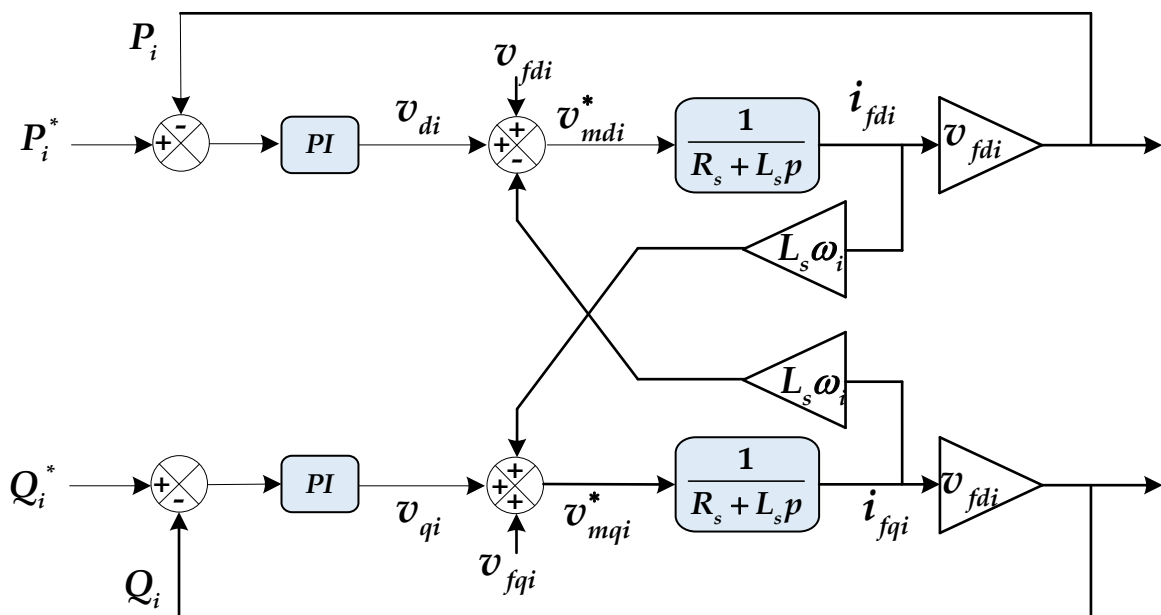


Figure IV.3: Boucles de régulation internes des puissances active et réactive d'une station i

L'expression de la fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$H(p) = \frac{v_{fdi} k_{PQp} p + k_{PQi} p}{L_s p^2 + (v_{fdi} k_{PQp} + R_s) p + v_{fdi} k_{PQi}} \quad (IV.4)$$

La forme générale de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est donné par :

$$H(p) = \frac{1}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2} \quad (IV.5)$$

Ainsi, en établissant une analogie entre les expressions (IV.4) et (IV.5), on peut déduire :

$$\begin{cases} k_{PQp} = \frac{2L_s \xi \omega_n - R_s}{v_{fdi}} \\ k_{PQi} = \frac{L_s \omega_n^2}{v_{fdi}} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Il convient de remarquer que l'équation (IV.6) est applicable aux deux régulateurs des puissances active et réactive.

Les tensions de référence de l'onduleur v_{mdi}^* et v_{mqi}^* sont déterminées comme suit :

$$\begin{aligned} v_{mdi}^* &= v_{di} + v_{fdi} - L_s \omega_i i_{fqi} \\ v_{mqi}^* &= v_{qi} + v_{fqi} + L_s \omega_i i_{fdi} \end{aligned} \quad (IV.7)$$

IV.2.2.2. Régulation de la tension du bus continu

La régulation de la tension du bus continu est effectuée de la même manière que dans le deuxième chapitre. Comme il est listé dans la figure IV.1, la référence de la puissance active de la première station est donnée par :

$$P_1^* = i_{fd1}^* v_{dc1} \quad (IV.8)$$

Pour les autres unités (dites esclaves) garantissant le contrôle du flux des puissances, leurs puissances actives de références sont choisies pour assurer la conservation de la puissance comme suit :

$$\begin{bmatrix} P_2^* \\ P_3^* \\ P_4^* \end{bmatrix} = P_{dc}^* \begin{bmatrix} -2/3 \\ -1/3 \\ 2/3 \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

Où P_{dc}^* est la puissance active de référence du système. Et de la même façon, les références des puissances réactives sont choisies comme suit :

$$\begin{bmatrix} Q_1^* \\ Q_2^* \\ Q_3^* \\ Q_4^* \end{bmatrix} = Q_{dc}^* \begin{bmatrix} -2/3 \\ 1/2 \\ 1/2 \\ -1/3 \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Où Q_{dc}^* est la puissance réactive de référence du système.

IV.3. Commande par mode de glissement

IV.3.1. Utilisation de la commande par mode glissant

L'approche de la commande par mode glissant a fait des progrès considérables dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des vannes qui fonctionnent de manière tout ou rien, c'est-à-dire qu'elles n'ont que deux états stables : complètement ouvert ou complètement fermé. Ces vannes permettent de commuter des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de hertz [110].

Les entraînements électriques sont utilisés dans les machines-outils ou la robotique pour varier la vitesse de rotation ou réguler la position. La commande par mode glissant offre des avantages en termes de comportement dynamique performant et de capacité à restreindre rapidement certaines variables, telles que le courant et la vitesse de rotation [111-112].

IV.3.2. Avantages de la commande par mode glissant

Le contrôle par mode glissant est une technique de contrôle très sollicitée dans plusieurs applications industrielles dû à ses nombreux avantages dont on peut citer [113] :

- Une robustesse aux paramètres incertains du modèle du système, aux dynamiques non modélisées et aux perturbations exogènes ;
- Une convergence en temps fini ;
- Une dynamique d'ordre réduit ;
- Une sélection assez souple de la surface de glissement.

IV.3.3. Concept général de la commande par mode glissant

Le principe de la commande par mode glissant est de forcer le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y rester jusqu'à ce que l'équilibre soit atteint. Comme le montre la figure IV.4, ce contrôle s'effectue en trois étapes [114] :

- a. **Mode non-glissant**, également connu sous le nom de mode de convergence (MC), est la

phase dans laquelle la variable à contrôler passe d'un point de départ quelconque du plan de phase à la surface de commutation.

- b. **Mode de glissement (SM)** : Ce mode se produit lorsque la variable d'état a atteint la surface de glissement et se déplace vers l'origine du plan de phase. Le comportement de ce mode est défini par la sélection de la surface de glissement.
- c. **Mode du régime permanent (MRP)** : est utilisé pour analyser la réaction du système à son point d'équilibre, qui est l'origine du plan de phase. Le contrôle se distingue par sa qualité et sa performance [114].

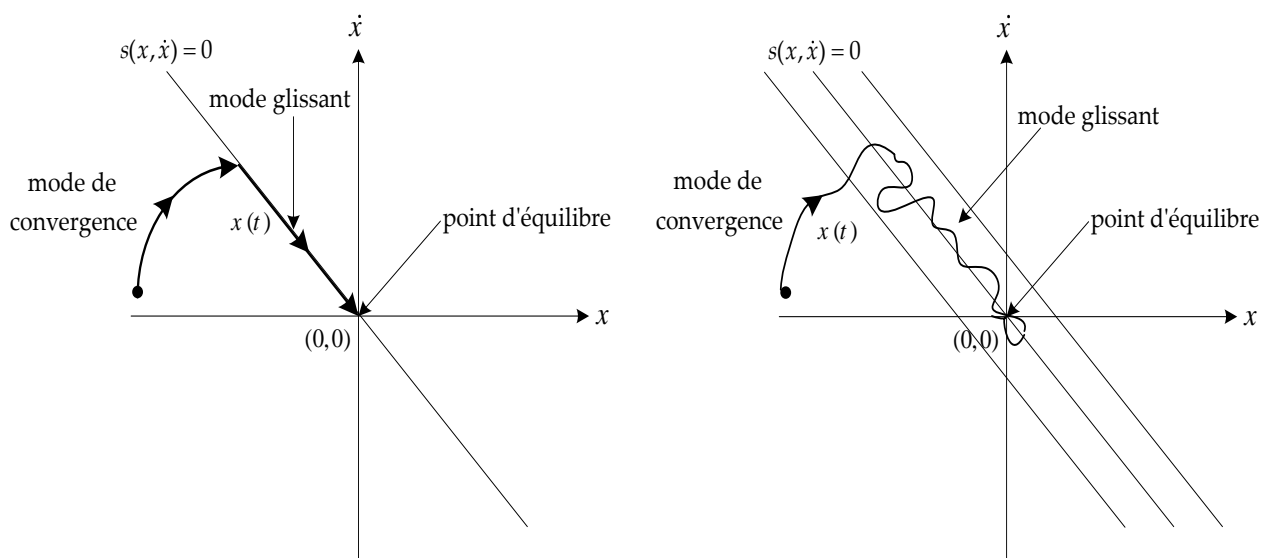


Figure IV.4: Différents modes d'une commande par mode glissant dans le plan de phase : (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel

IV.3.4. Élaboration de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode glissant aborde les questions de stabilité et de performance optimale d'une manière systématique. Telles qu'indiqué dans [114], le processus se déroule principalement en trois étapes complémentaires :

- Sélection de la surface.
- Identification des conditions d'existence.
- Calcul de la commande.

IV.3.4.1. Sélection de la surface de glissement

Considérons le système défini par l'équation différentielle ci-dessous :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{IV.11})$$

Où : - f et g sont des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système ;

- $x \in R_n$: Vecteur d'état ;

- $u(t) \in R_m$: Vecteur de commande.

Le choix de la surface de glissement dépend du nombre et de la structure des fonctions requises. L'influence de ces deux éléments dépend de l'application spécifique et du résultat souhaité. Généralement, le nombre de surfaces de glissement est déterminé par la taille m du vecteur de contrôle $u(t)$. Slotine [115] a proposé une formule générale pour déterminer la surface de glissement qui garantit la convergence d'une variable d'état $x(t)$ vers sa valeur souhaitée. Si y_i est une sortie qui doit être contrôlée, la surface peut être exprimée par l'équation suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e_y(x) \quad (\text{IV.12})$$

Où : - $e_y(x)$: l'écart entre la variable à régler et sa référence ($e_y = y_i^* - y_i$) ;

- λ : une constante positive ;

- r : le degré relatif. Il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

IV.3.4.2. Critères de présence et de convergence du régime de glissement

Les critères de présence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de s'y maintenir en dépit de toute perturbation. Il existe deux catégories de ces critères [115] :

IV.3.4.2.1. Approche de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La règle de contrôle doit réduire cette fonction ($(\dot{V}(x) < 0)$). Le concept

consiste à sélectionner une fonction scalaire $S(x)$ pour s'assurer que la variable à contrôler est attirée vers sa valeur désirée, et à concevoir un contrôle u de sorte que le carré de la surface corresponde à une fonction de Lyapunov. La fonction de Lyapunov est définie comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.13})$$

La fonction de Lyapunov qui décrit le mouvement de la trajectoire d'état vers la surface de glissement, est définie sur la base de la surface elle-même. Les gains pour chaque structure de contrôle sélectionnée sont déterminés de manière à ce que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative, garantissant ainsi que la trajectoire de l'état se rapproche de la surface

La condition d'attractivité, qui est à la fois nécessaire et suffisante, stipule que pour qu'une variable glissante $S(x)$ s'approche de 0, il faut que sa dérivée temporelle soit négative :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.14})$$

L'équation (IV.13) indique que la distance entre un certain point du plan de phase et la surface de glissement, représentée par $S^2(x)$, diminue continuellement. La trajectoire du système s'approche alors de la surface des deux côtés. Cette condition est basée sur l'hypothèse d'un régime de glissement optimal avec une fréquence de commutation infiniment élevée [115]. Afin d'obtenir une convergence dans un délai court, la condition (IV.14), qui garantit simplement une convergence asymptotique vers la surface de glissement, est remplacée par un critère plus strict appelé condition d'attractivité, donnée par [115] :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < -\eta|S| \quad (\text{IV.15})$$

Où η est une constante positive.

IV.3.4.2.2. Approche directe : fonction discrète de commutation

Cette méthodologie a été proposée et examinée par Utkin [115]. Le concept consiste à créer une surface qui se rapproche progressivement de zéro, telle que :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) \geq 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) \leq 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Cette fonction peut être formulée à la condition suivante :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{IV.17})$$

IV.3.4.3. Calcul de la commande

La surface est déterminée indépendamment de la commande car, une fois le régime de glissement atteint, la dynamique du système devient indépendante de la loi de commande, dont le seul objectif est de préserver les conditions de glissement (l'attractivité de la surface). Ce qu'il faut faire ensuite, c'est trouver la commande nécessaire pour attirer la trajectoire de l'état vers la surface et éventuellement son point d'équilibre tout en préservant les circonstances nécessaires à l'existence du mode de glissement [116].

Une commande discontinue est nécessaire pour obtenir un régime de glissement. La surface de glissement doit être lisse et uniforme des deux côtés. Ainsi, bien que le composant discontinu de la commande soit nécessaire, cela n'exclut pas l'ajout d'un composant continu. Le composant continu a la capacité de réduire l'ampleur du composant discontinu dans la mesure souhaitée [116]. En cas de perturbation, la principale fonction de la composante discontinue est d'évaluer les circonstances de l'attraction. Dans ce scénario, le contrôleur par mode glissant se compose de deux éléments : l'un lié à la linéarisation précise (u_{eq}) et l'autre lié à la stabilité (u_{dis}).

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{dis}(t) \quad (\text{IV.18})$$

Ou u_{eq} se réfère à la commande équivalente suggéré par Filipov [117] et Utkin [115]. u_{dis} est une commande qui assure que la variable à contrôler est attirée vers la surface et satisfait à la condition (IV.17).

Afin de mettre en considération les progrès précédents, nous examinerons le système décrit par l'équation (IV.11). Le but de ceci est de déterminer la commande u . Le calcul de la

dérivée de la surface glissante est effectué par :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{IV.19})$$

En remplaçant (IV.11) et (IV.18) dans (IV.19), il résulte :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \left(f(x) + g(x)u_{eq} \right) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_{dis} \quad (\text{IV.20})$$

IV.3.4.3.1. Commande équivalente

Pendant le mode glissant et le régime permanent, la surface est égale à zéro, ce qui entraîne que les termes de (IV.20) soient également zéro. Sur la base de ces informations, nous pouvons déterminer la formule de la commande continue par :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x) \quad (\text{IV.21})$$

Afin que la commande équivalente puisse être finie, il est nécessaire que :

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \neq 0 \quad (\text{IV.22})$$

IV.3.4.3.2. Commande discontinue

En substituant la commande équivalente par son expression dans (IV.20) pendant le mode de convergence, la dérivée de la surface peut être exprimée comme suit :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_{dis} \quad (\text{IV.23})$$

La condition d'attractivité formulée par l'équation (IV.14) se transforme en :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_{dis} < 0 \quad (\text{IV.24})$$

Pour répondre à cette exigence, le signe de u_{dis} doit être contraire à celui du produit de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x)$. La commande la plus simple qui peut répondre à ce besoin est celle d'un relai exprimé par :

$$u_{dis} = k_s \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.25})$$

Avec :

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > 0 \\ 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Le signe de k_s doit être opposé à celui de $\frac{\partial S}{\partial x} g(x)$. La sélection de ce gain est très importante car une valeur très petite entraînerait un temps de réaction beaucoup plus long, tandis qu'une valeur très grande peut entraîner des oscillations intenses dans l'unité de contrôle, pouvant causer des détériorations [49]. La figure IV.5 présente une vue d'ensemble des procédures requises pour calculer la commande par mode glissant.

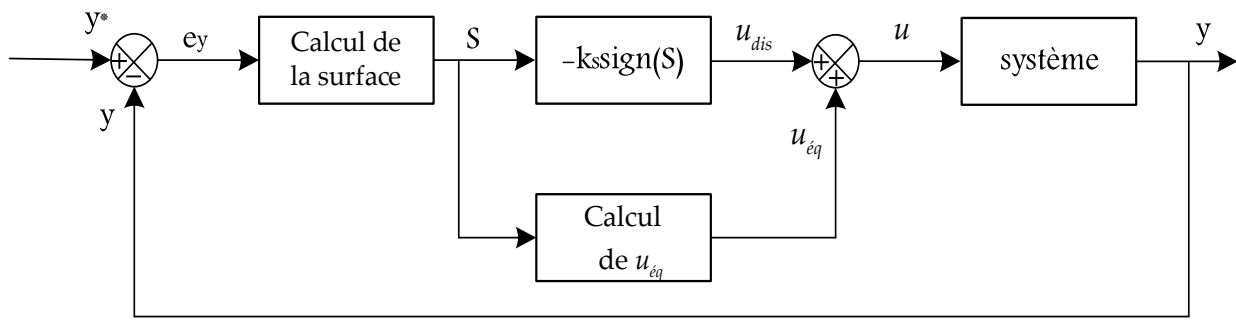


Figure IV.5 : Principe de la commande par mode glissant avec commande équivalente

IV.3.5. Phénomène du Chattering

Un régime de glissement optimal nécessite un mécanisme de contrôle capable de changer rapidement à une fréquence infinie. Par conséquent, lorsque le système est en régime de glissement, les changements brusques apportés à la commande peuvent entraîner un phénomène appelé « Chattering » [118].

Le système présente des oscillations prononcées dans ses trajectoires sur la surface de glissement, comme le montre la figure IV.6. Les principaux facteurs contribuant à ce phénomène sont les contraintes de l'actionneur ou les retards dans le mécanisme de commutation du système de commande. L'acte de commutation dans ce contexte entraîne une baisse de la précision du contrôle et peut potentiellement endommager le contrôleur en produisant une dégradation rapide des systèmes mécaniques et une augmentation de la température dans les systèmes électriques (entraînant une perte d'énergie significative) [112].

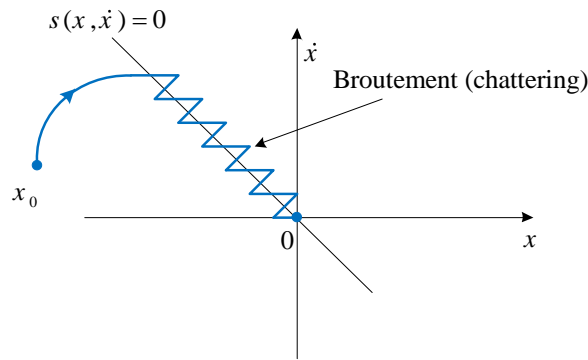


Figure IV.6 : Phénomène de broutement

IV.3.5.1. Solutions pour réduire le Chattering

Diverses méthodes ont été conçues pour réduire les fluctuations dues au phénomène de Chattering, telles que les solutions de couche limite, le mode de glissement flou, le mode de glissement d'ordre supérieur, etc.

IV.3.5.1.1. Solution de la couche limite

L'approche proposée, appelée « solution de la couche limite », a été introduite par Slotine et Sastry en 1983 [119]. Elle consiste à remplacer la fonction de signe par une approximation continue, à savoir du type grand gain, mais uniquement dans une certaine région proche de la surface. La fonction de saturation, décrite par l'équation (IV.27) et illustrée par la figure IV.7 est l'une des fonctions utilisées.

$$\text{sat}(S(x)) = \begin{cases} \frac{S(x)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

Où ε est la largeur du seuil de la fonction de saturation.

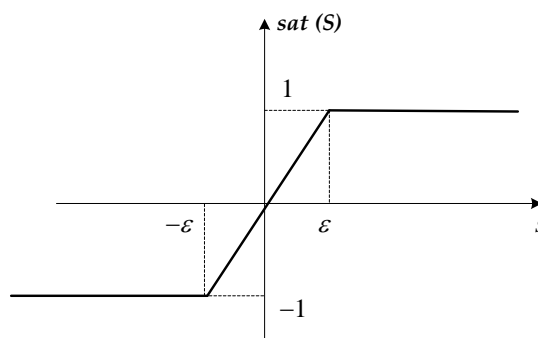


Figure IV.7 : Fonction de saturation

D'autres fonctions sont possibles, notamment la fonction tangente hyperbolique, parfois appelée *Smooth*, voir figure IV.8. L'utilisation de cette fonction est l'une des alternatives les plus optimales proposées. Elle réduit considérablement le Chattering des oscillations à haute fréquence [112]. La fonction *Smooth* est définie par son expression mathématique suivante :

$$\text{Smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad \text{IV.28}$$

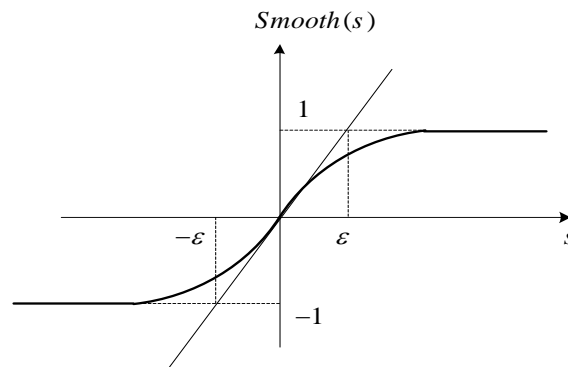


Figure IV.8 : Fonction *Smooth*

Le système n'atteint plus directement la valeur prévue, mais s'approche d'une région proche de celle-ci. Dans ce cas, le système est décrit comme étant dans un régime de pseudo-glisement. Bien que cela permette de réduire les phénomènes de Chattering, cela a un impact négatif sur la précision, la robustesse et le temps de réaction pour atteindre la cible souhaitée.

Cette approche est paramétrée par une constante positive ε , qui est choisie pour trouver un équilibre entre la réduction de la dispersion et la préservation de la robustesse. En effet, lorsque la valeur de ε diminue, l'approximation se rapproche davantage de la fonction de signe, ce qui améliore la robustesse. Toutefois, cela se fait au détriment de la réduction du Chattering [116]. D'autres stratégies sont également proposées afin de prévenir ou atténuer le phénomène de Chattering, telles que [120] :

Filtres : l'utilisation de filtres pour lisser le signal de contrôle est une méthode efficace pour éliminer le phénomène de Chattering. Un filtre passe-bas a la capacité de régulariser la fonction de commutation, ce qui permet d'éliminer de manière efficace le phénomène de Chattering et de réduire le bruit haute fréquence.

Observateur : Une méthode supplémentaire pour remédier au phénomène de Chattering.

Mode glissant flou : La création de règles floues peut efficacement diminuer le phénomène de Chattering dans le contrôle par mode glissant.

