

UNIVERSITE DE BLIDA 1

Faculté de Technologie

Département d'Electronique

THESE DE DOCTORAT

En Electronique

Spécialité: Electronique

COMMANDE ET OBSERVATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

Par :

Kamel LAIDI

M. BOUNEKHLA	Prof, Université de Blida 1	Président
D. AKHRIB	MCA, Université de Blida 1	Examineur
F. BOUCHAFA	Prof, USTHB, Alger	Examineur
F. BOUDJEMAA	Prof, ENP, Alger	Examineur
A.E. FERDJOUNI	MCA, Université de Blida 1	Directeur de Thèse
K. BENMANSOUR	Prof, Université de Médéa	Co- Directeur de Thèse

Blida, Mai 2017

ملخص

يتناول هذا العمل التحكم في محولات الطاقة وملاحظتها، حيث نوقشت فئتان من المحولات: محولات الطاقة المتوسطة (المحولات التقليدية) و محولات الطاقة العالية (المحولات متعددة الخلايا في حالتنا). أولاً، بالنسبة لمحولات الطاقة المتوسطة قمنا بدراسة موجات التوتر ، ذات الطور الواحد و ثلاثية الاطوار. كما قمنا بدراسة تقنيات مختلفة للقضاء على التوافقيات مثل تقنية التعديل PWM، تقنية الالغاء الانتقائي للتوافقيات، تقنية التعديل الشعاعي الخ ... في هذا السياق، قمنا بتطوير موج معدل يعتمد على تقنية الالغاء الانتقائي للتوافقيات مرتبط بمرشح للترددات المنخفضة LC_1C_2 .

للتحقق من صحة النموذج المقترح، أجريت بعض التجارب باستخدام الطقم dSpace DS1103. ثانياً، قمنا بدراسة المحولات متعددة الخلايا خاصة نمذجتها، التحكم فيها و ملاحظتها. لإنجاز هذه الدراسة استخدمت عدة تقنيات للتحكم في هذه المحولات منها: اولاً، في حالة حلقة مفتوحة، تقنية التحكم PWM و ثانياً، في حالة حلقة مغلقة، تقنية النمط الانزلاقي (من الرتبة الاولى و الثانية) وتقنية النهج الهجين. كما قمنا كذلك بتطوير مراقبين انزلاقيين من الرتبة الاولى و الثانية لملاحظة التوتر في المكثفات. أخيراً أجريت عدة اختبارات تجريبية بتطبيق تقنية التحكم المعروفة PWM باستعمال طقم dSpace DS1103 على موج ذو ثلاثة خلايا تم انجازه بمخبرنا.

RESUME

L'objectif de notre travail porte sur la commande et l'observation des convertisseurs de puissance.

Deux classes de convertisseurs ont été abordées: les convertisseurs moyenne puissance (convertisseurs classiques) et les convertisseurs forte puissance (les convertisseurs multicellulaires dans notre cas).

En premier lieu, un état de l'art sur les techniques d'élimination des harmoniques dans les convertisseurs de tension classiques, monophasés et triphasés, a été effectué. Parmi ces techniques: la PWM classique, l'élimination sélective des harmoniques, la modulation vectorielle. Dans ce contexte, un onduleur monophasé à commutations pré-calculées associé à un filtre LC_1C_2 modifié a été développé et réalisé. Pour valider le modèle proposé, quelques tests ont été effectués à base de la carte dSPACE DS1103.

En deuxième lieu, les convertisseurs multicellulaires: leurs modélisation, commande en boucle ouverte par la PWM et on boucle fermée par mode glissant (ordre un et deux) et par une approche hybride ont été appliquées. Ainsi que, deux observateurs par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux ont été développés. Enfin, des tests expérimentaux de la commande PWM, à base de la carte dSPACE DS1103 ont été faits sur un onduleur à trois cellules.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en Automatique (LREA), université de Médéa

Je remercie vivement Mr A.FERDJOUNI, Directeur de thèse, et Mr K.BENMANSOUR, Co-directeur de thèse, pour m'avoir conseillé et accompagné durant toutes les années de thèse, en me laissant toute liberté nécessaire. Leur gentillesse et leurs compétences m'ont beaucoup apporté sur le plan humain et ont permis d'orienter ce travail.

Je remercie particulièrement mon ami O.BOUCHHIDA, professeur à l'université de Médéa, qui était toujours à côté de moi ainsi pour son encouragement dans les moments difficiles.

Je remercie monsieur M.NIBOUCHE, professeur à « University of the West of England », pour m'avoir accueilli plusieurs fois en stage. Son objectivité, son honnêteté et ses qualités humaines m'ont permis d'avancer dans mon travail.

J'aimerais également remercier Mr M.BOUNEKHLA pour avoir accepté de présider mon jury.

Je tiens également à adresser ma sincère et profonde reconnaissance à Messieurs F.BOUDJEMA, F.BOUCHAFA et D.AKHRIB pour leur lecture consciencieuse et pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie toute ma famille, petite famille et grande famille, surtout ma mère pour son aide et soutien durant toute ma vie.

Je n'oublie pas tous ceux et celles qui m'ont aidé de près ou de loin à achever ce travail.

TABLE DES MATIERES

RESUME	1
REMERCIEMENTS	2
TABLES DES MATIERES.....	3
LISTES DES FIGURES, TABLEAUX ET ABREVIATIONS	6
INTRODUCTION	10

Partie I: LES CONVERTISSEURS MOYENNE PUISSANCE

1. LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE CLASSIQUES DC-AC.....	13
1.1 Introduction.....	13
1.2 Onduleurs de Tension Monophasés.....	16
1.2.1 Onduleurs de Tension en Demi-Pont.....	11
1.2.2 Onduleurs de Tension en Pont Complet.....	24
1.3 Onduleurs de Tension Triphasés.....	32
1.3.1 La PWM Sinusoïdale.....	33
1.3.2 Opération avec Onde Carrée.....	36
1.3.3 La PWM Sinusoïdale avec Injection d'une Séquence de Zéros.....	36
1.3.4 Elimination Sélective des Harmoniques dans les VSIs Triphasés.....	38
1.3.5 La Modulation des Vecteurs Spaciaux.....	40
1.3.6 Le Courant de la Liaison Continue dans les VSIs Triphasés	44
1.3.7 Tensions de Phase dans les VSIs Triphasés.....	45
1.4 Conclusion	46
2. ONDULEUR MODIFIE A COMMUTATIONS PRE-CALCULEES.....	46
2.1 Introduction.....	46
2.2 Impédance d'Entrée et Impédance de Sortie pour la PCPWM	47
2.3 Résultats de Simulation de l'Approche PCPWM Conventiionnelle.....	49
2.4 Nouvelle Structure de l'Onduleur Monophasé à PCPWM.....	51
2.4.1 Résultats de Simulation de la Nouvelle Approche PCPWM.....	44
2.4.2 Angles de Commutation Précalculés.....	56
2.4.3 Dispositif Expérimental.....	58
2.5 Evaluation expérimentale.....	59
2.6 Conclusion.....	65

PARTIE II: LES CONVERTISSEURS FORTE PUISSANCE

3. LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE MULTICELLULAIRES.....	65
3.1 Introduction.....	65
3.2 Structures de Conversion d'Energie Multiniveaux.....	66
3.2.1 Les Convertisseurs Multiniveaux en Cascade.....	66
3.2.2 Les Convertisseurs Multiniveaux à Structure NPC.....	68
3.2.3 Les Convertisseurs Multicellulaires Séries ou à Cellules Imbriqués.....	69

3.3	Modélisation et Simulation des Convertisseurs Multicellulaires Séries.....	79
3.3.1	Modèle aux Valeurs Moyennes.....	79
3.3.2.	Modèle Harmonique.....	79
3.3.3.	Modèle aux Valeurs Instantanées.....	80
3.3.4	Formulation Générale.....	80
3.3.5	Convertisseur à p cellules de Commutation.....	80
3.4	Conclusion.....	95
4.	COMMANDE PAR MODES GLISSANTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES.....	96
4.1	Introduction.....	96
4.2	Commande par Glissants.....	97
4.2.1	Caractéristiques Principales d'un Mode Glissant.....	98
4.2.2	Principe du Contrôle par Mode Glissant.....	99
4.2.3	Existence d'un regime glissant.....	100
4.2.4	Comportement Dynamique en Mode Glissant.....	101
4.2.5	Modes glissants Réels.....	102
4.2.6	Loi de Commutation avec Hystérésis.....	103
4.2.	Stabilité en Mode Glissant	103
4.2.8	Choix de la Surface de Glissement.....	104
4.2.9	Système Multi-Entrées.....	105
4.2.10	Avantages et Inconvénients de la Commande par Mode Glissant.....	105
4.3	Commande par Mode glissant d'Ordre Un	106
4.3.1	Application pour un Hacheur à Trois Cellules.....	107
4.3.2	Application pour un l'Onduleur Triphasé	111
4.4	Commande par Mode glissant d'Ordre Supérieur.....	113
4.4.1	Position du problème.....	113
4.4.2	Régimes Glissants Réels.....	114
4.4.3	Modes Glissants et Degré Relatif.....	114
4.4.4	Principe.....	115
4.4.5	Commande par Mode Glissant d'Ordre Deux.....	116
4.4.6	Algorithmes d'Ordre Superieur.....	120
4.4.7	Commande Super Twisting d'un Hacheur à Trois Cellules.....	124
4.5	Conclusion.....	131
5.	MODELISATION HYBRIDE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE.....	132
5.1	Introduction.....	132
5.2	Rappels sur les Systèmes Dynamiques Hybrides.....	133
5.2.1	Définition des Systèmes Hybrides.....	133
5.2.2	Définition des Automates Hybrides.....	134
5.2.3	Classes des Systèmes Dynamiques Hybrides.....	135
5.2.4	Définition des Systèmes Dynamiques à Commutations	136
5.3	Modélisation Hybride d'un Convertisseur Multicellulaire	137
5.3.1	Convertisseur à Deux Cellules	137

5.3.2	Convertisseur à Trois Cellules.....	151
5.3.2.1	Modélisation Convertisseur à Trois Cellules.....	151
5.4	Conclusion	157
6.	OBSERVATION DES TENSIONS FLOTTANTES	157
6.1	Introduction.....	156
6.2	Intérêt d'Observation des Tensions Flottantes.....	157
6.3	Etude de l'Observabilité.....	157
6.3.1.	Condition de Rang d'Observabilité.....	159
6.4	Théorie des Observateurs à Mode Glissants d'Ordre Un.....	160
6.4.1	Principes de Fonctionnement de l'Observateur.....	160
6.4.2	Etapes de Dimensionnement de l'Observateur.....	161
6.5	Application au Convertisseur à Quatre Niveaux.....	162
6.5.1	Le Modèle d'état d'un Hacheur à Trois Cellules.....	163
6.5.2.	Conditions d'Observabilité.....	164
6.5.3	Les Equations de l'Observateur à Mode Glissant.....	165
6.5.4	Condition de Glissement et le Mode d'Atteinte.....	166
6.5.5	Mode Glissant et Dynamiques des Erreurs d'Observation.....	167
6.5.6	Gain de l'Observateur et Valeurs des Paramètres.....	170
6.6	Résultats de Simulation.....	170
6.7	Observateur Super Twisting.....	172
6.7.1	Application à un Hacheur a Trois Cellules.....	172
6.7.2	Conditions de Glissement.....	173
6.8	Résultats de Simulation.....	173
6.9	Conclusion.....	175
	CONCLUSION	176
	APPENDICE A.....	179
	APPENDICE B.....	180
	REFERENCES.....	192

LISTE DES FIGURES, TABLEAUX ET ABREVIATIONS

1. FIGURES

Figure 1.1	Schéma d'un système à vitesse ajustable à trois niveaux	15
Figure 1.2	VSI monophasé.....	16
Figure 1.3	Formes d'onde idéales pour la SPWM d'un VSI en demi-pont.....	19
Figure 1.4	La composante fondamentale normalisée de la tension de sortie modulée par la SPWM dans un VSI en demi-pont	21
Figure 1.5	Forme d'onde idéale d'un VSI en demi-pont avec un signal carré.....	21
Figure 1.6	Forme d'onde idéale du VSI en demi-pont avec la SHE	23
Figure 1.7	Angles de commutation et commande par SHE de la tension.....	23
Figure 1.8	VSI monophasée en pont complet.	25
Figure 1.9	Formes d'onde idéales d'un VSI en P.C avec SPWM unipolaire	28
Figure 1.10	Formes d'onde idéales du VSI en D.P avec la technique SHE.....	30
Figure 1.11	Angles de la SHE et commande de la tension fondamentale.....	30
Figure 1.12	Formes d'onde idéales par élimination des harmoniques	31
Figure 1.13	Topologie de la VSI triphasée.....	32
Figure 1.14	Formes d'onde idéales pour la VSI triphasée par la SPWM	35
Figure 1.15	Opération avec signal carré du VSI	37
Figure 1.16	Générateur de la séquence de zéros	37
Figure 1.17	Formes d'onde idéales pour la SPWM avec une séquence de '0'.....	38
Figure 1.18	Formes d'onde idéales pour la SHE dans un VSI triphasé	39
Figure 1.19	Angles de commutation pour la SHE dans les VSIs triphasés	40
Figure 1.20	Représentation des vecteurs ..spatiaux.....	41
Figure 1.21	Formes d'ondes idéales pour la VM dans un SVI	43
Figure 1.22	Définition des courants de phase de charge connectée en Delta	45
Figure 1.23	Définition des courants de phase de la charge connectée en étoile	46
Figure 1.24	Tensions de ligne et de phase d'une VSI triphasée	46
Figure 2.1	Model de l'onduleur monophasé associé avec un filtre passif LC	47
Figure 2.2	Circuit équivalent de Thevenin vu par V_{01} et V_{02}	48
Figure 2.3	Circuit équivalent de Thevenin vu par la charge.....	48
Figure 2.4	Variation de Z_e en fonction de L et C	50
Figure 2.5	Variation de Z_s en fonction de L et C	50
Figure 2.6	L'onduleur monophasé amélioré	51
Figure 2.7	Circuit équivalent de Thevenin de l'onduleur amélioré	53
Figure 2.8	Amplitude de la fonction de transfert du filtre LC_1C_2	54
Figure 2.9	Variation de $ Z_s $ en fonction de L et C_2	55
Figure 2.10	Variation de $ Z_e $ en fonction de L et C_2	56
Figure 2.11	Aperçu de la configuration expérimentale	58
Figure 2.12a	Tensions de sortie simulées : $f = 50Hz, N\alpha = 5$	60
Figure 2.12b	Tensions de sortie expérimentales pour $f = 50Hz, N\alpha = 5$	61
Figure 2.13a	Tensions de sortie simulées:, pour $f = 80Hz, N\alpha = 5$	61
Figure 2.13b	Tensions de sortie expérimentales pour $f = 80Hz, N\alpha = 5$	61
Figure 2.14a	Spectre de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha = 5$	62
Figure 2.14b	Spectre de la tension de sortie filtrée pour $N\alpha = 5$	62
Figure 2.15a	Tension de sortie de l'onduleur à PWM conventionnelle	62

Figure 2.15b Spectre de la tension de sortie de l'onduleur à PWM	62
Figure 2.16a Tensions de sortie simulées pour $f = 20\text{Hz}$, $N\alpha = 5$	63
Figure 2.16b Tensions de sortie expérimentales pour $f = 20\text{Hz}$, $N\alpha = 5$	63
Figure 2.17 Tension de sortie expérimentale filtrée et le courant de la charge	64
Figure 2.18a Fréquence de commutation expérimentale pour l'onduleur à PCPWM	64
Figure.18b Fréquence de commutation expérimentale pour l'onduleur à PWM	64
Figure 3.1 Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade	67
Figure 3.2 Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux	67
Figure 3.3 Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux	69
Figure 3.4 Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux	70
Figure 3.5 Cellules de commutation	70
Figure 3.6 Convertisseur à deux cellules de commutation	71
Figure 3.7 Différentes configurations d'un convertisseur à 2 cellules	72
Figure 3.8 Ensemble des configurations donnant $V_S = \frac{E}{3}$ pour $p = 3$	74
Figure 3.9 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants	75
Figure 3.10 Structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur	76
Figure 3.11 Structure élémentaire agissant sur la tension d'une cellule	78
Figure 3.12 Hacheur dévolteur à p cellules associé à une charge RL	81
Figure 3.13 Génération des signaux de commande par modulation	84
Figure 3.14 Evolution des tensions condensateurs	85
Figure 3.15 Evolution des tensions appliquées aux cellules de commutation	86
Figure 3.16 Cellule de commutation K	88
Figure 3.17 Différentes configurations possibles lors de la conduction des diodes de la cellule k	89
Figure 3.18 Evolution des tensions condensateurs	90
Figure 3.19 Evolution du courant de charge i_{ch}	90
Figure 3.20 Evolution de la tension v_s en régime permanent	91
Figure 3.21 Génération des signaux de commande de la première cellule	92
Figure 3.22 Tension simple du premier bras en régime permanent	93
Figure 3.23 Evolution de courant du premier bras	94
Figure 3.24 Evolution des tensions des condensateurs du premier bras	94
Figure 4.1 Représentation de l'état énergétique du convertisseur dans l'espace d'état à p dimensions	98
Figure 4.2 Principe de la régulation par mode de glissement	99
Figure 4.4 Existence du mode glissant	100
Figure 4.5 Trajectoire du système en mode glissant réel	100
Figure 4.6 Loi de commutation avec hystérésis	102
Figure 4.7 Evolution des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2}	103
Figure 4.8 Zoom de tensions V_{c1} et V_{c2}	109
Figure 4.9 Evolution du courant I_{Ck}	110
Figure 4.10 Evolution de la tension de sortie V_s	110
Figure 4.11 Evolution des surfaces de glissement	110
Figure 4.12 Evolution des tensions flottantes du premier bras : V_{c1a} et V_{c2a}	111
Figure 4.13 Zoom des tensions flottantes du premier bras. V_{c1a} et V_{c2a}	112
Figure 4.14 Evolution de la tension et du courant du premier bras	112
Figure 4.15 Trajectoire 2-glissant	113
Figure 4.16 Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting	116

Figure 4.17 Structure de la commande Super Twisting	121
Figure 4.18 Evolution des tensions flottantes V_{c1}, V_{c2}	124
Figure 4.19 Zoom des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2}	126
Figure 4.20 Erreur des tensions flottantes V_{c1}, V_{c2}	126
Figure 4.21 Courant de charge I_{ch}	127
Figure 4.22 Evolution de la tension de sortie V_s	127
Figure 4.23 Convergence des surfaces de glissement s_1, s_2 et s_3	128
Figure 4.24 Evolution des commandes des interrupteurs.....	128
Figure 4.25 Evolution des tensions flottantes du premier bras V_{c1a}, V_{c2a}	129
Figure 4.26 Evolution de tension et de courant du premier bras	130
Figure 5.1 le convertisseur de 2 cellules dans le mode q_1	139
Figure 5.2 le convertisseur de 2 cellules dans le mode q_2	139
Figure 5.3 le convertisseur de 2 cellules dans le mode q_3	140
Figure 5.4 le convertisseur de 2 cellules dans le mode q_4	141
Figure 5.6 Domaine du mode q_2	141
Figure 5.7 Domaine du mode q_3	141
Figure 5.8 Domaine du mode q_4	141
Figure 5.9 L'automate hybride d'un convertisseur à deux cellules	143
Figure 5.10 La convergence du convertisseur à deux cellules.....	144
Figure 5.11 La bande B du convertisseur.....	145
Figure 5.12 La bande A du convertisseur	145
Figure 5.13 La zone d'équilibre d'convertisseur.....	145
Figure 5.14 Stateflow pour un convertisseur de 2 cellules.....	148
Figure 5.15 le courant de charge.....	149
Figure 5.16 la tension flottante V_c	149
Figure 5.17 Evolution de la tension de sortie.....	150
Figure 5.18 Evolution des transitions entre les modes.....	151
Figure 5.19 Zoom sur les transitions entre les modes.....	151
Figure 5.20 Fonction de commutation en régime permanent	151
Figure 5.21 Convertisseur à trois cellules.....	152
Figure 5.22 le convertisseur en mode 1.....	153
Figure 5.23 le convertisseur en mode 2	153
Figure 5.24 le convertisseur en mode 3.....	153
Figure 5.25 le convertisseur en mode 4	153
Figure 5.26 le convertisseur en mode 5	153
Figure 5.27 le convertisseur en mode 6	153
Figure 5.28 le convertisseur en mode 7	154
Figure 5.29 le convertisseur en mode 8	154
Figure 5.30. Schéma d'un automate hybride du convertisseur 3cellules	155
Figure 5.31 Evolution de la tension V_{c1}	156
Figure 5.32 Evolution de la tension V_{c2}	156
Figure 5.33 Evolution du courant dans la charge I	156
Figure 5.33 Evolution des transitions entre les modes	157
Figure 5.34 Evolution de la tension de sortie	157
Figure 5.35 les signaux de commande dans l'approche hybride	157
Figure 6.1 Schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant.....	162
Figure 6.2 Schéma de commande avec observateur des tensions flottantes.....	163

Figure 6.3 Estimation V_{c1} par l'observateur par mode glissant.....	171
Figure 6.4 Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c1}	171
Figure 6.5 Estimation de V_{c2} par l'observateur par mode glissant	171
Figure 6.6 Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c2}	171
Figure 6.7 Erreurs d'observation pour l'observateur par mode glissant	171
Figure 6.8 Estimation de V_{c1} par l'observateur par super twisting.....	174
Figure 6.9 Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c1}	174
Figure 6.10 Estimation de V_{c2} par l'observateur par super Twisting.....	174
Figure 6.11 Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c2}	174
Figure 6.12 Erreurs d'observation pour l'observateur par super Twisting.....	175

2. TABLEAUX

Tableau 1.1 Etats des commutateurs pour un VSI monophasé en demi-pont.....	17
Tableau 1.2 Etats des commutateurs pour un VSI monophasé en pont complet.....	26
Tableau 1.3 Etats des commutations valides pour une VSI triphasée.....	33
Tableau 2.1 Famille des angles de commutations optimales	57
Tableau 2.2 Spécifications expérimentales du filtre.....	59
Tableau 2.3 Valeurs des impédances d'entrée et de sortie.....	59
Tableau 3.1 Etats des signaux de commande et tension de sortie	74
Tableau 3.2 Différentes possibilités de la commande.....	76
Tableau 3.3 sens d'évolution des tensions de condensateur	77
Tableau 3.4 Valeurs de P_i suivant les configurations possibles.....	78
Tableau 5.1 les huit modes du convertisseur à 3 cellules.....	152
Tableau 5.2 Les transitions autorisées entre modes	154

3. ABREVIATIONS

AC :	Alternative Current
ASD :	Adjustable Speed Device
CSI :	Current Source Inverter
DC :	Direct Current
FACT :	Flexible AC Transmission Systems
IGBT :	Insulated gate Bipolar Transistor
MC :	Multicellular Converter
NPC :	Neutral point Converter
OC :	Organe de Commande
SHE :	Selective Harmonic Elimination
PWM :	Pulse Width Modulation
PCPWM:	Pre Computed PWM
SPWM :	Sinusoidal PWM
SM :	Sliding Mode
VSI :	Voltage Source Inverter
SVM:	Space-Vector Modulation
SDH :	Système Dynamique Hybride
USP :	Uninterruptible Power Supplies

INTRODUCTION

L'évolution technologique rapide qu'a connue l'électronique de puissance dans les quarante dernières années a rendu son utilisation très abondante dans le monde industriel actuel, surtout au niveau de la conversion et du stockage de l'énergie électrique. Dans la plupart des applications, l'énergie est convertie sous une autre forme afin de faciliter son exploitation. Néanmoins, malgré les avancées significatives des techniques et de la technologie de conversion, cette opération elle souffre de certains problèmes.

D'un côté, la conversion ne peut se faire sans dégradation notable de la qualité d'alimentation qui se manifeste au niveau des formes d'ondes de tension ou de courant de sortie convertis. La présence d'harmoniques dans l'alimentation pourrait d'une part nuire aux appareils électriques qui y sont branchés et entraîner d'autre part une mauvaise exploitation de l'énergie. Par conséquent, il faudrait un convertisseur qui générerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, et il n'y aurait pas d'harmoniques indésirables sur la sortie du convertisseur.

L'élimination des harmoniques d'ordre faible, dans les convertisseurs de puissance DC/AC, peut être achevée par l'application des techniques de modulation à largeur d'impulsion PWM (Pulse Width Modulation) moderne [1]. Ces techniques calculent les angles de commutation de telle manière que la sortie alternative du convertisseur est générée avec un taux d'harmonique faible. Habituellement la technique HEPWM (Harmonic Elimination PWM) et la technique EAPWM (Equal Areas PWM), qui déterminent les angles de commutation par la résolution d'un ensemble d'équations non linéaires sont utilisées dans [2]. Autres versions ont été dérivées de cette technique comme la modulation des vecteurs spatiaux: SVM (Space-Vector Modulation) [3][4] et la HEPWM combinée avec la théorie d'échantillonnage régulier. Cette dernière améliore le temps de calcul pour l'estimation des angles de commutation des interrupteurs. Afin d'éviter la résolution d'équations non linéaires, autres techniques de PWM utilisant les fonctions de Walsh [5][6] sont utilisées.

Les techniques produisant une tension de sortie avec un THD (Total Harmonic Distortion) faible, utilisant la technique CPWM (Centroid PWM), ont été proposées

dans [7]. D'autres méthodes proposent une PWM pré-calculée (ou sélective) PCPWM (pre-calculated PWM) pour réduire autant le nombre de commutations requises ont été développées comme, par exemple, dans [8][9][10][11]. Une approche PCPWM associée avec un filtre LC_1C_2 utilisant des condensateurs polarisés pour minimiser le THD dans la tension de sortie de l'onduleur a été développée [12][13][14][15] [16].

De l'autre côté, l'augmentation incessante des niveaux de puissance mis en jeu s'est traduit par des niveaux de tension et de courant élevés, et a nécessité le développement de semi-conducteurs de plus en plus performants. Un niveau de puissance élevé implique soit une tension d'utilisation élevée, soit un fort courant d'utilisation, voire même les deux à la fois. L'augmentation de la tension est souvent privilégiée pour remplir des objectifs de rendement, et les performances statiques et dynamiques des semi-conducteurs se dégradent souvent sous ces conditions de fonctionnement. De plus, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces dernières est lente à l'heure actuelle par rapport au marché de la demande, notamment au niveau des calibres en tension disponibles. En parallèle, de nombreuses études ont été menées pour concevoir de nouvelles structures de conversion d'énergie basées sur l'association de structures élémentaires [17][18]. Ces convertisseurs constituent des solutions attrayantes pour les applications de moyenne et forte puissance.

L'apparition des structures de conversion multiniveaux depuis le début des années 1980 apporta des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents interrupteurs tout en améliorant les formes d'ondes des grandeurs de sortie. Ces nouvelles structures nécessitent la mise au point d'algorithmes de commande performants pour pouvoir tirer d'avantage de toutes les capacités des convertisseurs multicellulaires[17] [19][20].

La commande de systèmes complexes est seulement possible par l'intermédiaire de combinaison de lois de commande continues classiques avec une logique de surveillance discrète. Actuellement, la littérature dans le domaine montre une effervescence grandissante sur l'étude et la synthèse d'observateurs [21][22] [23][24][25]. En effet, de nouvelles méthodologies ont été développées pour la conception d'observateurs dynamiques pour ces systèmes à partir de la connaissance des sorties continues ou discrètes. L'observateur dans ce cas, est lui-même synthétisé sous la forme d'un système multi dynamiques, avec son propre état

interne, et une sortie qui doit le plus fidèlement possible reproduire l'état du système observé. La recherche dans ce domaine est très récente [26][27][28][29].

Dans ce contexte, commande et observation des convertisseurs de puissance, s'inscrit notre travail, qui est constitué de deux parties.

La première partie est consacrée à l'étude des convertisseurs de puissance moyenne, spécialement aux techniques d'élimination des harmoniques. Dans ce cadre, un nouveau onduleur monophasé modifié à commutations pré-calculées associé à un filtre LC_1C_2 est développé.

La deuxième partie est consacrée aux convertisseurs forte puissance, en particulier la modélisation, la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires. À cet égard, la commandes par PWM, par mode glissant d'ordre un, d'ordre deux et par une approche hybride, ainsi que deux observateurs par mode glissant pour l'estimation des tensions flottantes ont été développées.

Enfin, des tests expérimentaux (commande par PWM à base de la carte DSPACE 11103) sur un onduleur de trois cellules réalisé au sein de notre laboratoire (Hall technologique, Université de Médéa), ont été achevés.

Organisation de la thèse

Partie I (convertisseurs moyenne puissance) est composé des chapitres 1 et 2.

Le chapitre 1 présente un état de l'art sur les convertisseurs de puissance classiques monophasés et triphasés (étude des harmoniques).

Le chapitre 2 présente un nouveau onduleur de tension monophasé modifié à commutations précalculées associé à un filtre passif LC_1C_2 .

Partie II (convertisseurs forte puissance) est composé de chapitres 3,4,5 et 6:

Le chapitre 3 présente la topologie, le fonctionnement, la modélisation et la commande en boucle ouverte (par PWM) des convertisseurs multicellulaires séries.

Le chapitre 4 présente la commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieur des convertisseurs multicellulaires séries.

Le chapitre 5 est consacré à la modélisation hybride des convertisseurs multicellulaires.

Le chapitre 6 est consacré au développement de deux observateurs de tensions par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux.

Enfin une conclusion générale qui récapitule et donne les conclusions tirées de ce travail.