IV.3.6. Mode glissant intégral

Dans cette méthode, la surface de glissement a été améliorée en incluant une action intégrale dans son expression. Cette surface est définie par les équations suivantes [121] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e_y(t) + k_i \int e_y(t) dt \quad (IV.29)$$

Avec k_i représente un gain positif. Un avantage de cette stratégie est que la surface de glissement dans ce cas est une surface plane qui passe par l'origine. Lorsque le système est du second ordre ($r = 2$), la solution est obtenue sur un plan bidimensionnel, alors que dans le mode de glissement classique, la solution est obtenue sur une ligne unidimensionnelle.

IV.4. Commande DPC par mode glissant du système MMC-MTDC

Dans cette section, nous examinerons les performances du système MMC-MTDC contrôlé par la commande DPC-SMC. Les contrôleurs SMC (Sliding Mode Controller) sont utilisés pour remplacer les contrôleurs conventionnels de type PI employés pour réguler la tension continue, ainsi que les puissances active et réactive. Le diagramme illustrant le contrôle par DPC-SMC du système MMC-MTDC à quatre terminaux est présenté sur la figure IV.9.

IV.4.1. Régulation par SMC de la tension continue

L'équation (II.8) est employée pour contrôler la tension continue v_{dc} en utilisant le courant i_{cv}^* comme variable de commande. Pour cette tension, nous optons pour une surface de glissement ayant la forme suivante :

$$S_{dc} = k_{pc} (v_{dc}^* - v_{dc}) + k_{ic} \int (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (IV.30)$$

Pendant la phase de glissement, les conditions suivantes sont vérifiées :

$$\dot{S}_{dc} = k_{pc} \left(\dot{v}_{dc}^* - \dot{v}_{dc} \right) + k_{ic} (v_{dc}^* - v_{dc}) = 0 \quad (IV.31)$$

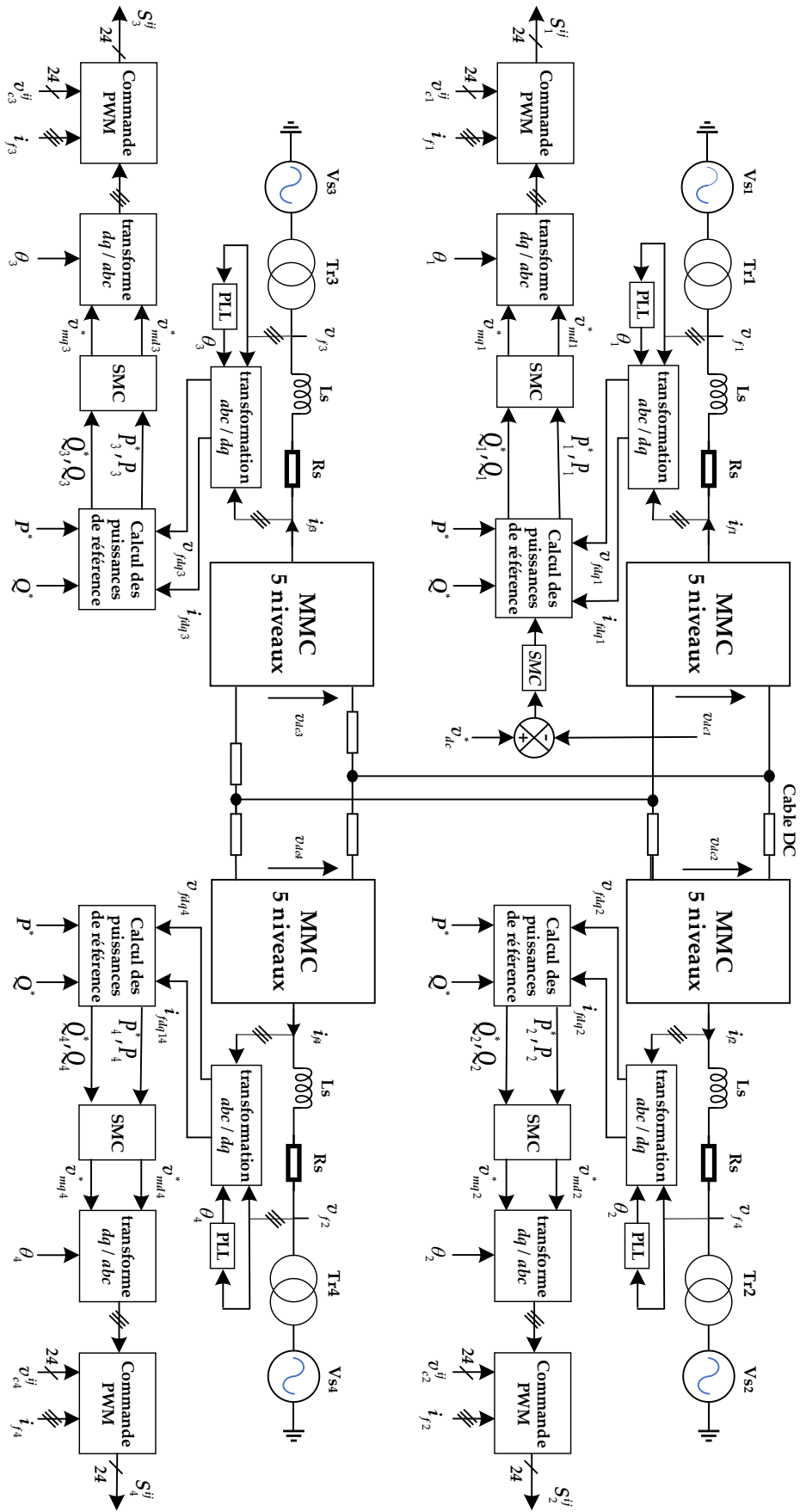


Figure IV.9 : Schéma de contrôle global du système MMC-MTDC par la commande DPC -SMC

En substituant la valeur de la dérivée de la tension continue dans l'équation (IV.30), on obtient:

$$i_{Cv}^{eq} = C_v \left(\frac{k_{ic}}{k_{pc}} (v_{dc}^* - v_{dc}) + v_{dc}^* \right) \quad (IV.32)$$

D'autre part, la commande discontinue peut être définie à partir de l'équation (IV.25) de la manière suivante :

$$i_{Cv}^{dis} = k_{sc} \text{smooth}(S_{dc}) \quad (IV.33)$$

La loi de commande globale de la tension continue est finalement déterminée à partir des équations (IV.18), (IV.32) et (IV.33) comme suit :

$$i_{Cv}^* = C_v \left(\frac{k_{ic}}{k_{pc}} (v_{dc}^* - v_{dc}) + v_{dc}^* \right) + k_{sc} \text{smooth}(S_{dc}) \quad (IV.34)$$

La régulation de la tension du bus continu fournit la référence du courant côté continu i_{Cv}^* , puis on calcul la référence de la puissance active du côté alternatif P_1^* du terminal maître à partir de l'équation (II.7), ce qui donne :

$$P_1^* = -i_{Cv}^* v_{dc} + \frac{P_g^*}{v_{fd1}} \quad (IV.35)$$

Avec P_g^* représente la puissance active nominale du système MTDC complet.

IV.4.2. Régulation par SMC des puissances active et réactive

Pour le i^{eme} terminal, si on multiplie le système d'équations (II.5) par la grandeur v_{fd1} , on obtient :

$$\begin{cases} v_{fdi} \frac{di_{fdi}}{dt} = \frac{v_{fdi}}{L_s} (-R_s i_{fdi} + L_s \omega_i i_{fqi} + v_{mdi} - v_{fdi}) \\ v_{fdi} \frac{di_{fqi}}{dt} = \frac{v_{fdi}}{L_s} (-R_s i_{fqi} - L_s \omega_i i_{fdi} + v_{mqi} - v_{fqi}) \end{cases} \quad (IV.36)$$

En substituant l'équation (IV.2) dans ce système, il vient :

$$\begin{cases} \frac{dP_i}{dt} = \frac{v_{fdi}}{L_s} (-R_s i_{fdi} + L_s \omega_i i_{fqi} + v_{mdi} - v_{fdi}) \\ \frac{dQ_i}{dt} = \frac{v_{fdi}}{L_s} (-R_s i_{fqi} - L_s \omega_i i_{fdi} + v_{mqi} - v_{qdi}) \end{cases} \quad (IV.37)$$

Ces deux équations sont utilisées pour réguler les puissances active P_i et réactive Q_i où les tensions v_{mdi}^* et v_{mqi}^* sont choisies comme grandeurs de commande. L'équation (IV.37) peut être exprimée sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{x}_{PQ} = Ax_{PQ} + Bu - G \quad (IV.38)$$

Avec :

$x_{PQ} = [P_i \quad Q_i]^T$: vecteur d'état ;

$u = [v_{mdi}^* \quad v_{mqi}^*]^T$: vecteur de commande ;

$G = \frac{v_{fdi}}{L_s} [v_{fdi} \quad v_{fqi}]^T$: vecteur de perturbation ;

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{v_{fdi} R_s}{L_s} & \omega_i \\ -\omega_i & -\frac{v_{fdi} R_s}{L_s} \end{bmatrix}; B = \frac{v_{fdi}}{L_f} \cdot$$

Les deux surfaces de glissement pour les puissances active et réactive peuvent être définies comme suit :

$$S_{PQ} = K_p E_{PQ} + K_i \int E_{PQ} dt \quad (IV.39)$$

Avec :

$S_{PQ} = [S_P \quad S_Q]^T$: vecteur de surfaces de glissement ;

$E_{PQ} = [(P_i^* - P_i) \quad (Q_i^* - Q_i)]^T$: vecteur des erreurs ;

$$K_p = \begin{bmatrix} k_{pP} & 0 \\ 0 & k_{pQ} \end{bmatrix}; K_i = \begin{bmatrix} k_{iP} & 0 \\ 0 & k_{iQ} \end{bmatrix} : \text{Matrices des gains.}$$

La dérivée de (IV.39), donne :

$$\dot{S}_{PQ} = K_p \dot{E}_{PQ} + K_i E_{PQ} \quad (IV.40)$$

Étant donné qu'en régime de glissement, la surface et sa dérivée sont nulles, l'équation (IV.40) peut être réécrite en substituant la dérivée du vecteur d'état calculé à partir de l'équation (IV.38).

$$\dot{S}_{PQ} = K_p \dot{x}_{PQ} + K_i E_{PQ} - K_p (Ax_{PQ} + Bu - G) = 0 \quad (\text{IV.41})$$

Avec :

$$x_{PQ}^* = \begin{bmatrix} P_i^* & Q_i^* \end{bmatrix}^T : \text{vecteur de références des puissances active et réactive.}$$

La résolution de cette équation permet d'obtenir l'expression de la commande équivalente de la manière suivante :

$$u_{\acute{e}q}^i = \begin{bmatrix} u_{\acute{e}qP}^i \\ u_{\acute{e}qQ}^i \end{bmatrix} = (K_p B)^{-1} \begin{bmatrix} K_i E_{PQ} + K_p (-Ax_{PQ} - G + x_{PQ}^*) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.42})$$

Si les états des systèmes n'ont pas encore atteint la surface de glissement, la commande équivalente doit être améliorée par une autre commande discontinue définie selon l'équation suivante :

$$u_{dis}^i = \begin{bmatrix} u_{disP}^i \\ u_{disQ}^i \end{bmatrix} = K_s \text{smooth}(S_{PQ}) \quad (\text{IV.43})$$

$$\text{Avec : } K_s = \begin{bmatrix} k_{sP} \\ k_{sQ} \end{bmatrix}$$

La loi de commande globale est finalement déterminée à partir des équations (IV.18), (IV.42) et (IV.43) :

$$u^i = u_{\acute{e}q}^i + u_{dis}^i = \begin{bmatrix} u_{\acute{e}qP}^i + u_{disP}^i \\ u_{\acute{e}qQ}^i + u_{disQ}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{mdi}^* \\ v_{mqi}^* \end{bmatrix} \quad (\text{IV.44})$$

IV.5. Commande par mode de glissement d'ordre supérieur

Dès son début, la théorie des modes de glissement s'est confrontée au problème du Chattering, qui s'est imposé comme un inconvénient sérieux [120]. Emelyanov a introduit un nouvel aspect des modes de glissement d'ordre supérieur. Ces systèmes sont définis par un mécanisme de contrôle qui opère sur les dérivées d'ordre supérieur de la surface de glissement. Cette approche conserve les principaux avantages de la commande par mode glissant classique, à savoir la robustesse et la convergence dans un temps réduit. Comme l'illustre la figure IV.10, le mode glissant d'ordre supérieur élimine efficacement l'apparition

du phénomène de Chattering et offre une précision de convergence supérieure, même en présence de défauts du modèle ou du contrôleur [122].

Examinons le système non linéaire suivant :

$$x^{(n)} = f(x) + g(x)u \tag{IV.45}$$

La surface de glissement retenue garantit une convergence en temps limité vers l'ensemble de glissement d'ordre n par rapport à la surface de glissement, elle est donnée par :

$$S(x) = \dot{S}(x) = \ddot{S}(x) = \dots = S^{(n-1)}(x) = 0 \tag{IV.46}$$

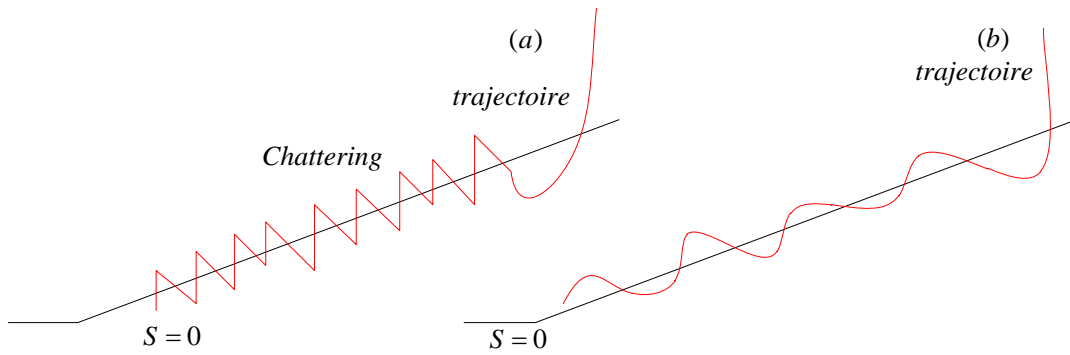


Figure IV.10 : (a) : Régime glissant classique, (b) : mode glissant d'ordre supérieur

Une commande par mode de glissement assure une convergence en temps fini vers la surface de glissement si le système a un degré relatif par rapport à la surface de glissement $r = n$ et $n > 1$. Cette méthode de contrôle permet de confiner les trajectoires d'état du système à l'intérieur de l'ensemble de glissement. La figure IV.11 illustre le point d'intersection entre trois surfaces de glissement qui définissent le point de référence x_{ref} .

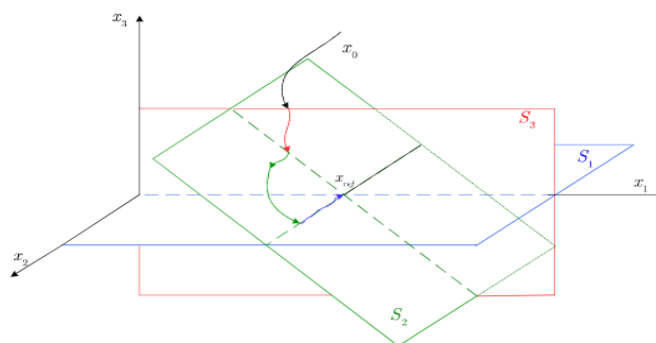


Figure IV.11 : Intersection des 3 surfaces de glissement définit le point de référence x_{ref}

IV.5.1. Commande par mode glissant d'ordre deux

La commande par modes de glissement d'ordre supérieur repose sur la prise en compte des dérivées d'ordre supérieur de la variable de contrainte, plutôt que de la première dérivée seulement, comme c'est le cas dans le mode de glissement standard. L'objectif de la mise en œuvre de cette commande est de parvenir à une convergence dans un délai fixe pour l'ensemble des conditions de la contrainte. Pour obtenir un régime de glissement du deuxième ordre par rapport à $S(x)$, il est nécessaire que les trajectoires d'état du système se développent dans une période limitée sur l'ensemble et qu'elles y restent par la suite [123]. Cela se signifie que :

$$\ddot{S}(x) = \left\{ x \in X, S(x) = \dot{S}(x) = 0 \right\} x \in R^n \quad (IV.47)$$

Par conséquent, nous établissons une boucle qui opère sur la dérivée deuxième de la surface de glissement. Dans la commande par mode glissant d'ordre deux, il existe deux situations concevables basées sur le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement [122,124].

IV.5.1.1. Système de degré relatif 1

Si le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement est de 1, la commande u se produit par la dérivée première de la surface de glissement par rapport au temps. L'équation de la dérivée de la surface de glissement est la suivante :

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(x) + \frac{\partial}{\partial x} S(x) [f(x) + g(x)u] \quad (IV.48)$$

De IV.48, l'expression de la dérivée deuxième de la surface de glissement est la suivante :

$$\ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(x) [f(x) + g(x)u] + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(x) \dot{u} \quad (IV.49)$$

Cette formule peut se mettre sous la forme :

$$\ddot{S} = \varphi(x) + \gamma(x)\dot{u} \quad (IV.50)$$

Où :

$$\begin{cases} \dot{\varphi}(x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(x) [f(x) + g(x)u] \\ \dot{\gamma}(x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(x) \end{cases} \quad (\text{IV.51})$$

Avec $\varphi(x)$ et $\gamma(x)$ sont des fonctions incertaines bornées examinant les inégalités suivantes près de la surface de glissement :

$$\begin{cases} 0 < \Gamma_m \leq \gamma(x) \leq \Gamma_M \\ |\varphi(x)| \leq \Phi \end{cases} \quad (\text{IV.52})$$

Où Γ_m, Γ_M, Φ sont des constantes positives.

IV.5.1.2. Systèmes de degré relatif 2

Lorsque le système a un degré relatif de 2, le contrôle est présent dans la dérivée deuxième de la surface de glissement. Cette dernière est présentée comme suit :

$$\ddot{s} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{s}(x) [f(x) + g(x)u] \quad (\text{IV.53})$$

L'expression de la deuxième dérivée de la surface de glissement peut être formulée de la manière suivante :

$$\ddot{S} = \varphi'(x) + \gamma'(x)u \quad (\text{IV.54})$$

Où :

$$\begin{cases} \varphi'(x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(x) f(x) \\ \gamma'(x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(x) g(x) \end{cases}$$

Avec $\varphi'(x), \gamma'(x)$ des fonctions incertaines bornées. De même que dans le cas précédent, il existe trois constantes positives Γ'_m, Γ'_M et Φ' telles que, dans un voisinage de la surface de glissement, on a :

$$\begin{cases} 0 < \Gamma'_m \leq \gamma'(x) \leq \Gamma'_M \\ |\varphi'(x)| \leq \Phi' \end{cases} \quad (\text{IV.55})$$

IV.5.2. Types de commande par mode glissant du deuxième ordre

Généralement, lors de l'utilisation d'un algorithme de glissement d'un certain ordre r par rapport à $S = 0$, nous souhaitons de connaître $S, \dot{S}, \dots, S^{(r-1)}$. Pour parvenir à la convergence de la surface de glissement et de sa dérivée vers zéro dans un délai limité, de nombreuses techniques ont été proposées dans la littérature. Il s'agit notamment de l'algorithme sous-optimal [125], du Twisting [126] et du Super-Twisting [127]. Les deux premières méthodes sont spécifiquement conçues pour les systèmes ayant un degré relatif de 2, tandis que la Super-Twisting est souvent utilisée pour les systèmes ayant un degré relatif de 1.

IV.5.3. Algorithme du Super Twisting

Cette approche a été introduite pour la première fois par [128], puis améliorée par [129] pour prendre en compte les systèmes ayant un degré relatif de 2. La méthode Super-Twisting est spécifiquement développée pour exécuter un contrôle continu en mode glissant du second ordre sans qu'il soit nécessaire d'évaluer le signe. Le principal avantage de l'algorithme Super Twisting réside dans cette caractéristique.

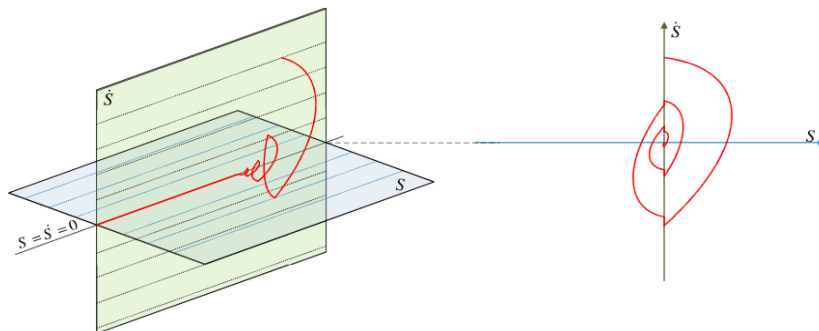


Figure IV.12 : Trajectoire de phase de l'algorithme du Super Twisting

Comme le présente la figure IV.12, la trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase et ses croisements successifs avec les axes du plan changent au fur et à mesure qu'il se rapproche de l'origine, pour finalement l'atteindre dans un temps limité. La loi de contrôle Super Twisting se compose de la somme de deux termes l'un discontinu u_1 et autre continu u_2 . La formule de la loi de commande par Super-Twisting est fournie par l'équation suivante [129] :

$$u = u_1 + u_2 \quad (IV.56)$$

Avec :

$$\begin{cases} u_1 = -\alpha |S|^r \text{sign}(S) \\ \dot{u}_2 = -\beta \text{sign}(S) \end{cases} \quad \tau \in]0, 0.5]$$

Avec α et β des constantes positives. La convergence de surface du mode glissant du second ordre dans un temps fini nécessite une condition suffisante donnée par :

$$\begin{cases} \beta > \frac{\Phi}{\Gamma_m} \\ \alpha^2 \geq \frac{4\Phi \Gamma_M (\beta + \Phi)}{\Gamma_m^2 \Gamma_m (\beta - \Phi)} \\ 0 < \tau \leq 0.5 \end{cases} \quad (IV.57)$$

IV.6. Commande DPC par mode glissant ordre 2 du système MMC-MTDC

Cette section se concentre sur la mise en œuvre de la technique de contrôle par mode glissant du second ordre utilisant l'algorithme Super Twisting (STA) afin d'améliorer les performances dynamiques du système MMC-MTDC. Le système de contrôle proposé dans cette section a une structure en cascade, qui se compose de deux blocs comprend deux boucles : la première basée sur le STA est responsable de contrôler les puissances active et réactive, tandis que la deuxième est basée sur le contrôleur PI responsable de contrôler la tension du bus continu. Le diagramme illustrant la construction du système de contrôle par DPC-STA pour le système MMC-MTDC est présenté à la figure IV.13.

Pour les boucles des puissances, le STA est utilisé pour assurer une convergence rapide des puissances instantanées P_i et Q_i vers leurs références P_i^* et Q_i^* .

IV.6.1. Régulation par STA des puissances active et réactive

Pour simplifier, la conception des contrôleurs STA s'effectue généralement dans le repère dq . Par conséquent, deux fonctions de surface de glissement pour la station i sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} S_{P_i} \\ S_{Q_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_i^* - P_i \\ Q_i^* - Q_i \end{bmatrix} \quad (IV.58)$$

Où P_i^* et Q_i^* désignent respectivement les références de P_i et Q_i . L'objectif de la commande par mode glissant est d'obtenir $S_{PQ} = [S_P S_Q]^T = 0$.

Puisque P_i^* et Q_i^* sont constants, leurs dérivées sont nulles. Par conséquent, les dérivées premières des surfaces sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{P_i} \\ \dot{S}_{Q_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{P}_i^* - \dot{P}_i \\ \dot{Q}_i^* - \dot{Q}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{P}_i \\ -\dot{Q}_i \end{bmatrix} \quad (\text{IV.59})$$

En substituant l'équation (IV.37) dans l'équation (IV.59) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{P_i} \\ \dot{S}_{Q_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{fdi}}{L_s} (R_s i_{fdi} - L_s \omega_i i_{fqi} + v_{fdi}) \\ \frac{v_{fdi}}{L_s} (R_s i_{fqi} + L_s \omega_i i_{fdi} + v_{fqi}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{fdi}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{fdi}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{mdi} \\ v_{mqi} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.60})$$

Les régulateurs des puissances par mode glissant d'ordre supérieur basés sur l'algorithme de Super-Twisting proposés se composent de deux composantes comme suit [130] :

$$\begin{cases} u_{P_i} = u_{P_{i1}} + u_{P_{i2}} \\ u_{Q_i} = u_{Q_{i1}} + u_{Q_{i2}} \end{cases} \quad (\text{IV.61})$$

Avec :

$$\begin{cases} u_{P_{i1}} = -\alpha_i \sqrt{|S_{P_i}|} \text{sign}(S_{P_i}) \\ \dot{u}_{P_{i2}} = -\beta_i \text{sign}(S_{P_i}) \\ u_{Q_{i1}} = -\alpha_i \sqrt{|S_{Q_i}|} \text{sign}(S_{Q_i}) \\ \dot{u}_{Q_{i2}} = -\beta_i \text{sign}(S_{Q_i}) \end{cases} \quad (\text{IV.62})$$

Les termes de la commande dans (IV.62) ne dépendent d'aucun paramètre du système, ce qui rend la méthode STA robuste face aux variations des paramètres. Les gains du contrôleur α_i et β_i doivent être positifs pour assurer la stabilité. La convergence vers la surface de glissement peut être obtenue si α_i et β_i sont sélectionnés tels que [130] :

$$\begin{cases} \alpha_i > \frac{A_M}{B_L} \\ \beta_i^2 \geq \frac{4A_M B_U (\alpha_i + A_M)}{B_L^3 (\alpha_i - A_M)} \end{cases} \quad (\text{IV.63})$$

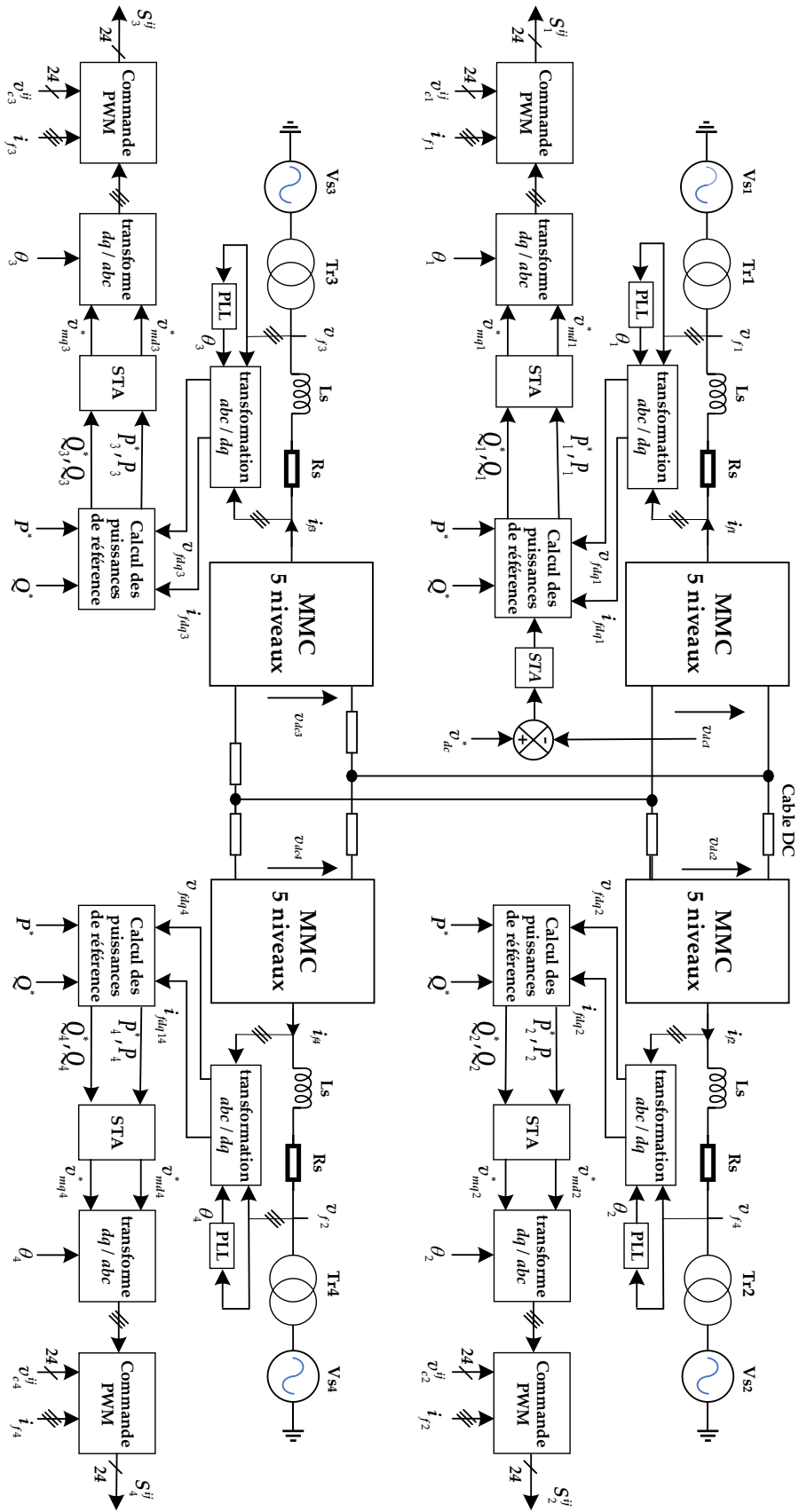


Figure IV.13 : Schéma de contrôle global du système MMC-MTDC par la commande DPC-STA

Où A_M est la borne positive de A qui doit satisfaire $AM \geq |A|$ et B_L et B_U sont les bornes positives inférieure et supérieure de B qui doivent satisfaire $B_L \leq B \leq B_U$. A et B sont les fonctions de la dérivée seconde de S définis par :

$$\ddot{S}_{PQ} = A + B\dot{u}_{PQ} \quad (\text{IV.64})$$

$$\text{Avec : } A = \frac{v_{fdi}}{L_s} \begin{bmatrix} R_s & -L_s\omega_i \\ L_s\omega_i & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{fdi} \\ \dot{i}_{fqi} \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} -\frac{v_{fdi}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{fdi}}{L_s} \end{bmatrix}$$

Divers chercheurs ont examiné et confirmé la stabilité du système, comme le font remarquer les auteurs [131-132].

La figure (IV.13) représente le schéma global de la structure de contrôle par la commande de Super-Twisting appliquée au système MMC-MTDC.

IV.6.2. Régulation par STA de la tension continue

La surface de glissement pour la tension continue est définie comme suit :

$$S_{dc} = v_{dc}^* - v_{dc} \quad (\text{IV.65})$$

L'objectif de cette commande est d'obtenir $S_{dc} = 0$. Puisque v_{dc}^* est constant, sa dérivée est nulle. Par conséquent, la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_{dc} = \dot{v}_{dc}^* - \dot{v}_{dc} = -\dot{v}_{dc} \quad (\text{IV.66})$$

En substituant l'équation (II.10) dans l'équation (IV.66) on obtient :

$$\dot{S}_{dc} = -\frac{P_g - v_{fd}i_{fd}}{C_v v_{dc}} \quad (\text{IV.67})$$

Le régulateur de tension continue par mode glissant d'ordre supérieur basé sur l'algorithme de Super-Twisting proposé se compose de deux composantes comme suit :

$$u_{dc} = u_{dc1} + u_{dc2} \quad (\text{IV.68})$$

Avec :

$$\begin{cases} u_{dc1} = -\alpha_{dc} \sqrt{|S_{dc}|} \text{sign}(S_{dc}) \\ \bullet \\ u_{dc2} = -\beta_{dc} \text{sign}(S_{dc}) \end{cases} \quad (\text{IV.69})$$

La convergence vers la surface de glissement peut être obtenue si α_{dc} et β_{dc} sont sélectionnés de la même manière utilisée pour sélectionner α_i et β_i précédemment.

IV.7. Validation des approches des commandes proposées

La simulation du système MMC-MTDC contrôlé par la commande DPC-PWM à base de contrôleurs classiques PI puis à base de régulateurs SMCs d'ordre un et deux en vue de la régulation des puissances actives et réactives des différents stations a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions adoptées dans le chapitre 2.

IV.7.1. Test 1 : Variation des puissances active et réactive échangées

Les résultats obtenus sont présentés dans les figures de IV.14 à IV.27. Ces figures représentent les réponses dynamiques du système MMC-MTDC à quatre terminaux à base de convertisseurs MMC a cinq niveaux avec différentes stratégies de contrôle (DPC-PI, DPC-SMC et DPC-STA) en cas de variation des références et y compris l'inversion des puissances active et réactive.

Les résultats illustrés par les figures IV.14 et IV.15 prouvent la facilité avec laquelle les puissances actives et réactives de toutes les unités suivent leurs signaux de référence. Les types de régulation offrent une bonne performance soit pendant la variation des références soit lors de l'inversion des puissances actives. La commande DPC-STA offre moins de dépassement pendant la variation et après l'inversion comme la commande DPC-SMC pendant que, elle présente plus de précision dans les allures des puissances actives.

L'avantage de la DPC-SMC est plus clair dans les allures des tensions des bus continues et des tensions des SMs dans les figures IV.16 et IV.17 où l'on observe que la tension du bus continu de la station maître suit parfaitement sa référence avec une faible perturbation durant les variations de la puissance active.

Les autres tensions continues maintiennent des valeurs stables autour de la référence de la première station à cause des chutes de tension au niveau des lignes de transport. On remarque aussi que les ondulations des tensions obtenues par les techniques de commande par mode glissant ont été réduites par rapport celles obtenues par la commande DPC-PI. D'autre part, les tensions des SMs sont équilibrées et uniformément réparties avec moins d'oscillations dans les cas de la DPC-SMC et la DPC-STA, ce qui montre l'efficacité de la stratégie d'équilibrage adoptée.

La DPC-PI offre une réponse stable mais elle est sujette à des dépassements de tension et à un temps de réponse plus long en cas de perturbations. La DPC-SMC améliore la robustesse face aux perturbations, en fournissant une réponse plus rapide et un meilleur comportement en cas de variations des puissances. Finalement, la DPC-STA peut offrir une meilleure performance, avec une réponse très rapide et une réduction significative des oscillations. Cela se traduit souvent par une meilleure régulation des puissances active et réactive.

Les figures de IV.18 à IV.23 présentent les courants de ligne des convertisseurs MMC1 et MMC4. Les formes des courants sont parfaitement sinusoïdales, ce qui confirme l'efficacité des contrôleurs de puissance employés. La DPC-PI présente un THD de courant plus élevé en raison de la régulation moins précise. Pendant que, la DPC-SMC et DPC-STA en raison de leur stratégie de contrôle plus efficace, tendent à réduire les harmoniques, améliorant ainsi la qualité de l'énergie fournie au réseau. Cette préférence est plus claire en particulier pour les courants de la première station.

Les tensions alternatives du convertisseur MMC1 sont illustrées aux figures de IV.24 jusqu'à IV.26. On constate que ces tensions ne présentent pas des niveaux de tension constants, en raison de la présence d'une ondulation. Cette ondulation est causée par la chute de tension aux bornes des inductances des demi-bras. En termes de THD, les stratégies présentent des bonnes formes de tensions avec des THD très proches. Les courants de circulation sont présentés dans la figure IV.27, ils sont négligeables devant les courants de lignes surtout si on utilise les commandes par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux.

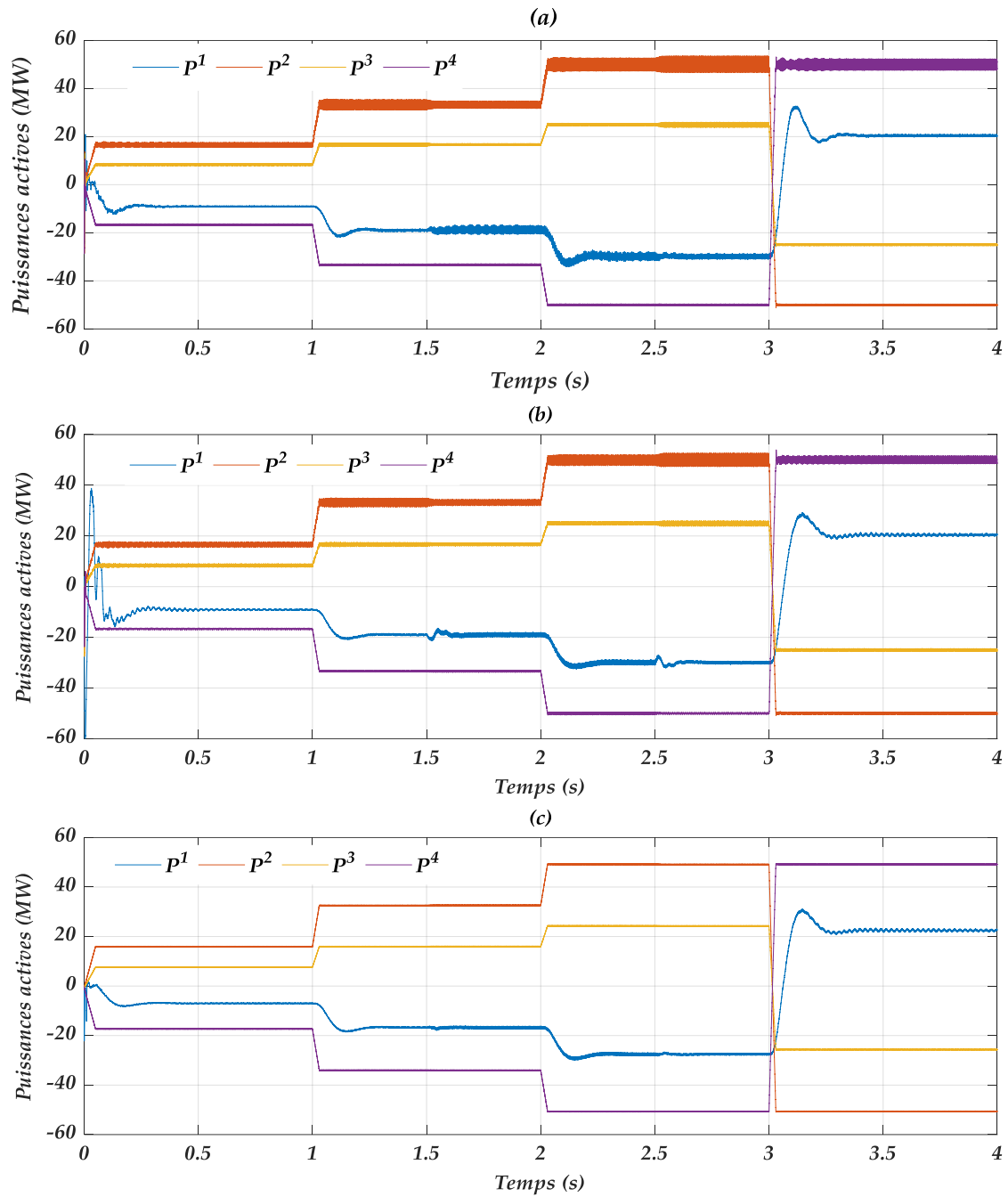


Figure IV.14: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) par PI, (b) par SMC, (c) par STA

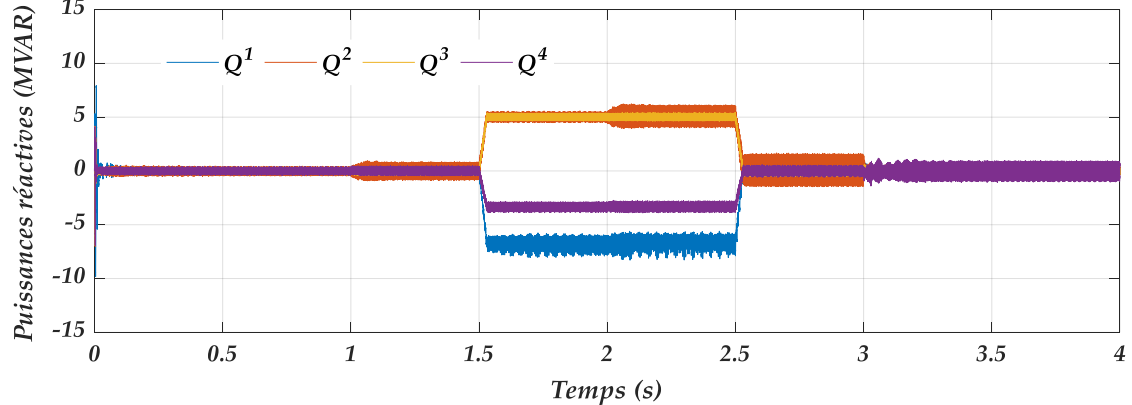


Figure IV.15: Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) par DPC-PI

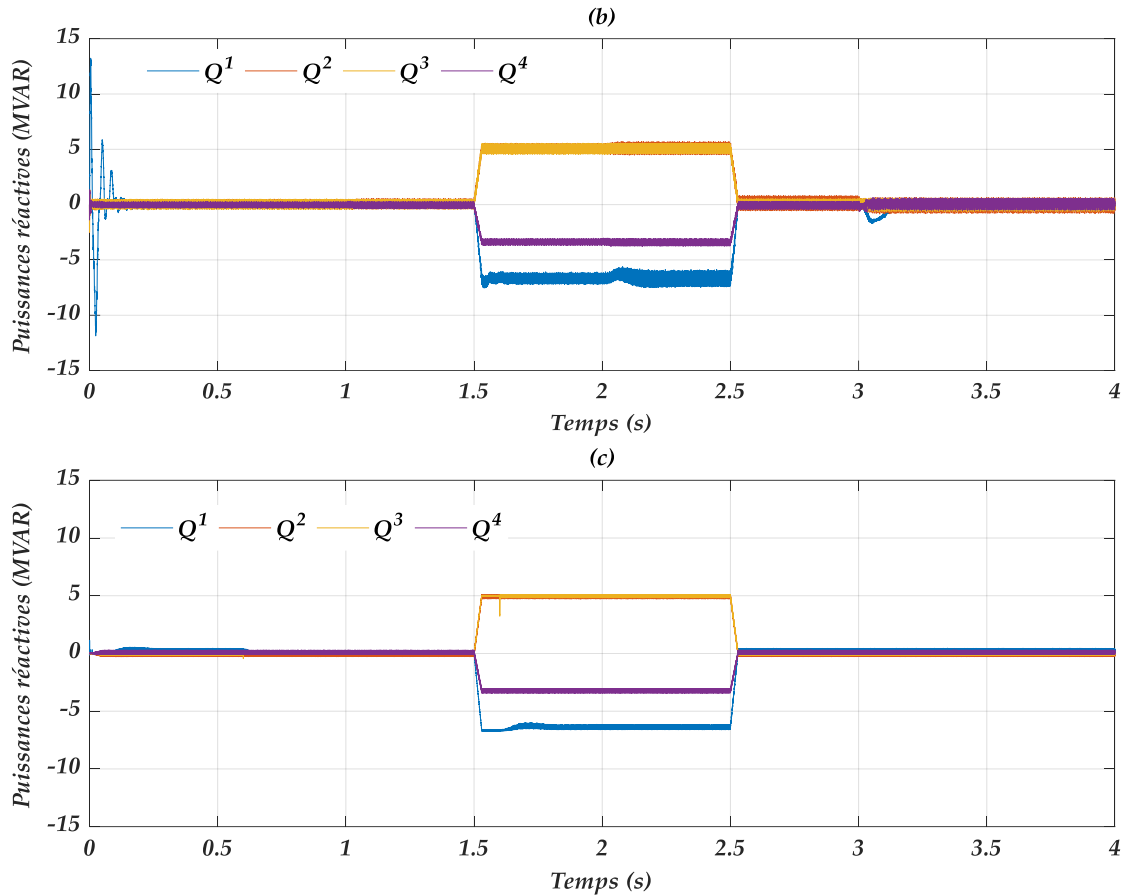


Figure IV.15 (suite) : Puissances réactives échangées entre les terminaux : (b) par DPC-SMC, (c) par STA