Partie I:

LES CONVERTISSEURS MOYENNE PUISSANCE

1. LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE CLASSIQUES DC-AC

1.1 Introduction

L'objectif principal des convertisseurs de puissance statiques DC/AC (onduleurs) est de produire des formes d'onde alternatives en sortie à partir d'une source continue. Ce type de formes d'onde est nécessaire pour plusieurs applications, comme les variateurs de vitesse ajustables (Adjustable Speed Drives: ASD), les alimentations sans interruption (Uninterruptible Power Supplies : USP), les compensateurs statiques, les systèmes de transmission AC flexibles (Flexible AC Transmission Systems : FACTS) etc..., qui ne sont que quelques applications parmi plusieurs. Pour les sorties sinusoïdales, l'amplitude, la fréquence et la phase doivent être contrôlables. Selon le type de la sortie, ces topologies peuvent être considérées comme des convertisseurs de tension (Voltage Source Inverter: VSI), où la sortie contrôlée est une tension. Ces structures sont les plus utilisées car elles se comportent naturellement comme des sources de tension, ce qui est demandé par de nombreuses applications industrielles comme les ASDs, c'est l'application la plus populaire des convertisseurs (Figure 1.a). Similairement, ces topologies peuvent être trouvées comme des convertisseurs de sources de courant (Current-Source Inverters: CSIs), où la sortie alternative contrôlée est un courant [30].

Les convertisseurs de puissance statiques sont composés de commutateurs de puissance et par conséquent les formes d'onde de la sortie sont constituées de valeurs discrètes. Cela conduit à la génération de signaux qui contiennent des transitions rapides au lieu des transitions lisses. Par exemple, la tension de sortie alternative produite par un onduleur de tension d'un ASD à trois niveaux est de type Modulation à Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation : PWM) a une forme d'onde montrée dans la Figure.1.1c. Bien que cette forme d'onde n'est pas sinusoïdale comme il est prévu (Figure.1b). Sa composante fondamentale a un comportement sinusoïdal. Ce comportement doit être assuré par une technique de modulation qui contrôle la durée et la séquence de commande ON/OFF utilisée pour

commuter les interrupteurs de puissance. Les techniques de modulation les plus utilisées sont : la technique basée sur la porteuse (par exemple la Modulation à Largeur d'Impulsion Sinusoïdale: Sinusoïdal Pulse Width Modulation, SPWM), la technique de la modulation des vecteurs spatiaux(Space-Vector Modulation: SVM) et la technique d'élimination sélective des harmoniques (Selective-Harmonique-Elimination, SHE) [31][32].

La forme discrète de la sortie générée impose des restrictions de base sur l'application des onduleurs. Le VSI génère une tension de sortie composée de valeurs discrètes (très grande dv/dt). Par conséquent, la charge doit être inductive aux fréquences des harmoniques afin de produire une forme d'onde de courant lisse. Une charge capacitive dans les VSIs génère de grands pics de courant. Si c'est le cas, un filtre inductif entre le côté alternatif du VSI et la charge doit être utilisé.

Une tension de trois niveaux n'est pas recommandée pour les ASDs de moyenne tension à cause de la grande valeur de dv/dt qui sera appliquée aux bornes de la charge. Plusieurs effets secondaires négatifs de cette approche ont été rapportés (problèmes d'isolation et des enroutements) [33]... Comme alternatives, les topologies à plusieurs étages (plusieurs niveaux et multicellulaires) sont venues pour améliorer les formes d'onde de sortie alternatives dans les VSIs. Le principe de base est de construire la sortie désirée à partir des niveaux de tension différents qui réalisent des formes d'onde de moyenne tension de faible dv/dt . Des techniques de modulation spécialisées ont été développées pour faire commuter le grand nombre d'interrupteurs de puissance impliquées dans ces topologies. Parmi autres, la technique basée sur la porteuse et la technique de la modulation des vecteurs spatiaux ont été naturellement étendues à ces applications [3][30].

Dans de nombreuses applications, il est nécessaire de prendre l'énergie du côté alternatif de l'onduleur et la renvoyer vers le côté continu. Par exemple, chaque fois que les ASDs ont besoin de freiner ou ralentir la vitesse du moteur, l'énergie cinétique est envoyée dans la liaison de la tension DC (Figure. 1.1a). Ceci est connu sous le nom du mode de fonctionnement régénératif et contrairement, au mode du fonctionnement moteur, le sens du courant dans le coté continu est inversé par le fait que la tension de la liaison DC est fixée. Si un condensateur est utilisé pour maintenir la tension de la liaison DC (comme dans les ASDs standards), l'énergie doit être dissipée ou réinjectée dans le système de distribution ; autrement, la tension continue du circuit augmente progressivement. La première approche nécessite que le

condensateur de la liaison DC soit connecté en parallèle avec une résistance, qui doit être proprement commuté seulement lorsque le flux d'énergie vient du moteur vers la liaison DC. Une meilleure alternative est de renvoyer une telle énergie dans le système de distribution. Toutefois, cette alternative nécessite une topologie réversible connectée entre le système de distribution et le condensateur de la liaison à courant continu [33][34].

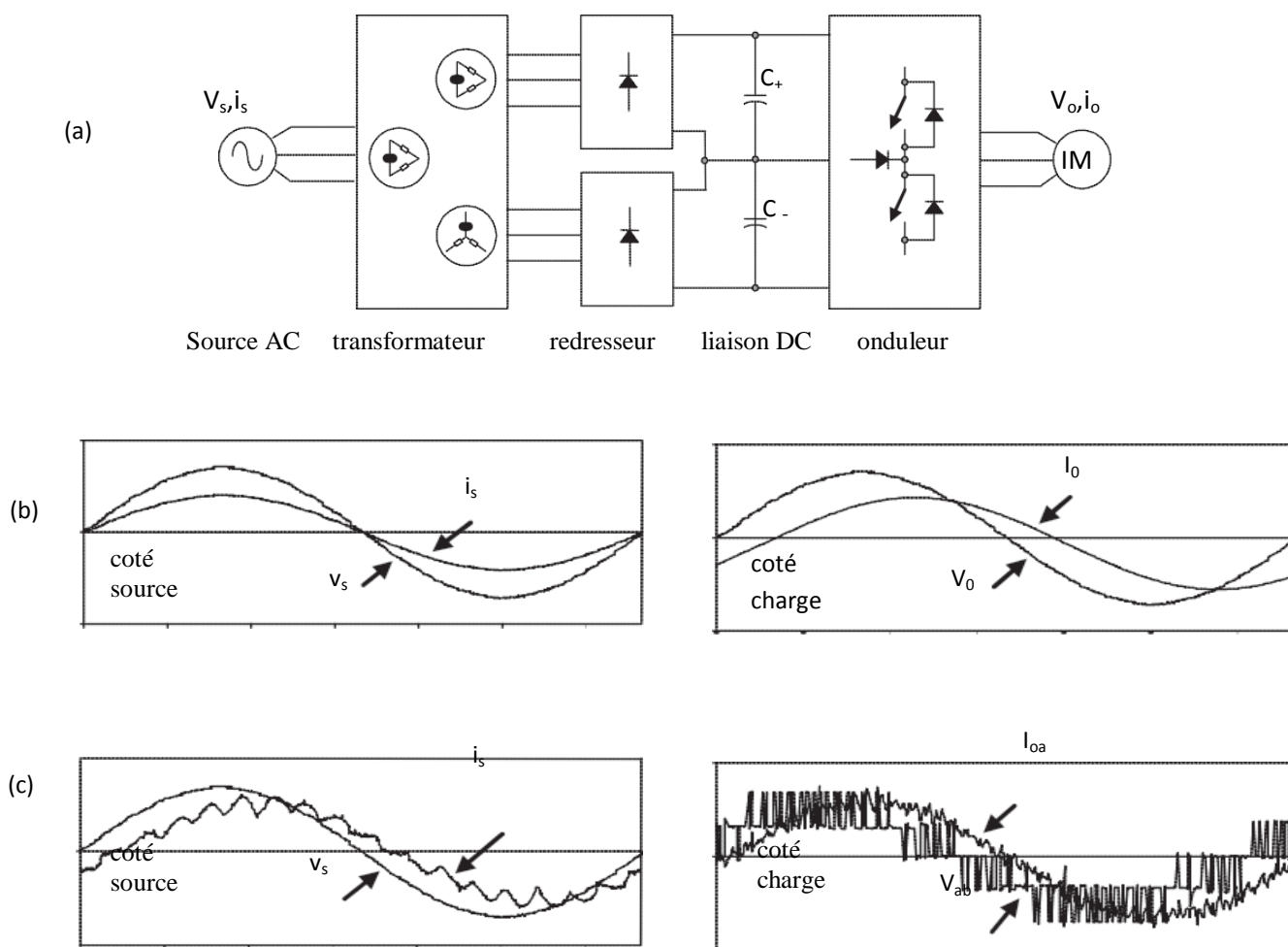


Figure 1.1 Schéma d'un système à vitesse ajustable à trois niveaux et les formes d'onde associées:

- (a) topologie de conversion de l'énergie électrique
- (b) formes d'onde de l'entrée idéale (source AC) et la sortie (charge);
- (c) formes d'onde de l'entrée réelle (source AC) et la sortie (charge).

Dans ce chapitre, les onduleurs monophasés et triphasés seront examinés. La liaison continue sera supposée parfaite. Plus précisément, les topologies, les techniques de modulation et les aspects de commande orientés aux applications standards sont analysées. Afin de simplifier l'analyse, les onduleurs sont considérés

sans perte c.à.d. sont constitués d'interrupteurs de puissance idéaux. Néanmoins, certaines conditions pratiques non idéales sont également considérées.

1.2 Onduleurs de tension monophasés

Les onduleurs de tension monophasés peuvent être trouvés comme des topologies en demi-pont ou en pont complet. Bien que la plage de puissance qu'ils couvrent est basse, ils sont largement utilisés dans les alimentations en puissance comme des UPSs monophasés et actuellement dans des topologies de convertisseurs statiques de haute puissance comme des configurations multicellulaires, qui constituent l'objectif de la deuxième partie de cette thèse.

1.2.1 Onduleurs de tension en demi-pont

La figure 1.2 montre la topologie d'un onduleur de tension en demi-pont, où deux grands condensateurs sont nécessaires pour former un point neutre N telle que chaque condensateur maintient une tension constante $v_i/2$. Le courant contient des harmoniques d'ordre faible, d'où la nécessité d'un ensemble de condensateurs de grande valeur (C_+ et C_-).

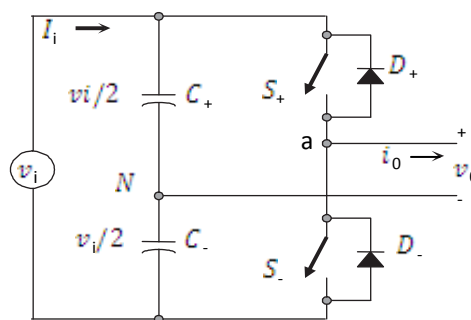


Figure 1.2 : VSI monophasé.

Il est clair que les deux interrupteurs S_+ et S_- ne peuvent pas être fermés simultanément car un court-circuit à travers la source de tension continue v_i sera produit. Il y'a deux états définis (états 1 et 2) et un état indéfini (état 3) comme il est indiqué dans le tableau.1.1.

Afin d'éviter le court-circuit et la condition de la tension de sortie indéfinie, la technique de modulation doit assurer à tout instant qu'au moins un interrupteur du haut ou du bas du bras de l'onduleur est en OFF [30].

Tableau 1.1: Etats des commutateurs pour un VSI monophasé en demi-pont

Etat	N° état	v_o	conduction des Composants
S_+ est ON et S_- est OFF	1	$v_i/2$	S_+ si $i_o > 0$ D_+ si $i_o < 0$
S_- est ON et S_+ est OFF	2	$-v_i/2$	D_- si $i_o > 0$ S_- si $i_o < 0$
S_+ et S_- sont tous OFF	3	$-v_i/2$ $v_i/2$	D_- si $i_o > 0$ D_+ si $i_o < 0$

La figure 1.3 montre les formes d'onde idéales associées à l'onduleur en demi-pont représenté dans la figure 1.2. Les états des commutateurs S_+ et S_- sont définis dans ce cas par la technique de modulation PWM basée sur une porteuse.

A. La PWM Basée sur la Porteuse

Comme il est mentionné précédemment il est souhaitable, par une commutation adéquate des interrupteurs, que la tension de sortie $v_o = v_{aN}$ suit une forme d'onde donnée (par exemple sinusoïdale). La technique PWM basée sur une porteuse répond à cette exigence car elle définit les états des interrupteurs 'ON' et 'OFF' du bras d'un VSI en comparant un signal de modulation v_c (tension de sortie désirée) avec une onde triangulaire v_Δ (porteuse). En pratique, quand $v_c > v_\Delta$ l'interrupteur S_+ est ON et l'interrupteur S_- est OFF. De même, quand $v_c < v_\Delta$ l'interrupteur S_+ est OFF et l'interrupteur S_- est ON. Un cas particulier est, quand le signal de modulation v_c est sinusoïdal de fréquence f_c et d'amplitude v_c^\wedge et le signal triangulaire v_Δ de fréquence f_Δ et d'amplitude v_Δ^\wedge , la PWM sinusoïdale (SPWM). Dans ce cas, l'indice de modulation m_a (aussi connu par le taux de modulation en amplitude) est défini par [35][36]:

$$m_a = \frac{v_c^\wedge}{v_\Delta^\wedge} \quad (1.1)$$

La fréquence de la porteuse normalisée m_f (aussi connue par le taux de modulation en fréquence) est :

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_c} \quad (1.2)$$

La figure 1.3.e montre clairement que la tension de sortie alternative $v_o = v_{aN}$ est une forme d'onde sinusoïdale plus des harmoniques [35]:

- (a) l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie \hat{v}_{01} a l'expression suivante:

$$\hat{v}_{01} = \hat{v}_{aN1} = \frac{v_i}{2} m_a \quad (1.3)$$

pour $m_a \leq 1$, elle s'appelle région linéaire de la modulation (les valeurs élevées de m_a conduisent à la sur-modulation qui sera discutée prochainement).

- (b) Pour des valeurs impaires de la fréquence normalisée de la porteuse (m_f), les harmoniques dans la tension de sortie apparaissent aux fréquences normalisées f_h centrées autour m_f et ses multiples [30]

$$h = l \cdot m_f \pm k, \quad l = 1, 2, 3 \dots \quad (1.4)$$

où $k = 2, 4, 6 \dots$, pour $l = 1, 3, 5 \dots$;

et $k = 1, 3, 5 \dots$ pour $l = 2, 4, 6 \dots$;

- (c) L'amplitude des harmoniques de la tension de sortie est une fonction de l'indice de modulation m_a et indépendante de la fréquence de la porteuse normalisée pour $m_f > 9$.
- (d) Les harmoniques dans le courant de la liaison DC apparaissent aux fréquences f_p normalisées et centrées autour de la fréquence de la porteuse normalisée et ses multiples.

$$p = l \cdot m_f \pm k \pm 1, \quad l = 1, 2, 3 \dots \quad (1.5)$$

où $k = 2, 4, 6 \dots$, pour $l = 1, 3, 5$

et $k = 1, 3, 5 \dots$ pour $l = 2, 4, 6 \dots$

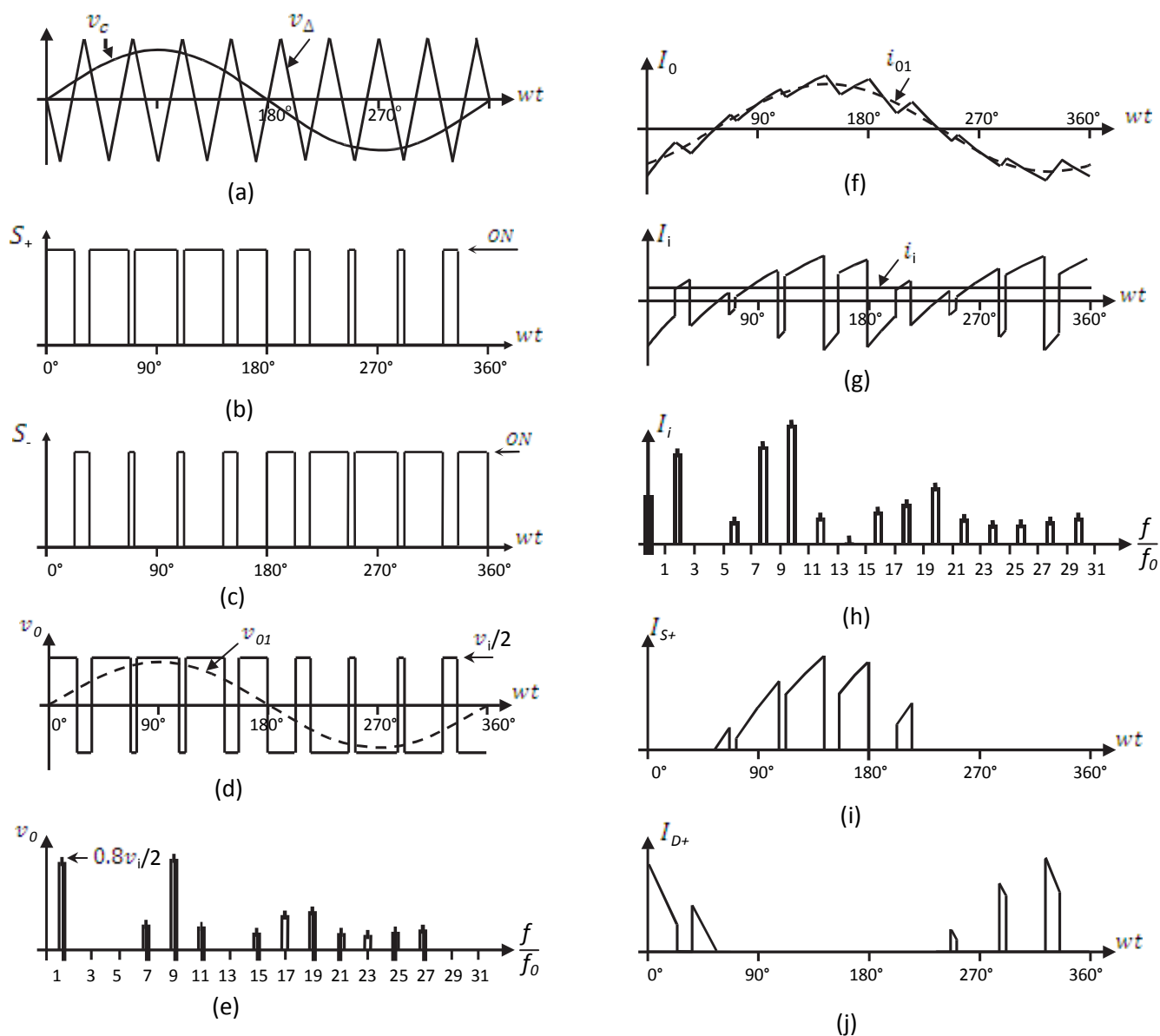


Figure 1.3: Formes d'onde idéales pour la SPWM d'un VSI en demi-pont ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$)

(a) signaux de modulation (b) états du commutateur S_+ (c) états du commutateur S_-
 (d) la tension de sortie (e) le spectre de la tension de sortie (f) le courant de sortie;
 (g) le courant DC (h) spectre du courant (i) le courant du commutateur S_+ (j) le courant dans D_+ .

D'autres cas importants sont les suivants:

- (a)** pour des petites valeurs de m_f ($m_f < 21$), le signal de la porteuse v_d et le signal v_c doivent être synchronisés (m_f entier), qui est nécessaire pour maintenir les caractéristiques précédentes. Si ce n'est pas le cas, des sous-harmoniques apparaissent dans la tension de sortie alternative;
- (b)** pour des grandes valeurs de m_f ($m_f > 21$), les sous harmoniques sont négligeables si une PWM asynchrone est utilisée, cependant, vu le potentiel des sous harmoniques d'ordre faible, leur utilisation doit être évitée; enfin,

(c) dans la région de sur modulation ($m_a > 1$) des intersections entre la porteuse et le signal modulant sont omises, ce qui conduit à la génération des harmoniques d'ordre faible mais une fondamentale importante est obtenue. Malheureusement, la linéarité entre m_a et v_{o1} réalisée dans la région linéaire n'est pas maintenue dans la région de sur modulation. En plus, un effet de saturation peut être observé (Figure.1.4). La technique PWM permet de générer une tension de sortie qui poursuit un signal modulant donné. Un cas particulier est la technique SPWM qui fournit, dans la région linéaire, une tension de sortie variable linéairement en fonction de l'indice de modulation et des harmoniques de fréquences et d'amplitudes bien définies. Ces caractéristiques simplifient la conception des composants de filtrage. Malheureusement, l'amplitude maximale de la tension fondamentale est $v_i/2$ dans ce mode de fonctionnement. Des tensions plus élevées sont obtenues en utilisant la région de sur modulation ($m_a > 1$). Toutefois, des harmoniques d'ordre inférieur apparaissent dans la tension de sortie. De très grandes valeurs de l'indice de modulation ($m_a > 3,24$) mènent à une tension de sortie totalement carrée qui est considérée comme la technique de modulation avec onde carrée [35][37]

B. Technique de Modulation avec Onde Carrée

Les deux commutateurs S_+ et S_- sont fermés dans un demi cycle de la période de la tension de sortie. Ceci est équivalent à la technique SPWM avec un indice de modulation m_a infini. La figure 1.5 montre que:

(a) les harmoniques de la tension de sortie normalisées sont aux fréquences: $h = 3, 5, 7, 9, \dots$,

(b) la fondamentale de la tension de sortie a une amplitude donnée par :

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{ON1} = \frac{4 v_i}{\pi 2}, \quad (1.6)$$

et les harmoniques ont des amplitudes données par:

$$\hat{v}_{oh} = \frac{\hat{v}_{o1}}{h} \quad (1.7)$$

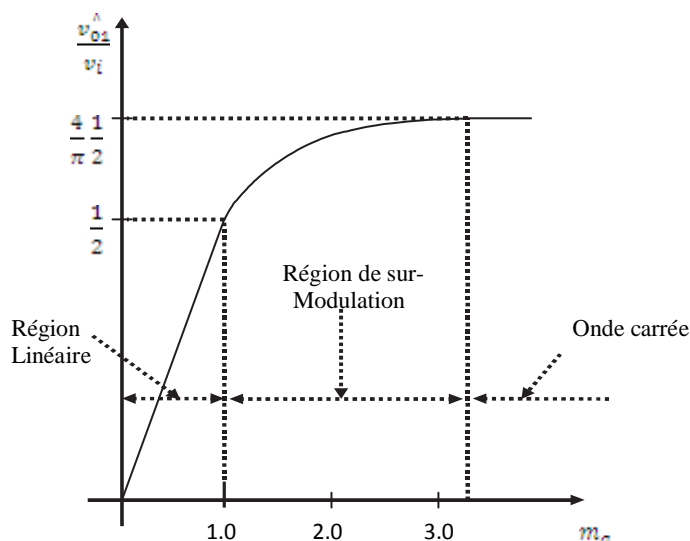


Figure 1.4: La composante fondamentale normalisée de la tension de sortie modulée par la SPWM dans un VSI en demi-pont

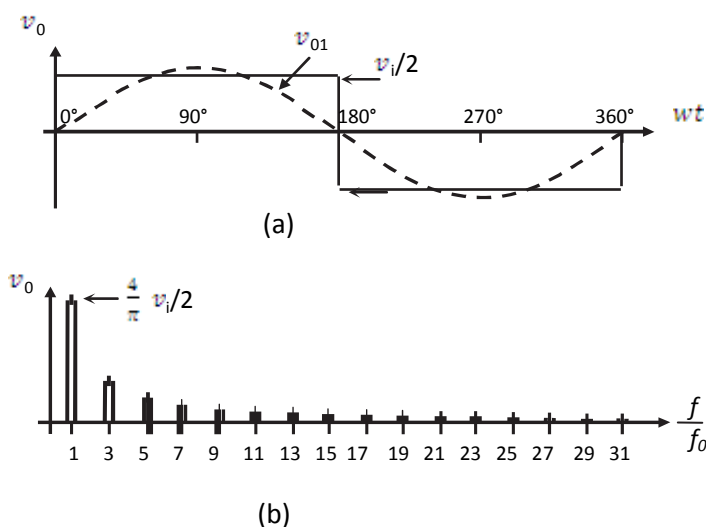


Figure 1.5: Forme d'onde idéale d'un VSI en demi-pont modulée par une onde carrée
(a) tension de sortie (b) spectre de la tension de sortie.

Il peut être remarqué que la tension de sortie ne peut être changée par l'onduleur. Toutefois, elle peut être modifiée par la commande de la tension continue v_i . D'autres techniques de modulation qui sont applicables aux configurations en demi-pont (par exemple, l'élimination sélective des harmoniques) sont passées en revue ici comme elles peuvent être facilement étendues pour moduler autres topologies.

C. Elimination Sélective des Harmoniques

L'objectif principal est d'obtenir une tension de sortie sinusoïdale où la composante fondamentale peut être ajustée arbitrairement dans une plage et les harmoniques

intrinsèques sont éliminés sélectivement. Ceci est réalisé mathématiquement par la génération précise des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. La tension de sortie dispose une symétrie d'un demi et un quart d'onde impaire. Par conséquent, les harmoniques pairs ne sont pas présent ($v_{oh} = 0, h = 2,4,6 \dots$). Par exemple, pour éliminer la troisième et la cinquième harmonique et effectuer une commande de l'amplitude fondamentale ($N = 3$), les équations à résoudre sont les suivantes [31][38][32]:

$$\begin{cases} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) = (2 + \frac{\pi v_{01}^{\wedge}}{v_i})/4 \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) = 1/2 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 1/2 \end{cases} \quad (1.8)$$

Où les angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ sont définis comme il est montré dans la Figure.1.6a. Ils sont calculés par des algorithmes itératifs et ils n'existent pas de solutions analytiques qui peuvent être dérivées. La Figure 1.7a montre les angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ tracés pour différentes valeurs de v_{01}^{\wedge}/v_i . Les expressions générales permettant d'éliminer un nombre impaire $N - 1$ ($N - 1 = 3, 5, 7, \dots$) d'harmoniques sont données par [31][32][38]:

$$\begin{cases} -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k) = (2 + \pi v_{01}^{\wedge})/4v_i \\ -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k) = 1/2 \quad \text{pour } n = 3, 5, \dots, 2N - 1 \end{cases} \quad (1.9)$$

où $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \dots \alpha_N < \frac{\pi}{2}$.

Similairement, pour éliminer un nombre impair d'harmoniques, par exemple la troisième, la cinquième et la septième harmonique, et pour effectuer la commande de amplitude fondamentale ($N - 1 = 3$), les équations à résoudre sont [31][32][38]:

$$\begin{cases} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) = (2 - \frac{\pi v_{01}^{\wedge}}{v_i})/4 \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) = 1/2 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 1/2 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 1/2 \end{cases} \quad (1.10)$$

Où les angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ sont définis comme il est montré dans Figure. 1.6b. De la même manière que celle de (1.8), ils sont calculés par des algorithmes itératifs. Les angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ sont tracés pour différentes valeurs de v_{01}^{\wedge}/v_i dans la figure 1.7b.

Les expressions générales pour éliminer un nombre impair $N-1$ ($N-1 = 3, 5, 7, \dots$) d'harmoniques sont données par (1.9).

Pour implémenter la technique de modulation SHE, le modulateur doit générer le vecteur de commutation selon les angles représentés par la figure 1.7. Cette technique est toujours réalisée par des systèmes numériques qui sauvegarde les angles de commutation dans des tables de consultation (look-up tables).

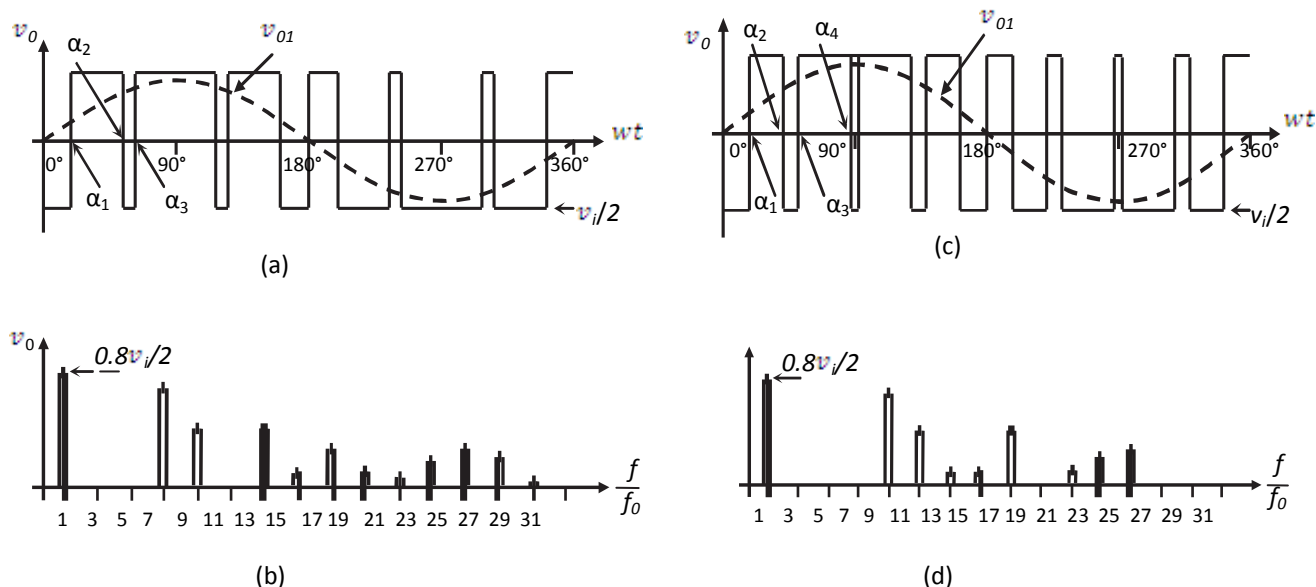


Figure 1.6 : Forme d'onde idéale du VSI en demi-pont avec la SHE:

- (a) tension de sortie avec l'élimination de la troisième et la cinquième harmonique. (b) spectre de (a)
 (c) tension de sortie avec élimination de la troisième, la cinquième et la septième harmonique.
 (d) spectre de (c).

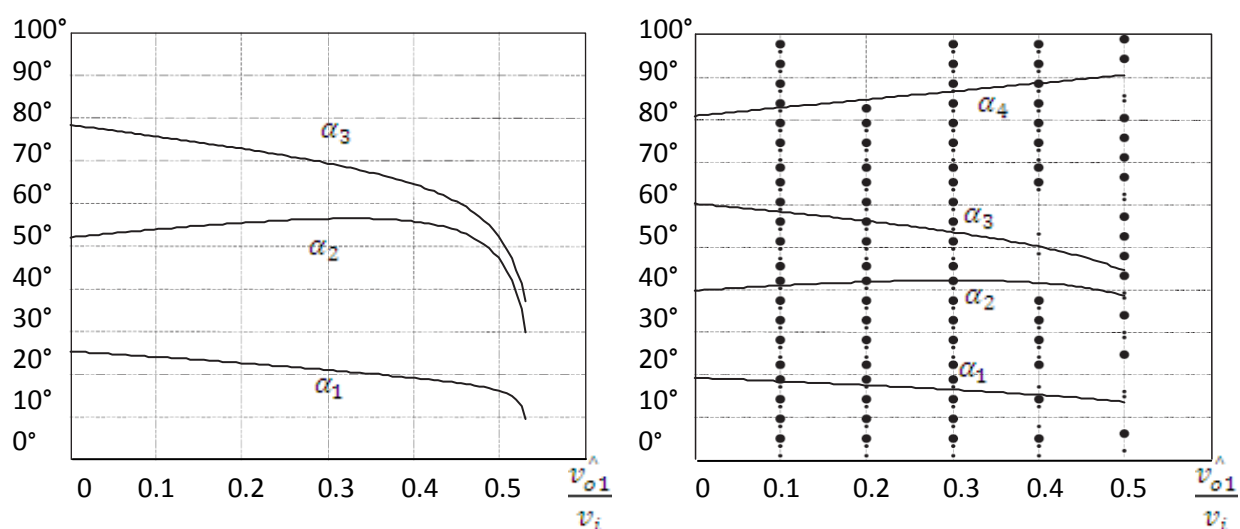


Figure 1.7: Angles de commutation et commande par SHE de la tension fondamentale (VSI en demi-pont)

- (a) élimination de la troisième et la cinquième harmonique
 (b) élimination de la troisième, la cinquième et la septième harmonique

D. Le Courant de la Liaison DC

Les condensateurs sont considérés comme une partie de l'onduleur et donc un équilibrage d'énergie instantané ne peut être considéré à cause des composants de stockage d'énergie (C_+ and C_-). Cependant, si un onduleur est assumé sans perte, l'énergie moyenne absorbée par la charge dans une période doit être égale à l'énergie moyenne fournie par la source continue. Ce qui nous permet d'écrire [30]:

$$\int_0^T v_i(t).i_i(t).dt = \int_0^T v_o(t).i_o(t).dt , \quad (1.11)$$

où T est la période de la tension de sortie.

Pour une charge inductive et une fréquence de commutation relativement élevée, le courant de charge i_o est presque sinusoïdal et, par conséquent, seulement la composante fondamentale de la tension de sortie qui fournit de l'énergie à la charge. De l'autre côté, si la tension continue reste constante $v_i(t) = V_i$, eq(1.11) peut être simplifiée à :

$$\int_0^T i_i(t).dt = \frac{1}{V_i} \int_0^T \sqrt{2} V_{01} \sin(\omega t) . \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \varphi) . dt = I_i \quad (1.12)$$

où V_{01} est la tension de sortie efficace de fondamentale, I_o est le courant de charge efficace et I_i est le courant dans la liaison continue qui peut être simplifié à :

$$I_i = \frac{V_{01}}{V_i} I_o \cos(\varphi) \quad (1.13)$$

1.2.2 Onduleur de tension en pont complet

La figure 1.8 montre la topologie d'un VSI en pont complet. Cet onduleur est similaire à l'onduleur en demi-pont. Cependant, un second bras donne un point neutre à la charge. Comme il est prévu, les deux commutateurs S_{1+} et S_{1-} (ou S_{2+} et S_{2-}) ne peuvent être fermés simultanément car un court-circuit de tension v_i aura lieu. D'après le tableau 1.2, il y'a quatre états de commutation définis (états 1, 2, 3, et 4) et un état indéfini (état 5) [30].

Afin d'éviter le court-circuit et la condition de la tension indéfinie, la technique de modulation devrait veiller que le commutateur en haut et le commutateur en bas de

chaque bras ne soient pas fermés simultanément. Il peut être observé que la tension de sortie peut prendre des valeurs allant jusqu'à la valeur de v_i , qui est le double que celle obtenue avec des VSIs en demi-pont. De nombreuses techniques de modulation sont appliquées aux VSIs en pont complet ont été développées; parmi eux on trouve les techniques de la PWM (bipolaire et unipolaire).

A. La Technique PWM Bipolaire

Dans cette approche, les états 1 et 2 (Tableau 1.2) sont utilisés pour générer la tension de sortie. Par conséquent la tension de sortie prend seulement deux valeurs, qui sont v_i and $-v_i$. Pour générer les états, la modulation basée sur une porteuse peut être utilisée de la même manière que dans les configurations en demi-pont (Figure.1.3), où un seul signal modulant était utilisé.

Il convient de noter que l'état *ON* du commutateur S_+ dans l'onduleur en demi-pont correspond aux états *ON* des deux commutateurs S_{1+} et S_{2-} dans la configuration en pont complet. Similairement, S_- en état *ON* dans l'onduleur en demi-pont correspond aux états *ON* des deux commutateurs S_{1-} et S_{2+} dans la configuration en pont complet. Cette technique s'appelle SPWM bipolaire basée sur la porteuse.

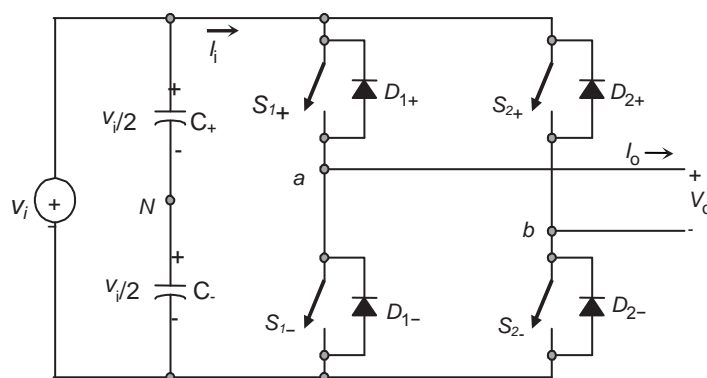


Figure 1.8: VSI monophasée en pont complet.

La tension de sortie dans le VSI en pont complet a une forme sinusoïdale qui contient une composante fondamentale d'amplitude v_{01}^{\wedge} satisfait l'expression suivante [30]:

$$v_{01}^{\wedge} = v_{ab1}^{\wedge} = m_a v_i , \quad (1.14)$$

dans la région linéaire ($m_a \leq 1$), qui est le double par rapport à celle obtenue dans le VSI en demi-pont. Des conclusions identiques peuvent être tirées pour les

fréquences et les amplitudes des harmoniques de la tension de sortie, pour le courant de la liaison continue et pour des opérations avec de petites et de grandes valeurs impaires de m_f (incluant la région de sur-modulation ($m_a > 1$)) que dans la VSI en demi-pont tout en considérant que le maximum de la tension de sortie est v_i . Donc, dans la région de sur-modulation la composante fondamentale d'amplitude \hat{v}_{01} satisfait l'expression [30]:

$$v_i < \hat{v}_{01} < \hat{v}_{ab1} < \frac{4}{\pi} v_i \quad (1.15)$$

Tableau 1.2 : Etats des commutateurs pour un VSI monophasé en pont complet

état	N° état	v_{aN}	v_{bN}	v_0	conduction des Composants
S_{1+} et S_{2-} sont <i>ON</i> et S_{1-} et S_{2+} sont <i>OFF</i>	1	$v_i/2$	$-v_i/2$	v_i	S_{1+} et S_{2-} si $i_o > 0$ D_{1+} et D_{2-} si $i_o < 0$
S_{1-} et S_{2+} sont <i>ON</i> et S_{1+} et S_{2-} sont <i>OFF</i>	2	$-v_i/2$	$v_i/2$	$-v_i$	D_{1-} et D_{2+} si $i_o > 0$ S_{1-} et S_{2+} si $i_o < 0$
S_{1+} et S_{2+} sont <i>ON</i> et S_{1-} et S_{2-} sont <i>OFF</i>	3	$v_i/2$	$v_i/2$	0	S_{1+} et D_{2+} si $i_o > 0$ D_{1+} et S_{2+} si $i_o < 0$
S_{1-} et S_{2-} sont <i>ON</i> et S_{1+} et S_{2+} sont <i>OFF</i>	4	$-v_i/2$	$-v_i/2$	0	D_{1-} et S_{2-} si $i_o > 0$ S_{1-} et D_{2-} si $i_o < 0$
S_{1+} , S_{1-} , S_{2+} et S_{2-} sont tous <i>OFF</i>	5	$-v_i/2$ $v_i/2$	$v_i/2$ $-v_i/2$	v_i $-v_i$	D_{1-} et D_{2+} si $i_o > 0$ D_{1+} et D_{2-} si $i_o < 0$

B. La Technique PWM Unipolaire

Au contraire à l'approche bipolaire, la technique PWM unipolaire utilise les états 1, 2, 3, et 4 (Tableau 1.2) pour générer la tension de sortie. Par conséquent, la tension de sortie prend instantanément une des trois valeurs, v_i , $-v_i$ et 0. Pour générer les états, une technique basée sur la porteuse peut être utilisée, comme il est montré dans la figure 1.9, où deux signaux modulateurs (v_c et $-v_c$) sont utilisés. Le signal v_c est utilisé pour générer v_{aN} et $-v_c$ est utilisé pour générer v_{bN} ; d'où $v_{bN1} = -v_{aN1}$. De l'autre côté $v_{i01} = v_{aN1} - v_{bN1} = 2 \cdot v_{aN1}$; d'où $\hat{v}_{01} = 2 \cdot \hat{v}_{aN1} = m_a \cdot v_i$.

Cette technique est appelée la SPWM unipolaire basée sur la porteuse.

Des conclusions identiques peuvent être tirées pour les amplitudes de la fondamentale et les harmoniques dans la tension de sortie et le courant de la liaison

continue, et pour des opérations à faibles et grandes valeurs de m_f (incluant la région de sur-modulation ($m_a > 1$)) que dans les VSIs en pont complet modulés par la SPWM bipolaire. Cependant, vu que les tensions de phase (v_{aN} et v_{bN}) sont identiques et déphasées de 180° , la tension de sortie ($v_0 = v_{ab} = v_{aN} - v_{bN}$) ne contient pas d'harmoniques paires. En conséquence, si m_f est pris pair, les harmoniques dans la tension de sortie apparaissent aux fréquences normalisées impaires f_h centrées autour du double de la fréquence de la porteuse normalisée m_f et ses multiples. [39][40]

$$h = l \cdot m_f \pm k, \quad (1.16)$$

$$l = 2, 4 \dots \text{ et } k = 1, 3, 5, \dots$$

Les harmoniques dans le courant de la liaison DC apparaissent aux fréquences normalisées f_p centrées autour du double de m_f et ses multiples. [39][40]

$$p = l \cdot m_f \pm k \pm 1, \quad (1.17)$$

$$l = 2, 4, 6 \dots, \text{ et } k = 1, 3, 5, \dots$$

Cette fonctionnalité est considérée comme un avantage car elle permet l'utilisation de petits composants de filtrage pour obtenir une tension et des formes d'onde de courant de haute qualité lorsque la même fréquence de commutation que dans le cas de l'approche bipolaire est utilisée.

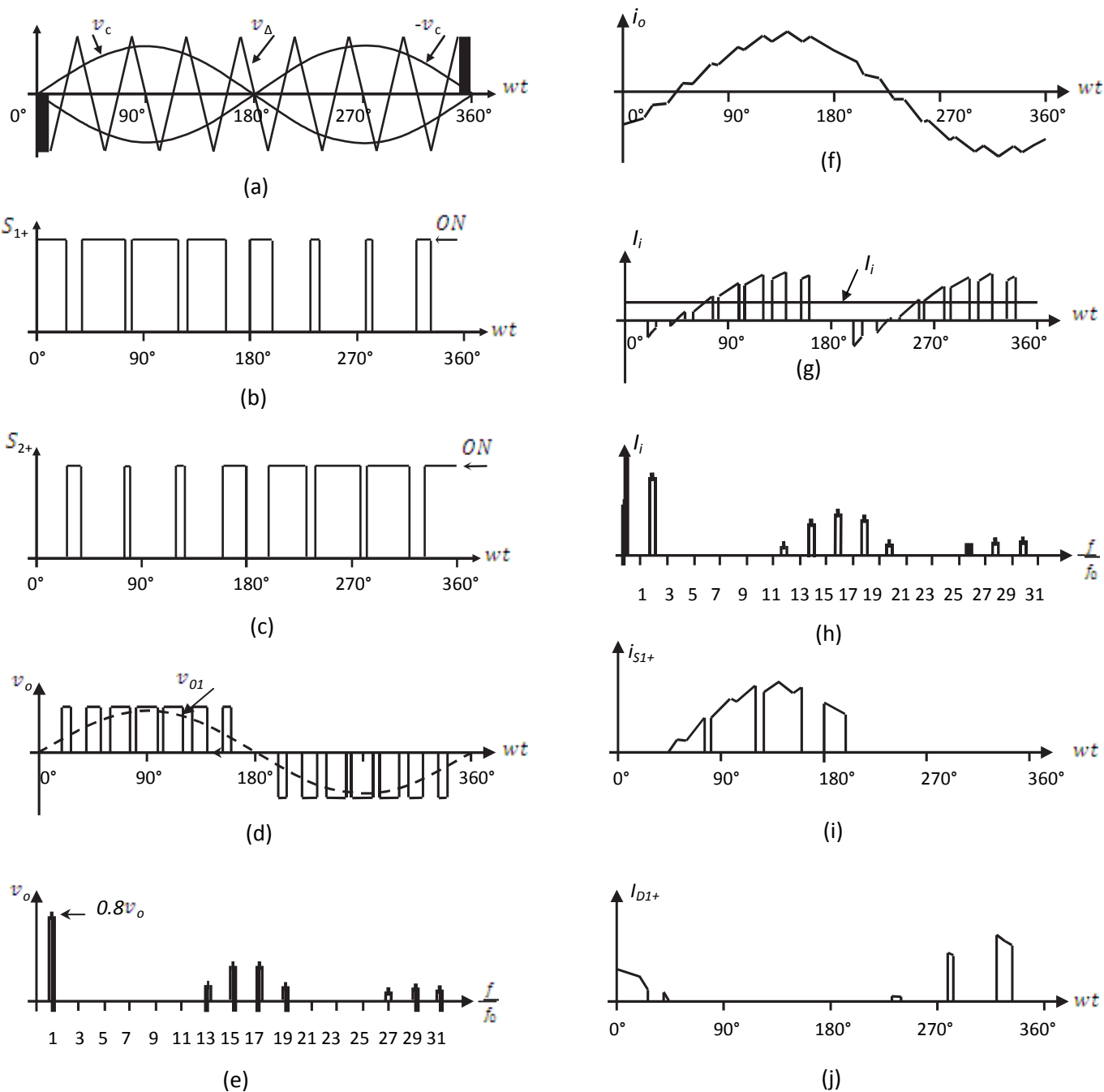


Figure 1.9 : Formes d'ondes idéales d'un VSI en pont complet avec SPWM unipolaire
($m_a = 0.8$, $m_f = 8$):

- (a) la porteuse et les signaux modulateurs (b) états du commutateur S_{1+} (c) états du commutateur S_{2+}
(d) la tension de sortie (e) le spectre de la tension de sortie AC (f) le courant de sortie AC
(g) le courant DC (h) le spectre du courant DC (i) Le courant du commutateur S_{1+} (j) Le courant de D_{1+} .

C. Elimination Sélective des Harmoniques

Dans les VSIs en pont complet, la tension de sortie comprend une symétrie impaire d'un demi et un quart d'onde. Toutefois, les harmoniques paires ne sont pas présents ($v_{0h}^{\wedge} = 0$, $h = 2, 4, 6, \dots$). En plus, la tension de sortie ($v_0 = v_{ab}$ dans la figure 1.8), doit comprendre N impulsions par demi-cycle pour ajuster la composante fondamentale dans le but d'éliminer $N - 1$ harmoniques. Par exemple, pour éliminer la troisième, la cinquième, et la septième harmonique afin d'effectuer une commande de l'amplitude fondamentale ($N = 4$), les équations dans (1.18) sont à résoudre [32][38] :

$$\begin{cases} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) = \frac{\pi v_{01}^{\wedge}}{4v_i} \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (1.18)$$

où les angles α_1 , α_2 , α_3 , et α_4 sont définies comme il est montré dans la figure 1.10a et sont tracées pour différentes valeurs de v_{01}^{\wedge}/v_i dans la figure 1.11a. Les expressions générales pour éliminer $N - 1$ ($N = 3, 5, 7, \dots$) harmoniques sont données par [32][38]:

$$\begin{cases} -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{\pi}{4} (v_{01}^{\wedge}/v_i) \\ -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = 0, \quad \text{pour } n = 3, 5, \dots, 2N - 1 \\ \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2. \end{cases} \quad (1.19)$$

La figure 1.10c montre un cas particulier où seule la fondamentale est contrôlée. Celle-ci est connue par contrôle de la sortie par annulation de la tension, qui découle du fait que sa mise en œuvre est facile en utilisant deux signaux de commutation rectangulaires déphasés comme il est indiqué dans la figure 1.12. L'angle de déphasage devient $2.\alpha_1$ (Figure 1.11b).

Les amplitudes de la composante fondamentale et des harmoniques de la tension de sortie sont données par [32][38]:

$$v_{oh}^{\wedge} = \frac{4}{\pi} v_i \frac{(-1)^{(h-1)/2}}{h} \cos(h\alpha_1) \quad h = 1, 3, 5, \dots \quad (1.20)$$

Egalement, il peut être observé dans la figure 1.12c pour $\alpha_1 = 0$, une modulation avec un signal rectangulaire est effectuée. Dans ce cas, la fondamentale de la tension de sortie est donnée par [32][38]:

$$v_{01}^{\wedge} = \frac{4}{\pi} v_i \quad (1.21)$$

où la tension fondamentale de la charge peut être contrôlée en manipulant la tension de la liaison continue.

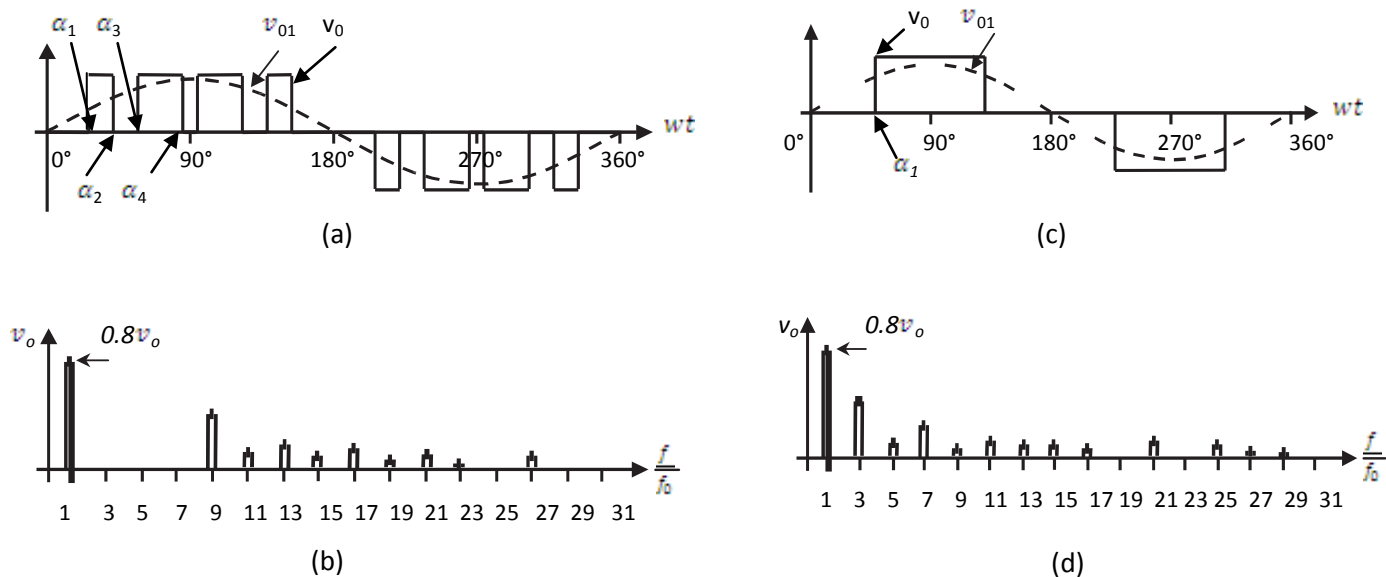


Figure 1.10: Formes d'onde idéales du VSI en demi-pont avec la technique SHE

- (a) la tension de sortie pour l'élimination de la 3^{ème}, la 5^{ème} et la 7^{ème} harmonique ;
 (b) le spectre du (a); (c) tension de sortie pour la commande de la fondamentale;
 (d) le spectre de (c).

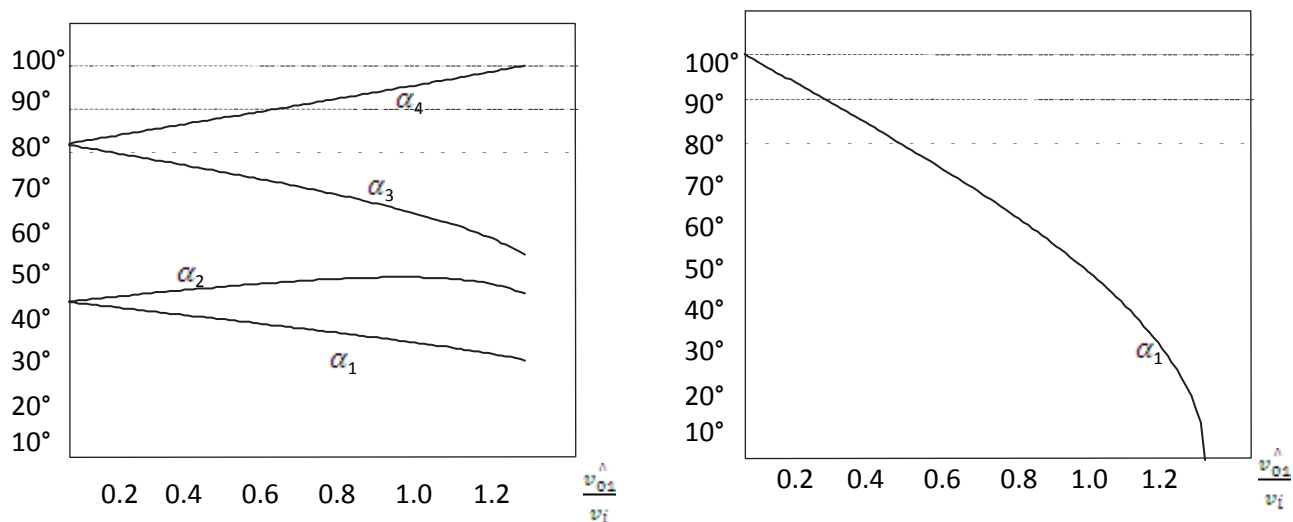


Figure 1.11: Angles de découpage pour la SHE et commande de la tension fondamentale (VSIs en demi-pont)

- (a) commande de la fondamentale et élimination de la 3^{ème}, la 5^{ème} et la 7^{ème} harmonique
 (b) commande de la fondamentale.

D. Le Courant de la Liaison DC

Du fait que l'onduleur est supposé sans perte et sans composants de stockage d'énergie, l'équilibrage instantané de l'énergie indique que :

$$v_i(t)i_i(t) = v_o(t)i_o(t) \quad (1.22)$$

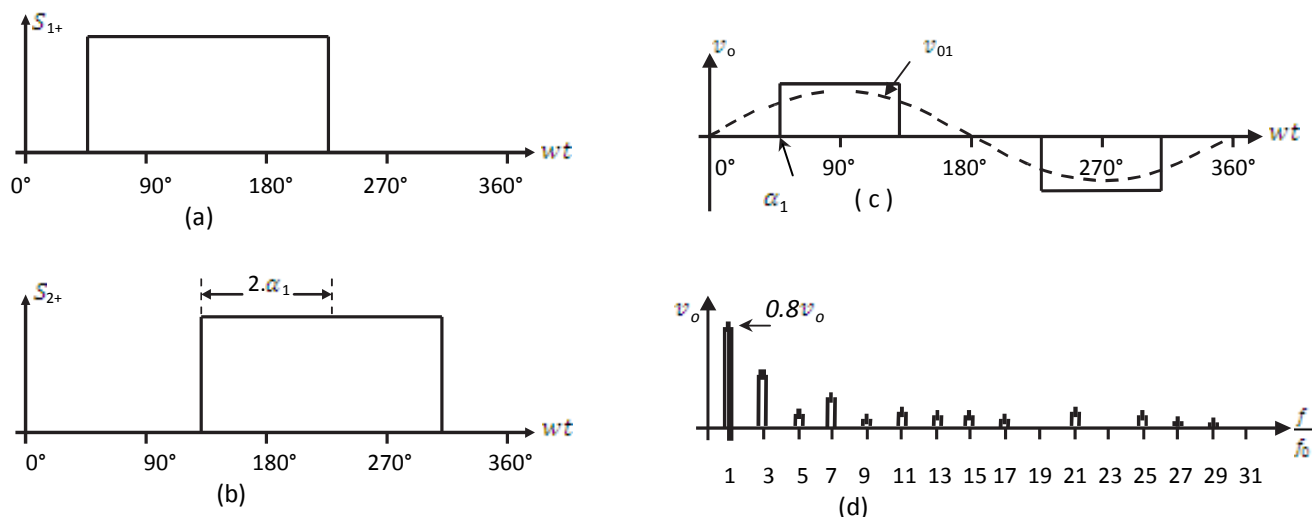


Figure 1.12 Formes d'onde idéales pour la commande de sortie par élimination sélective des harmoniques (VSI en pont complet)

- (a) état du commutateur S_{1+} ; (b) état du commutateur S_{2+} ;
 (c) la tension de sortie AC; (d) le spectre de la tension de sortie.

Pour une charge inductive et des fréquences de commutation relativement élevées, le courant de charge i_o est presque sinusoïdal. Comme première approximation, la tension de sortie peut être considérée également comme sinusoïdale. D'autre part, si la tension continue reste constante $v_i(t) = V_i$, l'équation (1.22) peut être simplifiée à :

$$i_i(t) = \frac{1}{V_i} \sqrt{2} V_{o1} \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \varphi) \quad (1.23)$$

où V_{o1} est la valeur efficace de la fondamentale de la tension de sortie, I_o est le courant efficace de la charge. Le courant de la liaison DC peut être encore simplifié à [30]:

$$i_i(t) = \frac{V_{o1}}{V_i} I_o \cos(\varphi) - \frac{V_{o1}}{V_i} I_o \cos(2\omega t - \varphi) \quad (1.24)$$

L'expression précédente révèle un enjeu important qui est la présence d'une harmonique du second ordre importante dans le courant de la liaison DC. Cette harmonique du second ordre est réinjectée dans la source de tension continue, donc

elle doit être prise en considération lors de la conception afin de garantir une tension presque constante. En terme pratique, la source de tension continue doit comporter un grand nombre de capacitances, ce qui est coûteux et exige de l'espace, qui sont deux caractéristiques indésirables en particulier dans les alimentations de moyenne à haute puissance.

1.3 Onduleurs de tension triphasés

Les onduleurs monophasés couvrent les applications de faible puissance et les onduleurs triphasés couvrent les applications de puissance moyenne et élevée. Le but principal est de fournir une source de tension triphasée où l'amplitude, la phase et la fréquence des tensions doivent être toujours contrôlables. Bien que, la plupart des applications nécessitent des tensions sinusoïdales (par exemple les ASDs, les UPSs, etc...), autres applications émergentes (par exemple les filtres actifs, les compensateurs de tension, etc...) nécessitent des tensions arbitraires. La topologie standard d'une VSI triphasée est illustrée dans la figure 1.13 et les huit états de commutation valables sont donnés dans le tableau 1.3. Comme dans les VSIs monophasés, les interrupteurs (S_1 et S_4 , S_3 et S_6 , ou S_5 et S_2) d'un bras de l'onduleur ne peuvent pas être fermés en même temps parce que cela se traduit par un court-circuit dans la tension de l'alimentation [41].

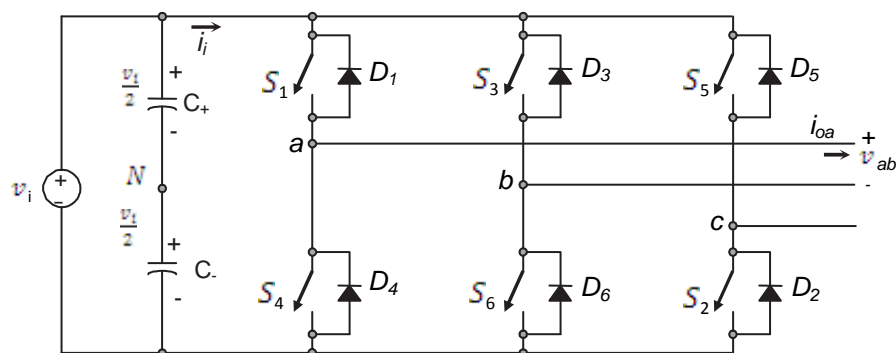


Figure 1.13: Topologie d'un VSI triphasé.