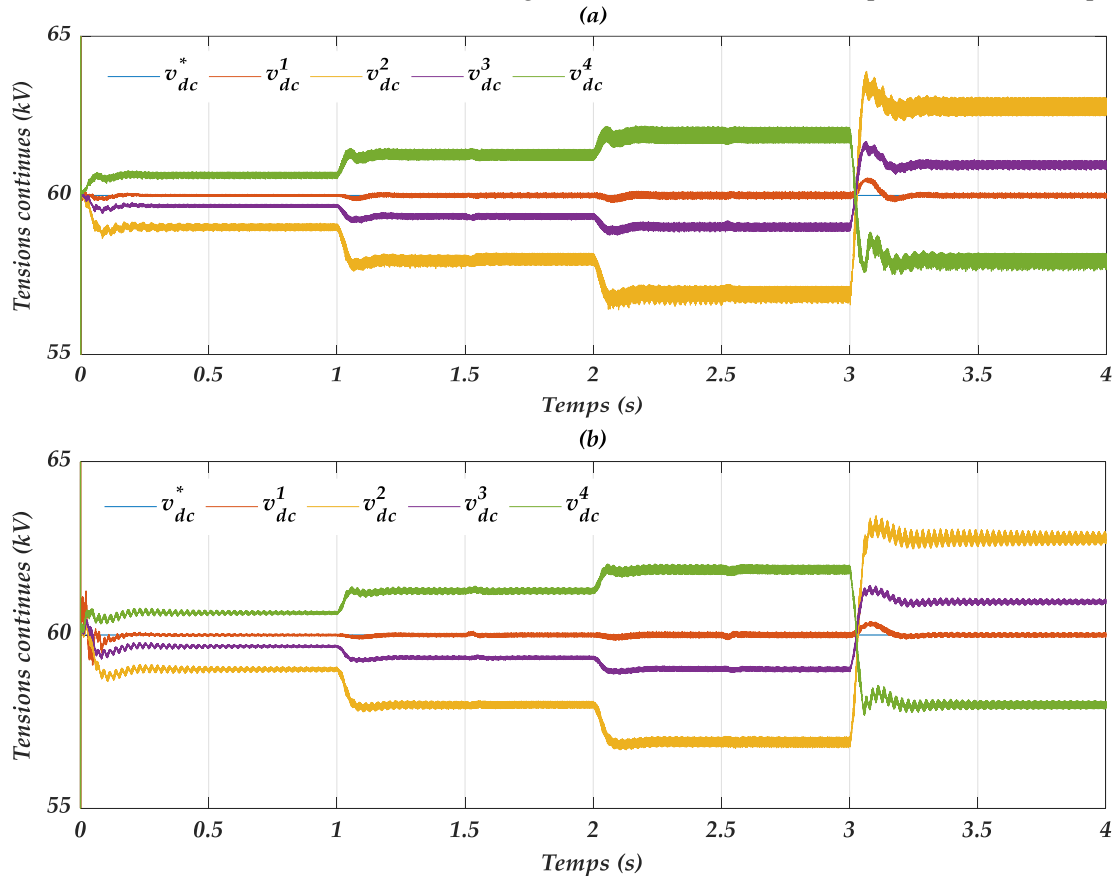


Figure IV.16 : Tensions des bus continus des différents terminaux : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC

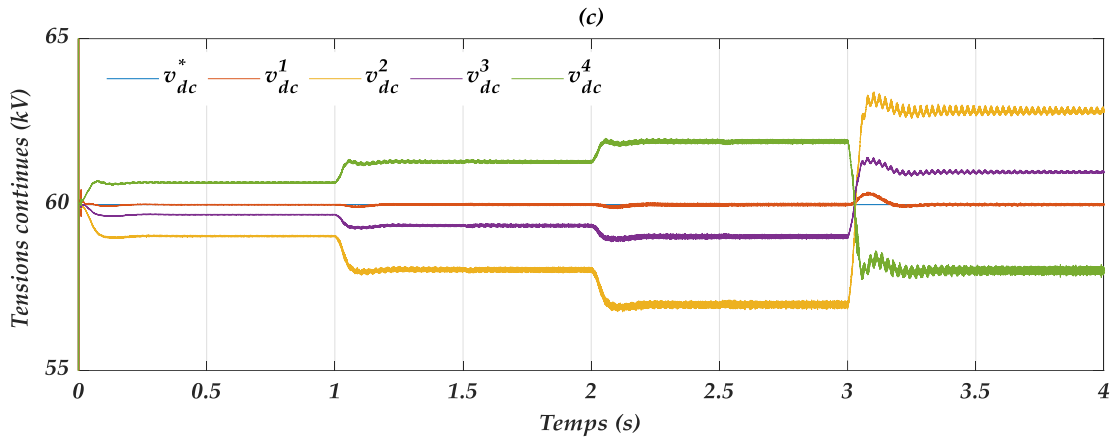


Figure IV.16 (suite) : Tensions des bus continus des différents terminaux : (c) par DPC-STA

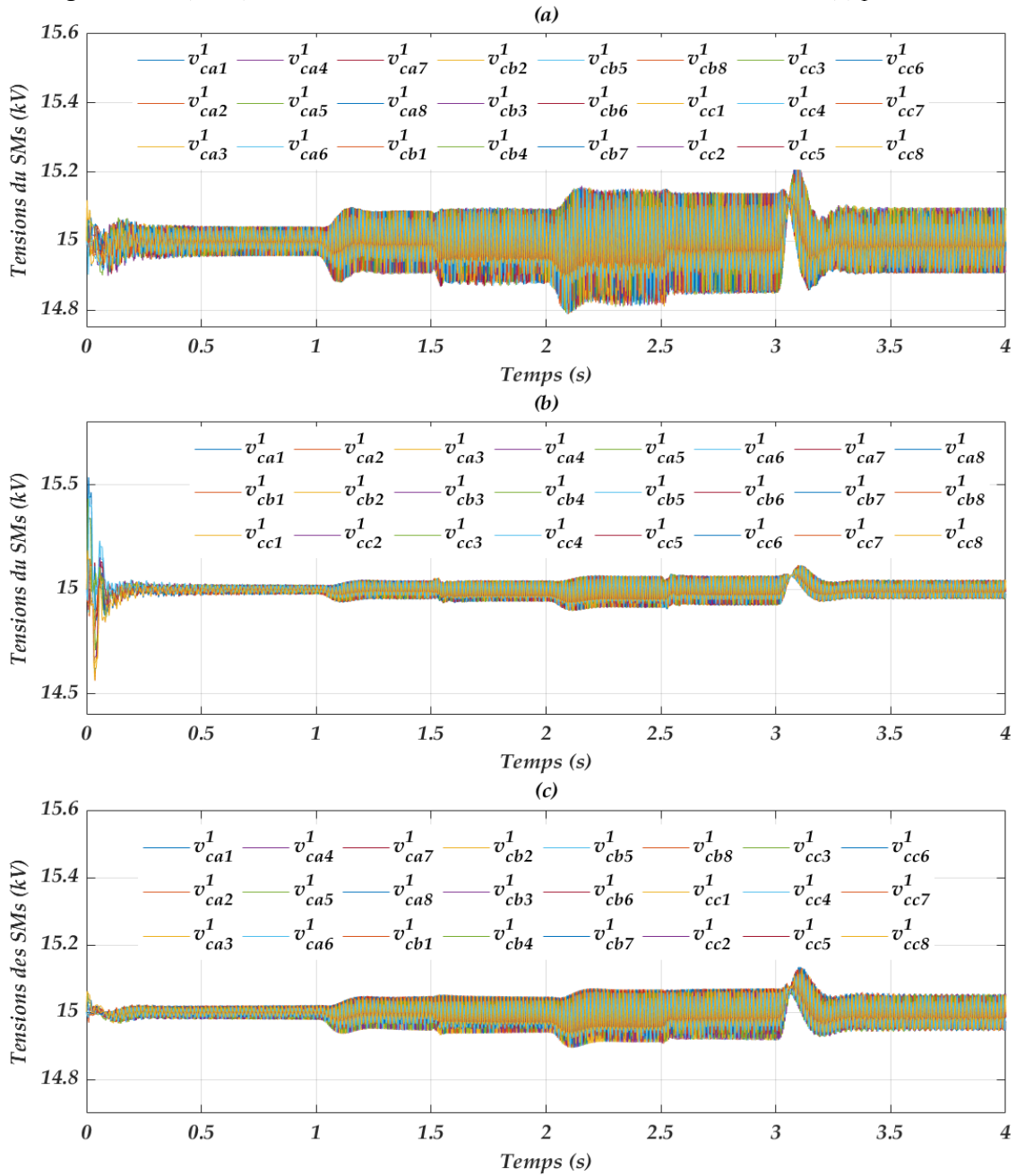


Figure IV.17 : Tensions des sous-modules du premier terminal : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA

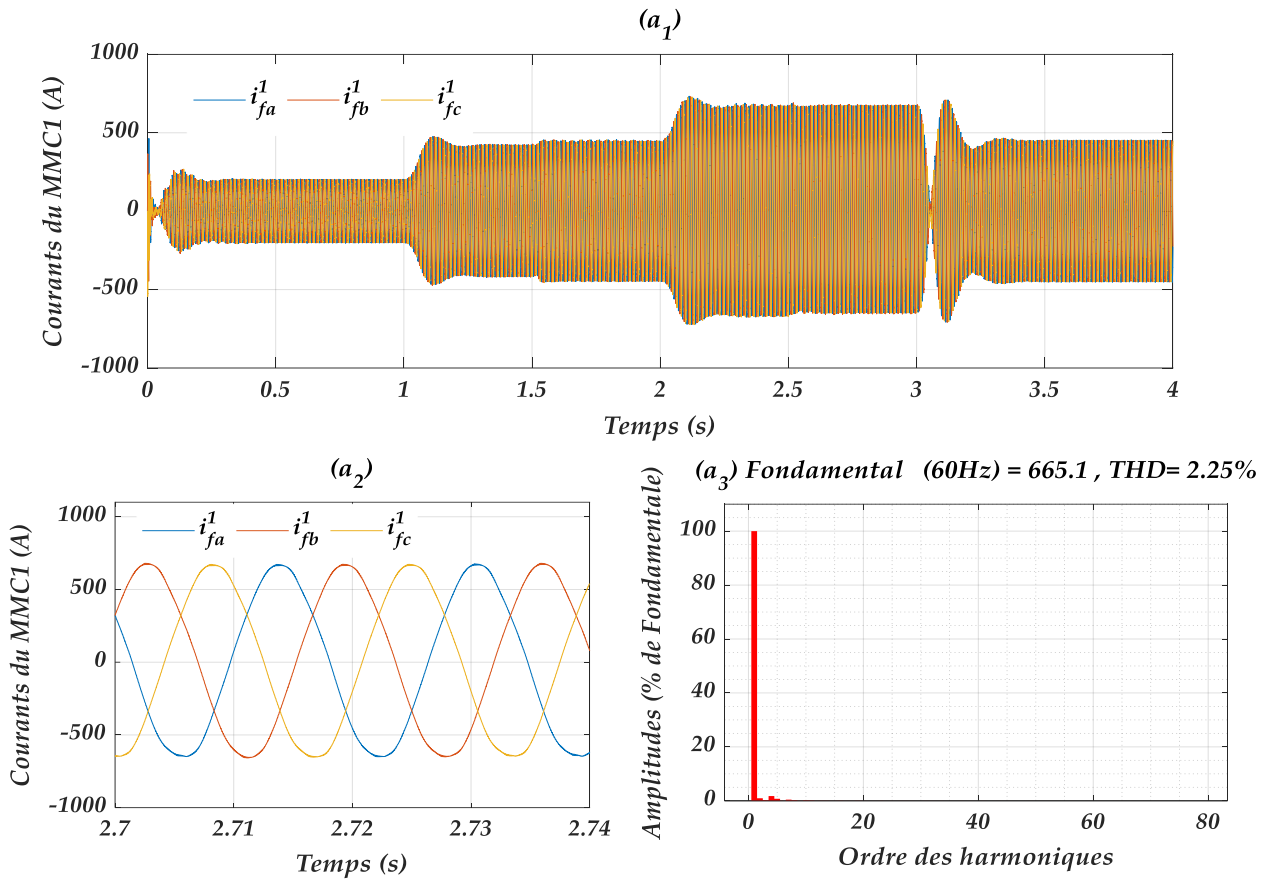


Figure IV.18 : Courants de la 1^{ere} station commandée par DPC-PI : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD

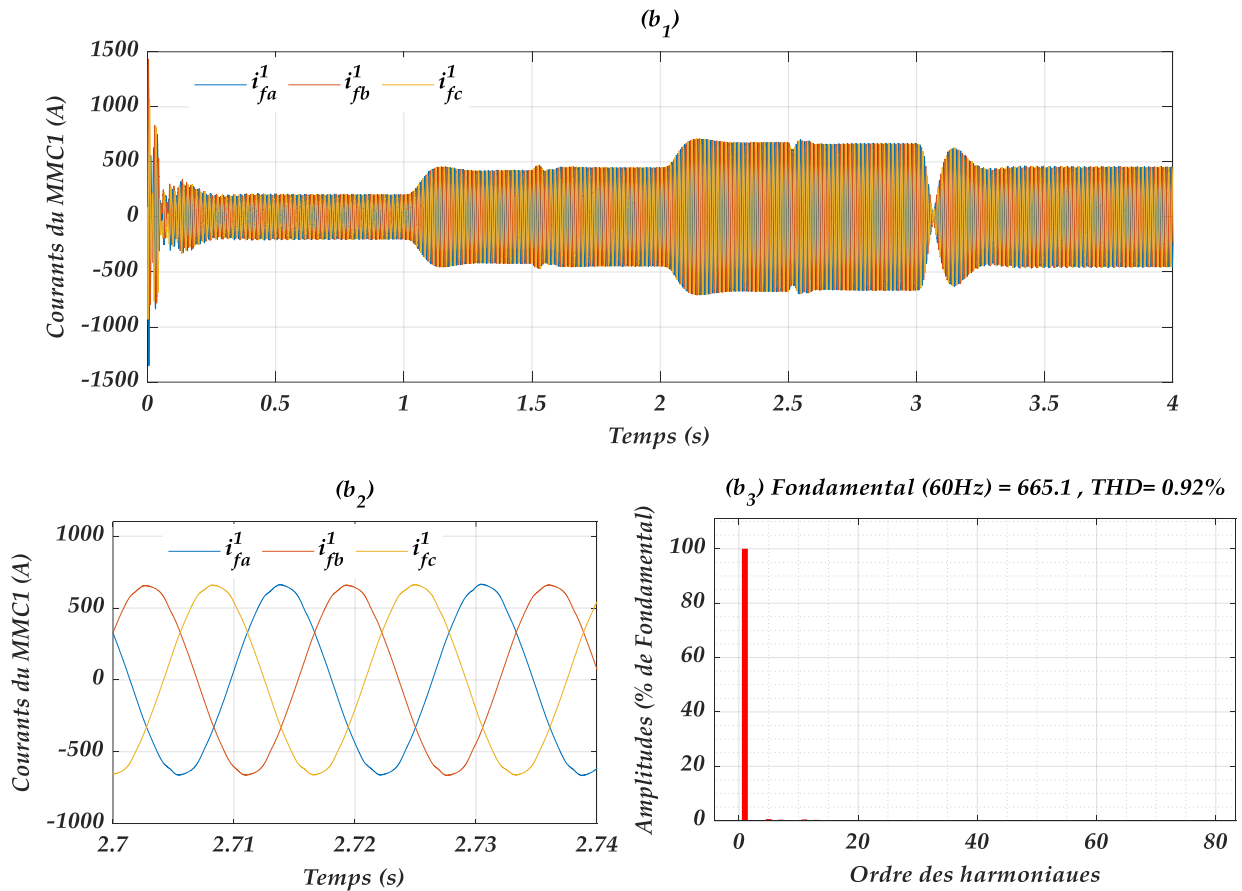


Figure IV.19: Courants de la 1^{ere} station commandée par DPC-SMC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD

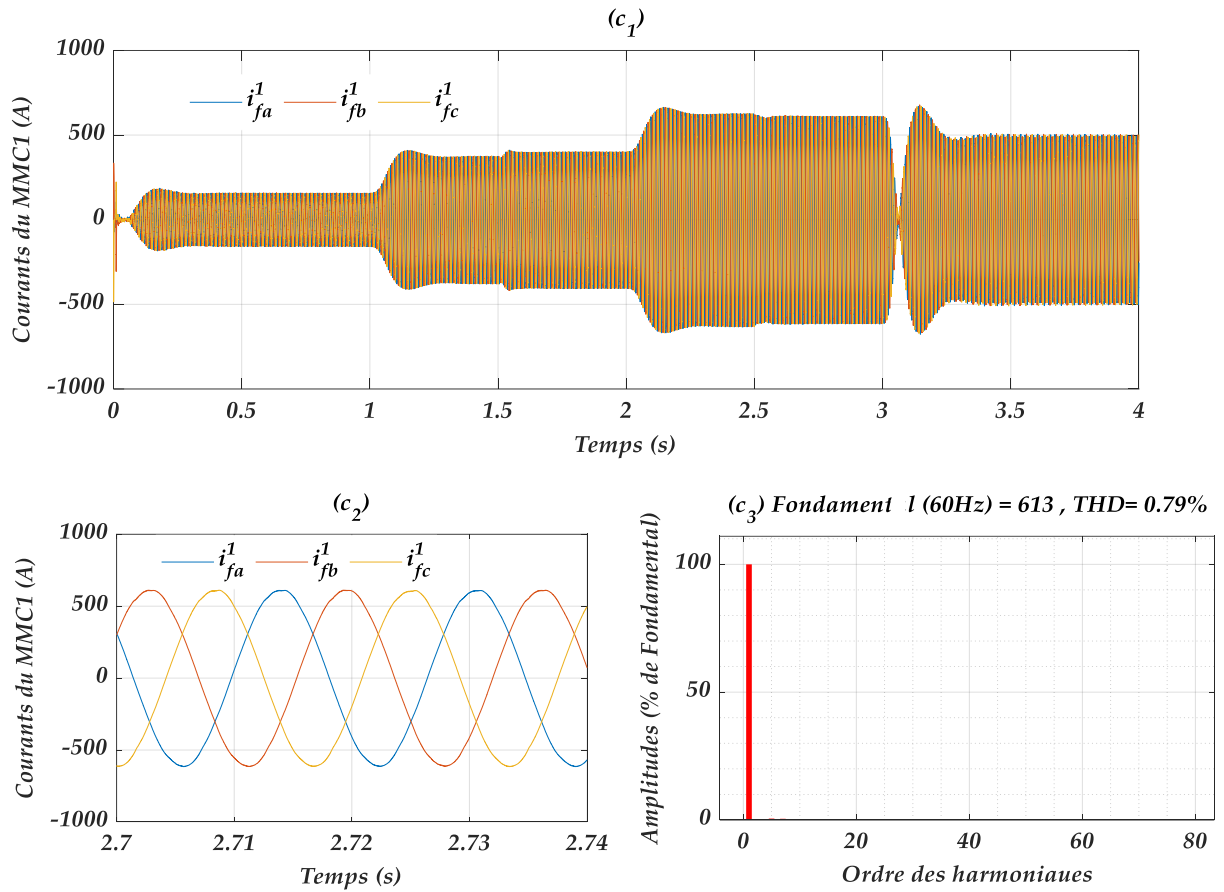


Figure IV.20: Courants de la 1^{ère} station commandée par DPC-STA : (c₁) forme d'onde, (c₂) zoom, (c₃) THD

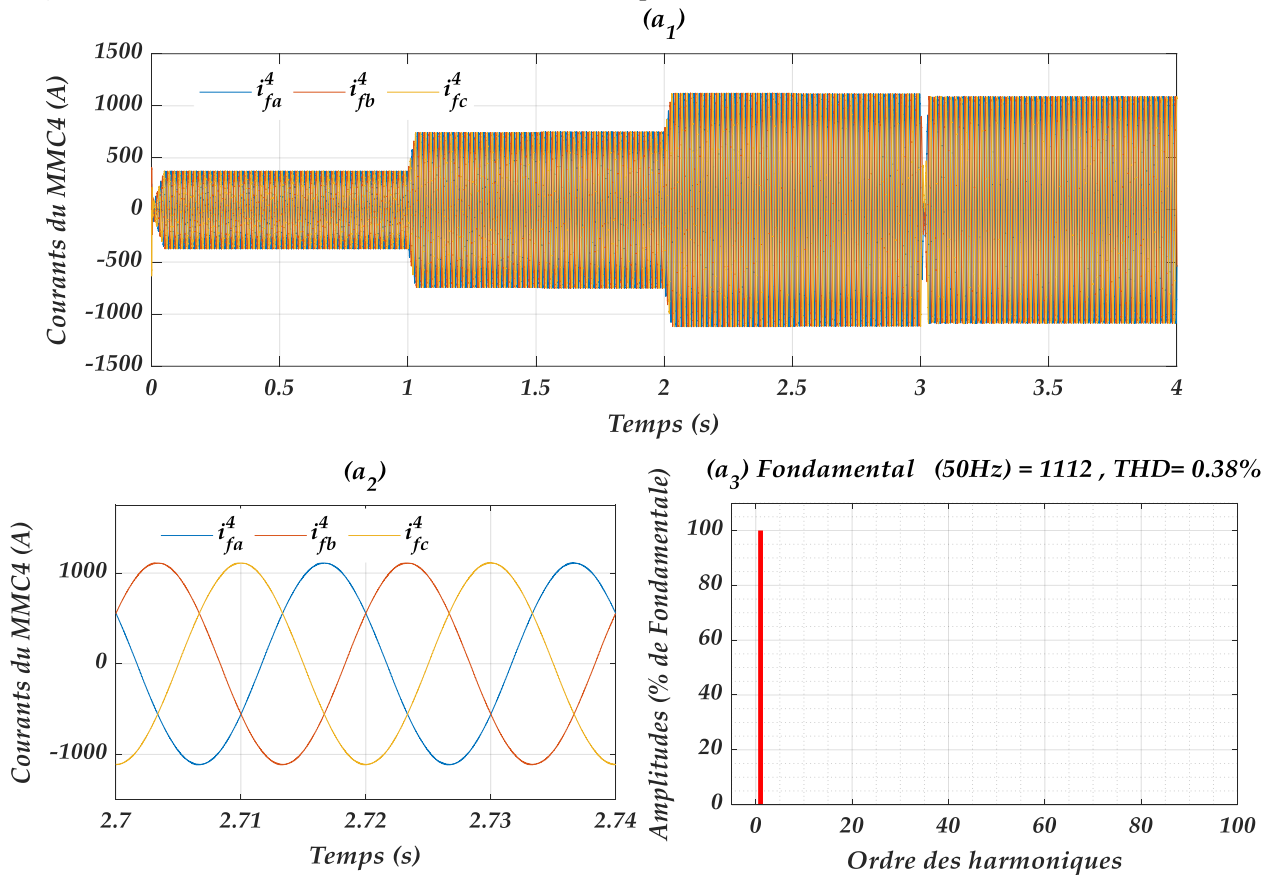


Figure IV.21: Courants de la 4^{ème} station commandée par DPC-PI : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD

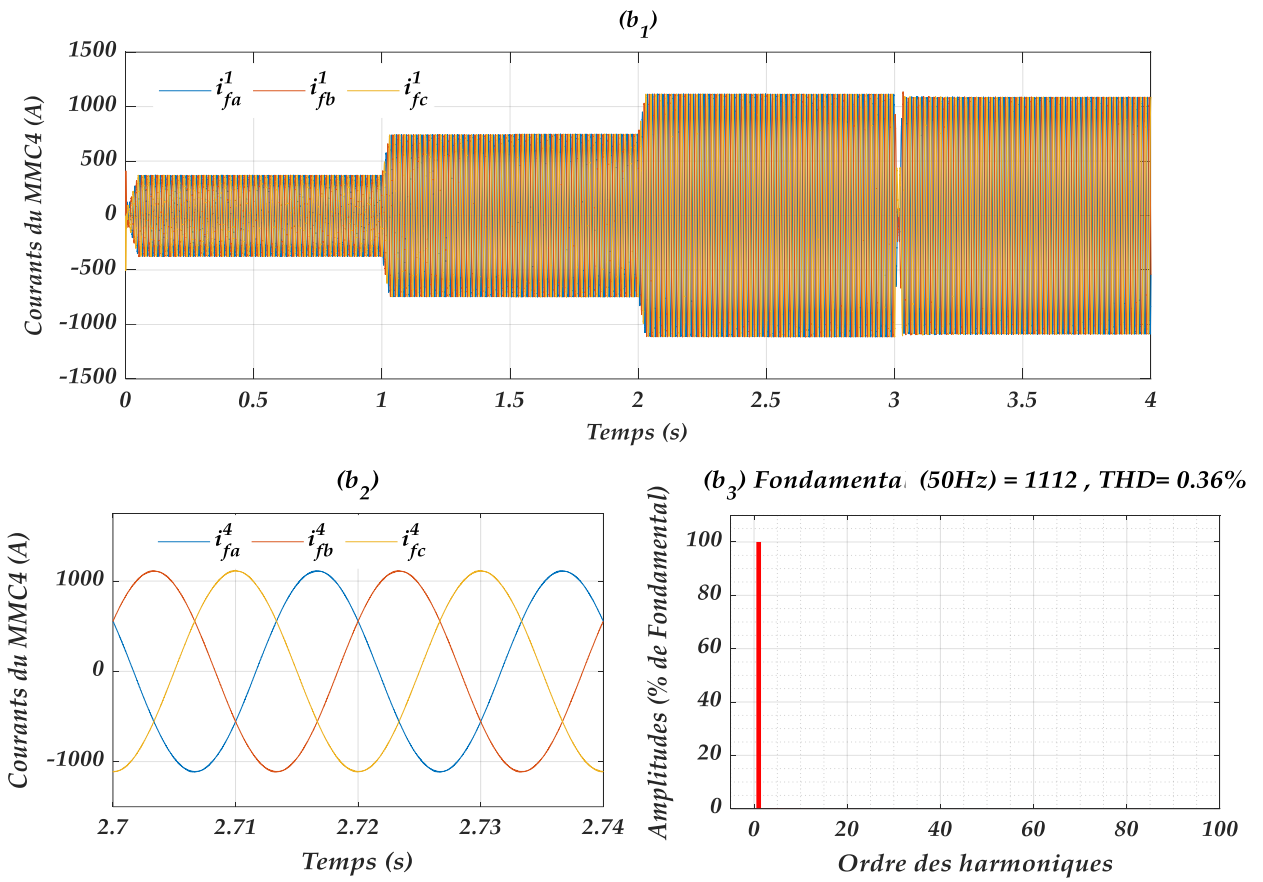


Figure IV.22: Courants de la 4^{ème} station commandée par DPC-SMC : (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD

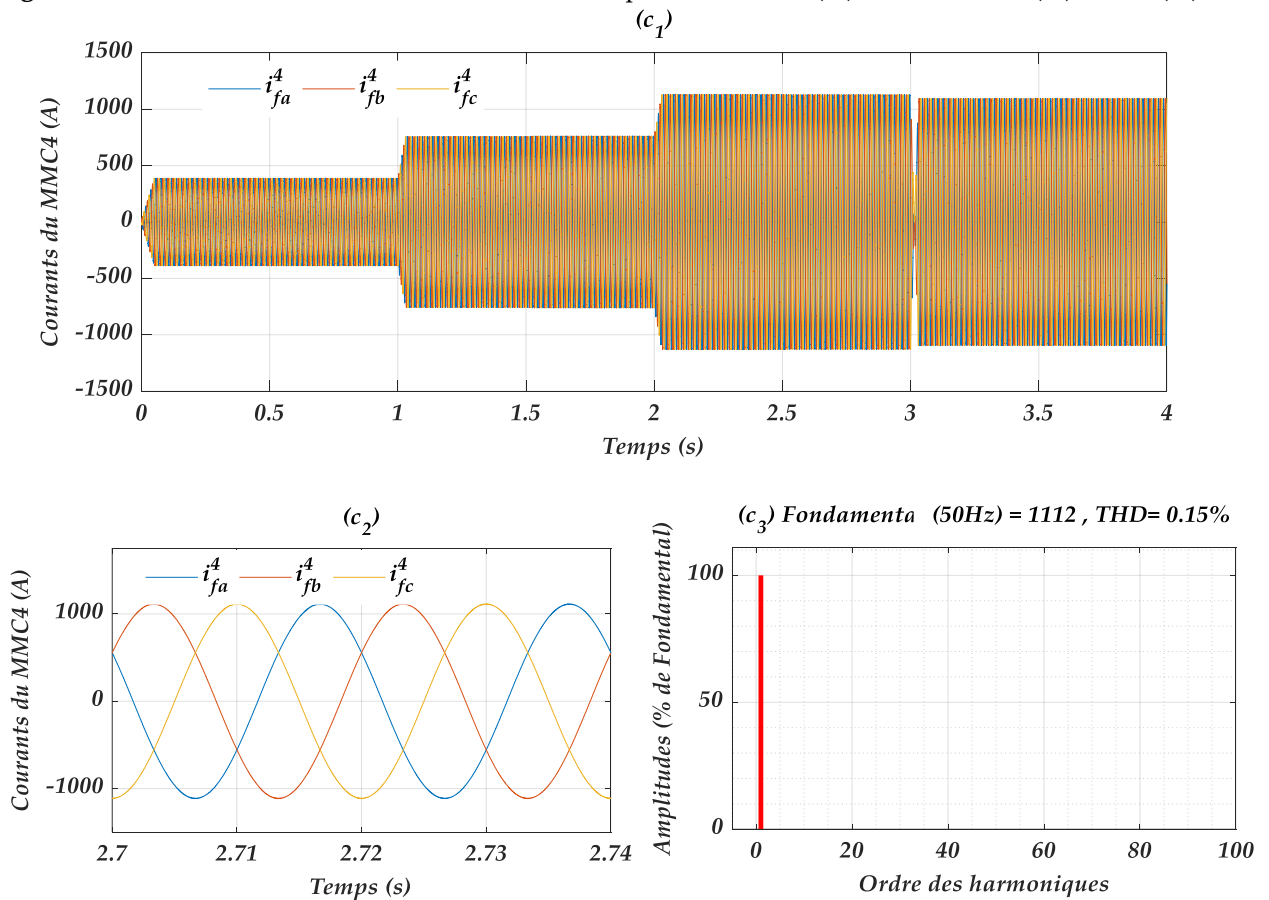


Figure IV.23: Courants de la 4^{ème} station commandée par DPC-SMC : (c₁) forme d'onde, (c₂) zoom, (c₃) THD

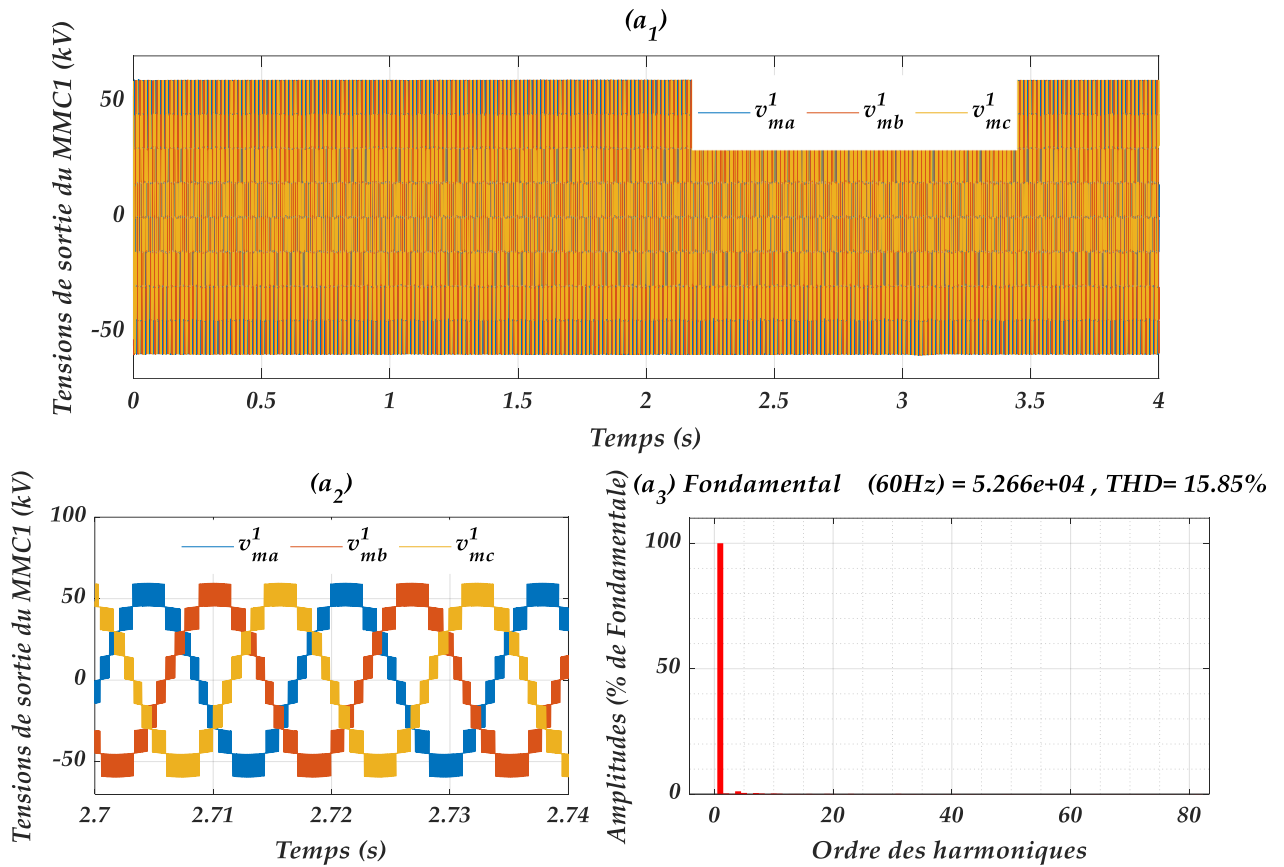


Figure IV.24: Tensions alternatives du 1^{ere} MMC commandée par DPC-PI : (a₁) forme d'onde, (a₂) zoom, (a₃) THD

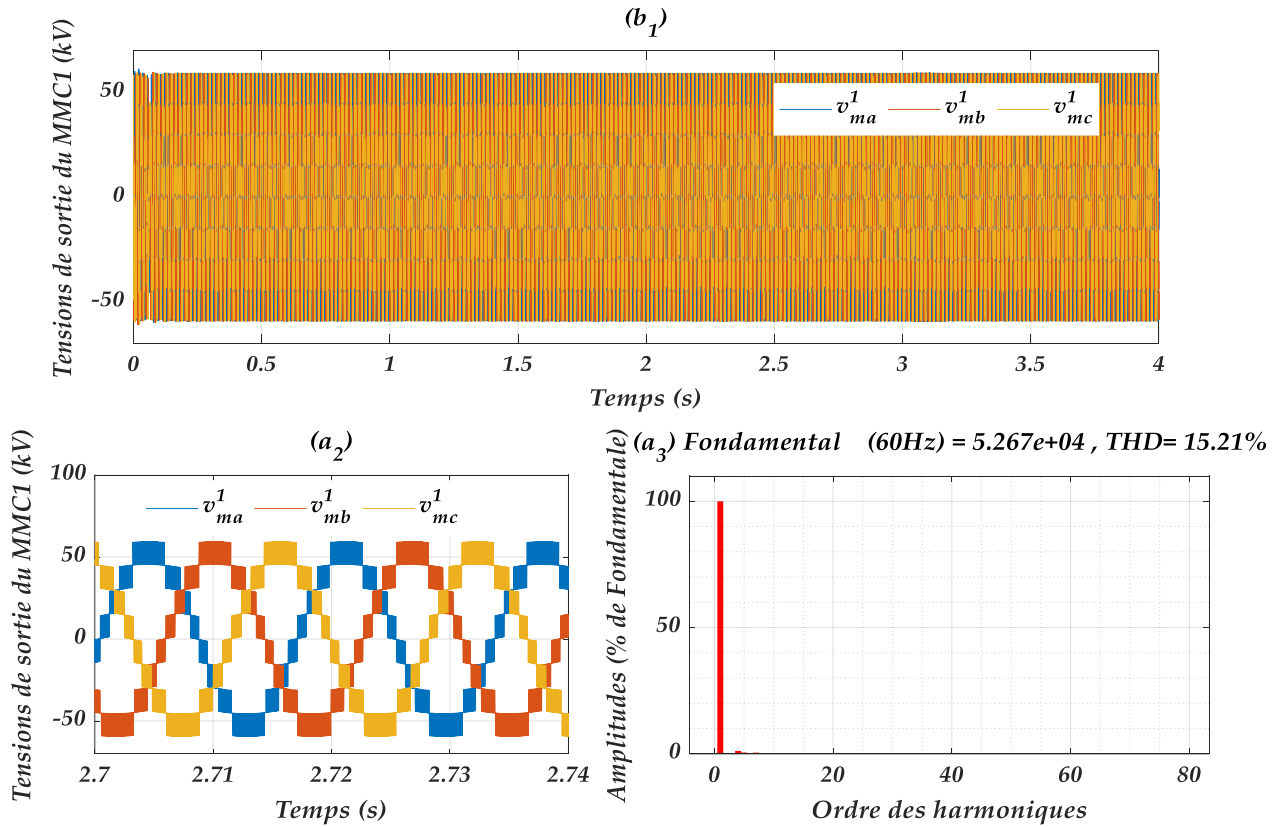


Figure IV.25: Tensions alternatives du 1^{ere} MMC commandée par DPC-SMC: (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD

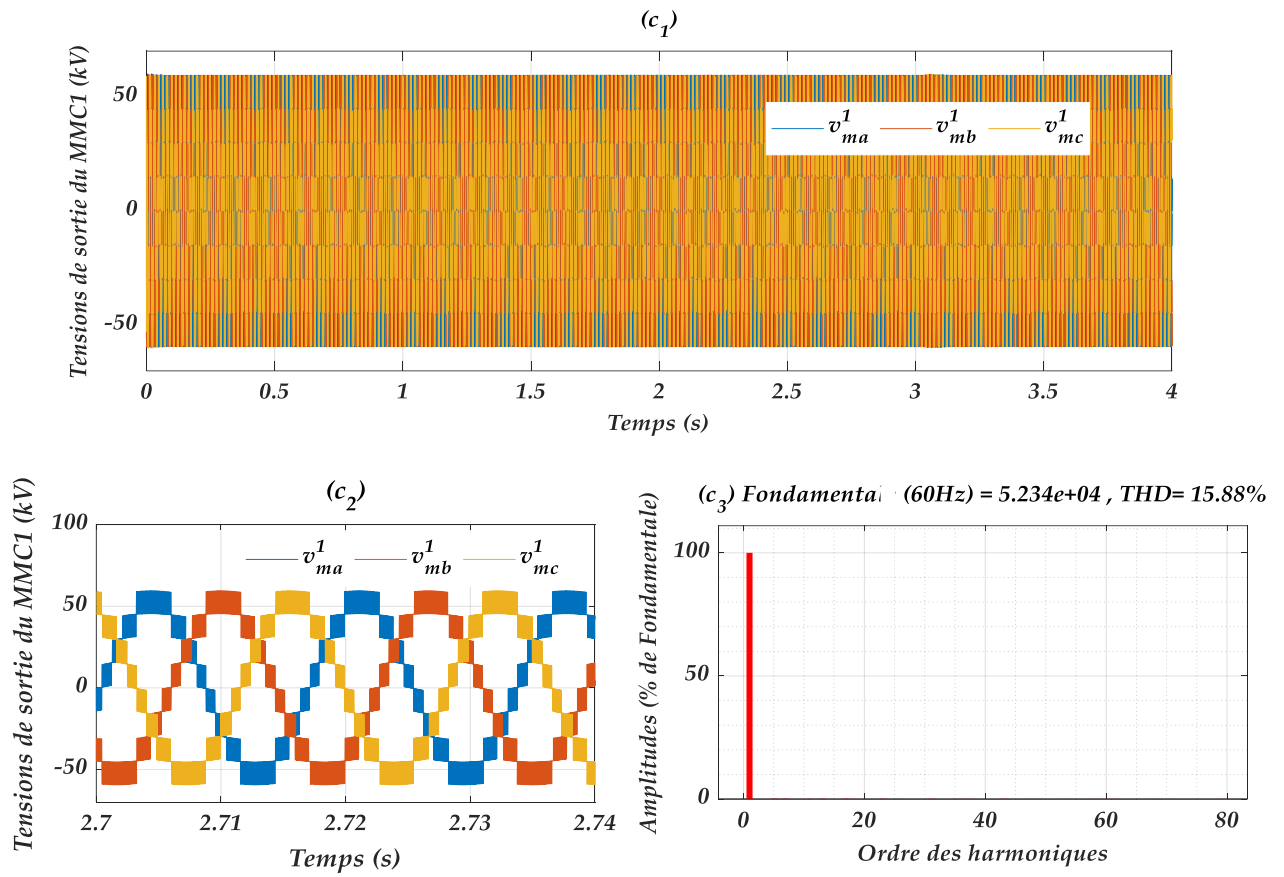


Figure IV.26: Tensions alternatives du 1^{ère} MMC commandée par DPC-STA: (b₁) forme d'onde, (b₂) zoom, (b₃) THD

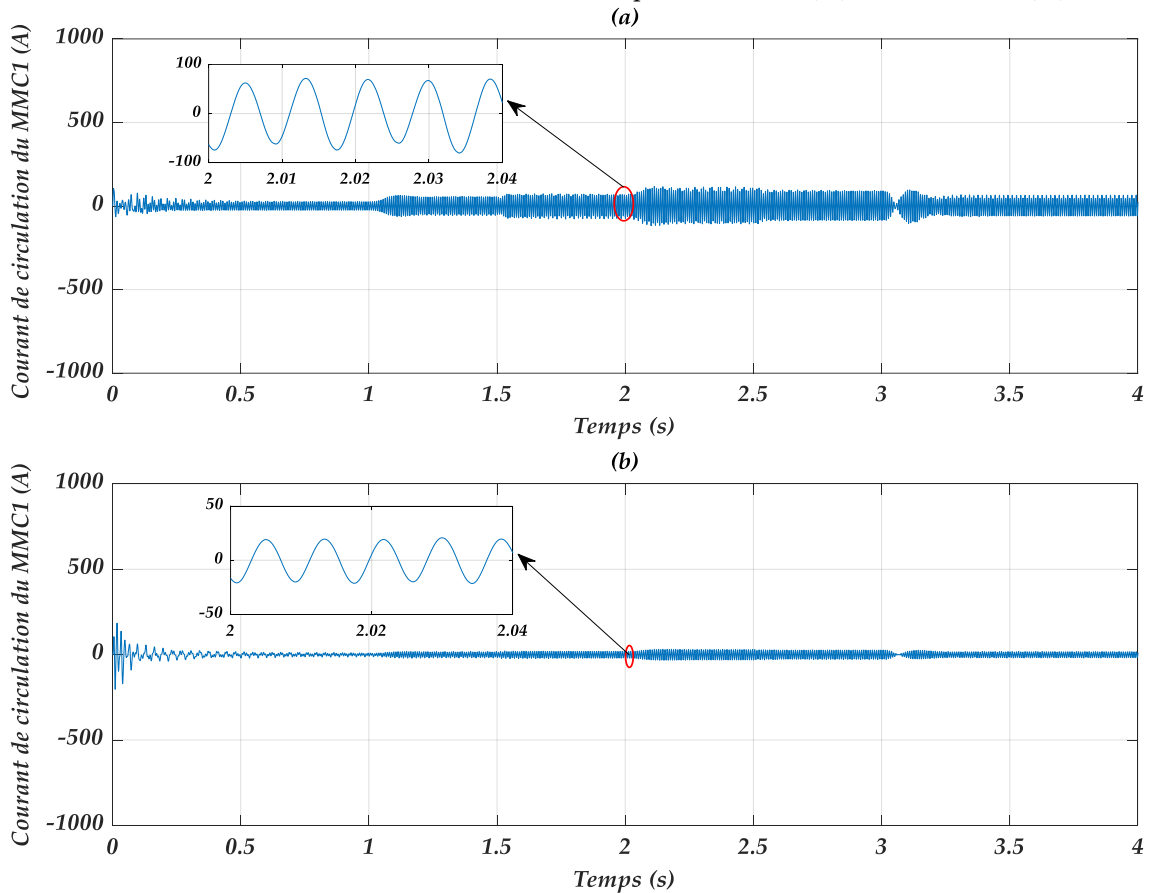


Figure IV.27: Courants de circulation de la phase a : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC

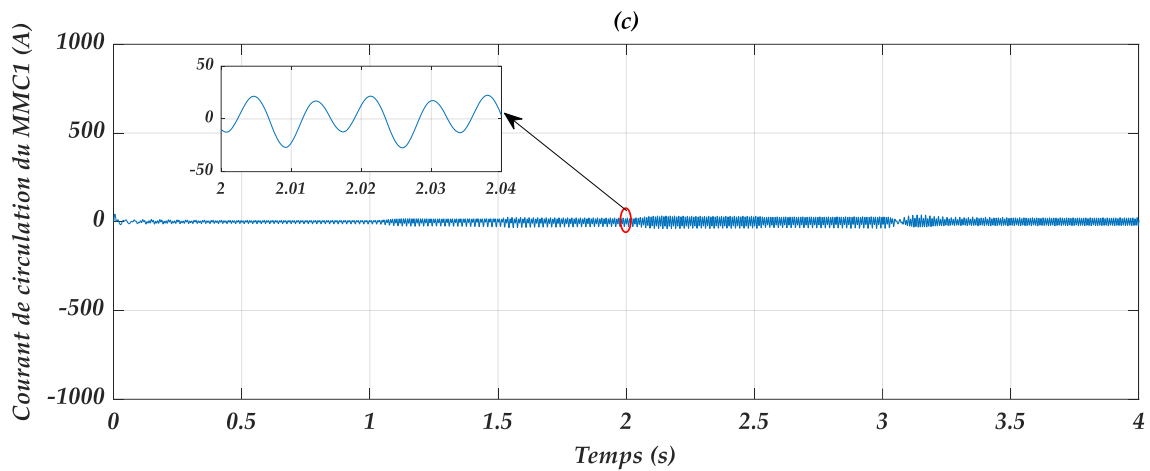


Figure IV.27 (suite) : Courants de circulation de la phase a : (c) par DPC-STA

IV.7.2. Test 2 : Test 2 : Déconnexion du troisième terminal

Dans ce cas, le troisième terminal est déconnecté à $t=0,6$ s, puis reconnecté à $t=1,6$ s. Par ailleurs, à $t=1,5$ s la puissance réactive augmente de 0 à 10 MVAR, avant d'être ramenée à zéro à $t=2,5$ s. Dans ces conditions, la consommation de puissance active de l'unité 3 est nulle. Les résultats correspondants sont présentés dans les figures de IV.28 jusqu'à IV.32.