De même que les VSIs monophasés, afin d'éviter les états indéfinis, les commutateurs d'un bras de l'onduleur ne peuvent pas être ouverts simultanément. Ceci se traduit par des tensions qui dépendent de la polarité du courant de ligne. Sur les huit états, deux états (7 et 8 dans le tableau 1.3) produisent des tensions de ligne nulles. Dans ce cas, les courants de ligne circulent librement soit à travers les composants supérieurs ou

inférieurs. Les états restants (1 à 6 dans le tableau 1.3) produisent des tensions de sortie non-nulles.

Tableau 1.3 : Etats des commutations valides pour un VSI triphasé

Etat	N° état	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
$S_1, S_2,$ et S_6 sont <i>ON</i> et $S_4, S_5,$ et S_3 sont <i>OFF</i>	1	v_i	0	$-v_i$
$S_2, S_3,$ et S_1 sont <i>ON</i> et $S_5, S_6,$ et S_4 sont <i>OFF</i>	2	0	v_i	$-v_i$
$S_3, S_4,$ et S_2 sont <i>ON</i> et $S_6, S_1,$ et S_5 sont <i>OFF</i>	3	$-v_i$	v_i	0
$S_4, S_5,$ et S_3 sont <i>ON</i> et $S_1, S_2,$ et S_6 sont <i>OFF</i>	4	$-v_i$	0	v_i
$S_5, S_6,$ et S_4 sont <i>ON</i> et $S_2, S_3,$ et S_1 sont <i>OFF</i>	5	0	$-v_i$	v_i
$S_6, S_1,$ et S_5 sont <i>ON</i> et $S_3, S_4,$ et S_2 sont <i>OFF</i>	6	v_i	$-v_i$	0
$S_1, S_3,$ et S_5 sont <i>ON</i> et $S_4, S_6,$ et S_2 sont <i>OFF</i>	7	0	0	0
$S_4, S_6,$ et S_2 sont <i>ON</i> et $S_1, S_3,$ et S_5 sont <i>OFF</i>	8	0	0	0

Afin de générer une forme d'onde donnée, l'onduleur bascule d'un état à un autre. Donc les tensions de ligne de sortie résultantes se composent de valeurs discrètes de tension qui sont v_i , 0, et $-v_i$ (Figure. 1.13). La sélection des états en vue de générer une forme d'onde donnée est faite par modulation qui devrait veiller seulement à l'utilisation des états valides [41].

1.3.1 La PWM sinusoïdale

Il s'agit d'une extension de celle mise en place pour les VSIs monophasés. Dans ce cas et afin de produire des tensions de charge déphasées de 120° , trois signaux de modulation déphasés de 120° sont utilisés. La figure 1.14 montre les formes d'onde idéales de la SPWM du VSI triphasée. Pour utiliser une seule porteuse et préserver les caractéristiques de la technique PWM, la fréquence normalisée m_f doit être un multiple impair de 3. Ainsi, tous les tensions de phase (V_{aN} , V_{bN} , et V_{cN}) sont identiques, mais déphasées de 120° et sans harmoniques pairs. En plus, les harmoniques aux fréquences multiples de 3 sont identiques en amplitude et en phase dans toutes les phases. Par exemple, si la neuvième harmonique dans la phase aN est [42]:

$$v_{aN9}(t) = v_9^{\wedge} \sin(9\omega t) \quad (1.25)$$

La neuvième harmonique dans la phase b_N sera :

$$\begin{cases} v_{b,N9}(t) = v_9^{\wedge} \sin(9(\omega t - 120^\circ)) \\ = v_9^{\wedge} \sin(9\omega t - 1080^\circ) \\ = v_9^{\wedge} \sin(9\omega t) \end{cases} \quad (1.26)$$

Ainsi, la tension de ligne de sortie $v_{ab} = v_{an} - v_{bn}$ ne contient pas la neuvième harmonique. Par conséquent, pour les valeurs impaires multiples de 3 m_f , les harmoniques de la tension de sortie apparaissent à des fréquences normalisées m_h et sont centrées autour de m_f et ses multiples:

$$\begin{aligned} h &= lm_f \pm k, \quad l = 1, 2, \dots \\ l &= 1, 3, \dots \text{ pour } k = 2, 4, 6 \dots \\ l &= 2, 4, \dots \text{ pour } k = 1, 5, 7 \dots \end{aligned} \quad (1.27)$$

de telle sorte que h n'est pas un multiple de 3. En conséquence, les harmoniques seront à :

$$m_f \pm 2, m_f \pm 4, \dots, 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 5, \dots, 3m_f \pm 2, 3m_f \pm 4, \dots, 4m_f \pm 1, 4m_f \pm 5, \dots$$

Pour le courant de charge proche du sinusoïdal, les harmoniques dans le courant de la liaison DC sont données par :

$$\begin{aligned} h &= lm_f \pm k \pm 1, \quad l = 1, 2, \dots \\ l &= 0, 2, 4, \dots \text{ pour } k = 1, 5, 7, \dots \\ l &= 1, 3, 5, \dots \text{ pour } k = 2, 4, 6, \dots \end{aligned} \quad (1.28)$$

de telle sorte que $h = lm_f \pm k$ est positif et non multiple de 3. Par exemple, la figure 1.14h montre la sixième harmonique ($h = 6$) qui résulte de $h = 1 \cdot 9 - 2 - 1 = 6$.

Les mêmes conclusions peuvent être tirées pour des petites et des grandes valeurs de m_f que dans les configurations monophasées. Cependant, à cause que l'amplitude maximale de la tension fondamentale de phase dans la région linéaire ($m_a \leq 1$) est $v_i/2$, l'amplitude maximale de la tension fondamentale de ligne de sortie est $\sqrt{3}v_i/2$. Par conséquent, on peut écrire[42]:

$$v_{ab1}^{\wedge} = m_a \sqrt{3} \frac{v_i}{2}, \quad 0 < m_a < 1 \quad (1.29)$$

Pour augmenter encore l'amplitude de la tension de charge, l'amplitude du signal modulant v_c^{\wedge} peut être rendue supérieure à l'amplitude du signal de la porteuse v_{Δ} , ce qui conduit à la sur-modulation. La relation entre l'amplitude de la tension de ligne

fondamentale et la tension de la liaison DC devient non linéaire comme il est dans le cas des VSIs monophasées. D'où, dans la région de sur-modulation, la plage des tensions ligne est :

$$\sqrt{3}\frac{v_i}{2} < v_{ab1}^{\wedge} < v_{bc1}^{\wedge} < v_{ca1}^{\wedge} = \frac{4}{\pi}\sqrt{3}\frac{v_i}{2}, \quad (1.30)$$

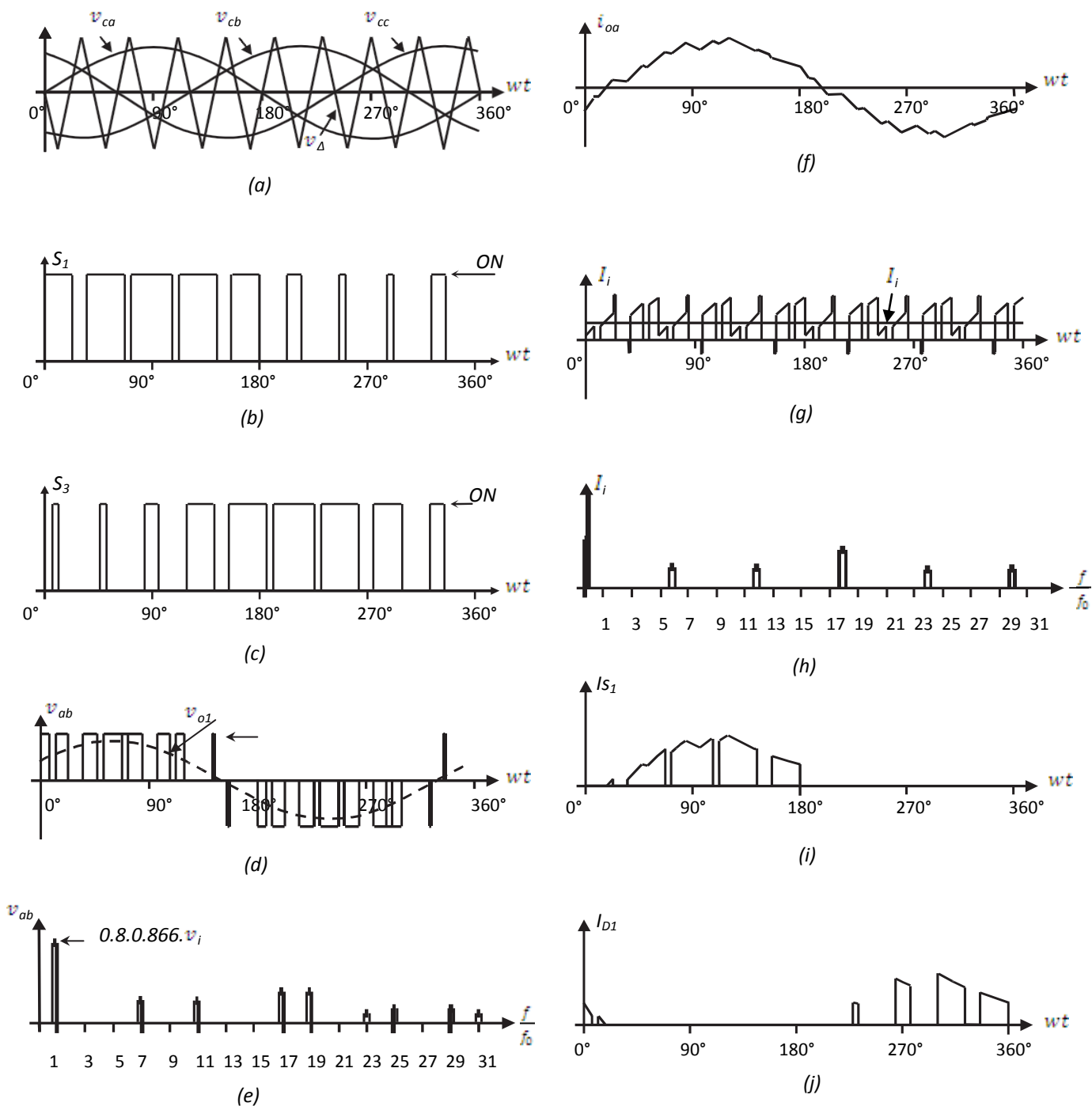


Figure 1.14: Formes d'onde idéales pour la VSI triphasée par la SPWM ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$)

- (a) la porteuse et les signaux modulateurs; (b) état du commutateur S_1 ; (c) état du commutateur S_3 ; (d) la tension de sortie; (e) le spectre de la tension de sortie; (f) le courant de sortie AC; (g) le courant DC; (h) le spectre du courant DC (i) le courant du commutateur S_1 (j) le courant de D_1 .

1.3.2 Opération avec onde carrée

Les grandes valeurs de m_a dans la technique SPWM conduisent à une sur-modulation complète. Ceci est connu sous le nom d'opération avec onde carrée, comme il est illustré dans la figure 1.4, où les interrupteurs d'alimentation sont fermés sur 180°. Dans ce mode de fonctionnement, le VSI ne peut pas contrôler la tension de charge sauf au moyen de la tension v_i de la liaison DC. Ceci est basé sur l'expression de la fondamentale de la tension ligne [42].

$$\hat{v}_{ab1} = \frac{4}{\pi} \sqrt{3} \frac{v_i}{2}, \quad (1.31)$$

La tension de ligne contient les harmoniques f_h , où $h = 6 \cdot k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) avec des amplitudes inversement proportionnelles à leurs rangs (Figure 1.14d). Leurs amplitudes sont données par:

$$\hat{v}_{abh} = \frac{1}{h} \frac{4}{\pi} \sqrt{3} \frac{v_i}{2}, \quad (1.32)$$

1.3.3 La PWM sinusoïdale avec injection d'une séquence de zéros

La restriction de m_a ($m_a \leq 1$) peut être étendue si un signal de séquence de zéros est ajouté aux signaux modulateurs avant d'être comparés avec la porteuse. La figure 1.16 montre le bloc-diagramme de cette technique. De toute évidence, l'ajout d'une séquence de zéros réduit l'amplitude de crête des signaux modulateurs résultants (v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}) où les composantes fondamentales restent inchangées. Cette approche élargit la bande de la région linéaire, comme elle permet d'utiliser des indices de modulation m_a allant jusqu'à $2/\sqrt{3}$ sans entrer dans la région de sur-modulation [31].

L'amplitude maximale de la fondamentale de la tension de phase dans la région linéaire ($m_a \leq 2/\sqrt{3}$) est $v_i/2$. Donc, l'amplitude maximale de la fondamentale de la tension de ligne est v_i ; ce qui nous permet d'écrire :

$$\hat{v}_{ab1} = m_a \sqrt{3} \frac{v_i}{2}, \quad (0 < m_a < 2/\sqrt{3}) \quad (1.33)$$

La figure 1.17 montre les formes d'onde idéales de la SPWM d'un VSI triphasé avec injection de zéros pour $m_a = 0.8$

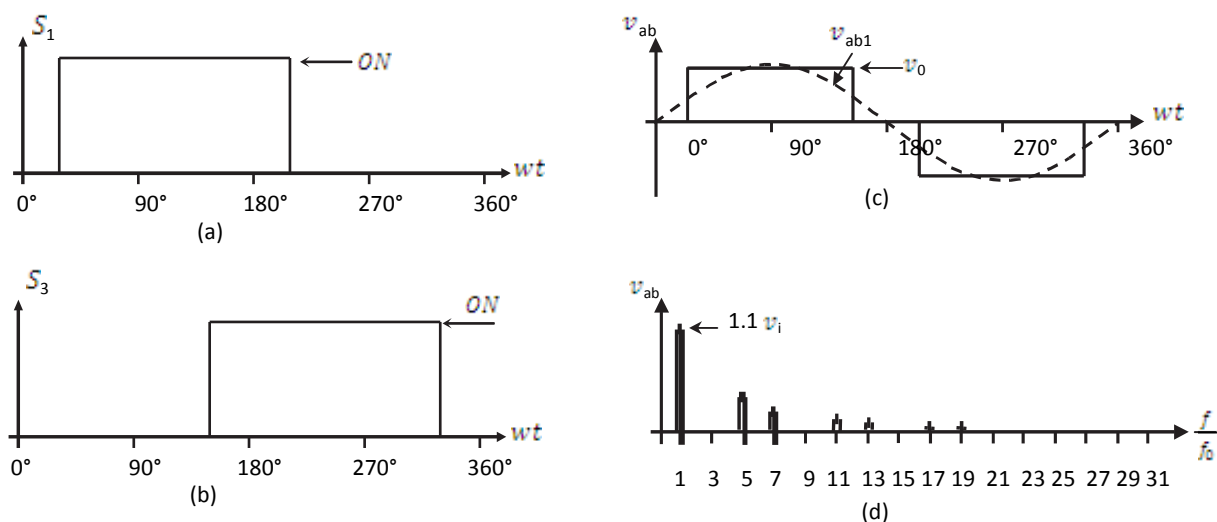


Figure 1.15: Opération avec onde carrée (VSI triphasé)

- (a) état du commutateur S_1 ; (b) état du commutateur S_3 ;
 (c) tension de sortie alternative; (d) spectre de la tension de sortie alternative.

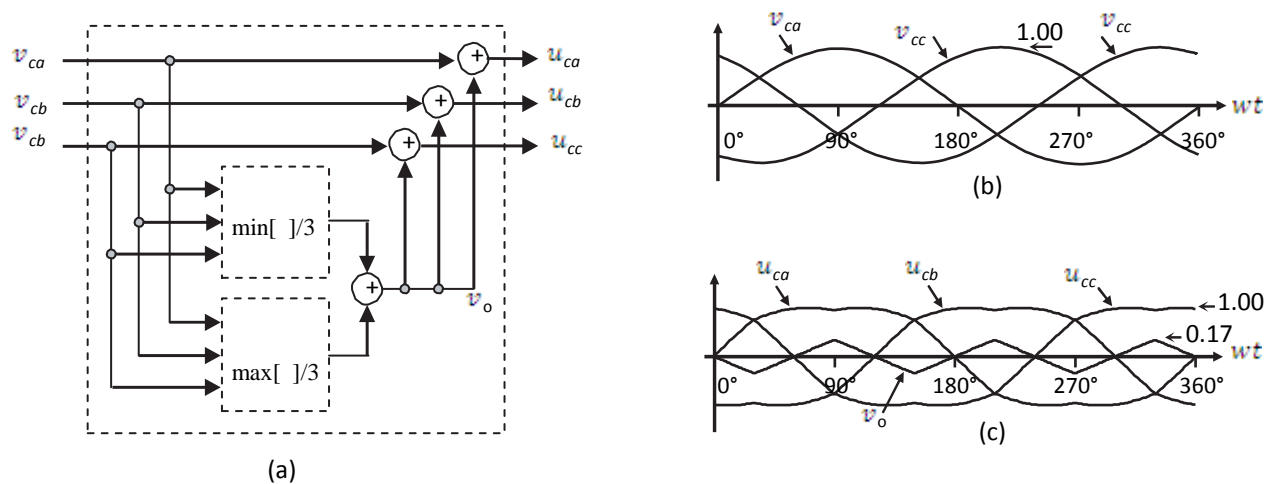


Figure 1.16 : Générateur de la séquence de zéros ($m_\alpha = 1.0$, $m_f = 9$)

- (a) bloc-diagramme; (b) signaux modulants ;
 (c) séquence de zéros et signaux modulants avec injection de la séquence de zéros.

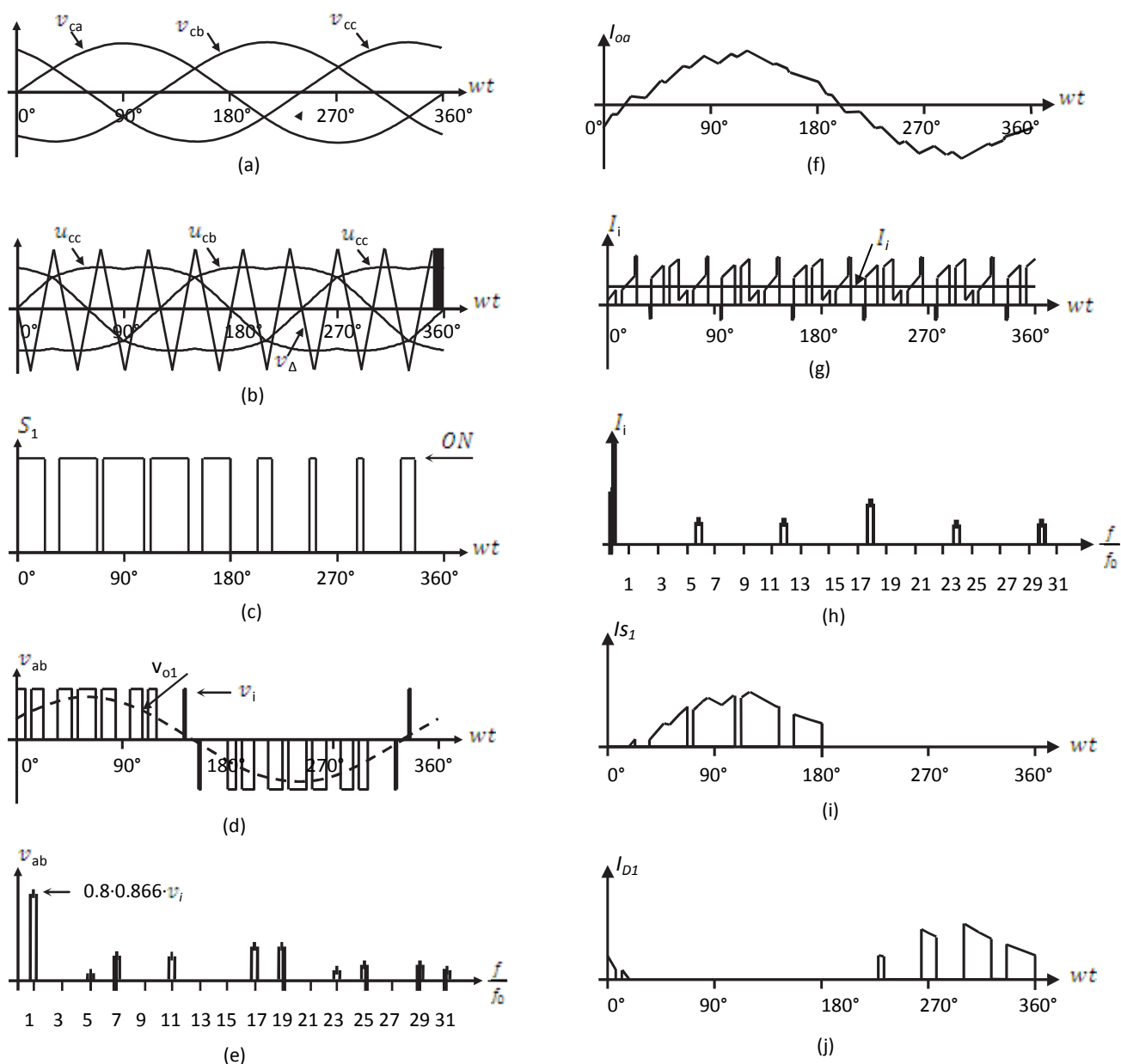


Figure 1.17 : Formes d'onde idéales pour la SPWM ($m_a = 0.8, m_f = 9$) avec injection d'une séquence de zéros

- (a) signaux modulant (b) la porteuse et les signaux modulant avec injection d'une séquence de zéros;
 (c) état du commutateur S_1 (d) la tension de sortie (e) spectre de la tension de sortie
 (f) le courant de sortie (g) le courant DC (h) spectre du courant DC (i) le courant du commutateur S_1
 (j) le courant de D_1 .

1.3.4 Élimination sélective des harmoniques dans les VSIs triphasés

Comme dans les VSIs monophasés, la SHE peut être appliquée aux VSIs triphasés. Dans ce cas, les interrupteurs de puissance de chaque bras de l'onduleur sont commutés d'une manière à éliminer un nombre donné d'harmoniques et à contrôler l'amplitude de la fondamentale de la tension de phase. On considère dans

certaines applications les tensions de ligne nécessaires devant être équilibrées et déphasées de 120° et les harmoniques multiples de 3 ($h=3,9,15,\dots$), qui peuvent se présenter dans les tensions de phase (v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}), ne seront pas présentes dans les tensions de charge (v_{ab}, v_{bc} et v_{ca}). Toutefois, il n'est pas nécessaire d'éliminer ces harmoniques, d'où les angles de commutation sont utilisés pour éliminer seulement les harmoniques aux fréquences $h = 5, 7, 11, 13, \dots$ selon l'exigence. [32][43][44]

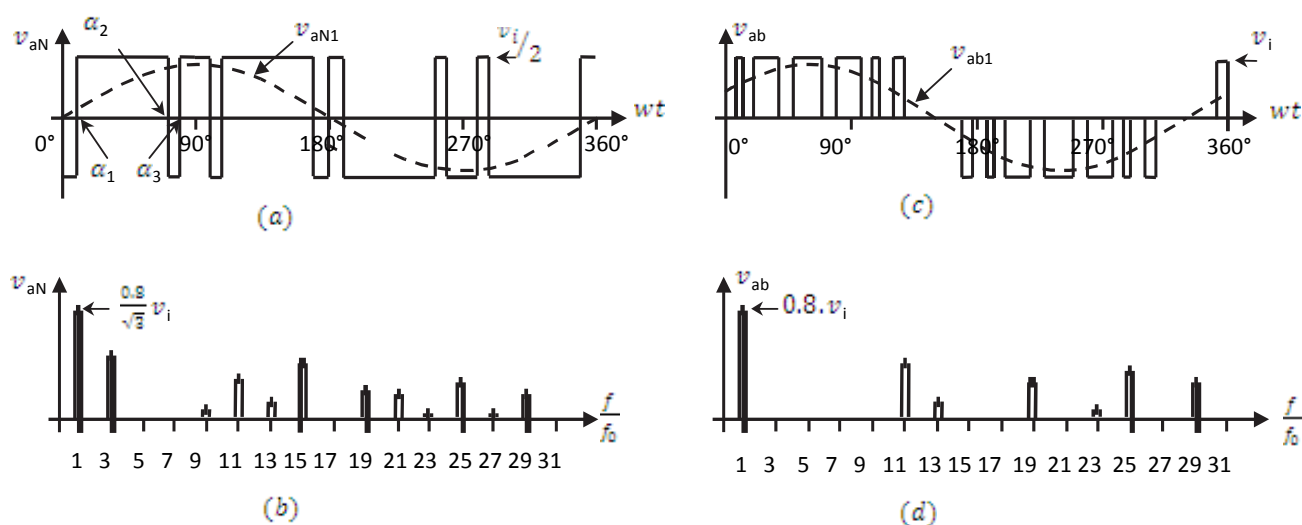


Figure 1.18 : Formes d'onde idéales pour la SHE dans un VSI triphasé

- (a) la tension v_{aN} pour l'élimination de la cinquième et de la septième harmonique, (b) spectre de (a)
 (c) la tension v_{ab} pour l'élimination de la cinquième et la septième harmonique, (d) spectre de (c).

Les expressions utilisées pour éliminer un nombre donné d'harmoniques sont les mêmes que pour celles utilisées dans les onduleurs monophasés. Par exemple, pour éliminer la cinquième et la septième harmoniques et effectuer le contrôle d'amplitude de la fondamentale ($N = 3$), les équations à résoudre sont :

$$\begin{cases} \cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) = \frac{(2+\pi v_{aN1}^0/v_i)}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 1/2 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 1/2 \end{cases} \quad (1.34)$$

où les angles α_1 , α_2 , et α_3 sont définies dans la figure 1.18a et tracées dans la figure 1.19. La figure 1.18b montre que la troisième, la neuvième, la quinzième ... harmoniques sont toutes présentes dans les tensions de phase, mais elles ne sont pas présentes dans les tensions de ligne (Figure 1.18d).

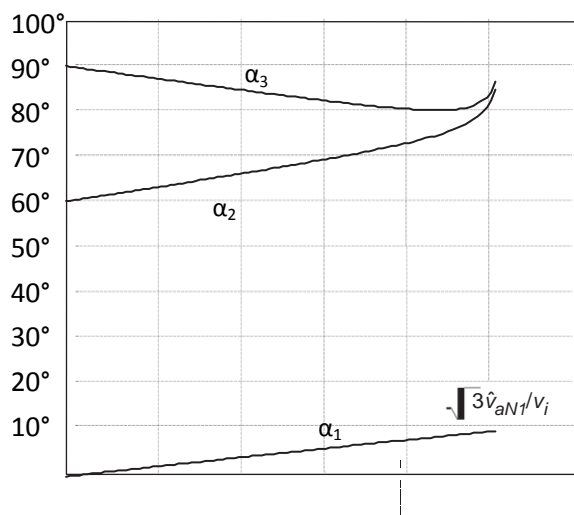


Figure 1.19 : Angles de commutation pour la SHE et la tension fondamentale dans les VSIs triphasés : Elimination de la cinquième et de la septième harmonique.

1.3.5 La Modulation des vecteurs spatiaux

Actuellement les stratégies de commande sont implémentées dans des systèmes numériques, d'où l'existence de techniques de modulation numériques. La modulation des vecteurs spatiaux est une technique numérique dont l'objectif est de générer des tensions de ligne de la charge par PWM en moyenne égales à des tensions de ligne données. Ceci est fait chaque période d'échantillonnage tout en sélectionnant correctement les états de commutation -parmi celles qui sont valides (Tableau 1.3) par un calcul approprié de la période temporelle. La sélection et le temps de calcul sont basés sur la transformation vectorielle [45][46][47].

A. Transformation vectorielle

Tout ensemble triphasé de variables qui s'additionnent à zéro dans la frame abc peut être représenté dans le plan complexe par un vecteur complexe qui contient une composante réelle (α) et une composante imaginaire (β). Par exemple, le vecteur de modulation de signaux de ligne triphasés $v_c^{abc} = [v_{ca} \ v_{cb} \ v_{cc}]^T$ peut être représenté par le vecteur complexe $v_c^{\alpha\beta} = [v_{c\alpha} \ v_{c\beta}]^T$ par le moyen de la transformation suivante [45][47]:

$$v_{c\alpha} = \frac{2}{3}(v_{ca} - 0.5(v_{cb} + v_{cc})), \quad (1.35)$$

$$v_{c\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_{cb} - v_{cc}) \quad (1.36)$$

Si les trois signaux modulateurs v_c^{abc} sont des formes d'onde sinusoïdales équilibrées ayant comme amplitude v_c^\wedge et une fréquence angulaire ω , les signaux modulateurs résultants dans la frame $\alpha\beta$ deviennent un vecteur $v_c^\rightarrow = v_c^{\alpha\beta}$ de module fixe v_c^\wedge qui tourne à la fréquence ω (Figure. 1.20).

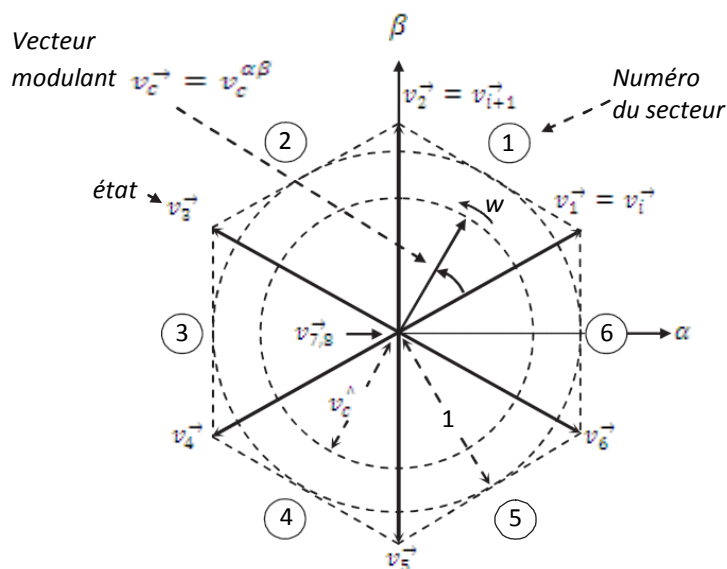


Figure 1.20: Représentation des vecteurs spatiaux

Similairement, la transformation vectorielle est appliquée aux tensions de ligne des huit états du VSI normalisées par rapport à v_i (Tableau 1.3), qui génère les huit vecteurs spatiaux (v_i^\rightarrow $i = 1,2,3, \dots, 8$) dans la figure 1.20. Comme il est prévu, v_1^\rightarrow à v_6^\rightarrow sont des vecteurs non-nuls, v_7^\rightarrow et v_8^\rightarrow sont des vecteurs nuls.