Dans ces circonstances, la puissance consommée par la troisième station est devenue nulle, alors que la puissance délivrée par la quatrième station est consommée par la deuxième station. La première section ne délivre qu'une quantité réduite pour compenser les pertes dans la ligne de transmission, comme le montrent la figure IV.28 pour les puissances actives, la figure IV.30 pour les tensions continues, et les figures IV.31 et IV.32 pour les courants de ligne.

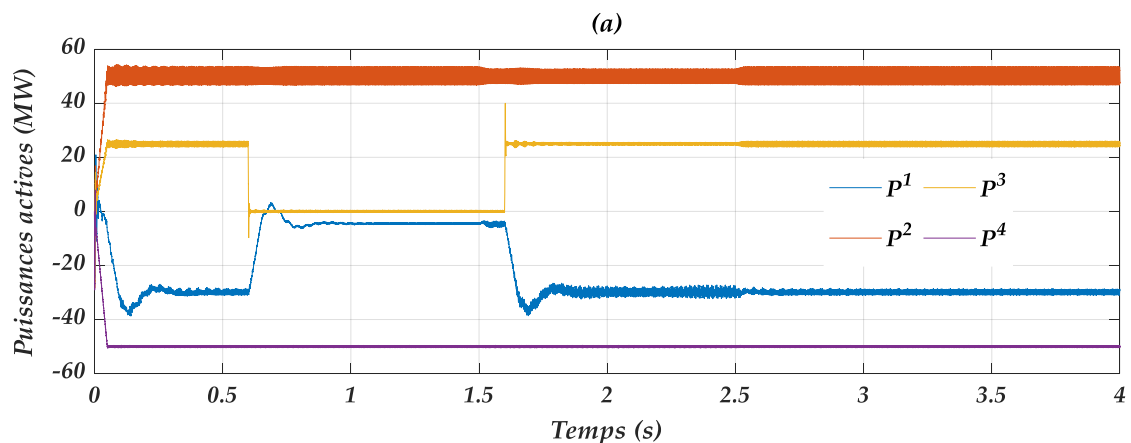


Figure IV.28: Puissances actives échangées entre les terminaux : (a) par DPC-PI

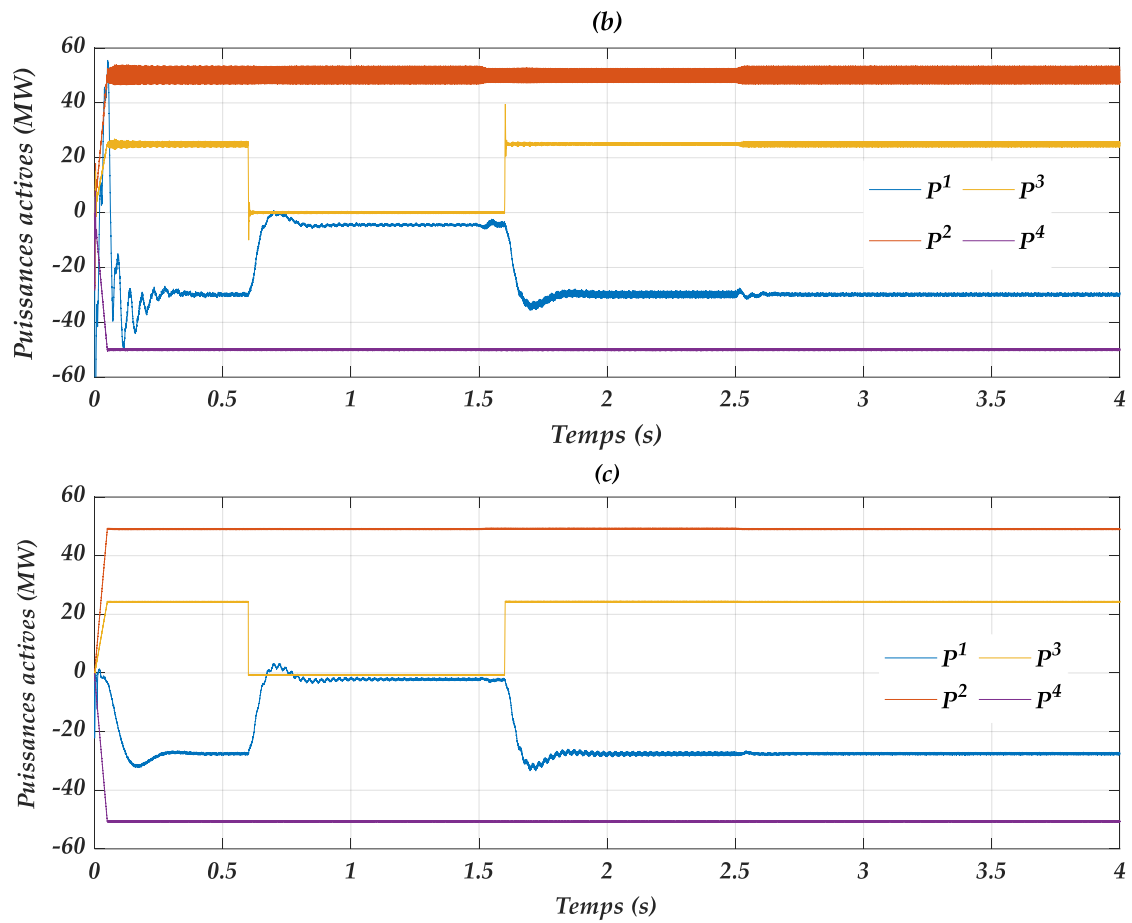


Figure IV.28 (suite): Puissances actives échangées entre les terminaux : (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA

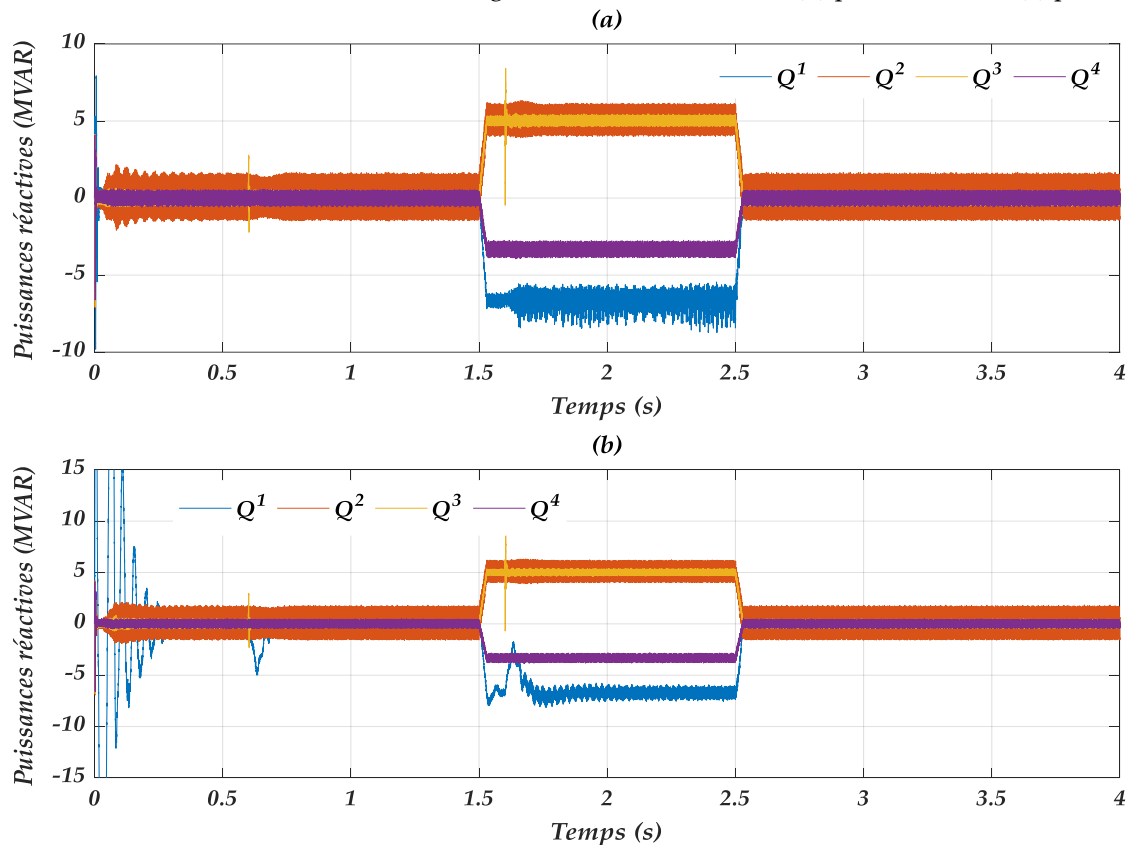


Figure IV.29: Puissances réactives échangées entre les terminaux : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC

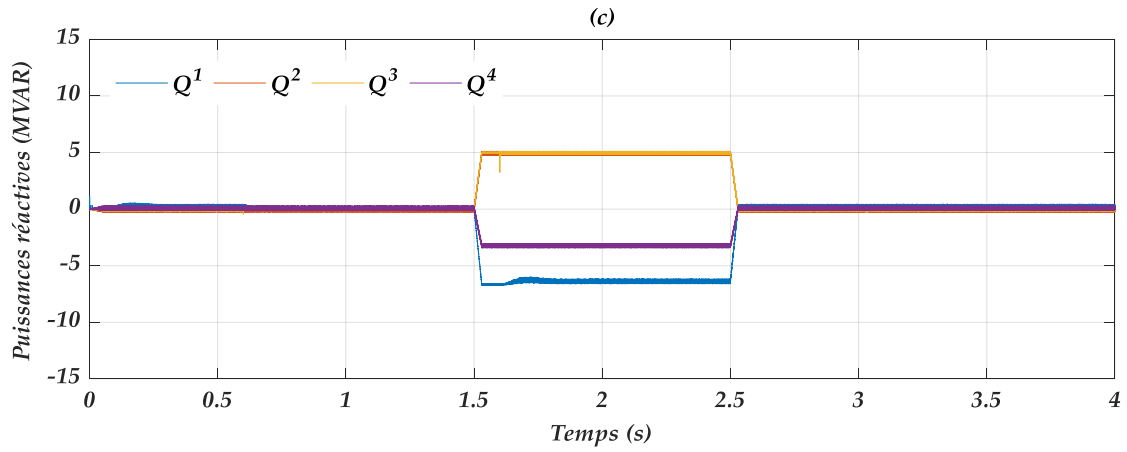


Figure IV.29 (suite) : Puissances réactives échangées entre les terminaux : (c) par DPC-STA

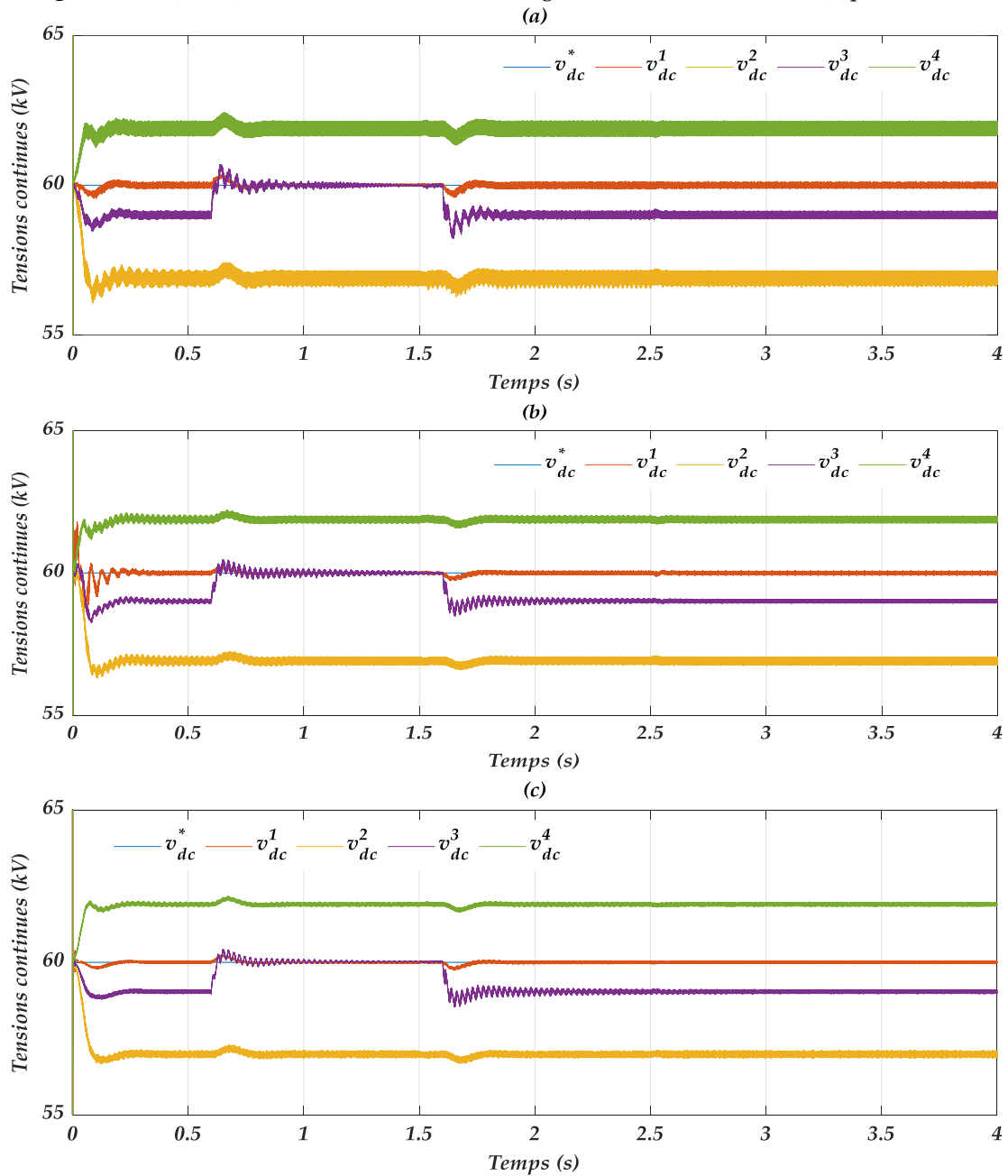


Figure IV.30: Tensions des bus continus des différents terminaux : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA

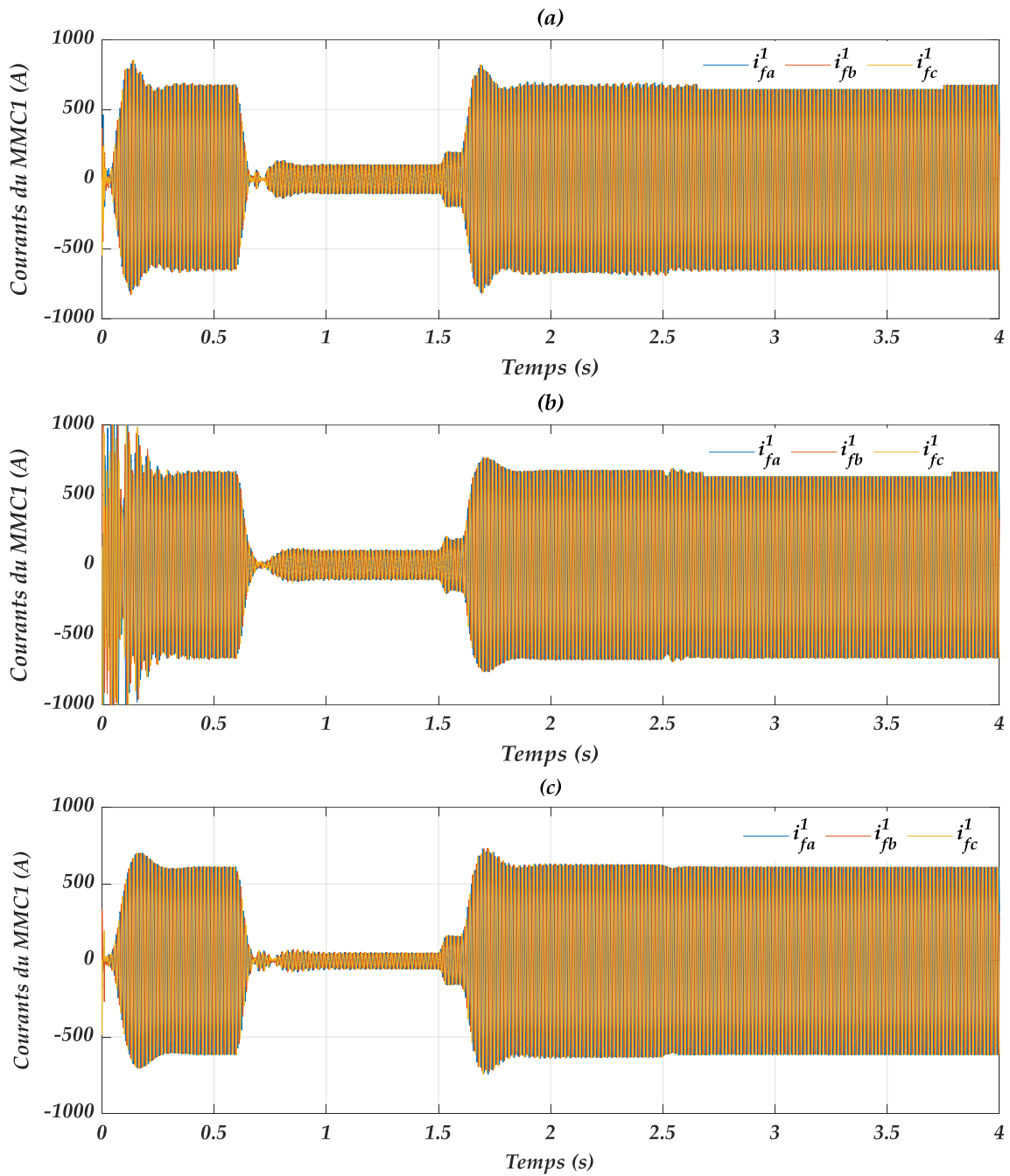


Figure IV.31 : Courants de ligne du premier terminal : (a) par DPC-PI, (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA

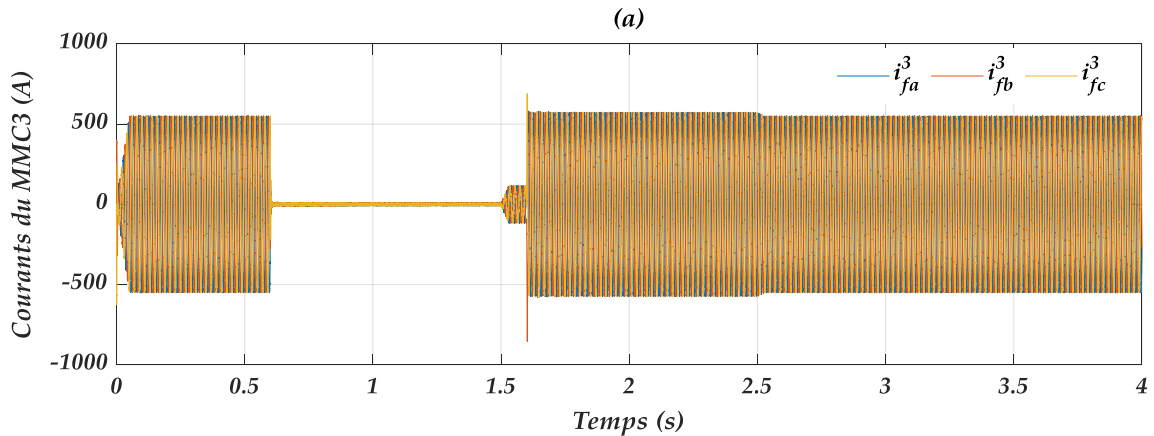


Figure IV.32: Courants de ligne du troisième terminal : (a) par DPC-PI

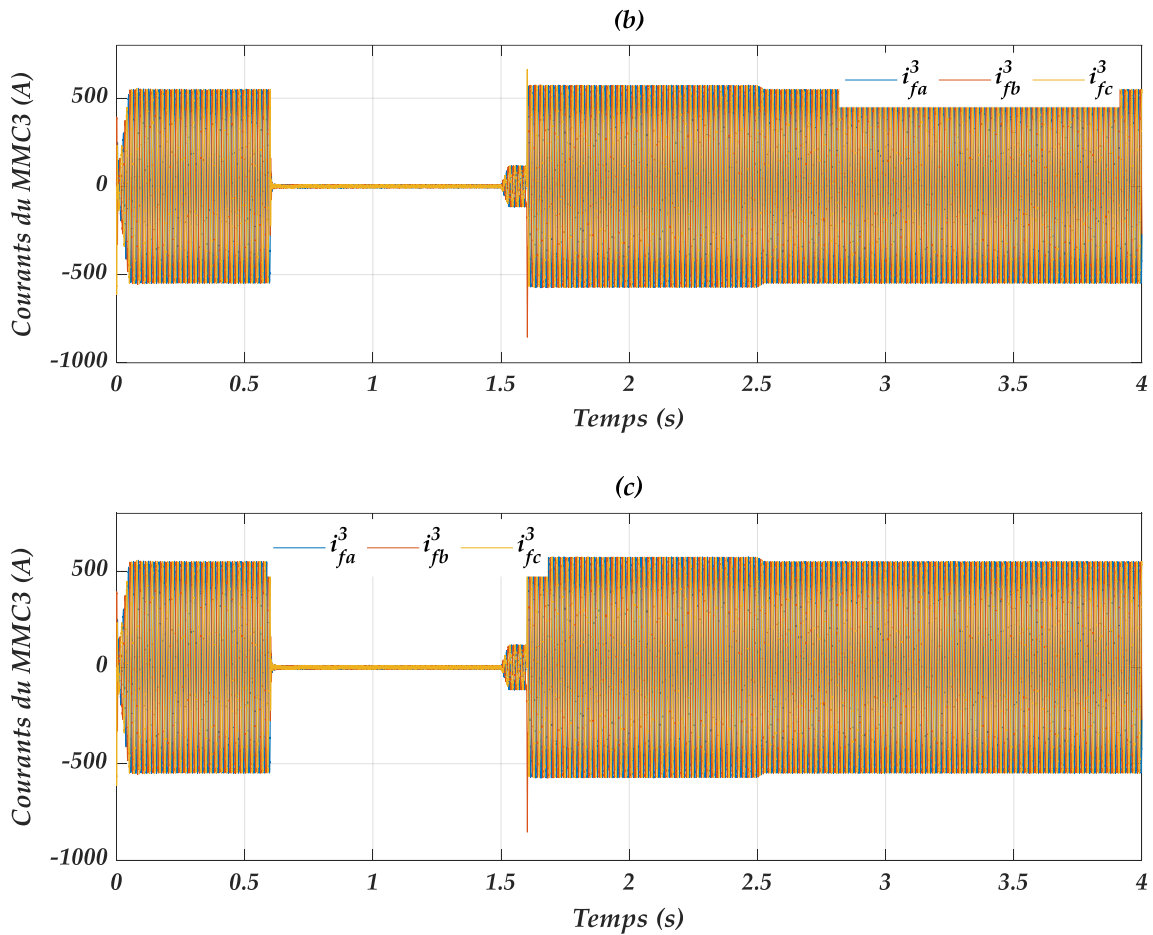


Figure IV.32 (suite) : Courants de phase du troisième terminal : (b) par DPC-SMC, (c) par DPC-STA

IV.7.3. Etude comparative

En vue d'évaluer l'efficacité des différents contrôleurs de tension continue et des puissances du premier terminal, une analyse comparative à la fois qualitative et quantitative des performances des différentes stratégies de contrôle DPC mises en œuvre a été effectuée.

IV.7.3.1. Comparaison qualitative

Cette comparaison repose sur l'analyse des résultats de simulations du système MMC-MTDC en utilisant trois types de réglage de la tension continue et des puissances active et réactive, à savoir : le réglage DPC-PI à base de contrôleurs PI classiques, le réglage DPC-SMC à base de contrôleurs par mode glissant et le réglage DPC-STA à base de l'algorithme Super Twisting.

Les résultats de cette analyse sont regroupés dans le Tableau IV.1.

	THD				Temps de réponses (s)		Dépassement (%)	
	i_f^1	i_f^4	v_f^1	v_f^4	P^1	v_{dc}^1	P^1	v_{dc}^1
DPC-PI	2.28	0.40	15.85	14.94	0.30	0.20	60.53	0.9
DPC-SMC	0.92	0.36	15.21	13.80	0.24	0.16	42.64	0.65
DPC-STA	0.45	0.23	15.88	14.08	0.3	0.2	45.55	0.48

Tableau IV.1 : Comparaison qualitative entre les trois stratégies de contrôle utilisées

Il est observé que les meilleures valeurs sont celles obtenues lors de l'utilisation de la commande DPC-STA, qui peut être retenue comme la plus performante et efficace par rapport aux autres commandes. Cette efficacité est plus notable sur la qualité du courant de ligne (manifestée par une faible valeur de son THD).

IV.7.3.2. Comparaison quantitative

Afin d'effectuer cette comparaison, trois critères y compris l'erreur quadratique intégrale (ISE), l'erreur absolue intégrale (IAE) et l'erreur absolue pondérée dans le temps (ITAE) sont utilisés pour analyser les performances des stratégies de commande proposées.

Les expressions des indices ISE, IAE et ITAE sont données par :

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (IV.70)$$

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (IV.71)$$

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \quad (IV.72)$$

Avec e : l'erreur mesurée.

La synthèse de cette analyse est résumée dans le Tableau IV.2.

Les mesures obtenues pour les trois critères confirment les conclusions obtenues par la comparaison qualitative. En effet, ils montrent l'avantage de l'utilisation de la commande DPC-STA par rapport aux autres commandes.

Grandeur commandée	Critère	Commandes développées pour le système considéré		
		DPC-PI	DPC-SMC	DPC-STA
Puissance active du 1 ^{ère} terminal	<i>ISE</i>	2.28.10 ⁴	1.52.10 ⁴	1.04.10 ⁴
	<i>IAE</i>	114.2	92.7	70.26
	<i>ITAE</i>	30.6	24.55	20.12
Tension continue du 1 ^{ère} terminal	<i>ISE</i>	9.64	2.32	1.08
	<i>IAE</i>	2.25	1.02	0.77
	<i>ITAE</i>	0.7	0.4	0.21

Tableau IV.2 : Comparaison quantitative entre les trois stratégies de contrôle utilisées

IV.8. Conclusion

Ce chapitre a présenté une analyse approfondie de quelques techniques de commande appliquées à un système MMC-MTDC à quatre terminaux à base de convertisseurs MMC à cinq niveaux. Dans la première approche DPC adoptée l'utilisation de deux contrôleurs de puissance de type PI et un modulateur PWM permet de réguler séparément les puissances active et réactive, tout en maintenant une fréquence de commutation constante. La deuxième approche DPC est basée sur l'utilisation de la commande par mode glissant d'ordre un puis d'ordre deux en utilisant l'algorithme Super Twisting pour remplacer les contrôleurs PI conventionnels dans le but de maintenir la stabilisation du système MMC-MTDC et améliorer ses réponses dynamiques et sa robustesse.

La méthode DPC-PI, avec son architecture de régulation proportionnelle-intégrale, a montré une réponse dynamique satisfaisante et une bonne efficacité dans des conditions normales. Toutefois, sa sensibilité aux variations rapides de la charge a entraîné des oscillations. En revanche, la méthode DPC-SMC a démontré une robustesse remarquable face aux perturbations. Sa capacité à maintenir la stabilité du système, même dans des conditions extrêmes, en fait une option privilégiée pour les applications nécessitant une réponse rapide et fiable. Enfin, la méthode DPC-STA, basée sur l'algorithme Super Twisting, offre des avantages significatifs en termes de robustesse et de rapidité de réponse. Cette méthode combine les bénéfices du contrôle par glissement avec une meilleure gestion des transitoires, ce qui permet de réduire les dépassements et d'améliorer la qualité des puissances transmises.

Conclusion générale

Ce travail a été consacré à la conception de techniques de contrôle pour les systèmes MMC-HVDC multi-terminaux, mettant particulièrement l'accent sur des stratégies de contrôle avancées visant à améliorer la performance et la stabilité de ces systèmes. En s'attaquant à des défis cruciaux tels que le contrôle dynamique des puissances, la régulation de la tension continue et la minimisation du courant de circulation. Cette recherche contribue à l'optimisation de l'exploitation des systèmes MTDC, tout en répondant aux exigences croissantes de fiabilité et d'efficacité dans le contexte de la transition énergétique.

Le premier chapitre a présenté les convertisseurs MMC en soulignant leur modularité, leur évolutivité et leur capacité à opérer à haute tension tout en offrant une qualité d'énergie élevée. Une brève étude sur les différentes topologies et configurations des convertisseurs MMC, ainsi que leur principe de fonctionnement a été détaillée. La complexité de ces convertisseurs, avec des composants de stockage d'énergie distribués, a nécessité une approche de modélisation et de contrôle adaptée. Le chapitre a aussi abordé la technique PWM pour le contrôle du MMC à cinq niveaux, mettant en évidence son efficacité dans l'équilibrage des tensions de modules (SMs).

Le deuxième chapitre a porté sur l'étude par simulation d'un système MMC-MTDC à quatre terminaux. En partant d'une démarche théorique concernant les systèmes HVDC, une modélisation de ce système dans le repère synchrone a été présentée. Nous avons également détaillé le rôle distinct des terminaux et les différentes stratégies de commande mises en œuvre. Les simulations ont démontré l'efficacité des régulateurs PI dans le maintien de la stabilité du système, la régulation de la tension continue et le contrôle des flux des puissances active et réactive.

Le troisième chapitre a introduit et comparé deux types de commande prédictive pour le contrôle d'un système MMC-HVDC à quatre terminaux. En développant un modèle discret du convertisseur MMC, la commande prédictive par modèle (MPC) et la commande prédictive par modèle séquentielle (SMPC) ont été appliquées. Ces techniques ont montré des améliorations considérables par rapport aux méthodes PWM conventionnelles, notamment en termes de la qualité des courants de ligne avec une diminution notable du THD. D'autre côté, bien que la SMPC n'a pas offert d'améliorations notables par rapport à la MPC, elle a prouvé sa valeur en réduisant la complexité des calculs.

Le quatrième chapitre a abordé le contrôle direct de puissance (DPC) en appliquant deux approches différentes au système MMC-MTDC. La première approche combinait la commande DPC avec la commande PWM utilisant des contrôleurs PI pour réguler les puissances active et réactive. La deuxième approche a intégré la commande par mode glissant (SMC) d'ordre un et d'ordre deux pour remplacer les contrôleurs PI classiques, dans le but d'améliorer la robustesse et les réponses dynamiques du système MTDC. Les simulations ont montré que la SMC d'ordre deux est meilleure que la SMC d'ordre un et que les deux offrent un meilleur contrôle des perturbations et une performance transitoire améliorée par rapport aux commandes PI traditionnelles.

Les perspectives envisagées pour une éventuelle continuité de ces travaux de recherche sont :

- Amélioration des techniques de contrôle des courants de circulation ;
- Connexion des systèmes MMC-HVDC à des parcs éoliens offshore ;
- Amélioration des techniques de commandes du système MMC-HVDC via le choix optimal des leurs paramètres ;
- Etude des méthodes de diagnostic des defaults et de protection des systèmes MMC-HVDC.

Bibliographie

- [1] L. Meegahapola, S. Bu et M. Gu, "Overview of HVDC Technologies and Power System Stability ", *Hybrid AC/DC Power Grids: Stability and Control Aspects*, 2022, p. 17-56.
- [2] S. Nilsson et B. R. Andersen, "High Voltage DC Transmission Systems (HVDC) ", *High Voltage DC Transmission Systems: HVDC*, 2023, p. 1-10.
- [3] A. S. Ayobe, S. Gupta, "Comparative Investigation on HVDC and HVAC for Bulk Power Delivery ", *Materials Today: Proceedings*, 2022, p. 958-964.
- [4] C. Guo, C. Li, C. Zhao, X. Ni, K. Zha, et W. Xu, "An Evolutional Line-Commutated Converter Integrated with Thyristor-Based Full-Bridge Module to Mitigate the Commutation Failure ", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 2, p. 967-976, 2017.
- [5] M. Gu, L. Meegahapola, et K. L. Wong, "Damping Performance Analysis and Control of Hybrid AC/Multi-Terminal DC Power Grids ", *IEEE Access*, vol. 7, p. 118712-118726, 2019.
- [6] J. Song, T. Zhang, D. Yan, J. Xu, Z. Lei, Y. Li et K. Wang, "A Brief Comparison Between Conventional HVDC and VSC-HVDC Transmission System ", *International Conference on Energy Engineering*, Springer Nature Singapore, p. 217-226 2023.
- [7] R. Pan, Y. Wu, Y. Yang, et J. Yang, "Hybrid Synchronization-Based Frequency Support Control for Renewable Energy Sources Integrated MMC-HVDC With Capacitor Voltage Control ", *Electric Power Systems Research*, vol. 233, p. 110472, 2024.
- [8] R. Pan, D. Liu, Y. Yang, et J. Yang, "Network Based Impedance Analysis of Grid Forming Based MMC-HVDC With Wind Farm Integration ", *Electric Power Systems Research*, vol. 229, p. 110120, 2024.
- [9] J. Fang, F. Blaabjerg, S. Liu, et S. M. Goetz, "A Review of Multilevel Converters with Parallel Connectivity ", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 11, p. 12468-12489, 2021.
- [10] L. Camurca, T. Pereira, F. Hoffmann and M. Liserre, "Analysis, Limitations, and Opportunities of Modular Multilevel Converter-Based Architectures in Fast Charging Stations Infrastructures ", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n° 9, p. 10747 - 10760, 2022.
- [11] L. A. M. Barros, A. P. Martins and J. G. Pinto, "A Comprehensive Review on Modular Multilevel Converters, Submodule Topologies, and Modulation Techniques ", *Energies*, vol. 15, n° 03, 2022.

-
- [12] S. D. Tavakoli, E. Sánchez-Sánchez, E. Prieto-Araujo and O. Gomis-Bellmunt, "DC Voltage Droop Control Design for MMC-Based Multiterminal HVDC Grids ", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, n° 5, p. 2414 - 2424, 2020.
- [13] Q. Chen, X. Wang, Y. Chen, Q. Zhang, Y. Jin and Z. Xu, "Control Strategy of Bipolar MMC-HVDC for Offshore Wind Power Integration ", *Annual Meeting of CSEE Study Committee of HVDC and Power Electronics*, p. 357-363, 2022.
- [14] S. He, L. Hao, C. Liu, J. He, et Z. Chen, "Master-Slave Control Strategy of The Cascaded Multi-Terminal Ultra-High Voltage Direct Current Transmission System ", *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 17, n° 16, p. 3638-3647, 2023.
- [15] R. H. Chandio *et al.*, "Control and Protection of MMC-Based HVDC Systems: A Review ", *Energy Reports*, vol. 9, p. 1571-1588, 2023.
- [16] F. Gharaghani et M. Asadi, "Control Of MMC-HVDC Transmission System: A Review on Internal and External Converter Control Under Grid Strength ", *Electrical Engineering*, vol. 105, n° 6, p. 3861-3879, 2023.
- [17] P. Vidyasagar et S. Swarup, "Introduction to Model Predictive Control ", *Design and Development of Model Predictive Primary Control of Micro Grids: Simulation Examples in MATLAB*, Springer Nature Singapore, 2023, p. 53-67.
- [18] P. C. N. Verheijen, V. Breschi, et M. Lazar, "Handbook of Linear Data-Driven Predictive Control: Theory, Implementation and Design ", *Annual Reviews in Control*, vol. 56, p. 100914, 2023.
- [19] J. Zhang, Z. Hu, et X. Tian, "Research on MMC-HVDC multi-objective model predictive control strategy under asymmetric faults ", *Energy Reports*, vol. 6, p. 430-439, 2020.
- [20] J. B. Soomro, F. A. Chachar, M. A. Shah, A. A. Memon, F. Alsaif, et S. Alsulamy, "Optimized Circulating Current Control and Enhanced AC Fault Ride-through Capability Using Model Predictive Control for MMC-HVDC Applications ", *Energies*, vol. 16, n° 13, 2023.
- [21] X. Xia, L. Xu, X. Zhao, X. Zeng, J. Zhang, Y. He et H. Yi, "Modular Multilevel Converter Predictive Control Strategy Based on Energy Balance", *Journal of Power Electronics*, vol. 21, p. 757-767, 2021.
- [22] A. Follo, O. Saborío-Romano, E. Tedeschi, et N. Cutululis, "Design and Control of All-DC Offshore Wind Power Plant with MMC-Based DC/DC High-Power Converters", *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2626, p. 12016, 2023.
- [23] S. Yan, Y. Yang, S. Y. Hui, et F. Blaabjerg, "A Review on Direct Power Control of Pulsewidth Modulation Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 10, p. 11984-12007, 2021.
- [24] F. Li, S. Peng, Y. Wang, H. Yu, Z. Huang, et Z. Zhao, "Improved Sliding Mode Direct Power
-

- Control for Low-Carbon Oriented MMC-HVDC of Asymmetric Offshore Wind Power Flexible Systems”, *Frontiers in Energy Research*, vol. 12, 2024.
- [25] H. Dong, G. Tang, Z. Xu, et Q. Xu, “Sliding Mode Robust Control Based Active-Power Modulation of Multi-Terminal HVDC Transmissions”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, n° 2, p. 1614-1623, 2016.
- [26] M. Zhang, W. Wang, et J. Ding, “Study on Improved Droop Control Strategy Of MMC-MTDC System Based on Novel Sliding Mode Control”, *Energy Reports*, vol. 7, p. 1258-1269, 2021.
- [27] L. M. Tolbert, X. Shi, et Y. Liu, “Chapter 12 - Multilevel Power Converters”, *Power Electronics Handbook (Fifth Edition)*, 2024, p. 407-435.
- [28] J. I. Leon, S. Vazquez, et L. G. Franquelo, “Multilevel Converters – Control and Operation in Industrial Systems”, *Power Electronics in Renewable Energy Systems and Smart Grid*, John Wiley & Sons, Ltd, 2019, 4, p. 219-270.
- [29] M. Kamran, “Chapter 10 - Electric Vehicles and Smart Grids”, *Fundamentals of Smart Grid Systems*, Elsevier, 2023, p. 431-460.
- [30] R. Marquardt, “ A New Modular Voltage Source Inverter Topology ”, *Conf. Rec. EPE 2003*, 2003. Disponible sur: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:232630695>.
- [31] M. N. Sakib, S. P. Azad, et M. Kazerani, “A Critical Review of Modular Multilevel Converter Configurations and Submodule Topologies from DC Fault Blocking and Ride-Through Capabilities Viewpoints for HVDC Applications”, *Energies*, vol. 15, n° 11, 2022, p. 4176.
- [32] D. Wiemann, T. Hassan, et S. Dieckerhoff, “Grid-Forming Control of an MMC STATCOM Using Submodule Capacitors to Emulate Inertia”, *2023 IEEE 14th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2023, p. 854-861.
- [33] R. H. Chandio *et al.*, “Control and Protection Of MMC-Based HVDC Systems: A Review”, *Energy Reports*, vol. 9, p. 1571-1588, 2023.
- [34] Y. Tian et G. Konstantinou, “Reliability Analysis of Modular Multilevel Converters in MVDC Applications”, *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 9, p. 100671, 2024.
- [35] S. Yang, “Control and operation of modular multilevel converters”, *Doctoral thesis*, Nanyang Technological University, Singapore, 2018.
- [36] L. Angquist, A. Antonopoulos, D. Siemaszko, K. Ilves, M. Vasiladiotis, et H.-P. Nee, “Open-Loop Control of Modular Multilevel Converters Using Estimation of Stored Energy”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, n° 6, p. 2516-2524, 2011.
- [37] G. Bergna, E. Berne, A. Garcés, P. Egrot, J.-C. Vannier, et M. Molinas, “A Generalized Power Control Approach in ABC Frame for Modular Multilevel Converters Based on Lagrange

- Multipliers”, *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, p. 1-8.
- [38] R. V. K. Challa, S. Mikkili, et P. K. Bonthagorla, “Modeling, Controlling Approaches, Modulation Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converter: Review”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 34, n° 1, p. 189-215, 2023.
- [39] M. Priya, P. Ponnambalam, et K. Muralikumar, “Modular-Multilevel Converter Topologies and Applications – A Review”, *IET Power Electronics*, vol. 12, n° 2, p. 170-183, 2019.
- [40] A. Dekka, V. Yaramasu, R. L. Fuentes, et D. Ronanki, “Chapter 5 - Modular Multilevel Converters”, in *Multilevel Inverters*, 2021, p. 147-179.
- [41] Y. Wang, S. Chakraborty, D. D. Tran, T. Geury, et O. Hegazy, “Design and Optimization of the Arm Inductor for Modular Multilevel Converter”, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2022, p. 354-359.
- [42] Z. Yin, H. Qiu, Y. Yang, Y. Tang, et H. Wang, “Practical Submodule Capacitor Sizing for Modular Multilevel Converter Considering Grid Faults”, *Applied Sciences*, vol. 10, n° 10, 2020.
- [43] S. P. Engel et R. W. De Doncker, “Control of the Modular Multi-Level Converter for minimized cell capacitance”, *Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, p. 1-10.
- [44] D. del Giudice, F. Bizzarri, D. Linaro, et A. Brambilla, “Modular Multilevel Converter Modelling and Simulation for HVDC Systems: State of the Art and a Novel Approach”, *Springer Briefs in Applied Sciences and Technology*. 2023.
- [45] M. N. Raju, J. Sreedevi, R. P Mandi, et K. S. Meera, “Modular Multilevel Converters Technology: A Comprehensive Study on Its Topologies, Modelling, Control and Applications”, *IET Power Electronics*, vol. 12, n° 2, p. 149-169, 2019.
- [46] R. Bekhouche, F. Khoucha, A. Benrabah, K. Benmansour, et M. E. H. Benbouzid, “Comparison of PWM Techniques for Modular Multilevel Converter: A Comparison Based on Different Voltage Level Waveforms”, *1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP)*, p. 460-465, 2020.
- [47] S. Haq, S. P. Biswas, Md. K. Hosain, Md. A. Rahman, Md. R. Islam, et S. Jahan, “A Modular Multilevel Converter with an Advanced PWM Control Technique for Grid-Tied Photovoltaic System”, *Energies*, vol. 14, n° 2, p. 331, 2021.
- [48] R. Jaiswal, A. Agarwal, R. Negi et K. Agrawal, “A Comparative PWM Analysis of MMC”, *Recent Developments in Electrical and Electronics Engineering, Springer Nature Singapore*, p. 41-49, 2023.
- [49] A. Bouzidi “Diagnostic et Contrôle des Systèmes de conditionnement de L'énergie Photovoltaïque. Cas d'un Système Connecté au Réseau Electrique”, *Thèse de Magister*,

- Université de Batna2, Algeria, 2016.
- [50] M. A. Zama, "Modelling and Control of Modular Multilevel Converters Dedicated to HVDC Grids", *Thèse de Doctorat*, Université Grenoble Alpes, France, 2017.
- [51] A. Lesnicar et R. Marquardt, "An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for A Wide Power Range", *IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, p. 6-11.
- [52] F. Mohammadi, N. Azizi, H. Moradi CheshmehBeigi, et K. Rouzbehi, "Stability and Control Of VSC-Based HVDC Systems: A Systematic Review", *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 8, p. 100503, 2024.
- [53] Y. Liu, J. Hu, J. Shi, et B. Yang, "Adaptive Integrated Control Strategy For MMC-MTDC Transmission System Considering Dynamic Frequency Response and Power Sharing", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 147, p. 108858, 2023.
- [54] J. Chen *et al.*, "An Improved Coordination Method of Multi-Terminal MMC-HVDC System Suitable for Wind Farm Clusters Integration", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 117, p. 105652, 2020.
- [55] X. Xiang *et al.*, "Comparison of Cost-Effective Distances for LFAC With HVAC And HVDC In Their Connections for Offshore and Remote Onshore Wind Energy", *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 7, n° 5, p. 954-975, 2021.
- [56] D. DeSantis, B. D. James, C. Houchins, G. Saur, et M. Lyubovsky, "Cost of Long-Distance Energy Transmission by Different Carriers", *iScience*, vol. 24, n° 12, 2021.
- [57] A. Alassi, S. Bañales, O. Ellabban, G. Adam et C. MacIver, "HVDC Transmission: Technology Review, Market Trends and Future Outlook", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 112, p. 530-554, 2019.
- [58] A. Stan, S. Costinaş, et G. Ion, "Overview and Assessment of HVDC Current Applications and Future Trends", *Energies*, vol. 15, n° 3, p.1193, 2022.
- [59] M. Korytowski, "Uno Lamm: The Father of HVdc Transmission [History]", *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 15, n° 5, p. 92-102, 2017.
- [60] A. Stan, S. Costinaş, et G. Ion, "Overview and Assessment of HVDC Current Applications and Future Trends", *Energies*, vol. 15, n° 3, p.1193, 2022.
- [61] K. Shinoda, "Control and Energy Management of MMC-Based Multi-Terminal HVDC Grids", *Thèse de Doctorat*, Université de Lille, France, 2017.
- [62] S. P. Ramezanzadeh, M. Mirzaie, et M. Shahabi, "Reliability Assessment of Different HVDC Transmission System Configurations Considering Transmission Lines Capacity Restrictions and The Effect of Load Level", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol.