L'objectif de cette technique est d'approximer les vecteurs spatiaux des signaux modulateurs v_c^\rightarrow avec les huit vecteurs d'espace (v_i^\rightarrow , $i = 1, 2, \dots, 8$) existants dans les VSIs. Toutefois, si le signal modulant v_c^\rightarrow est compris entre les vecteurs v_i^\rightarrow et v_{i+1}^\rightarrow , seulement les deux plus proches vecteurs non nuls (v_i^\rightarrow v_{i+1}^\rightarrow) et un seul vecteur nul ($v_z^\rightarrow = v_7^\rightarrow$ ou v_8^\rightarrow) devraient être utilisés. Donc, la tension de ligne est maximisée et la fréquence de commutation est minimisée. Pour assurer que la tension générée dans une période d'échantillonnage T_s (composée des tensions fournies par les vecteurs v_i^\rightarrow , v_{i+1}^\rightarrow , et v_z^\rightarrow utilisés durant les périodes T_i , T_{i+1} , et T_z), est en moyenne égale au vecteur v_c^\rightarrow , l'expression qui suit doit maintenir:

$$v_c^\rightarrow \cdot T_s = v_i^\rightarrow \cdot T_i + v_{i+1}^\rightarrow \cdot T_{i+1} + v_z^\rightarrow \cdot T_z \quad (1.37)$$

La solution des parties réelles et imaginaires de (1.36) pour une tension de ligne qui comprend une amplitude limitée par $0 \leq v_c \leq 1$ donne :

$$T_{i+1} = T_s \cdot v_c \cdot \sin(\theta) \quad (1.38)$$

$$T_i = T_s \cdot v_c \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (1.39)$$

$$T_z = T_s - T_i - T_{i+1} \quad (1.40)$$

Les expressions précédentes indiquent que le maximum de la tension de ligne fondamentale est l'unité tant que $0 \leq \theta \leq \pi/3$. C'est un avantage par rapport à la SPWM qui atteint une amplitude maximale de $\sqrt{3}/2$ dans la région linéaire. Bien que, la modulation des vecteurs spatiaux (SVM) sélectionne les vecteurs qui seront utilisés et leurs temps *ON* respectifs, la séquence dans laquelle sont utilisés, la sélection du vecteur nul, et la fréquence échantillonnée normalisée restent indéterminés. Par exemple, si le vecteur de tension ligne modulant est dans le secteur 1 (Figure 1.20), les vecteurs v_1^{\rightarrow} , v_2^{\rightarrow} et v_z^{\rightarrow} doivent être utilisés dans une période d'échantillonnage à des intervalles donnés par T_1, T_2 et T_3 respectivement. La question qui demeure est de savoir si la séquence:

$$\text{i) } v_1^{\rightarrow}, v_2^{\rightarrow}, v_z^{\rightarrow} \quad \text{ii) } v_z^{\rightarrow}, v_1^{\rightarrow}, v_2^{\rightarrow}, v_z^{\rightarrow} \quad \text{iii) } v_z^{\rightarrow}, v_1^{\rightarrow}, v_2^{\rightarrow}, v_1^{\rightarrow}, v_z^{\rightarrow} \quad \text{iv) } v_z^{\rightarrow}, v_1^{\rightarrow}, v_2^{\rightarrow}, v_z^{\rightarrow}, v_2^{\rightarrow}, v_1^{\rightarrow}, v_z^{\rightarrow}$$

où toute autre séquence devrait être effectivement utilisée. La technique n'indique pas si v_z^{\rightarrow} doit être $v_7^{\rightarrow}, v_8^{\rightarrow}$, ou une combinaison des deux.

B. Sélection des séquences de vecteurs nuls

La séquence à utiliser doit assurer des tensions de ligne disposant une symétrie d'un quart d'onde afin de réduire les harmoniques indésirables dans le spectre (harmoniques paires). En outre, la sélection du vecteur nul doit être faite de manière à réduire la fréquence de commutation. Bien qu'elle n'existe pas une approche systématique pour générer une séquence de vecteurs, une représentation graphique montre que la séquence $v_i^{\rightarrow}, v_{i+1}^{\rightarrow}, v_z^{\rightarrow}$ (où v_z^{\rightarrow} est choisi alternativement entre v_7^{\rightarrow} et v_8^{\rightarrow}) donne de bonnes performances en termes de minimisation d'harmoniques indésirables et de réduction de la fréquence de commutation.

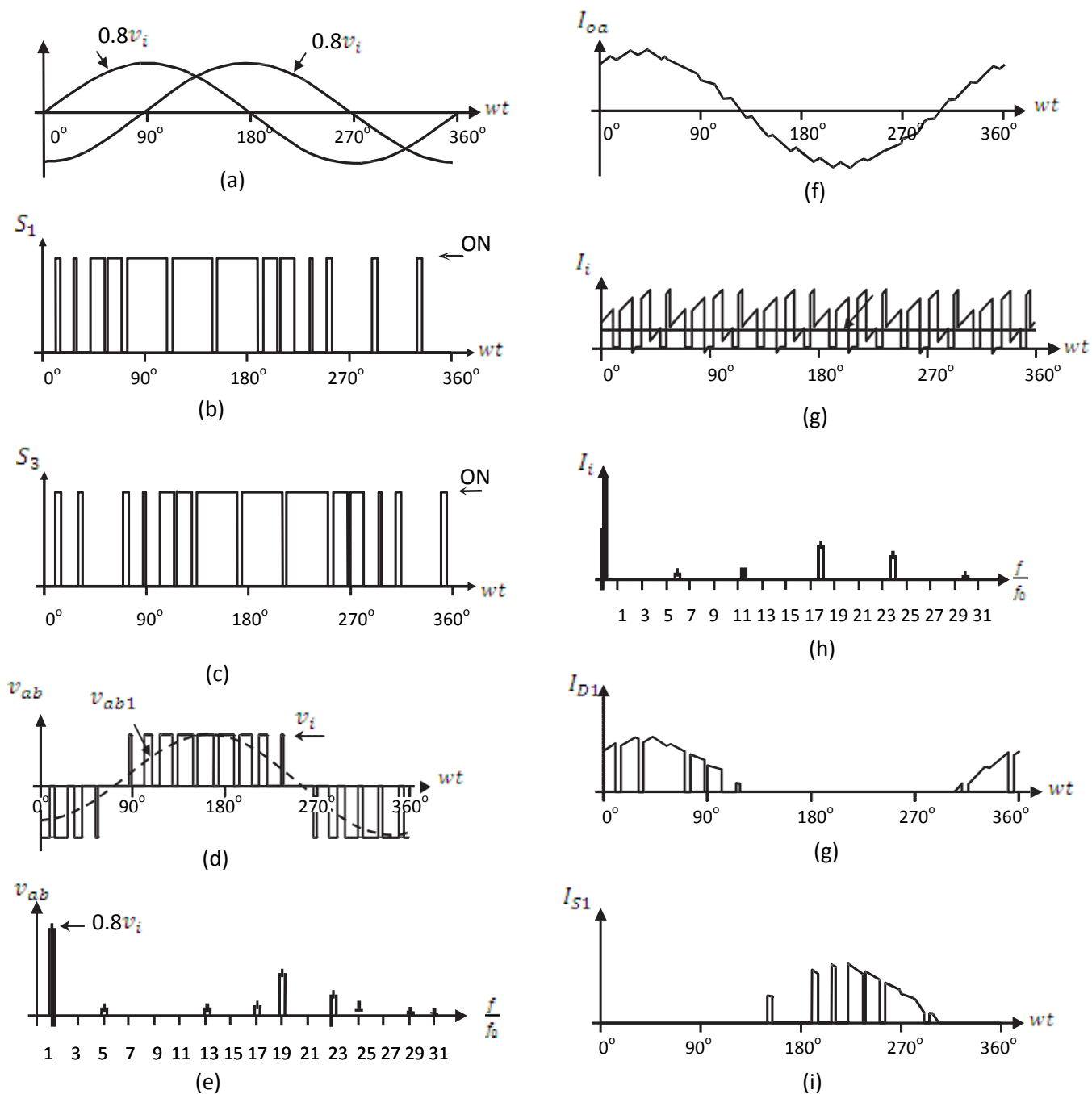


Figure 1.21: Formes d'ondes idéales pour la modulation des vecteurs spatiaux

- (a) Signaux modulant (b) état du commutateur S_1 (c) état du commutateur S_3 (d) la tension de sortie
 (e) spectre de la tension de sortie (f) le courant de sortie (g) le courant DC
 (h) spectre du courant DC (i) le courant dans S (j) le courant dans la diode D_1

C. Fréquence d'échantillonnage normalisée

La fréquence normalisée de la porteuse m_f dans les techniques triphasées basées sur la PWM est choisie à être un nombre entier impair et multiple de 3 ($m_f = 3 \cdot n$, $n = 1, 3, 5, \dots$). Donc, il est possible de minimiser les harmoniques parasites ou non-intrinsèques dans les formes d'onde. Une approche similaire peut être utilisée dans la SVM pour minimiser les harmoniques inhabituelles. Par conséquent, il est constaté que la fréquence d'échantillonnage normalisée f_{sn} doit être un multiple entier de 6. Cela est dû au fait que, pour produire des tensions de ligne symétriques, tous les secteurs (un total de 6) devraient être utilisés dans une période. A titre d'exemple, la figure 1.21 montre les formes d'onde pertinentes d'une SVM d'un VSI pour $f_{sn} = 18$ et $v_c^* = 0,8$. Cette figure confirme que le premier ensemble d'harmoniques concernées sont à f_{sn} qui est aussi la fréquence de commutation.

1.3.6 Le courant de la liaison DC dans les VSIs triphasés

En raison du fait que l'onduleur est supposé sans perte et sans composants de stockage d'énergie, l'équilibre de puissance instantanée indique que :

$$v_i(t) \cdot i_i(t) = v_{AB}(t) \cdot i_a(t) + v_{bc}(t) \cdot i_b(t) + v_{ca}(t) \cdot i_c(t) \quad (1.41)$$

où $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ sont les courants de phase de la charge (Figure 1.22).

Si la charge est équilibrée et inductive, et une fréquence de commutation relativement élevée est utilisée, les courants de charge deviennent presque sinusoïdaux. D'un autre côté, si les tensions de sortie sont considérées comme sinusoïdales et la tension de la liaison DC est supposée constante $v_i(t) = V_i$ (1.41) peut être simplifiée à [30][40]:

$$i_i(t) = \frac{1}{V_i} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - \phi) \\ + \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t - 120^\circ) \cdot \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - 120^\circ - \phi) \\ + \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t - 240^\circ) \cdot \sqrt{2}I_o \sin(\omega t - 240^\circ - \phi) \end{array} \right\} \quad (1.42)$$

où le V_{o1} est la valeur efficace de la fondamentale de la tension de ligne, I_o est la valeur efficace du courant de phase de la charge, et ϕ est un facteur de puissance arbitraire de la charge inductive. Par conséquent, l'expression du courant de la liaison DC peut être encore simplifiée

$$i_i(t) = 3 \frac{V_{o1}}{V_i} I_o \cos(\emptyset) = \sqrt{3} \frac{V_{o1}}{V_i} I_1 \cos(\emptyset) \quad (1.43)$$

où $I_1 = \sqrt{3}I_o$ est le courant efficace de ligne. L'expression du courant de la liaison DC résultant indique que sous des tensions de charge libres d'harmoniques, seulement un courant continu propre devrait être prévu dans le bus DC et, comparé aux onduleurs monophasés, il n'y a pas de présence de la seconde harmonique. Cependant, comme les tensions de ligne contiennent des harmoniques autour de la fréquence d'échantillonnage normalisée f_{sn} , le courant de la liaison DC contient des harmoniques autour de f_{sn} comme il est montré dans la figure 1.21h.

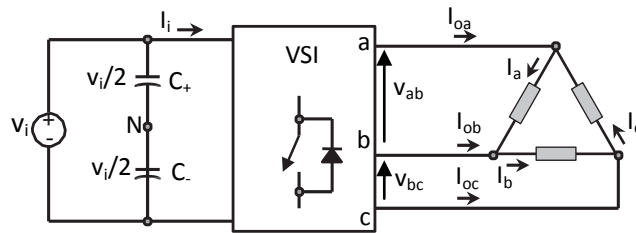


Figure 1.22: Définition des courants de phase de la charge connectée en Delta.

1.3.7 Tensions de phase dans les VSIs triphasés

La charge est parfois connectée en étoile et les tensions de phase v_{an} , v_{bn} et v_{cn} peuvent être requises (Figure 1.23). Afin d'obtenir ces tensions, le vecteur de tension de ligne qui doit être considéré est [40]:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{an} - v_{bn} \\ v_{bn} - v_{cn} \\ v_{cn} - v_{an} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

qui peut être écrite :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

L'expression (1.45) représente un système linéaire où la grandeur inconnue est le vecteur: $[v_{an} v_{bn} v_{cn}]^T$

Les tensions de phase de la charge s'additionnent à zéro, (1.45) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

$$\text{donc: } \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

L'expression finale des tensions de phase de la charge est une fonction seulement de v_{ab} et v_{bc} , qui est dû au fait que la dernière colonne de l'équation (1,45) est choisie de telle manière à être des '1'. La figure 1.24 montre les tensions ligne et de phase obtenues en utilisant l'équation (1.47).

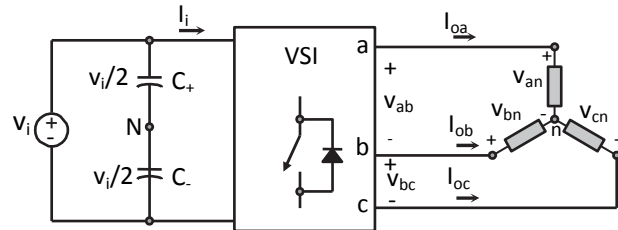


Figure 1.23: Définition des courants de phase de la charge connectée en étoile.

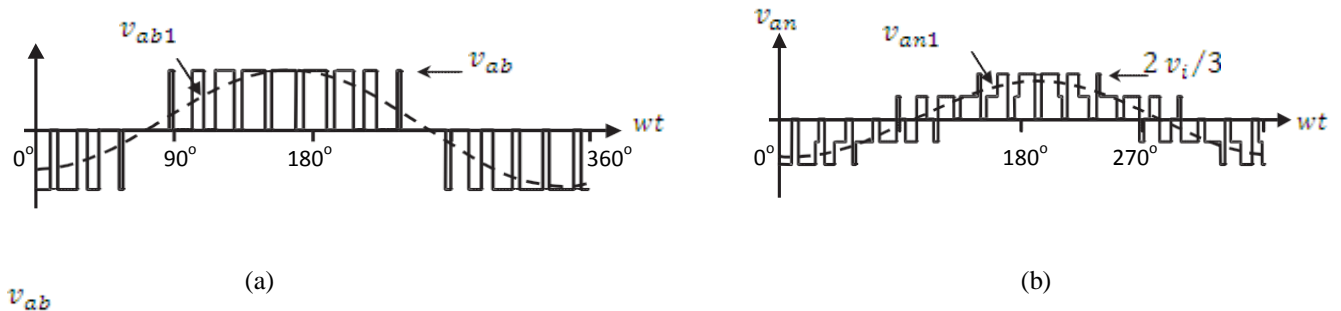


Figure 1.24 : les tensions de ligne et de phase d'une VSI triphasée
(a) la tension de ligne v_{ab} (b) Tension de phase v_{an} .

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre un état de l'art sur les convertisseurs de puissance classiques, spécialement les onduleurs de tension (topologies, signaux de commande, phénomène d'harmoniques...) a été achevé. L'objectif principal était de donner aux lecteurs intéressés par ce type de convertisseurs les caractéristiques de la tension de sortie, en particulier les harmoniques que contient et les différentes techniques d'élimination. Ce qui nous a ouvert la porte pour développer un nouveau onduleur de tension monophasé qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

2. NOUVELLE STRUCTURE DE L'ONDULEUR MONOPHASE A PCPWM

2.1 Introduction

L'élimination d'harmoniques et la commande dans les applications à onduleurs ont été l'objet de recherches depuis le début des années 1960 [48][49][50][51][52][53]. La majorité de ces documents considèrent l'élimination d'harmoniques comme étant un problème dans le contexte soit d'une charge équilibrée connectée ou dans une application d'onduleur monophasé. Typiquement, de nombreux travaux ont mis l'accent sur la recherche de solutions et ont donné un peu d'attention à quelle solution est optimale dans un contexte d'application.

La modulation à largeur d'impulsion est une interface entre le bloc de commande de l'entraînement électrique et le moteur électrique associé [5][54]. Cette fonction commande un onduleur de source de tension ou un onduleur de source de courant de l'entraînement. Les performances du système sont influencées par la PWM qui est devenue, donc un élément essentiel du système. Quelques problèmes de nos jours concernant les systèmes à vitesse variable sont liés à la PWM conventionnelle: les pertes dues aux commutations, le bruit acoustique et les harmoniques de tension.

Une approche de PWM Pré-Calculée (PCPWM) a été développée pour minimiser le taux d'harmoniques dans la tension de sortie de l'onduleur [15][53][54][55]. Parmi les avantages de la réduction d'harmoniques sont la diminution des courants de Foucault et des pertes d'hystérésis; par conséquent, l'augmentation de la durée de vie de l'isolant du bobinage de la machine. La commutation pré-calculée est modélisée afin d'annuler la plus grande partie d'harmoniques de d'ordre faible et de maintenir une tension continue unipolaire

aux bornes des condensateurs polarisés. L'onduleur à PCPWM est associé à un filtre passif LC pour annuler les harmoniques d'ordre supérieur [56][57]

Le filtre dans ce type d'onduleurs cause une chute de tension importante aux bornes de l'impédance de sortie (impédance de Thevenin) moins important en comparaison avec la tension de sortie aux bornes de la charge utilisée. En plus, la valeur de l'impédance d'entrée de l'onduleur provoque un faible courant de circulation dans les condensateurs. Dans ce chapitre nous présentons un nouveau modèle d'onduleur monophasé à commutations pré-calculées, associé à un filtre passif modifié LC_1C_2 , pour améliorer la qualité de la tension livrée par l'onduleur et minimiser les pertes causées par le filtre. Pour valider le modèle proposé, quelques tests ont été effectués à l'aide de la dSPACE Kit DS1103 [58][59] [60] [61].

2.2 Impédance d'entrée et impédance de sortie pour la PCPWM

La figure 2.1 montre la structure de l'onduleur monophasé [14][15][53] [54][55]. E est la tension d'entrée continue et $V_{out} = V_{c1} - V_{c2}$ est la tension de sortie alternative obtenue via un double filtre LC. R représente la résistance interne des inducteurs. Q_i et Q'_i ($i = 1, 2$) sont les commutateurs de semi-conducteur. Il convient de mentionner que les transistors Q_i et Q'_i subissent des états de commutation complémentaires. V_{c1} et V_{c2} sont les tensions de sortie filtrées de l'onduleur prises respectivement aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .

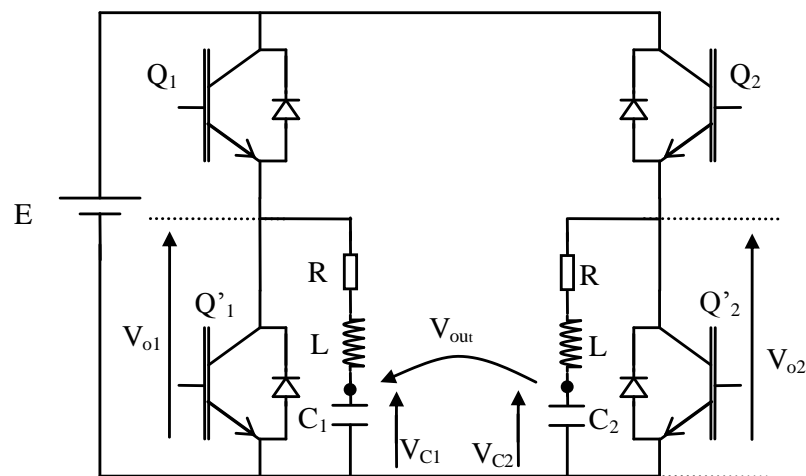


Figure 2.1 : Model de l'onduleur monophasé associé avec un filtre passif LC

La figure 2.2 montre le schéma du circuit équivalent de l'onduleur monophasé vu par les sources V_{01} et V_{02} .

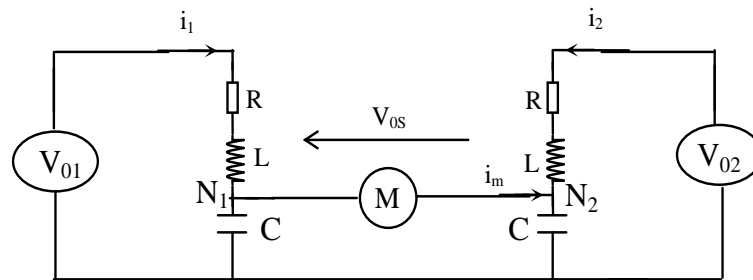


Figure 2.2 : Circuit équivalent de Thevenin vu par V_{01} et V_{02} .

Le circuit illustré dans la figure 2.1 peut être réduit, comme il est vu par les bornes de la charge, au circuit équivalent montré par la figure 2.3, Selon le théorème de Thevenin, $e_{01} = T(V_{01} - V_{02})$ est la tension à vide entre les bornes des condensateurs.

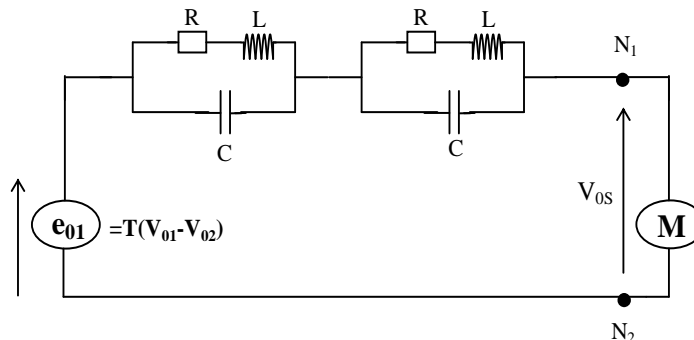


Figure 2.3 : Circuit équivalent de Thevenin vu par la charge.

De la figure 2.3, l'impédance équivalente de Thevenin ou l'impédance de sortie Z_s , peut être exprimé par la formule suivante:

$$Z_{th} = Z_s = 2 \frac{R + j\omega L}{1 - LC\omega^2 + jRC\omega} \quad (2.1)$$

Posant $x = \omega\sqrt{LC}$ et $y = R\sqrt{\frac{C}{L}}$, l'amplitude de l'impédance de sortie peut être écrit comme suit :

$$|Z_s| = 2R \frac{\sqrt{1 + (\frac{x}{y})^2}}{(1 - x^2)^2 + x^2 y^2} \quad (2.2)$$

De plus, l'impédance d'entrée de l'onduleur monophasé associé à un filtre LC passif est donnée par :

$$Z_{e0} = R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega}) \quad (2.3)$$

Par conséquent, l'amplitude de l'impédance d'entrée peut être exprimée par :

$$|Z_{e0}| = R \sqrt{\frac{(x^2-1)^2}{x^2y^2}} \quad (2.4)$$

Le but est d'obtenir une valeur d'impédance d'entrée importante, pour réduire le courant de circulation dans les condensateurs, et une valeur d'impédance de Thevenin proche de zéro pour éliminer les pertes aux bornes de la tension de la charge.

2.3 Résultats de simulation de l'approche PCPWM conventionnelle

La figure.4 illustre les variations de l'impédance d'entrée Z_e en fonction de l'inductance L et du condensateur C pour une valeur de la résistance interne de l'inductance $R = 0.5\Omega$ et une fréquence de travail $f = 50$ Hz.

Notant que: la valeur de Z_e est très importante lorsque la valeur du condensateur est de l'ordre de μF et la valeur de l'inductance est de l'ordre de mH .

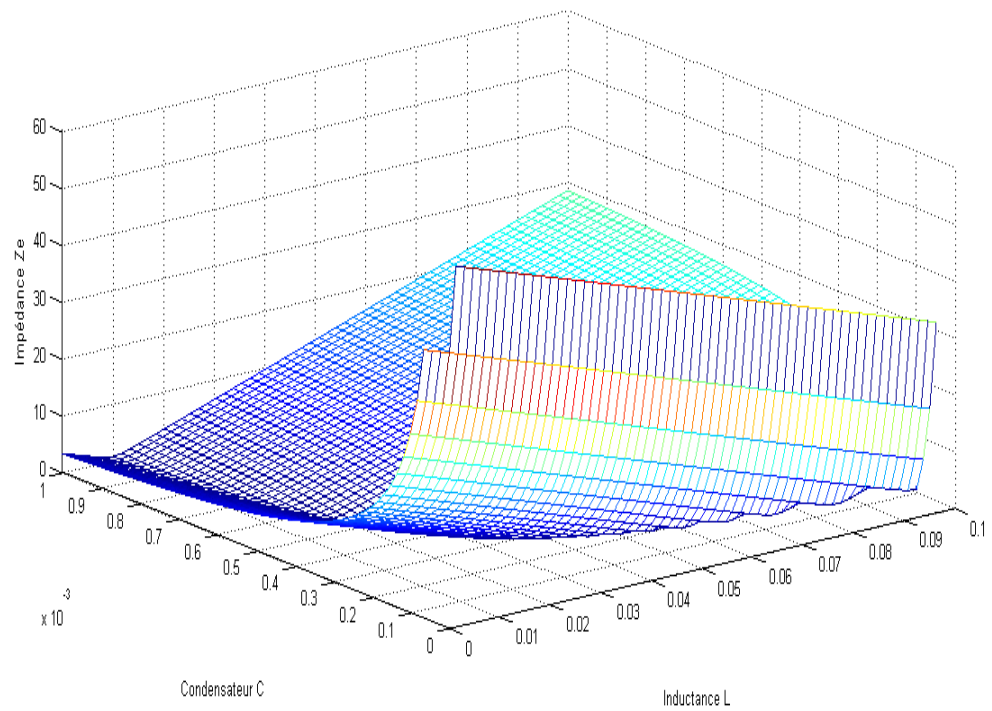


Figure 2.4 : Variation de Z_e en fonction de L et C

Pour les mêmes paramètres de simulation, La figure 2.5 montre les variations de l'amplitude de l'impédance de sortie Z_s en fonction de l'inductance L et le condensateur C . L'amplitude de l'impédance de sortie est faible lorsque la valeur du condensateur est en mF et la valeur de l'inductance est en mH .

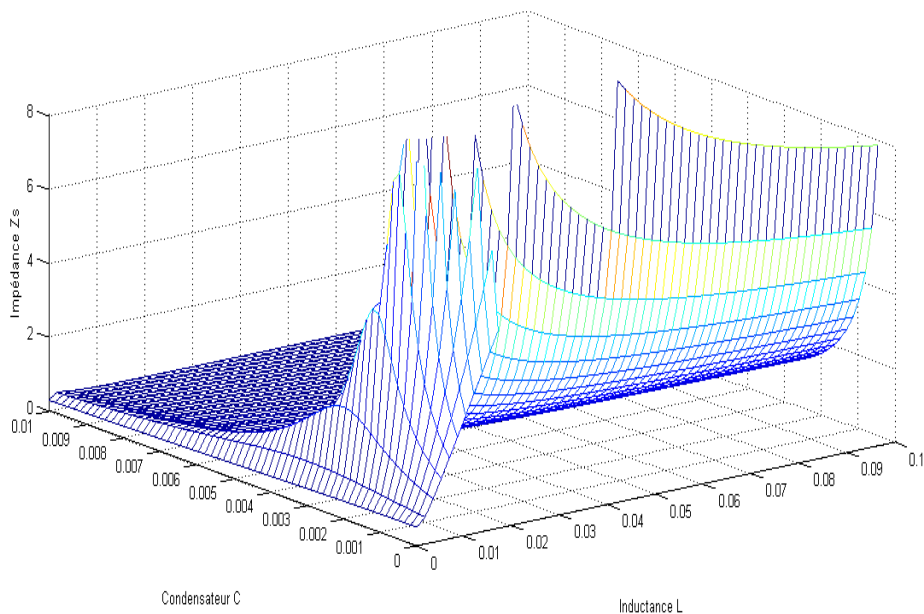


Figure 2.5 : Variation de Z_s en fonction de L et C

De la figure 2.4 et la figure 2.5, il est clair que, lorsque la valeur du condensateur est de l'ordre de μF implique des valeurs élevées pour les deux impédances d'entrée et de sortie. Par conséquent, des chutes de tension considérables sont entraînées aux bornes de l'impédance de Thevenin. Un autre cas, lorsque la valeur du condensateur est de l'ordre de mF , implique une faible valeur pour les impédances; ce qui provoque une circulation importante du courant dans les condensateurs du filtre. En conséquence, il est impossible d'obtenir en même temps une impédance d'entrée de grande valeur et une impédance de sortie de petite valeur. Pour contourner ce problème, une nouvelle structure de l'onduleur monophasé associé à un filtre passif LC_1C_2 modifié a été proposée.

2.4 Nouvelle structure de l'onduleur monophasé à PCPWM

La figure.6 montre la structure améliorée de l'onduleur monophasé associé à un filtre passif modifié LC_1C_2 pour chaque bras [56][57]. Cette structure est mise au point pour obtenir une impédance d'entrée de valeur infinie et une impédance de sortie de valeur nulle. La résistance R représente la résistance interne d'inducteurs. Les transistors Q_i et Q'_i sont les commutateurs de semi-conducteur. Nous mentionnons encore que les transistors subissent des états de commutation complémentaires. V_{c2} et V'_{c2} sont les tensions de sortie filtrées de l'onduleur prises aux bornes du condensateur C_2 de chaque levier, et $(V_{c2} - V'_{c2})$ est la tension de charge filtrée.

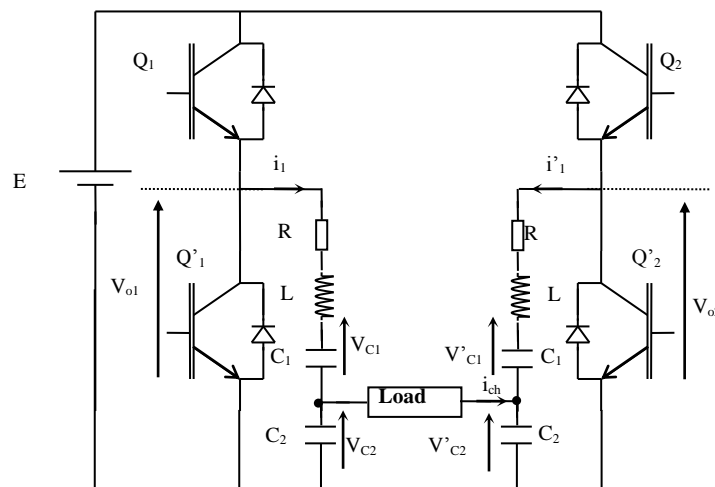


Figure 2.6: L'onduleur monophasé amélioré

De la figure précédente et pour chaque levier, les équations des courants et des tensions peuvent être écrites sous la forme suivante :

Bras 1 :

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt}(V_{01} - Ri_1 - V_{C1} - V_{C2}) \cdot \frac{1}{L} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_1 \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_2 \\ i_1 = i_{ch} + i_{C2} \end{cases} \quad (2.5a)$$

Bras 2 :

$$\begin{cases} \frac{di'_1}{dt}(V'_{01} - Ri'_1 - V'_{C1} - V'_{C2}) \cdot \frac{1}{L} \\ \frac{dV'_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i'_1 \\ \frac{dV'_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_1} i'_2 \\ i'_1 = i_{ch} + i'_{C2} \end{cases} \quad (2.5b)$$

Compte tenu de la fondamentale de la sortie directe de l'onduleur, la fonction de transfert du filtre LC_1C_2 est donnée par :

$$T = \frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} - LC_2\omega^2 + jRC_2\omega} \quad (2.6)$$

où ω est la fréquence angulaire fondamentale. L'amplitude de la fonction de transfert du filtre est exprimée par :

$$|T| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{C_2}{C_1} - LC_2\omega^2)^2 + (RC_2\omega)^2}} \quad (2.7)$$

Le circuit illustré dans la figure 2.6 peut être réduit, comme il est vu par la charge, au schéma de circuit équivalent représenté dans la figure 2.7. Conformément au théorème de Thevenin, $e_{01} = T(V_{01} - V_{02})$ est la tension à vide aux bornes du condensateur C_2 pour chaque bras de l'onduleur.

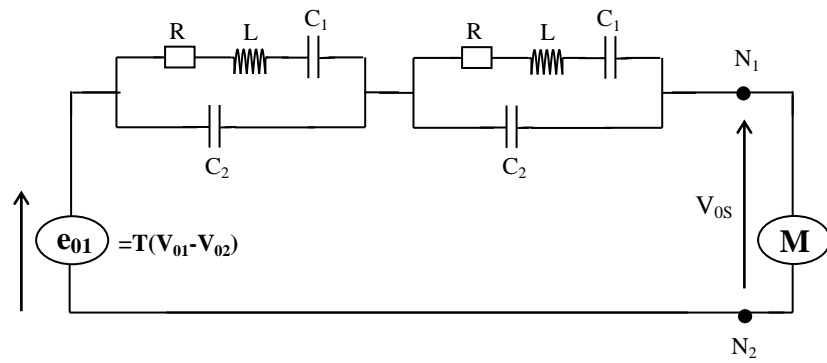


Figure 2.7 : Circuit équivalent de Thevenin de l'onduleur amélioré

De la figure 2.7, l'impédance équivalente de Thevenin, ou l'impédance de sortie Z_s , peut être donnée par la relation suivante :

$$Z_{th} = Z_s = 2 \frac{R + j(L\omega - \frac{1}{C_1\omega})}{1 - LC_2\omega^2 + jRC_2\omega + \frac{C_2}{C_1}} \quad (2.8)$$

Le calcul de l'amplitude de l'impédance de sortie donne :

$$|Z_e| = 2 \frac{\sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C_1\omega})^2}}{\sqrt{(1 - LC_2\omega^2 + \frac{C_2}{C_1})^2 + (RC_2\omega)^2}} \quad (2.9)$$

De plus, l'impédance d'entrée de l'onduleur monophasé amélioré associé à un filtre passif LC_1C_2 est donnée par :

$$Z_{e0} = R + j(L\omega - \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 \omega}) \quad (2.10)$$

L'amplitude de l'impédance d'entrée est exprimée par :

$$|Z_{e0}| = \sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 \omega})^2} \quad (2.11)$$

La fréquence angulaire maximale ω_{max} existe si, et seulement si, $y < \sqrt{2}$. La fonction de transfert du filtre présente une valeur maximale puis diminue vers zéro. En conséquence, la fondamentale et les harmoniques sont amplifiés. Ceci conduit à une situation indésirable comme il est illustré dans la figure 2.8.

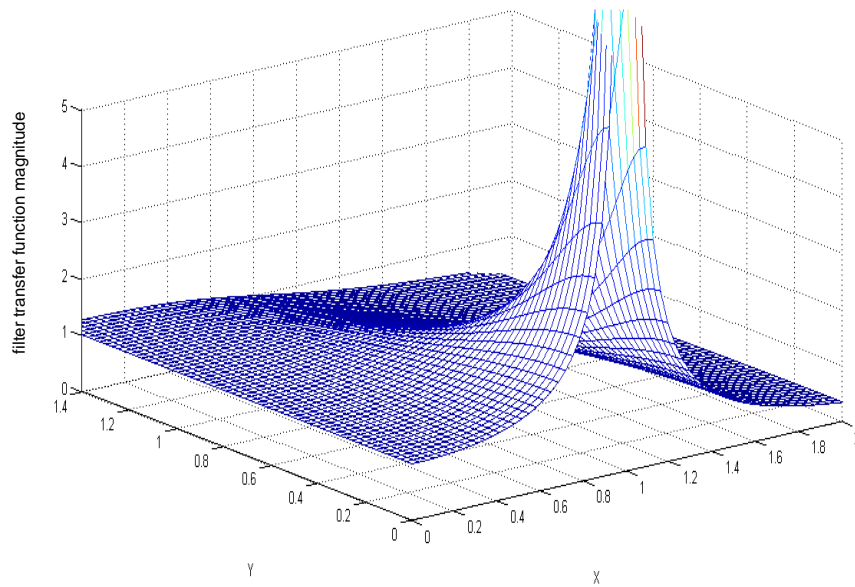


Figure 2.8 : Amplitude de la fonction de transfert du filtre LC_1C_2 pour la fondamentale

2.4.1 Résultats de simulation de la nouvelle approche PCPWM

Pour une valeur de la résistance d'induction interne $R = 0.5\Omega$ et une fréquence de travail $f = 50 \text{ Hz}$, la figure 9 illustre les variations de l'amplitude de l'impédance de sortie en fonction de l'inductance L et le condensateur C_2 . On remarque que l'amplitude de l'impédance de sortie $|Z_s|$ a une valeur faible lorsque la valeur du condensateur C_2 est d'environ $1 \mu F$. Dans cette situation, $|Z_s|$ est approximativement égale à la résistance interne R . Pour les mêmes paramètres de simulation, la figure 2.10 montre les variations de l'amplitude de l'impédance d'entrée $|Z_e|$ en fonction de l'inductance L et le condensateur C_2 . On remarque que la valeur de $|Z_e|$ a une valeur importante quelque soit la valeur du condensateur C_2 (de l'ordre de 10^7).

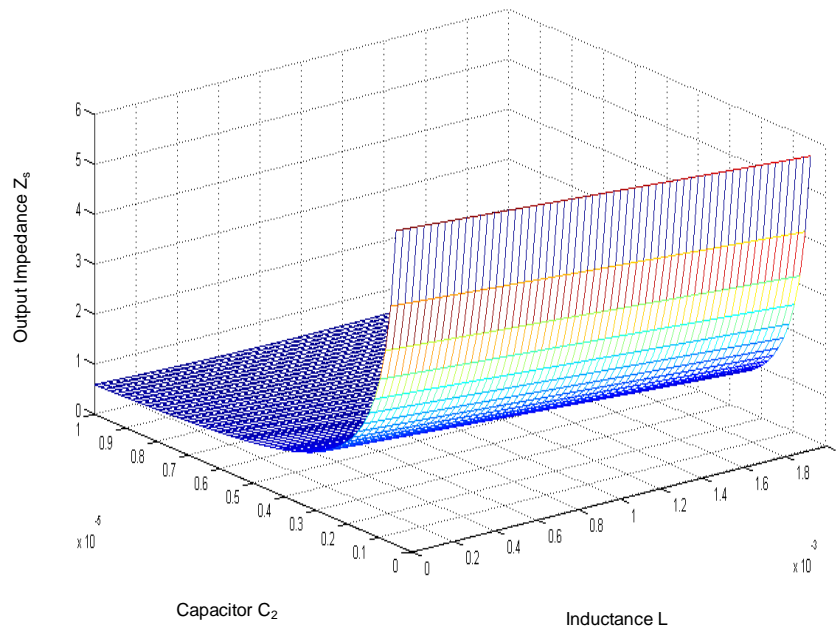


Figure 2.9 : Variation de $|Z_s|$ en fonction de L et C_2

De la figure 2.9 et figure 2.10, il semble très clair que, lorsque la valeur du condensateur C_2 est environ $1 \mu\text{F}$, on peut obtenir une valeur élevée pour l'amplitude de l'impédance d'entrée (de l'ordre de 10^7) et, en même temps, une valeur faible pour l'amplitude de l'impédance de sortie (pratiquement égale à la résistance interne R , qui a généralement une valeur très faible), qui permet simultanément d'éliminer le flux du courant dans le condensateur et de minimiser la chute de tension. Ce sont les arguments autour lesquels l'amélioration constitue notre contribution dans le présent chapitre.

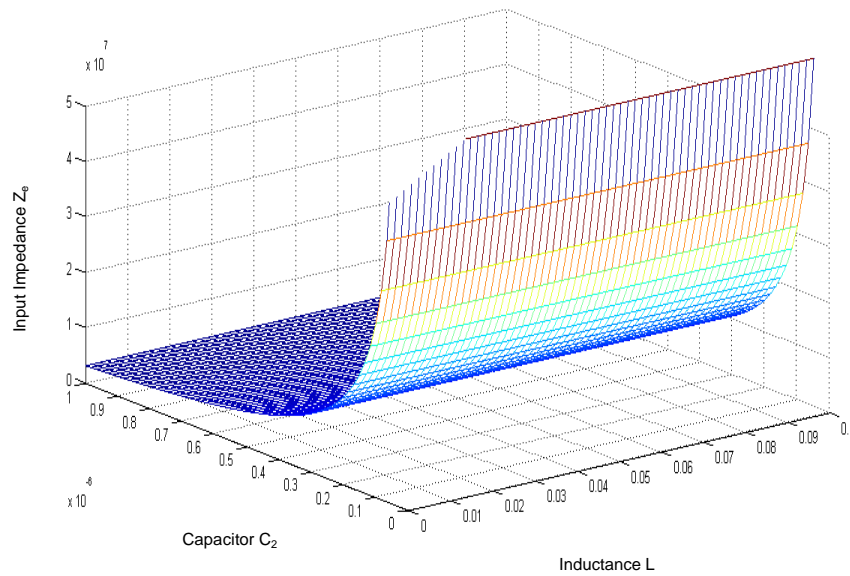


Figure 2.10 : Variation de $|Z_e|$ en fonction de L et C_2

2.4.2 Angles de commutation précalculés

L'objectif est de déterminer les angles de commutation α_i pour obtenir la meilleure correspondance possible entre l'onduleur de sortie V_{01} et V_{01_ideal} . À cette fin, nous devons comparer leurs respectives harmoniques. Une correspondance parfaite est obtenue seulement lorsqu'on considère un nombre infini d'harmoniques comme il est donné par (2.12) [56][57][58][59] :

$$\frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \mathbf{sink} \alpha_i (-1)^{i+1} = \mathbf{d}_k \quad \text{pour } k \in [0, \infty[\quad (2.12)$$

Dans la pratique, le nombre d'harmoniques N_α qui peut être annulé est limité. Ainsi, un système non linéaire de N_α équations ayant N_α inconnus est obtenu comme suit :

$$N_\alpha = \frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \mathbf{sink} \alpha_i (-1)^{i+1} = \mathbf{d}_k \quad \text{pour } k \in [0, N_\alpha[\quad (2.13)$$

N_α est le nombre de commutations dans une demi période.

Pour résoudre le système non linéaire (2.13), nous proposons d'utiliser les algorithmes génétiques pour déterminer les angles de commutation α_i ; vu que

ces algorithmes sont efficaces lorsque la taille du système est importante qui n'est pas le cas pour les algorithmes classiques tels que le Simplex et Newton Raphson [54][55]. La famille des angles de commutation optimale est répertoriée dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 : Famille des angles de commutations optimales trouvées par les algorithmes génétiques

Famille	symbole	Angles (radian)	Angles (degré)
$N_{\alpha}=3$	α_1	0.817809468	46.8570309622392
	α_2	1.009144336	57.8197113723319
	α_3	1.911639657	109.528884295936
$N_{\alpha}=5$	α_1	1.051000076	60.2178686227288
	α_2	1.346257127	77.1348515165077
	α_3	1.689593122	96.8065549849324
	α_4	2.374938655	136.073961533976
	α_5	2.47770082	141.961799882103
$N_{\alpha}=7$	α_1	0.52422984	30.0361573268184
	α_2	0.57159284	32.7498573318965
	α_3	1.14918972	65.8437208158208
	α_4	1.41548576	81.1013600088678
	α_5	1.66041537	95.134792939653
	α_6	2.16577455	124.089741091845
	α_7	2.29821202	131.677849172236
$N_{\alpha}=9$	α_1	0.43157781	24.7275870444989
	α_2	0.45713212	26.1917411558679
	α_3	0.70162245	40.2000051966286
	α_4	0.77452452	44.3769861253959
	α_5	0.96140142	55.0842437838843
	α_6	1.09916539	62.9775378338511
	α_7	1.21595592	69.6691422899472
	α_8	1.45409688	83.3136142271409
	α_9	1.64220075	94.0911720882184

2.4.3 Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental a été réalisé sur la base du kit DS1103 TMS320F240 dSPACE [55][56]. Ce kit permet la mise en œuvre de l'application en temps réel. Il comprend plusieurs fonctions telles que les convertisseurs analogique/numérique et des filtres de signaux numériques[60][61][62][63].. Pour visualiser et ajuster les paramètres de contrôle en temps réel, nous utilisons le logiciel « control-desk » qui permet de gérer le processus par ordinateur. La nouvelle structure de l'onduleur monophasé pour des commutations précalculées est basée sur l'utilisation des IGBTs (1000v/25A) avec 10 KHz comme fréquence de commutation. Les angles de commutation sont prédéterminés hors ligne en utilisant les algorithmes génétiques et sont stockés dans la mémoire de la carte pour accélérer l'exécution du processus. Les tensions de sortie non filtrées de l'onduleur sont simulées par Simulink/Matlab, ensuite, le 'Real-Time Workshop' est utilisé pour générer automatiquement le code C optimisé pour les applications en temps réel. Par la suite, l'interface entre Simulink / Matlab et le processeur de signal numérique (DSP) (DS1103 de dSPACE) permet à l'algorithme de commande d'être exécuté sur le matériel. Le schéma du dispositif expérimental est donné par la figure 2.11

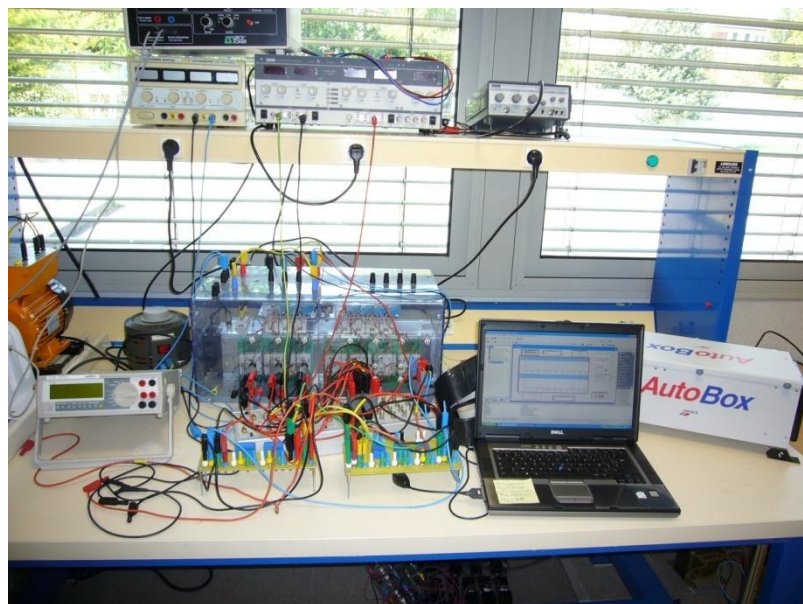


Figure 2.11 : Aperçu de la configuration expérimentale

2.5 Evaluation expérimentale

Pour obtenir une tension de sortie filtrée de haute qualité pour la PCPWM, le processus a été traité en deux étapes. Dans la première étape, les angles de commutation α_i sont choisis de telle manière à éliminer la grande partie des harmoniques d'ordre faible et de maintenir une tension continue unipolaire aux bornes des condensateurs polarisés. Dans la deuxième étape, les valeurs des composants du filtre passif LC_1C_2 modifié sont choisies pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieur d'un côté et pour obtenir une impédance d'entrée Z_e de grande valeur et une impédance de sortie Z_s de faible valeur de l'autre côté. Les paramètres du filtre répondant à ces exigences sont listés dans le tableau 2.2

Tableau 2.2 : Spécifications expérimentales du filtre

Composant	Valeur
C_1	10 mF
C_2	0.1 μ F
L	1 mH
R	1 m Ω

En utilisant ces paramètres, les valeurs des impédances d'entrée et des impédances de sortie de la PCPWM conventionnelle et de l'onduleur proposé sont données dans le tableau 2.3.

Tableau. 2.3 : Valeurs des impédances d'entrée et de sortie

onduleur	Quantité	Symbole	Valeur
PCPWM	Impédance d'entrée	Z_e	0.00427
Conventionnelle	Impédance de sortie	Z_s	46.84
Onduleur proposé	Impédance d'entrée	Z_e	31831
	Impédance de sortie	Z_s	0.0085

Du tableau 2.3, nous remarquons que l'onduleur proposé a une très grande impédance d'entrée et une impédance de sortie pratiquement égale à zéro.

La figure 2.12a et figure 2.12b montrent respectivement la tension de sortie simulée et expérimentale filtrée ($V_{C2} - V'_{C2}$) et non filtrée ($V_{O1} - V_{O2}$) pour une

fréquence de 50 Hz avec $N_\alpha = 5$. La forme d'onde qui représente le résultat expérimental dans la figure 2.12b est pratiquement identique à celui obtenu par simulation dans la figure 2.12a. La tension de sortie filtrée de l'onduleur est parfaitement sinusoïdale. La même remarque est tirée pour la figure.2.13a et figure.2.13b représentant respectivement la tension de sortie simulée (filtrée et non filtrée) et la tension de sortie expérimentale (filtrée et non filtrée) pour une autre fréquence de travail $f = 80\text{Hz}$ avec $N_\alpha = 5$.

Le spectre d'harmoniques de la tension de sortie du nouveau onduleur à PCPWM est montré dans la figure 2.14a. La figure représente le spectre de la tension de sortie non filtrée dans laquelle les harmoniques proches de la fondamentale sont éliminées, où la première harmonique non éliminée est de l'ordre 11. La figure 2.14b représente le spectre de la tension de sortie filtrée. Toutes les harmoniques de hautes fréquences sont éliminées, ce qui prouve l'efficacité du filtre amélioré et justifie le choix des paramètres.

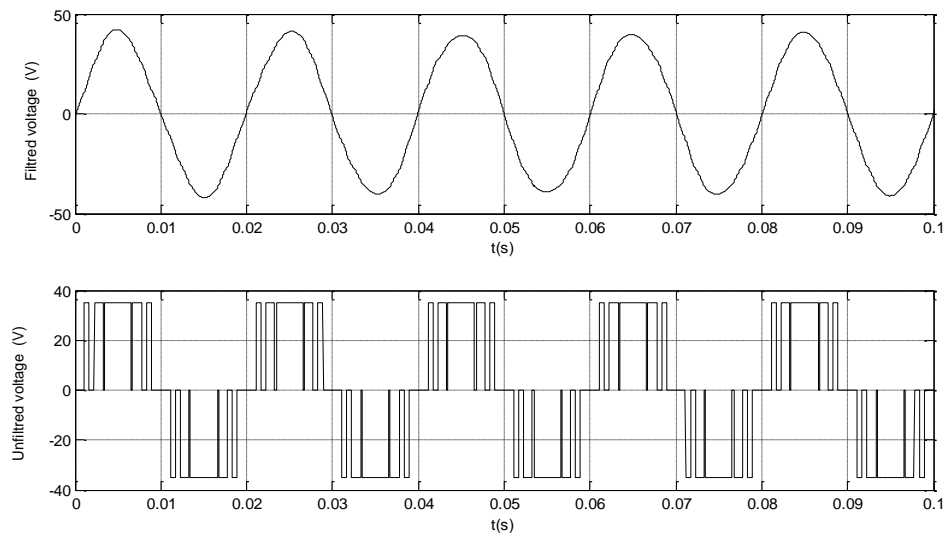


Figure 2.12a : Tensions de sortie simulées : filtrée
et non filtrée, pour $f = 50\text{Hz}$, $N_\alpha = 5$

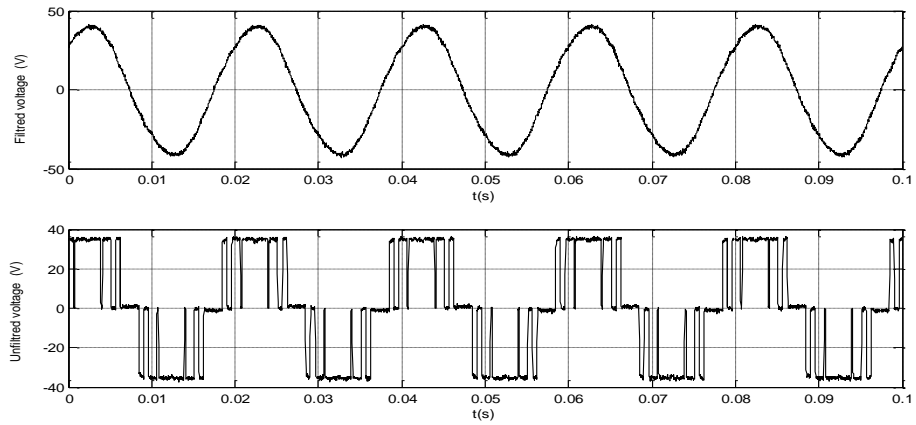


Figure 2.12b : Tensions de sortie expérimentales : filtrée
et non filtrée, pour $f = 50\text{Hz}$, $N\alpha = 5$

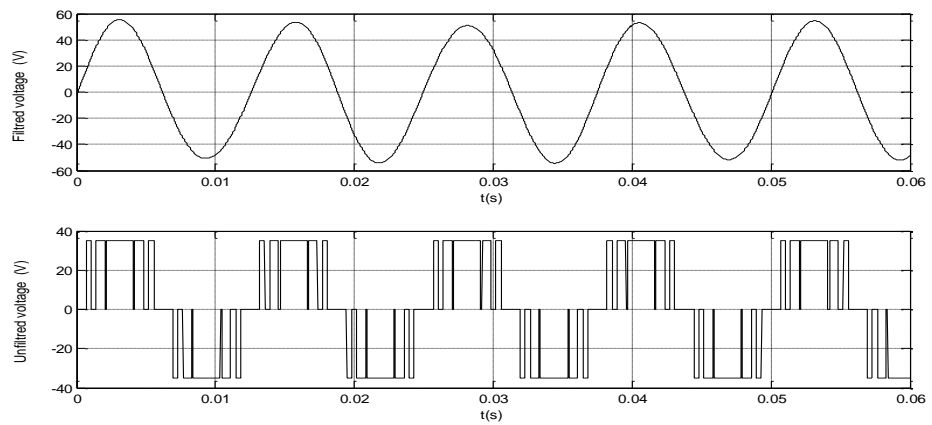


Figure 2.13a ; Tensions de sortie simulées:, filtrée
et non filtrée, pour $f = 50\text{Hz}$, $N\alpha = 5$

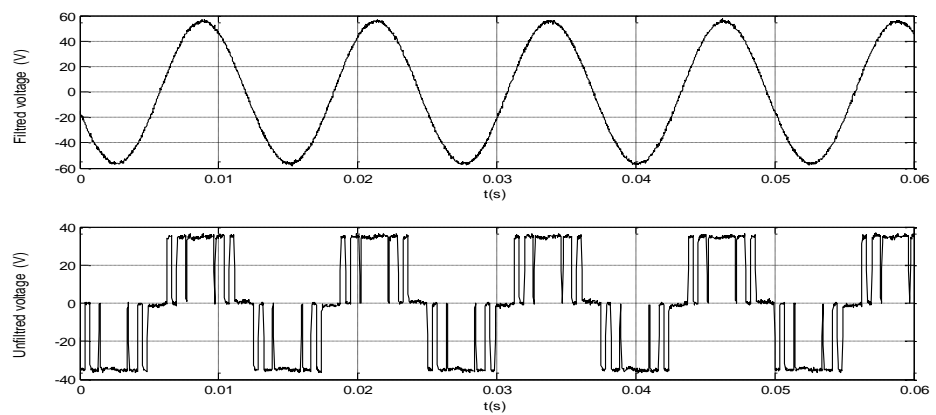


Figure 2.13b : Tensions de sortie expérimentales :, filtrée
et non filtrée, pour $f = 80\text{Hz}$, $N\alpha = 5$

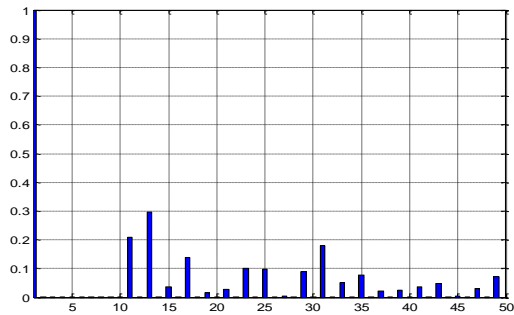


Figure 2.14a : Spectre de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha = 5$

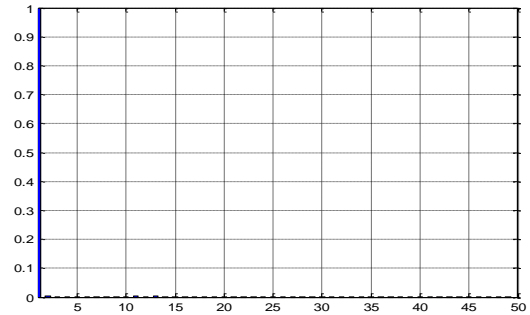


Figure 2.14b : Spectre de la tension de sortie filtrée pour $N\alpha = 5$

Dans le but de comparer les performances du nouveau onduleur avec l'onduleur à PWM conventionnelle présenté dans la littérature ci dessus, la tension de sortie de ce dernier, ou un indice de modulation égal à 35 a été utilisé, est montré dans la figure 2.15a et son spectre d'harmoniques dans la figure 2.15b.