- 128, p. 106754, 2021.
- [63] J. Serrano-Sillero, M. Á. Moreno, et A. Morales, "HVDC Grids with Heterogeneous Configuration Stations Under DC Asymmetrical Operation", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 113, p. 449-460, 2019.
- [64] M. Goertz, S. Wenig, S. Beckler, C. Hirsching, M. Suriyah, et T. Leibfried, "Overvoltage Characteristics in Symmetrical Monopolar HB MMC-HVDC Configuration Comprising Long Cable Systems", *Electric Power Systems Research*, vol. 189, p. 106603, 2020.
- [65] J. He, J. Ning, M. Li, C. Liang, Y. Xu, et S. Mirsaiedi, "Voltage Integral Ratio Based Adaptive Reclosing Scheme for True Bipolar Flexible HVDC System", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 137, p. 107878, 2022.
- [66] R. Ufa *et al.*, "Analysis of Application of Back-To-Back HVDC System in Tomsk Electric Power System", *Energy Reports*, vol. 6, p. 438-444, 2020.
- [67] Z. Ye, C. Guo, J. Liao, et Y. Wang, "Improved Droop Control Strategy for an MMC-MTDC Connected to Offshore Wind Farms with Dynamic Correction of The Actual Operating Point", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 152, p. 109277, 2023.
- [68] L. Garg et S. Prasad, "Optimal Power Distribution with Mitigation of DC Voltage Fluctuations Using Artificial Intelligent Droop Control Scheme for MTDC Grid", *Eng Appl Artif Intell*, vol. 124, p. 106515, 2023.
- [69] O. Gomis-Bellmunt, J. Liang, J. Ekanayake, R. King, et N. Jenkins, "Topologies of Multiterminal HVDC-VSC Transmission for Large Offshore Wind Farms", *Electric Power Systems Research*, vol. 81, n° 2, p. 271-281, 2011.
- [70] R. Pierre, "Dynamic Modeling and Control of Multi-Terminal HVDC Grids", *Thèse de Doctorat*, Université de Lille, France, 2014.
- [71] J. Khazaei, P. Idowu, A. Asrari, A. B. Shafaye, et L. Piyasinghe, "Review of HVDC Control in Weak AC grids", *Electric Power Systems Research*, vol. 162, p. 194-206, 2018.
- [72] Y. Gao, J. Li, Z. Li, et B. Du, "Polymer Composites with High Thermal Conductivity for HVDC Cable Insulation: A Review", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 30, n° 6, p. 2444-2459, 2023.
- [73] M. A. Perez, S. Ceballos, G. Konstantinou, J. Pou, et R. P. Aguilera, "Modular Multilevel Converters: Recent Achievements and Challenges", *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, p. 224-239, 2021.
- [74] G. Konstantinou; M. Ciobotaru; V. G. Agelidis, "Analysis of multi-carrier PWM methods for back-to-back HVDC systems based on modular multilevel converters", *37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Australia*, p. 4391-4396, 2011.

-
- [75] D. W. Clarke, C. Mohtadi, et P. S. Tuffs, "Generalized Predictive Control—Part I. The Basic Algorithm", *Automatica*, vol. 23, n° 2, p. 137-148, 1987.
- [76] D. W. Clarke, C. Mohtadi, et P. S. Tuffs, "Generalized Predictive Control—Part II Extensions and Interpretations", *Automatica*, vol. 23, n° 2, p. 149-160, 1987.
- [77] Z. Zhang *et al.*, "Chapter 4 - Model Predictive Control of Power Converters, Motor Drives, and Microgrids", in *Control of Power Electronic Converters and Systems*, 2021, p. 101-124.
- [78] C. F. Garcia, M. E. Rivera, J. R. Rodríguez, P. W. Wheeler, et R. S. Peña, "Predictive Current Control with Instantaneous Reactive Power Minimization for a Four-Leg Indirect Matrix Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 2, p. 922-929, 2017.
- [79] M. S. Alam, M. A. Abido, et Z. M. Al-Hamouz, "Model Predictive Control Approach for Bridge-Type Fault Current Limiter in VSC-HVDC System", *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 44, n° 3, p. 2079-2089, 2019.
- [80] M. Bouzidi, S. Barkat, A. Krama, et H. Abu-Rub, "Simplified Predictive Direct Power Control of Three-Phase Three-Level Four-Leg Grid Connected NPC Converter", *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 3, p. 448-459, 2022.
- [81] A. Dekka, V. Yaramasu, R. L. Fuentes, et D. Ronanki, "Chapter 5 - Model Predictive Control of Modular Multilevel Converters", *Multilevel Inverters*, 2021, p. 129-153.
- [82] Y. He, Y. Tang, X. Gao, H. Xie, F. Wang, et R. Kennel, "A Cascade-Free Model Predictive Control Scheme for Back-to-Back Converter-Fed PMSM Drive System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, n° 4, p. 4590-4600, 2024.
- [83] G. Mayilsamy, S. R. Lee, et Y. H. Joo, "An Improved Model Predictive Control of Back-To-Back Three-Level NPC Converters with Virtual Space Vectors for High Power PMSG-Based Wind Energy Conversion Systems", *ISA Transactions*, vol. 143, p. 503-524, 2023.
- [84] A. Bouzidi, S. Barkat, A. Akka, et M. L. Bendaas, "Sequential Model Predictive Control for Five-Level MMC-Based Multi-Terminal HVDC Systems", *Journal of Power Electronics*, vol. 23, n° 10, p. 1507-1516, 2023.
- [85] J. Carmona Sánchez, O. Marjanovic, M. Barnes, et P. R. Green, "Secondary Model Predictive Control Architecture for VSC-HVDC Networks Interfacing Wind Power", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, n° 5, p. 2329-2341, 2020.
- [86] A. A. Eladl, Y. A. Sultan, S. S. Kaddah, M. A. Abido, et M. A. Hassan, "Stability Enhancement of Interconnected VSC-HVDC System Considering Efficient MPC-Based SMES", *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 48, n° 5, p. 6673-6688, 2023.
- [87] A. Reguig Berra, S. Barkat, et B. Mansour, "Virtual Flux Direct Power-Backstepping Control of 5-Level T-Type Multiterminal VSC-HVDC System", *International Transactions on Electrical*
-

-
- Energy Systems*, vol. 27, p. e2352, 2017.
- [88] M. Norambuena, J. Rodriguez, Z. Zhang, F. Wang, C. Garcia, et R. Kennel, "A Very Simple Strategy for High-Quality Performance of AC Machines Using Model Predictive Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 1, p. 794-800, 2019.
- [89] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, et J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 12, p. 4312-4324, 2008.
- [90] M. B. Shahid *et al.*, "Hysteresis Based Predictive Torque Control Without Weighting Factors for Induction Motor Drives", *IET Control Theory & Applications*, 2024.
- [91] V. D. Reyes Dreke et M. Lazar, "Practical Deadbeat MPC Design Via Controller Matching with Applications in Power Electronics", *European Journal of Control*, vol. 74, p. 100834, 2023.
- [92] B. Zhang *et al.*, "Enhanced Deadbeat Control-Model Predictive Control Strategy of Grid-Connected Power Converters with LCL Filter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1-9, 2024.
- [93] M. Schwenzer, M. Ay, T. Bergs, et D. Abel, "Review on Model Predictive Control: An Engineering Perspective", *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 117, n° 5, p. 1327-1349, 2021.
- [94] R. Nebeluk et M. Ławryńczuk. "On the Choice of the Cost Function for Nonlinear Model Predictive Control: A Multi-criteria Evaluation." *XXI Polish Control Conference, Springer Nature Switzerland*, p. 361-371., 2023.
- [95] F. and S. A. Holderbaum William and Alasali, "Model Predictive Control", *Energy Forecasting and Control Methods for Energy Storage Systems in Distribution Networks: Predictive Modelling and Control Techniques, Springer International Publishing*, 2023, p. 129-148.
- [96] T. Ohnishi, "Three Phase PWM Converter/Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control", *IECON '91: International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol.1, 1991, p. 819-824.
- [97] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, et I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n° 3, p. 473-479, 1998.
- [98] M. Z. Zizoui, B. Tabbache, N. Hannini et M. Benbouzid, "Direct Power Control Approach for a Grid-Connected Photovoltaic Power System", *Advances in Green Energies and Materials Technology, Springer Singapore*, 2021, p. 295-302.
- [99] W. Gil-González, O. D. Montoya, et A. Garces, "Direct Power Control For VSC-HVDC Systems: An Application of The Global Tracking Passivity-Based PI Approach", *International*
-

-
- Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 110, p. 588-597, 2019.
- [100] F. Gharaghani et M. Asadi, "Control Of MMC-HVDC Transmission System: A Review on Internal and External Converter Control Under Grid Strength", *Electrical Engineering*, vol. 105, n° 6, p. 3861-3879, 2023.
- [101] J. Hu, L. Shang, Y. He, et Z. Q. Zhu, "Direct Active and Reactive Power Regulation of Grid-Connected DC/AC Converters Using Sliding Mode Control Approach", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n° 1, p. 210-222, 2011.
- [102] R.-J. Wai et Y. Yang, "Design of Backstepping Direct Power Control for Three-Phase PWM Rectifier", *Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 3, p. 3160-3173, 2019.
- [103] T. K. Roy, M. A. Mahmud, A. M. T. Oo, et M. E. Haque, "An Adaptive Direct Power Controller for Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems with Parametric Uncertainties", *11th Asian Control Conference (ASCC)*, 2017, p. 2686-2691.
- [104] B. Fan et X. Wang, "A Lyapunov-Based Nonlinear Power Control Algorithm for Grid-Connected VSCs", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, n° 3, p. 2916-2926, 2022.
- [105] F. Li, S. Peng, Y. Wang, H. Yu, Z. Huang, et Z. Zhao, "Improved Sliding Mode Direct Power Control for Low-Carbon Oriented MMC-HVDC of Asymmetric Offshore Wind Power Flexible Systems", *Frontiers in Energy Research*, vol. 12, 2024.
- [106] M. Saeedifard, R. Iravani et J. Pou. "A Space Vector Modulation Strategy for A Back-To-Back Five-Level HVDC Converter System." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 2, p.452-466, 2008.
- [107] H. Benbouhenni, N. Bizon, M. I. Mosaad, I. Colak, A. B. Djilali, et H. Gasmi, "Enhancement of The Power Quality of DFIG-Based Dual-Rotor Wind Turbine Systems Using Fractional Order Fuzzy Controller", *Expert Systems with Applications*, vol. 238, p. 121695, 2024.
- [108] S. Yan, Y. Yang, S. Y. Hui, et F. Blaabjerg, "A Review on Direct Power Control of Pulse width Modulation Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 10, p. 11984-12007, 2021.
- [109] A. Fekik, A. T. Azar, H. Denoun, N. A. Kamal, M. L. Hamida, D. Kais et K. Amara, "A Backstepping Direct Power Control of Three Phase Pulse Width Modulated Rectifier", *Soft Computing Applications*, Springer International Publishing, p. 445-456, 2021.
- [110] Y. and X. Y. and M. K. Yang Mingxing and Lu, "Adaptive Sliding Mode Control for a Hydraulic Position Servo System", *Artificial Intelligence and Robotics*, Springer Nature Singapore, p. 11-20, 2022.
- [111] L. Wu, J. Liu, S. Vazquez, et S. K. Mazumder, "Sliding Mode Control in Power Converters and Drives: A Review", *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 9, n° 3, p. 392-406, 2022.
-

-
- [112] H. Gholami-Khesht, P. Davari, et F. Blaabjerg, "Chapter 3 - Sliding Mode Controllers in Power Electronic Systems", *Control of Power Electronic Converters and Systems*, p. 77-99, 2021.
- [113] K. D. von Ellenrieder, "Chapter 12 - Sliding Mode Control", *Control of Marine Vehicles*, Springer International Publishing, p. 489-526, 2021.
- [114] S. J. Gambhire, D. R. Kishore, P. S. Londhe, et S. N. Pawar, "Review of Sliding Mode-Based Control Techniques for Control System Applications", *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 9, n° 1, p. 363-378, 2021.
- [115] V. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, n° 2, p. 212-222, 1977.
- [116] H. Benderradji, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction", *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, Algeria*, 2013.
- [117] A. S. Poznyak et Y. V Orlov, "Vadim I. Utkin and Sliding Mode Control", *Journal of the Franklin Institute*, vol. 360, n° 17, p. 12892-12921, 2023.
- [118] C. Kuchwa-Dube et J. O. Pedro, "Chattering Performance Criteria for Multi-Objective Optimisation Gain Tuning of Sliding Mode Controllers", *Control Engineering Practice*, vol. 127, p. 105284, 2022.
- [119] J. J. Slotine et S. S. Sastry, "Tracking Control of Non-Linear Systems Using Sliding Surfaces with Application to Robot Manipulators", *American Control Conference*, p. 132-135, 1983.
- [120] N. H. Mai, "A Novel Chattering Reduction in the Sliding Mode Control of Robot Control", *The Future Technologies Conference (FTC), Volume 1, Springer International Publishing*, p. 36-47, 2020.
- [121] B. Sun, J. Wang, S. Zhou, Y. Zhang, et J. Jiang, "An Adaptive Integral Sliding Mode Control Strategy for Medical Linear Accelerator Vacuum System", *Applied Radiation and Isotopes*, vol. 210, p. 111370, 2024.
- [122] V. Bregeault, "Quelques Contributions à La Théorie de la Commande par Modes Glissants", *Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes (ECN), France*, 2010.
- [123] S. M. RakhtAla, M. Yasoubi, et H. HosseinNia, "Design of Second Order Sliding Mode and Sliding Mode Algorithms: A Practical Insight To DC-DC Buck Converter", *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 4, n° 3, p. 483-497, 2017.
- [124] S. Kadi, K. Imarazene, E. M. Berkouk, M. Horch, et E. Abdelkarim, "High Order Sliding Mode of Connected DFIG-Variable Speed Wind Turbine", *19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, p. 1275-1280, 2022.
- [125] A. H. Korayem, S. Kazemi, et S. R. Nekoo, "Sub-optimal Sliding Mode Control on a Cooperative Manipulator using Stereo Vision Machine Feedback", *5th RSI International*
-

- Conference on Robotics and Mechatronics (ICRoM)*, p. 15-20, 2017.
- [126] B. Li, X. Gao, H. Huang, et H. Yang, "Improved Adaptive Twisting Sliding Mode Control for Trajectory Tracking of An AUV Subject to Uncertainties", *Ocean Engineering*, vol. 297, p. 116204, 2024.
- [127] A. Saadaoui et M. Ouassaid, "Super-Twisting Sliding Mode Control Approach for Battery Electric Vehicles Ultra-Fast Charger Based on Vienna Rectifier and Three-Phase Interleaved DC/DC Buck Converter", *Journal of Energy Storage*, vol. 84, p. 110854, 2024.
- [128] A. Levant, "Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control", *International Journal of Control*, vol. 58, n° 6, p. 1247-1263, 1993.
- [129] A. Levant, "Chapter 1 Introduction to High-Order Sliding Modes", 2005.
- [130] S. Ozdemir, N. Altin, I. Sefa, Z. Zhang, et H. Komurcugil, "Super Twisting Sliding Mode Control of Three-Phase Grid-Tied Neutral Point Clamped Inverters", *ISA Transactions*, vol. 125, p. 547-559, 2022.
- [131] R. Seeber et M. Horn, "Necessary and Sufficient Stability Criterion for The Super-Twisting Algorithm", *15th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, p. 120-125, 2018.
- [132] V. V Fomichev et A. O. Vysotskii, "Stability Criterion and Sharp Estimates for the "Super-Twisting" Algorithm", *Differential Equations*, vol. 59, n° 2, p. 260-264, 2023.

Annexe

Principe de la PLL triphasée

A.1. Principe de base

Dans les applications connectées aux réseaux électriques, une boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisée pour estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du vecteur de tension.

La PLL triphasée nécessite une transformation de Park appliquée sur les tensions triphasées du réseau. Puis, elle effectue un suivi de phase de la composante directe de la tension v_{sd} pour éliminer la composante en quadrature v_{sq} . Le schéma utilisé pour cette fin est illustré sur la figure (A.1).

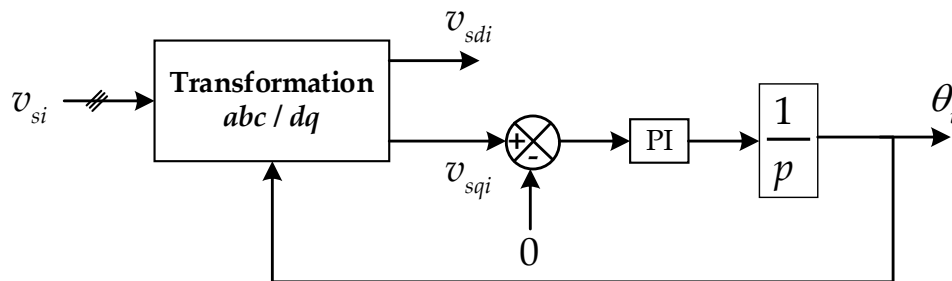


Figure (A.1). Schéma fonctionnel d'une PLL triphasée

Ce schéma est équipé d'un capteur de phase (transformée de Park), d'un correcteur PI et d'un intégrateur.

A.2. Boucle de régulation

La fonction de transfert en boucle ouvert de la PLL est définie par :

$$H_{pll_BO}(p) = \left(k_{p_pll} + \frac{k_{i_pll}}{p} \right) \frac{1}{p} \quad (\text{A.1})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est :

$$H_{pll_BF}(p) = \frac{k_{p_pll}p + k_{i_pll}}{p^2 + k_{p_pll}p + k_{i_pll}} \quad (\text{A.2})$$

Pour calculer les gains du régulateur PI utilisé, il est nécessaire d'établir une analogie entre l'équation caractéristique de la FTBF et celle d'un système du deuxième ordre en boucle fermée définie par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_{pll}\omega_{n_pll}p + \omega_{n_pll}^2 \quad (\text{A.3})$$

Les valeurs des gains du régulateur sont finalement déduites de la manière suivante :

$$\begin{aligned} k_{p_pll} &= 2\xi_{pll}\omega_{n_pll} \\ k_{i_pll} &= \omega_{n_pll}^2 \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Où ξ_{pll} et ω_{n_pll} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système du deuxième ordre. Pour ce travail, les valeurs $\xi_{pll} = 0.707$ et $\omega_{n_pll} = 5000\pi$ ont été sélectionnées.

Résumé

Cette thèse a comme objectif la modélisation et le contrôle d'un système de transmission d'électricité haute tension en courant continu (HVDC) basé sur des convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC). Les systèmes MMC-HVDC sont essentiels pour le transport efficace d'énergie sur de longues distances et pour l'intégration des énergies renouvelables. Sur la base d'un modèle adéquat d'un terminal à base de MMC à cinq niveaux, des stratégies de contrôle ont été développées visant à garantir la stabilité, à augmenter la fiabilité et à améliorer la performance globale du système. Ces stratégies incluent notamment la commande prédictive et la commande DPC (Direct Power Control) basée sur la commande par mode glissant. Enfin, des simulations numériques sont présentées pour valider les modèles et les stratégies de contrôle adoptées. Les résultats démontrent l'efficacité de ces approches dans des scénarios variés.

Mots-clés : Transmission à courant continu à haute tension, Convertisseur modulaire multiniveau, Commande prédictive, Commande direct de puissance, Mode glissant, Algorithme Super Twisting.

Abstract

The main objective of this thesis is to model and control a high-voltage direct current (HVDC) power transmission system based on modular multilevel converters (MMCs). MMC-HVDC systems are crucial for the efficient transmission of energy over long distances and for the integration of renewable energies. Based on a suitable model of a five-level MMC-based terminal, control strategies have been developed to ensure stability, increase reliability and improve overall system performance. These strategies include predictive control and Direct Power Control (DPC) based on sliding mode control. Finally, numerical simulations are presented to validate the models and control strategies adopted. The results demonstrate the effectiveness of these approaches in a variety of scenarios.

Keywords: High voltage direct current transmission, Modular multilevel converter, Predictive control, Direct power control, Sliding mode, Super Twisting algorithm.

ملخص

تهدف هذه الأطروحة إلى النمذجة والتحكم في نظام نقل الطاقة عالي الجهد بتيار مستمر القائم على المحولات المعيارية متعددة المستويات. تُعد هذه الأنظمة ضرورية لنقل الطاقة بكفاءة عبر مسافات طويلة ولدمج الطاقات المتجددة. واستنادًا إلى نموذج مناسب لمحة قائمة على المحولات المعيارية ذات خمسة مستويات، تم تطوير استراتيجيات تحكم لضمان الاستقرار وزيادة الموثوقية وتحسين الأداء العام للنظام. وتتضمن هذه الاستراتيجيات التحكم التنبؤي والتحكم المباشر في الطاقة المستند على التحكم في الوضع المنزلق. وأخيرًا، يتم تقديم عمليات محاكاة للتحقق من صحة النماذج واستراتيجيات التحكم المعتمدة. توضح النتائج فعالية هذه الأساليب في مجموعة متنوعة من السيناريوهات.

الكلمات المفتاحية: نقل التيار المستمر بالجهد العالي، المحول متعدد المستويات المعيارية، التحكم التنبؤي، التحكم المباشر في الطاقة، الوضع الانزلاقي، خوارزمية التواء فائق.