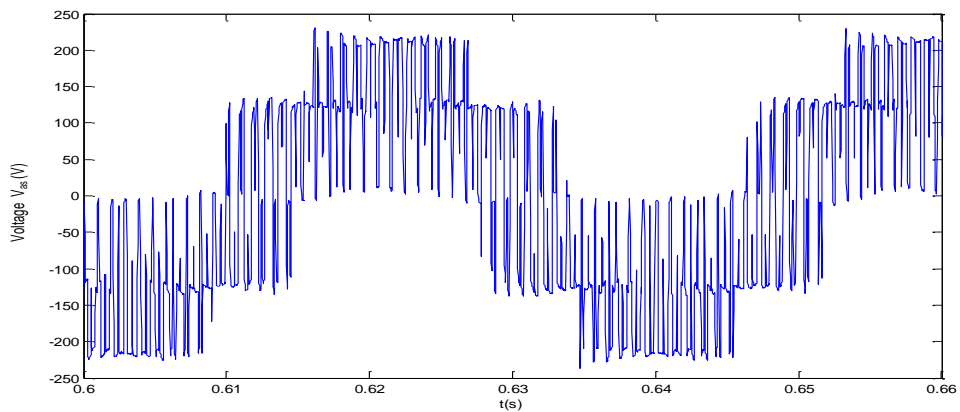


Figure 2.15a : Tension de sortie de l'onduleur à PWM conventionnelle

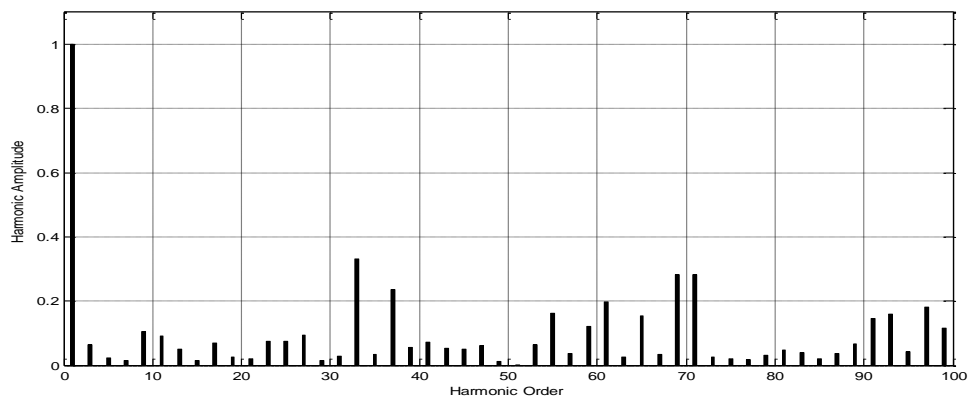


Figure 2.15b : Spectre de la tension de sortie de l'onduleur à PWM conventionnelle

Pour vérifier l'efficacité de l'onduleur dans les basses fréquences, la figure 2.17a et la figure 2.17b montre respectivement la tension de sortie de l'onduleur simulée et expérimentale, filtrée $V_{C2} - V'_{C2}$ et non filtrée $V_{01} - V_{02}$, pour une fréquence $f = 20\text{Hz}$ avec $N\alpha = 5$. Nous obtenons une tension filtrée dégradée à la sortie de l'onduleur. Cette situation est due aux certaines harmoniques qui ne sont pas complètement éliminées.

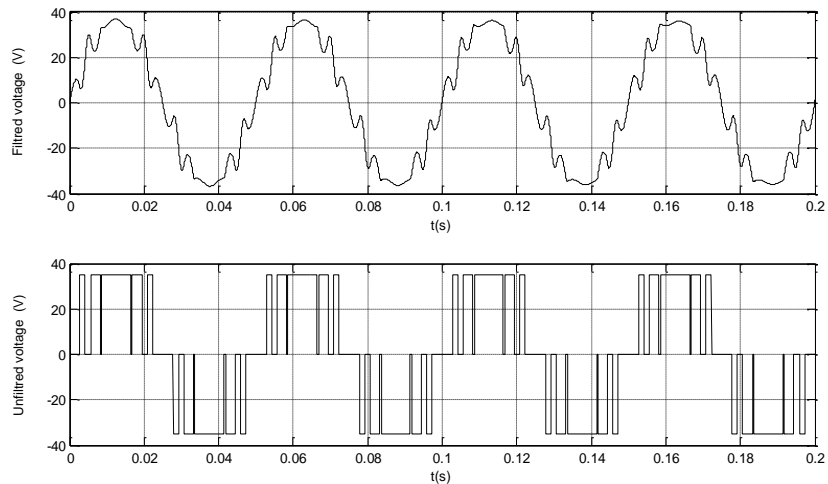


Figure 2.16a : Tensions de sortie simulées : filtrée et non filtrée pour $f = 20\text{Hz}$, $N\alpha = 5$

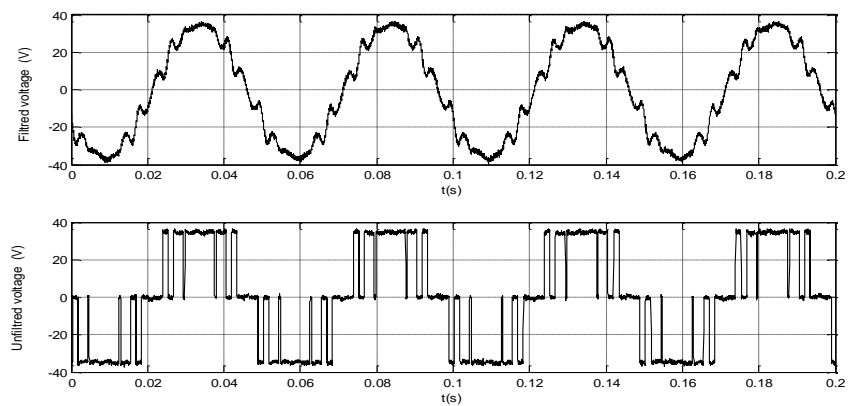


Figure 2.16b : Tensions de sortie expérimentales: filtrée et non filtrée pour $f = 20\text{Hz}$, $N\alpha = 5$

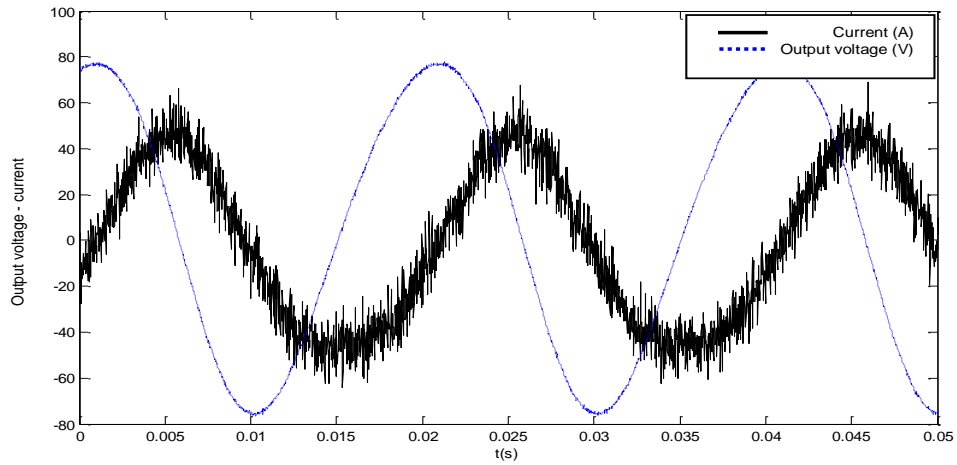


Figure 2.17: Tension de sortie expérimentale filtrée et le courant de la charge RL

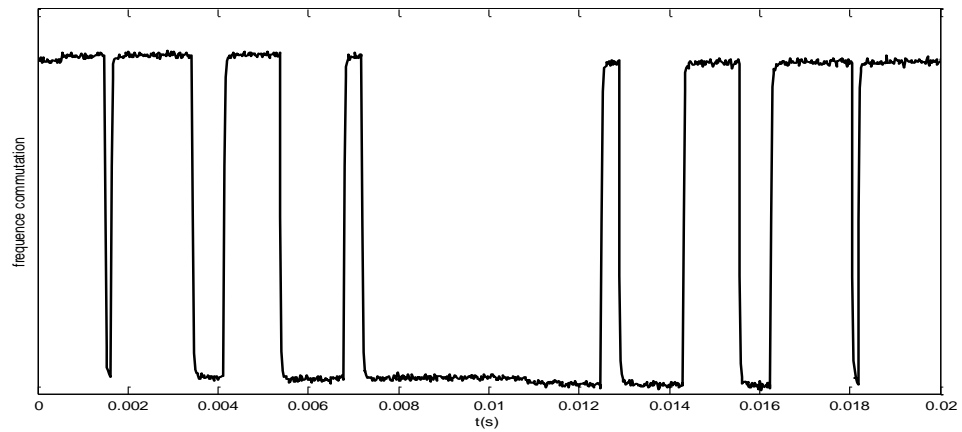


Figure 2.18a : Fréquence de commutation expérimentale pour le nouveau onduleur à PCPWM ($N\alpha = 7$)

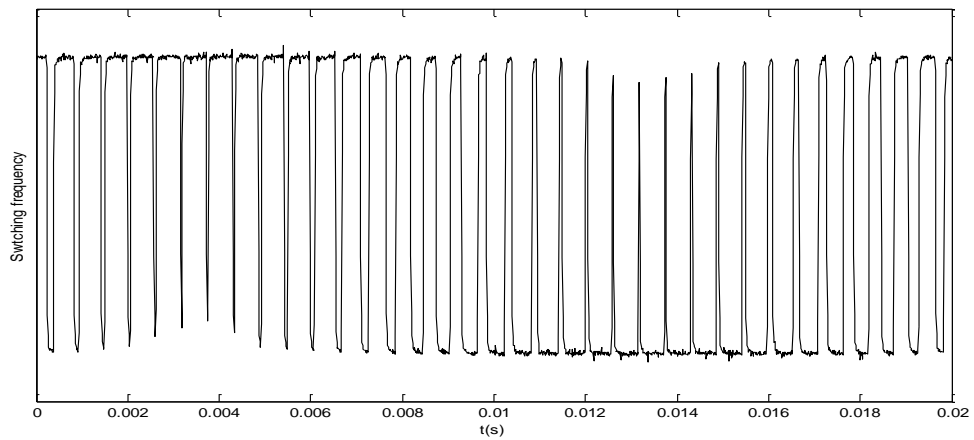


Figure.18b : Fréquence de commutation expérimentale pour l'onduleur à PWM conventionnelle

La figure 2.18 montre la relation entre la tension de sortie expérimentale de l'onduleur et le courant de la charge RL . Nous observons un courant sinusoïdal ajouté d'un bruit qui est dû aux interrupteurs de commutation. En plus, comme il est montré dans la figure 2.19a, la fréquence de commutation expérimentale du nouveau onduleur à PCPWM avec $N\alpha = 7$ est très inférieure à celle de l'onduleur à PWM classique comme il est montré dans la figure 2.19b.

2.6 Conclusion

Un modèle d'onduleur monophasé a été développé en combinant des angles de commutation pré-calculés et un filtre passif modifié LC_1LC_2 pour éliminer les harmoniques de sortie. Cette structure a permis d'obtenir une très grande valeur pour l'impédance d'entrée, qui implique la minimisation du courant de circulation dans les condensateurs, et une très petite valeur pour l'impédance de sortie, qui minimise les chutes de tension à ces bornes. Le modèle de Thevenin nécessite un système d'équations non linéaires pour le calcul des angles de commutation. Les algorithmes génétiques ont présenté un moyen efficace pour résoudre ce type de systèmes. Le modèle de l'onduleur proposé réussit à réduire sensiblement les harmoniques lors de l'utilisation des condensateurs polarisés. La réduction du nombre d'angles de commutation fournit une plus grande fiabilité et augmente la durée de vie des composants du système. En outre, la conception d'onduleur proposé et la simplicité de commande pourrait être utilisée comme une solution rentable au problème de réduction des harmoniques.

Partie II:

LES CONVERTISSEURS FORTE PUISSANCE

3. LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE MULTICELLULAIRES

3.1 Introduction

L'utilisation des convertisseurs statiques est apparue au début des années 90 [64] dans les domaines de très forte puissance et a donné lieu à des associations de cellules de commutations permettant d'obtenir des caractéristiques de tenue en tension et en courant très performantes. En effet, la nécessité d'augmenter la tension traitée dans les systèmes de conversion statique d'énergie a conduit à l'élaboration de nouvelles structures; c'est le cas des convertisseurs multicellulaires. L'idée est de répartir la contrainte en tension des éléments de commutateur sur plusieurs composants placés en série. La structure des convertisseurs multicellulaires permet non seulement la conversion statique d'énergie électrique sous haute tension par l'association en série de cellules de commutation, mais également d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en terme de contenu harmonique. Les convertisseurs multicellulaires font, ces dernières années, l'objet d'un intérêt croissant dans les milieux industriels et universitaires. Les principales qualités qu'offre ce type de convertisseurs sont [22]:

- Modularité, une cellule de base permet de construire toute une gamme de convertisseurs,
- Nombre élevé de degrés de libertés lié aux nombres de cellules employées,
- Ondulation réduite dans le rapport du nombre de cellules employées,
- Les sauts de tension aux bornes de la charge étant plus faible en amplitude, donc la fatigue des isolants de ces derniers sont moins importants.

Ce chapitre est consacré à la présentation des convertisseurs multicellulaires séries, après un bref rappel sur les différents types de convertisseurs de puissance multiniveaux, où nous rappelons les principales caractéristiques de cette topologie de convertisseurs. Puis nous présentons le modèle aux valeurs

instantanées. Ce modèle permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur et de poursuivre un objectif principal qui est la synthèse et la validation en simulation des lois de commande.

3.2 Structures de conversion d'énergie multiniveaux

Les structures de conversion d'énergie multiniveaux reposent sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série.

Cette section est consacrée à la présentation du fonctionnement, de la commande et des particularités des principales structures de conversion d'énergie multiniveaux : le convertisseur en cascade, le convertisseur clampé par le neutre et le convertisseur multicellulaire série.

3.2.1 Les convertisseurs multiniveaux en cascade

En 1975, dans [65] les auteurs ont proposé un convertisseur multiniveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure 3.1 montre le schéma de base d'un convertisseur à N niveaux en cascade formé par l'association en série de $(N - 1)/2$ ponts à deux niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $(N - 1)/2$ tensions en sortie de ces ponts.

Une autre alternative consiste à envisager de mettre en série plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source de tension continue E_c (Figure 3.2). Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sorties alternatives de chaque pont.

En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux, il faudra disposer de $(N - 1)/2$ ponts monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximale de la tension en sortie du bras divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire).

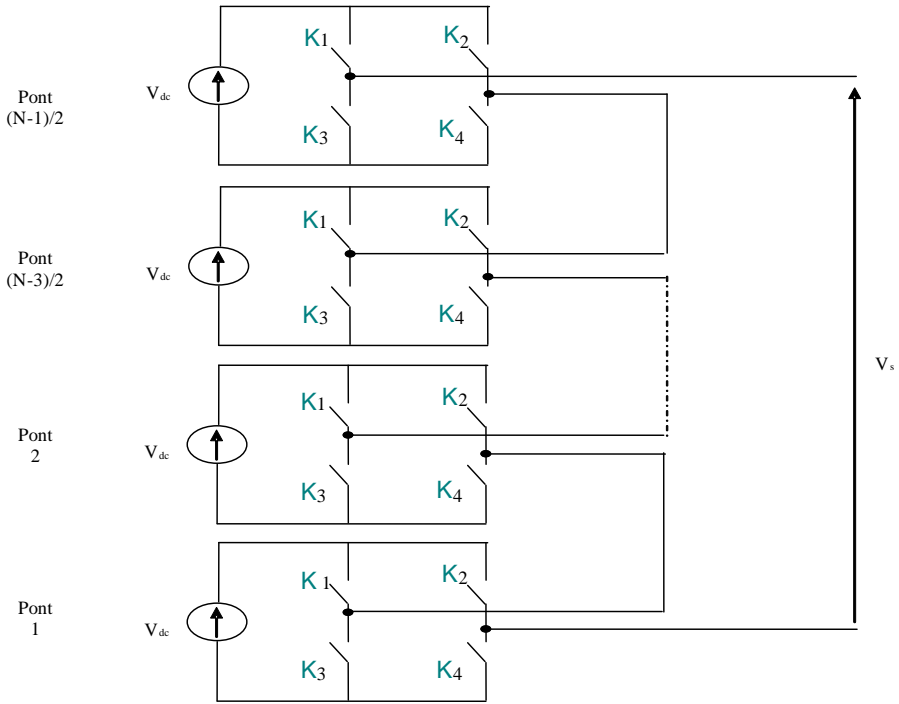


Figure 3.1 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade

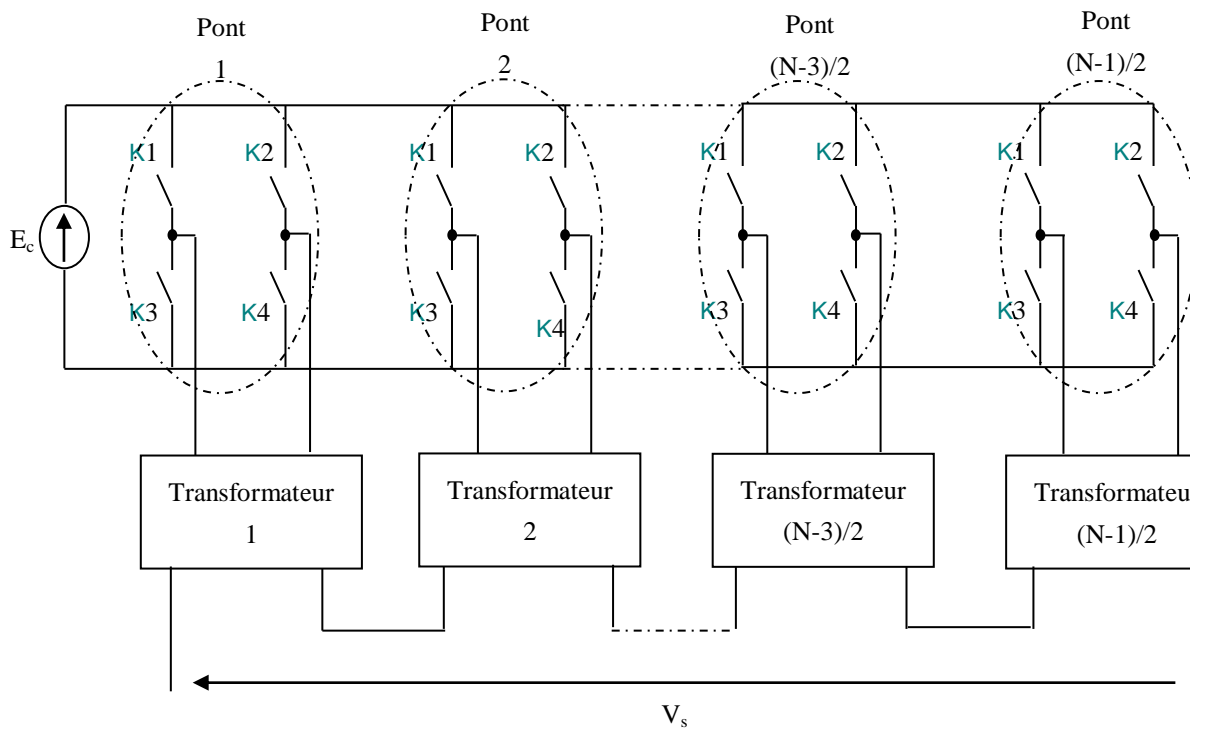


Figure 3.2 : Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux

3.2.2 Les Convertisseurs multiniveaux à structure NPC

L'une des premières structures multiniveaux est apparue vers la fin des années 70 [66]. Cette structure, connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre (Neutral Point Clamped), n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension d'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par des diodes (clamps) connectées à des points milieux capacitifs. La figure 3.3 présente la structure correspondant à un onduleur monophasé à N niveaux. Une série de $(N - 2)$ condensateurs permet de créer un ensemble de $(N - 2)$ points milieux capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $\frac{E}{N-1}$, $\frac{2E}{N-1}$, ... jusqu'à $\frac{(N-1)E}{N-1}$. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande des interrupteurs de puissance.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique à 2 niveaux sont [66]:

- Amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Ainsi que, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
- Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel au nombre de niveaux) et donc adapté pour les applications haute tension.

Par contre, l'inconvénient de cette structure est:

- Déséquilibre des tensions des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande qui assure la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.

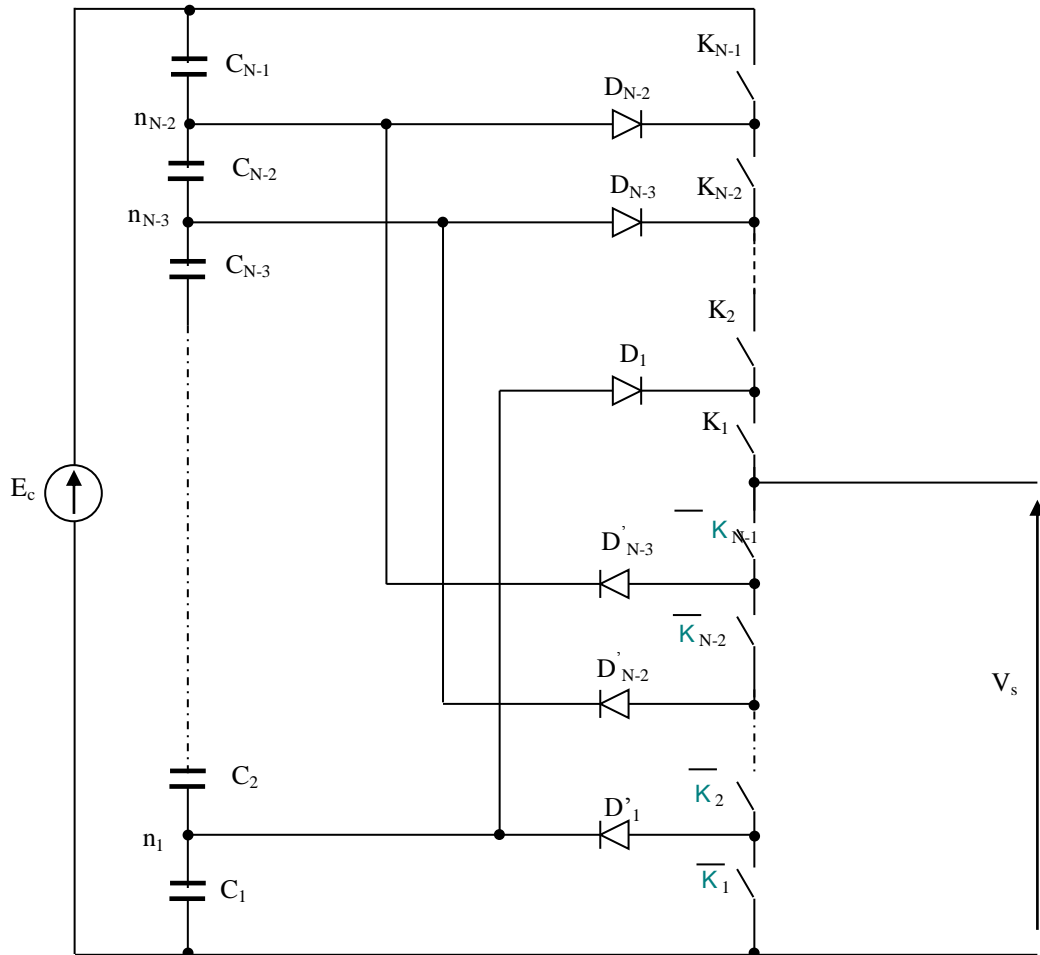


Figure 3.3 : Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux

3.2.3 Les Convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriqués

Au début des années 90, une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux a été inventée [64][67][68]. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations: montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure 3.4 montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p = N - 1$ cellules.

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/P . Par contre, le calibre en

le courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique: c'est le courant de la charge [20]. Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des niveaux de tension différents (par rapport à la structure NPC) [70].

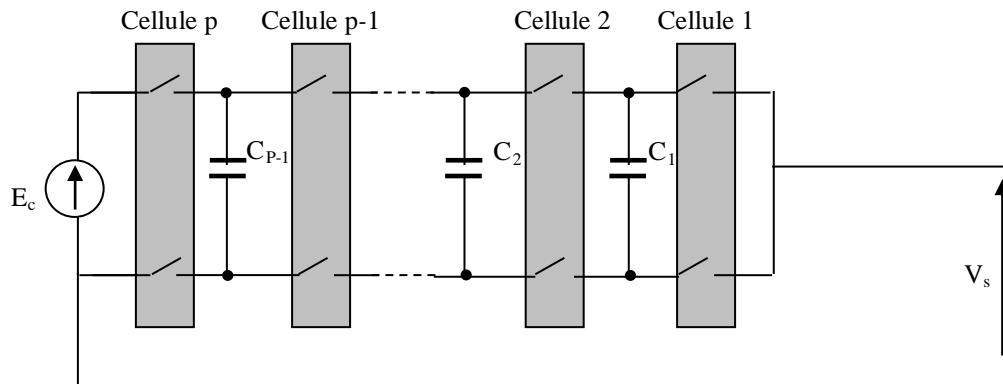


Figure 3.4 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux

D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée [69].

3.2.3.1 Définition d'une cellule élémentaire de commutation

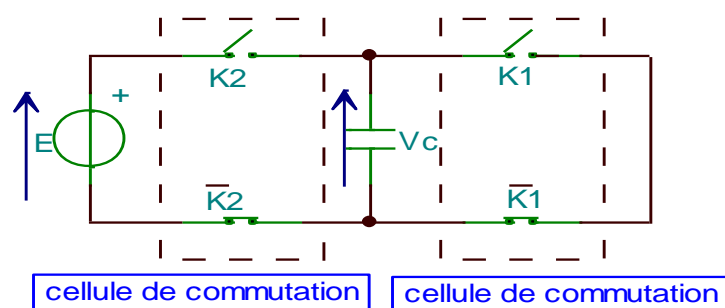


Figure 3.5: Cellules de commutation

D'après la figure 3.5 on constate que K_1 et \bar{K}_1 (respectivement K_2 et \bar{K}_2) ne sont jamais fermés simultanément. De plus, le passage d'une configuration

d'interrupteurs à une autre implique le changement d'état simultané et complémentaire des interrupteurs (K_1 et $\overline{K_1}$ ou K_2 et $\overline{K_2}$).

Une cellule élémentaire de commutation est composée d'une paire d'interrupteurs reliés à un même pôle de la source de courant et commandés de façon complémentaire.

3.2.3.2 cellule de commutation multicellulaire

Une cellule de commutation multicellulaire résulte d'une imbrication de cellules élémentaires de commutation ou chaque paire d'interrupteurs obéit à des lois analogues à celles régissant le fonctionnement des deux interrupteurs d'une cellule de commutation classique [69].

Nous considérons deux interrupteurs de tenue en tension ($E/2$) à la place d'un seul capable de supporter E , la source de tension ($E/2$) réalisée par un condensateur flottant C , cette source de tension garantit une répartition équilibrée des tensions aux bornes des interrupteurs aussi bien en régime statique que transitoire.

La figure 3.6 représente une cellule de commutation multicellulaire (2 cellules dans notre cas).

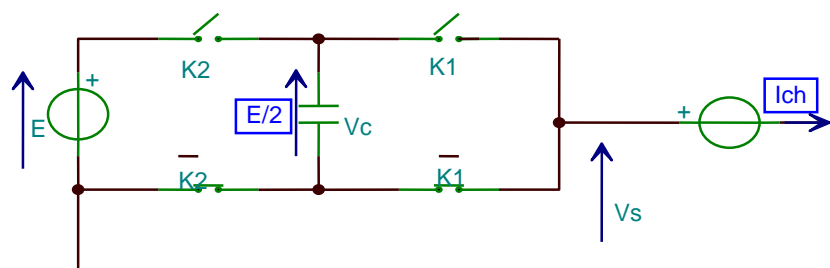


Figure 3.6 : Convertisseur à deux cellules de commutation

Chaque cellule de commutation élémentaire composée d'une paire d'interrupteurs ($K_k, \overline{K_k}$) commute une tension $V_{cel_k} = E/2$ et un courant de charge I_{ch} . Ce qui implique que l'interrupteur bloqué de chaque cellule supportera une tension de $E/2$

Les cellules de commutation sont indépendantes, chaque cellule se caractérisant par deux états, alors il existe (2^2) topologies possibles.

Les configurations possibles pour le convertisseur sont représentées dans la figure 3.7

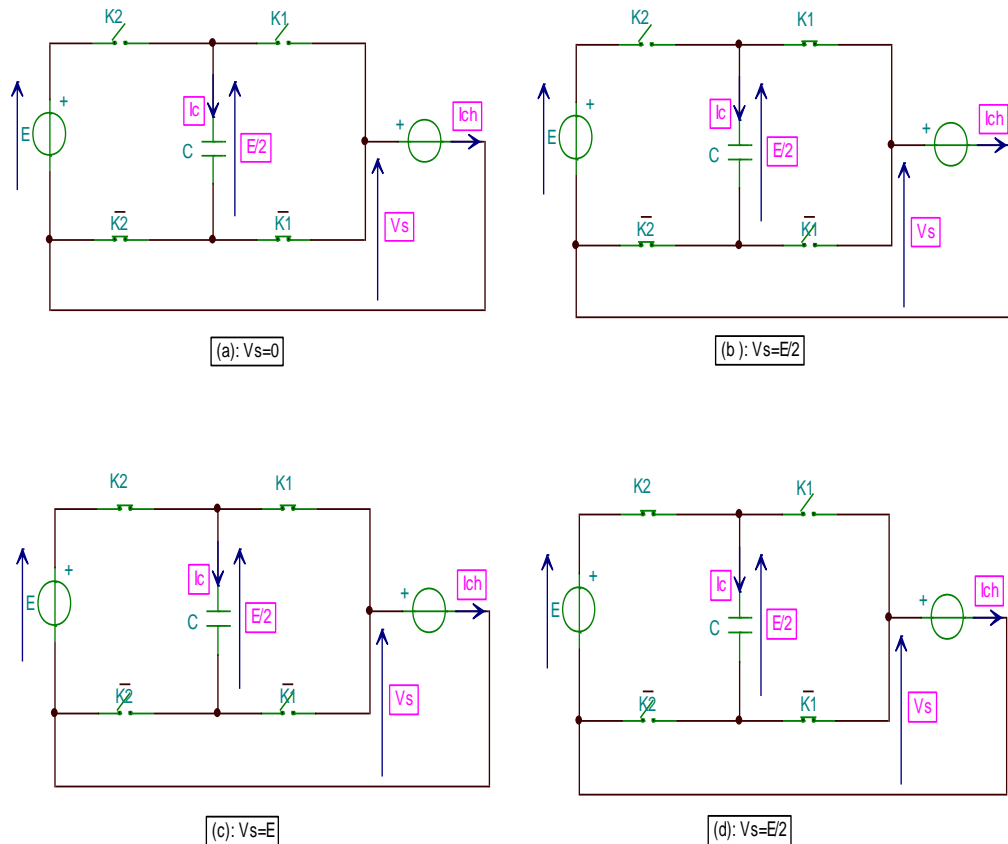


Figure 3.7 : Différentes configurations d'un convertisseur à deux cellules de commutation

Pour les différentes configurations, la tension de sortie V_s est obtenue en effectuant la somme des tensions aux bornes des interrupteurs \overline{K}_k , cette tension est inévitablement fonction de l'état des interrupteurs :

- Si les 2 interrupteurs \overline{K}_1 et \overline{K}_2 sont passants alors la tension V_s est égale à 0.
- Si les 2 interrupteurs \overline{K}_1 et \overline{K}_2 sont bloqués alors la tension V_s est égale à E (K_1, K_2 étant passants).
- Si les deux interrupteurs sont dans des états différents alors la tension V_s est obtenue en effectuant la loi des mailles et est égale à $E/2$.

La tension $E/2$ correspond à la tension appliquée à chaque cellule Cel_k dans le cas où l'on fait l'hypothèse que la source de tension flottante réalisée par le condensateur C est égale à $E/2$. Alors la tension de sortie du bras multicellulaire V_s est déterminée à chaque instant en multipliant le nombre d'interrupteurs \bar{K}_k bloqués par la tension cellule V_{cel_k} est égale à $E/2$ ainsi pour un bras 2 cellules, 3 niveaux de tension sont possibles en sortie.

Cette analyse nous permet aussi de montrer que la tension supportée par chaque interrupteur bloqué vaut $E/2$.

Nous avons montré que le niveau $E/2$ est possible uniquement dans le cas où la capacité C reste équilibrée à $E/2$, pour cela, l'analyse des différentes configurations montre que le courant dans le condensateur C est fonction de l'état des interrupteurs des cellules:

- $i_c = i_{ch} (K_2, \bar{K}_1 \text{ passants})$.
- $i_c = -i_{ch} (\bar{K}_2, K_1 \text{ passants})$.
- $i_c = 0 (K_2, K_1 \text{ passants ou bloqués})$.

Le courant circulant dans le condensateur C peut s'exprimer en fonction des signaux de commandes des interrupteurs U_1 et U_2 :

$$i_c = (U_1 - U_2)I_{ch} \quad (3.1)$$

Où U_k prend la valeur 0 (respectivement 1) lorsque l'interrupteur K_k est bloqué (respectivement passant).

3.2.3.3 Choix du point de référence des tensions

Les tensions appliquées à chaque cellule de commutation sont fonction des tensions aux bornes des condensateurs, qui sont l'une des contraintes sur les commutateurs. Pour cela la tension de référence des tensions de cellule doit être choisie égale à :

$$V_{cel_{ref}} = \frac{E}{p} \quad (3.2)$$

Ceci conduit pour les tensions de condensateur à une fraction croissante de la tension de la source en fonction de son rang comme suit :

$$V_{ci_{ref}} = i \frac{E}{p} \quad (3.3)$$

avec p représente le nombre de cellules du convertisseur et $i \in [1 \dots p - 1]$

Par exemple on prend $p=3$, les trois configurations suivantes donnent la même tension de sortie, mais pas la même évolution des tensions de condensateur.

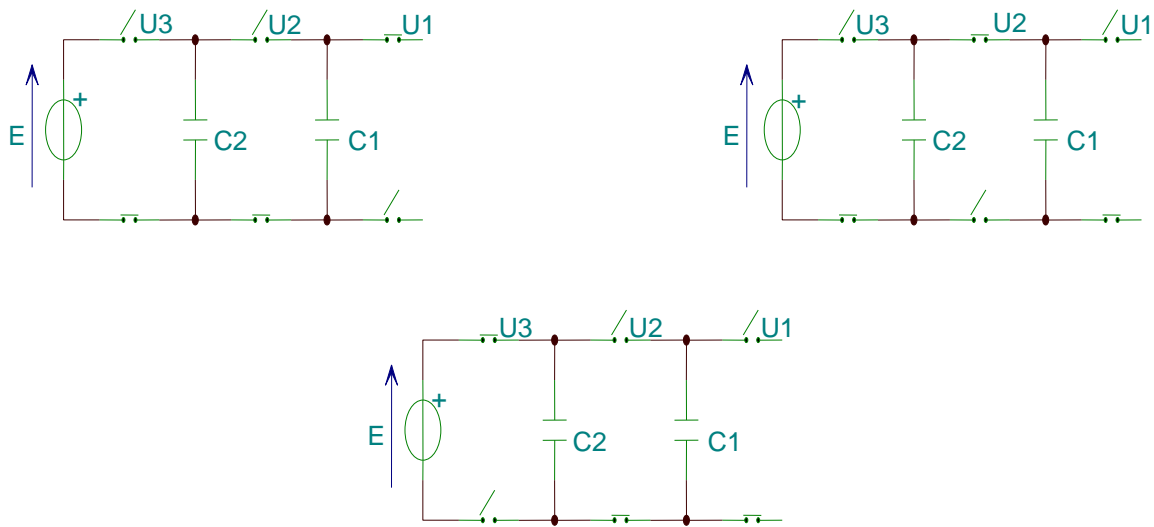


Figure 3.8 Ensemble des configurations donnant $V_s = E/3$ pour $p = 3$

Le tableau 3.1 regroupe l'ensemble des combinaisons éventuelles des ordres de commande, ainsi que la tension de sortie associée pour chaque niveau de tension de sortie avec $p = 3$.

Tableau 3.1 Etats des signaux de commande et tension de sortie pour un convertisseur à 3cellules

Combinaison des commandes			Tension de sortie
U_3	U_2	U_1	V_s
0	0	0	0
0	0	1	$E/3$
0	1	0	
1	0	0	
0	1	1	$2E/3$
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	E

Nous constatons qu'il y a trois combinaisons possibles pour générer les niveaux de tension $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ et une seule pour les niveaux 0 et E .

En supposant des tensions de cellule constantes $V_{cel} = V_{celref}$

$$\text{On a: } V_S = n \frac{E}{p} \quad (3.4)$$

Où n représente le numéro du niveau de tension donné par :

$$n = \sum_{i=0}^p U_i \quad (3.5)$$

3.2.3.4 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

La dynamique des tensions des condensateurs flottants doit suivre celle de la tension d'alimentation principale E afin de maintenir l'équilibrage de la tension parmi différents semi conducteurs de puissance de la structure multi-niveaux. Cet équilibre des tensions doit être assuré aussi bien en régime transitoire qu'en régime statique [68]

$$V_{C_i} = i \frac{E}{p} \quad (3.6)$$

La dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants dans le cas d'une association de 3 cellules de commutation est indiquée sur la figure 3.9.

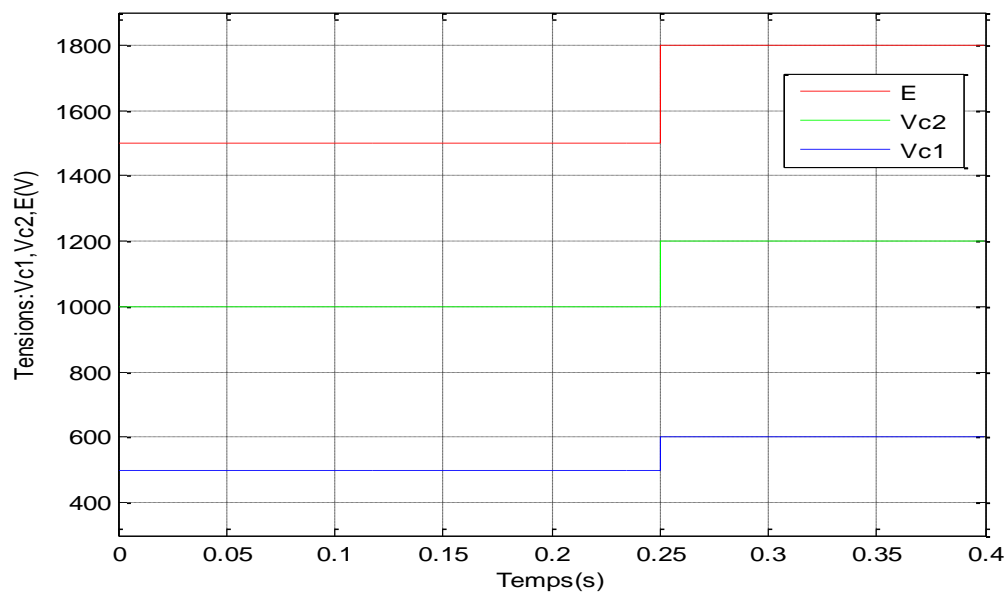


Figure 3.9 : Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

L'évolution de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs doit se rapprocher de cet exemple afin de garantir le fonctionnement correct de la structure multi-niveaux avec des condensateurs flottants, car cette dynamique est responsable, d'une part, d'un partage équilibré de tension d'entrée parmi les semi-conducteurs mis en série et d'autre part elle assure une sortie de tension multi-niveaux dont l'amplitude des niveaux égale à :

$$E_{niv} = \frac{E(t)}{i} \quad (3.7)$$

3.2.3.5 Evolution des tensions de condensateur et de cellule

La figure 3.10 indique la structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur. L'état de deux cellules adjacentes influe sur la tension de condensateur (V_{ci}).

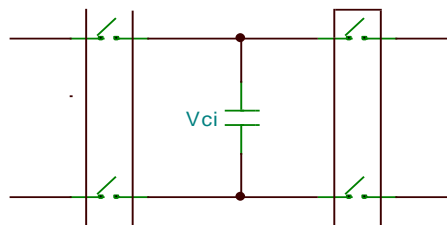


Figure 3.10 : Structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur

La dérivée de la tension de condensateur est :

$$\frac{dV_{c_i}}{dt} = \frac{i}{c} \beta_i \quad (3.8)$$

$$\frac{dV_{c_i}}{dt} = \frac{i}{c} (U_{i+1} - U_i) \quad (3.9)$$

Le tableau (3.2) résume les cas possibles:

Tableau 3.2 : Différentes possibilités de la commande

U_{i+1}	U_i	β_i
0	0	0
0	1	-1
1	0	1
1	1	0

Si on prend une convention récepteur pour le condensateur et un courant de sortie positif, les cas possibles sont :

- Les deux cellules sont dans le même état $\Rightarrow V_{C_i}$ reste constante.
- Les deux cellules ne sont pas dans le même état, deux cas peuvent se présenter :
 - L'état de la cellule supérieure (U_{I+1}) est 1 et l'autre (U_i) est 0 $\Rightarrow V_{C_i}$ augmente
 - L'état de la cellule supérieure (U_{I+1}) est 0 et l'autre (U_i) est 1 $\Rightarrow V_{C_i}$ diminue.

Le tableau 3.3 indique que la commande d'une cellule agit sur les tensions de condensateur V_{C_1} et V_{C_2} . D'après le tableau nous constatons qu'il y a un seul signe (0) de la dérivée de V_{C_1} et V_{C_2} pour les deux niveaux de tensions (E et 0) et trois signes (+, - et 0) possible pour les deux niveaux $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$

Tableau 3.3 : Sens d'évolution des tensions de condensateur pour un convertisseur à 3cellules

V_S	$U_3 U_2 U_1$	Signe de la dérivée de V_{C_1}	Signe de la dérivée de V_{C_2}
0	0 0 0	0	0
$\frac{E}{3}$	0 0 1	0	-
	0 1 0	-	+
	1 0 0	+	0
$\frac{2E}{3}$	0 1 1	-	0
	1 0 1	+	-
	1 1 0	0	+
E	1 1 1	0	0

D'autre part: pour les deux niveaux $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$, il est clair qu'on peut avoir tout les couples de signe $\{(0,+), (+,0), (-,0), (0,-), (-,+), (+,-)\}$, alors on peut avoir la valeur désirable pour les tensions de condensateur.

Pour l'évolution d'une tension de cellule (V_{cel_i}), il faut tenir compte cette fois de l'état de commande de trois cellules adjacentes comme indique le schéma suivant :

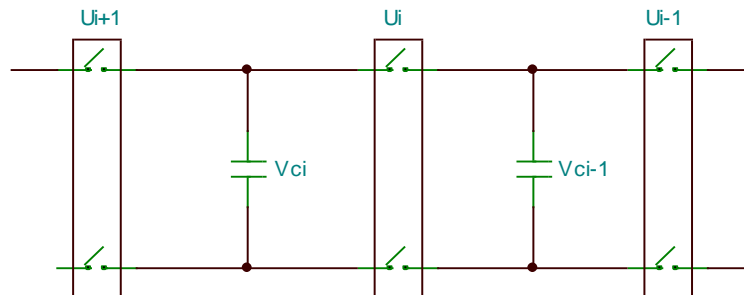


Figure 3.11 : Structure élémentaire agissant sur la tension d'une cellule

La dérivée de la tension V_{cel_i} peut s'exprimer alors de différentes manières:

$$\frac{dV_{cel_i}}{dt} = \frac{i}{c} (\beta_{i+1} - \beta_i) \quad (3.10)$$

$$\frac{dV_{cel_i}}{dt} = \frac{i}{c} (U_{i+1} + U_{i-1} - 2U_i) \quad (3.11)$$

$$\frac{dV_{cel_i}}{dt} = P_i \frac{i}{c} \quad (3.12)$$

Le tableau 3.4 regroupe l'ensemble des combinaisons éventuelles des ordres de commande, ainsi que le coefficient P_i correspondant :

Tableau 3.4 : Valeurs de P_i suivant les configurations possibles

U_3	U_2	U_1	β_{i+1}	β_i	P_i
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	-1	1
0	1	0	-1	1	-2
1	0	0	-1	0	-1
0	1	1	1	0	1
1	0	1	1	-1	2
1	1	0	0	1	-1
1	1	1	0	0	0

D'après le tableau 3.4 on peut arriver à distinguer les deux cas suivants :

- les trois commandes sont identiques: la tension de cellule reste constante, car aucun condensateur n'est utilisé.
- les trois commandes ne sont pas égales :

$$\text{Si } U_i = 0 \text{ et } \begin{cases} U_{i+1} \geq U_{i-1} \\ \text{ou} \\ U_{i+1} \leq U_{i-1} \end{cases} \Rightarrow \text{la tension de cellule augmente}$$

$$\text{Si } U_i = 1 \text{ et } \begin{cases} U_{i+1} \geq U_{i-1} \\ \text{ou} \\ U_{i+1} \leq U_{i-1} \end{cases} \Rightarrow \text{la tension de cellule diminue.}$$

3.3 Modélisation et simulation des convertisseurs multicellulaires séries

Il existe trois modèles représentant la cellule de commutation. Dans ce chapitre le modèle du convertisseur multicellulaire série sera développé en valeurs instantanées.

3.3.1 Modèle aux valeurs moyennes

Le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique comme seule information concernant la cellule de commutation, le déphasage du signal de commande n'étant pas pris en compte. Ceci implique que le modèle moyen ne permet pas de mettre en évidence les phénomènes harmoniques donc le phénomène de rééquilibrage naturel en boucle ouverte propre au convertisseur multicellulaire

3.3.2. Modèle harmonique

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de fourrier des signaux de commande. Il permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire série en prenant en compte tous les phénomènes harmoniques

3.3.3. Modèle aux valeurs instantanées

Ce modèle prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur, il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs [69].

3.3.4 Formulation générale

La présence des p cellules ayant chacune deux états possibles (interrupteurs et étant à tout instant dans des états complémentaires) implique que ce convertisseur peut avoir plusieurs configurations possibles. Le signal de commande associé à l'interrupteur sera noté et ce signal sera à l'état 1 si l'interrupteur est passant ou à l'état 0 si l'interrupteur est bloqué. Ces configurations peuvent être rassemblées dans un système d'équation différentielle représentant l'évolution des tensions et du courant de charge I_{ch} . La mise en équation de ce type de structure met en œuvre pour chaque bras [21]:

- $(p - 1)$ équations liée à l'évolution des tensions aux bornes des $(p - 1)$ condensateurs flottants.
- Une équation liée au courant de charge I_{ch} .

3.3.5 Convertisseur à P cellules de commutation

La figure 3.12 indique un convertisseur à p cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur associé à une charge RL . Pour établir le modèle instantané de notre convertisseur, on prend deux cellules ($U_k - \bar{U}_k$ et $U_{k+1} - \bar{U}_{k+1}$) avec leur Condensateur flottant (C_k). L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant I_{ch} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k + 1$ et cellule k) et du courant de charge I_{ch}

Le courant de charge est fonction des signaux de commandes U_{k+1} et U_k :

$$i_{ck} = (U_{k+1} - U_k)I_{ch} \quad (3.13)$$

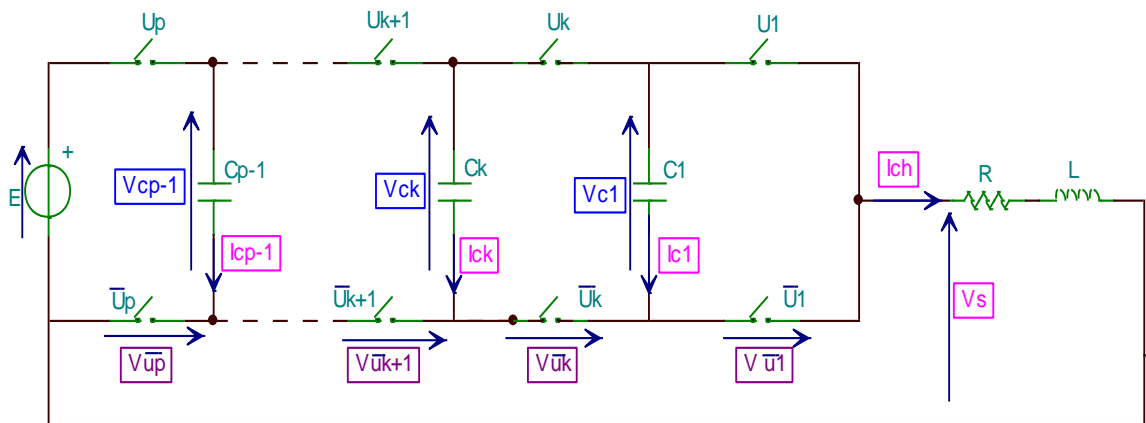


Figure 3.12 : Hacheur dévolteur à p cellules associé à une charge RL

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{Ck} par

$$i_{Ck} = C_k \frac{dV_{Ck}}{dt} \quad (3.14)$$

Donc, il vient :

$$\frac{dV_{Ck}}{dt} = \frac{(U_{k+1} - U_k)I_{ch}}{C_k} \quad (3.15)$$

Cette équation est généralisable aux $(p - 1)$ condensateurs flottants.

D'après la loi des mailles, la tension de sortie V_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs « \bar{U} ». Ces tensions sont définies par :

$$V_{\bar{u}_k} = (V_{C_k} - V_{C_{k-1}})U_k \quad (3.16)$$

D'où, la tension aux bornes de la charge :

$$V_s = \sum_{k=1}^p V_{\bar{u}} = \sum_{k=1}^p (V_{C_k} - V_{C_{k-1}})U_k \quad (3.17)$$

Avec : $V_{C_0} = 0$ et $V_{C_p} = E$

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{dI_{ch}}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{R}{L}I_{ch} \quad (3.18)$$

Par substitution de l'équation (3.17) dans l'équation (3.18), nous trouvons :

$$\frac{dI_{ch}}{dt} = \frac{(U_1 - U_2)V_{C_1}}{L} + \frac{(U_2 - U_3)V_{C_2}}{L} + \dots + \frac{(U_{p-1} - U_p)V_{C_{p-1}}}{L} + \frac{U_p E}{L} - \frac{R}{L} I_{ch} \quad (3.19)$$

Le modèle instantané représentant un bras multicellulaire série à p cellules fonctionnant en hacheur associée à une Charge RL est regroupé dans le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} \frac{dV_{C_1}}{dt} &= \frac{(U_2 - U_1)I_{ch}}{C_1} \\ \frac{dV_{C_2}}{dt} &= \frac{(U_3 - U_2)I_{ch}}{C_2} \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(U_p - U_{p-1})I_{ch}}{C_{p-1}} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\frac{dI_{ch}}{dt} = \frac{(U_1 - U_2)V_{C_1}}{L} + \frac{(U_2 - U_3)V_{C_2}}{L} + \dots + \frac{(U_{p-1} - U_p)V_{C_{p-1}}}{L} + \frac{U_p E}{L} - \frac{R}{L} I_{ch}$$

3.3.5.1 Commande par PWM d'un hacheur à trois cellules

La commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM) consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible [70]. Les ordres de commande de chaque cellule, dans le cas de la PWM naturelle, sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant (constant dans le cas d'un hacheur et sinusoïdal dans le cas d'un onduleur). La commande par PWM nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles par un angle de $\frac{2\pi}{p}$.

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ sont [71] :

$$\begin{aligned}
tr_1 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
tr_2 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - \frac{2\pi}{3})) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
tr_3 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - 2 \cdot \frac{2\pi}{3})) + \frac{\pi}{2}}{\pi}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

L'angle φ présent dans les équations (3.21) est égale à $\frac{\pi}{2}$.

Dans le cas de la commande des interrupteurs d'un bras multicellulaire, les signaux de commande doivent avoir des rapports cycliques α identiques et un déphasage correspondant à la phase entre deux signaux commandant deux cellules adjacentes. L'obtention de ce signaux est possible à partir de l'élaboration de p signaux triangulaires de fréquence f_p (correspondant à la fréquence de découpage f_{dec}) et déphasés entre eux de $\frac{2\pi}{p}$. Les interrupteurs des différentes cellules sont commandés par signaux de commande valant 0 (respectivement 1) lorsque les interrupteurs sont bloqués (respectivement passants). Ces signaux de commande peuvent être obtenus par modulation de largeur d'impulsion (PWM) qui consiste à utiliser les intersections de p porteuses triangulaires et un signal modulant.

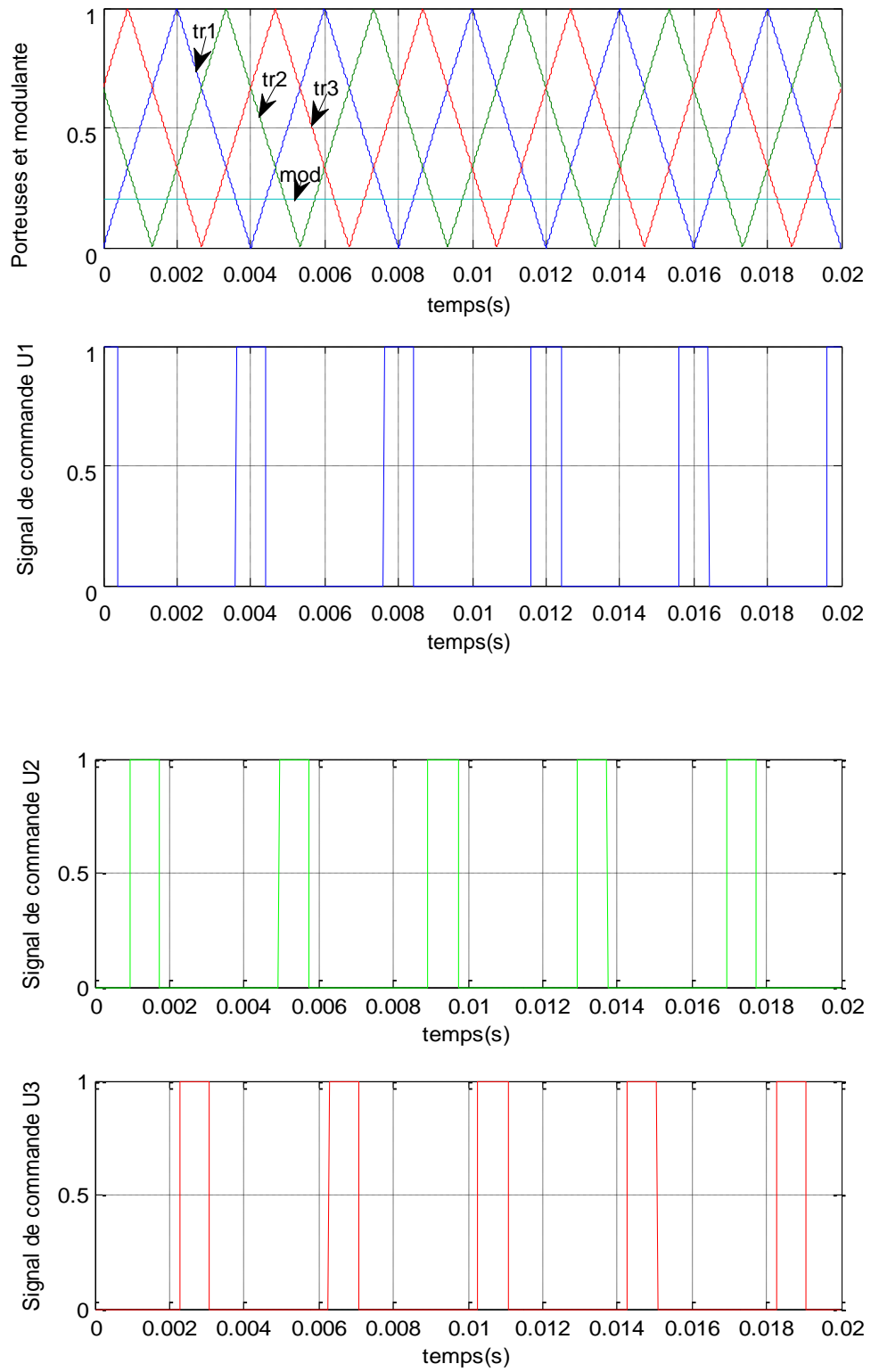


Figure 3.13 : Génération des signaux de commande par modulation

3.3.5.2 Simulation d'un hacheur à trois cellules

Pour la simulation du hacheur à trois cellules nous traitons maintenant deux modèles, le premier ne prend pas en compte les diodes placées en antiparallèle sur les interrupteurs, et le second modèle prend en considération les diodes.

Nous considérons un hacheur dévolteur 3-cellules dont les caractéristiques sont :

$$E = 1500 \text{ volts } R = 10 \Omega, L = 0.5 \text{ mH}, \quad C = 40 \mu\text{F},$$

$$f_{dec} = 16 \text{ kHz},$$

$$\alpha = 0.2 \text{ (identique pour les trois cellules)}$$

$$\varphi = \frac{2\pi}{3} \text{ (dephasage entre cellules)}$$

A) Le premier modèle

Dans ce cas on ne prend pas en compte les diodes placées en antiparallèle sur les interrupteurs. A partir d'un état initial où les tensions condensateurs V_{C1} , V_{C2} et le courant de charge I_{ch} sont nuls, nous effectuons un démarrage du convertisseur avec le motif de commande défini à la figure 3.14 :

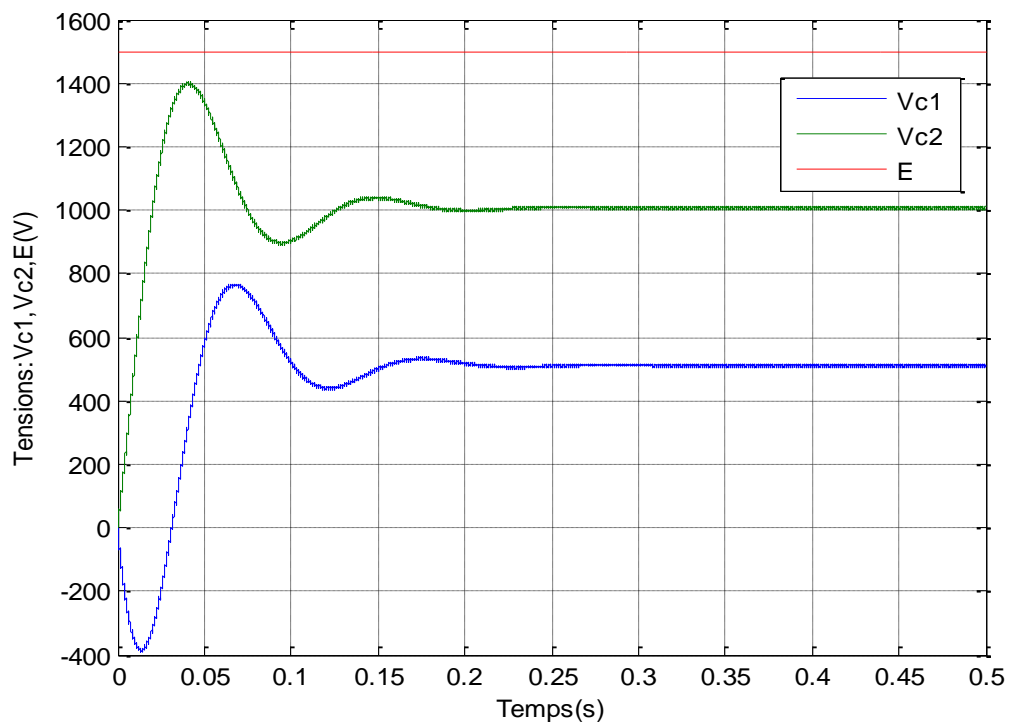


Figure 3.14 : Evolution des tensions condensateurs

En régime permanent : le système évolue alors vers un état d'équilibre caractérisé par des tensions condensateurs V_{C_1} , V_{C_2} ayant pour composante continue respectivement 500V et 1000V ($\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$)

En régime transitoire : nous pouvons remarquer la présence d'oscillations. De plus la tension V_{C_1} devient négative comme nous pouvons le voir à la figure 3.14 lorsque l'interrupteur K (bidirectionnel en tension et en courant) est passant, le courant I_k traversant celui-ci correspond au courant de charge sera bidirectionnel (respectivement unidirectionnel) si le courant de charge est bidirectionnel (respectivement unidirectionnel). La tension aux bornes de l'interrupteur K est fonction des tensions condensateurs V_{C_k} et pourra être positive ou négative.

Pour un convertisseur à 3 cellules, les tensions appliquées à chaque cellule de commutation V_{cel_k} (Figure 3.15) sont définies par :

$$\begin{aligned} V_{Cel_1} &= V_{C_1} \\ V_{Cel_2} &= V_{C_2} - V_{C_1} \\ V_{Cel_3} &= E - V_{C_2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

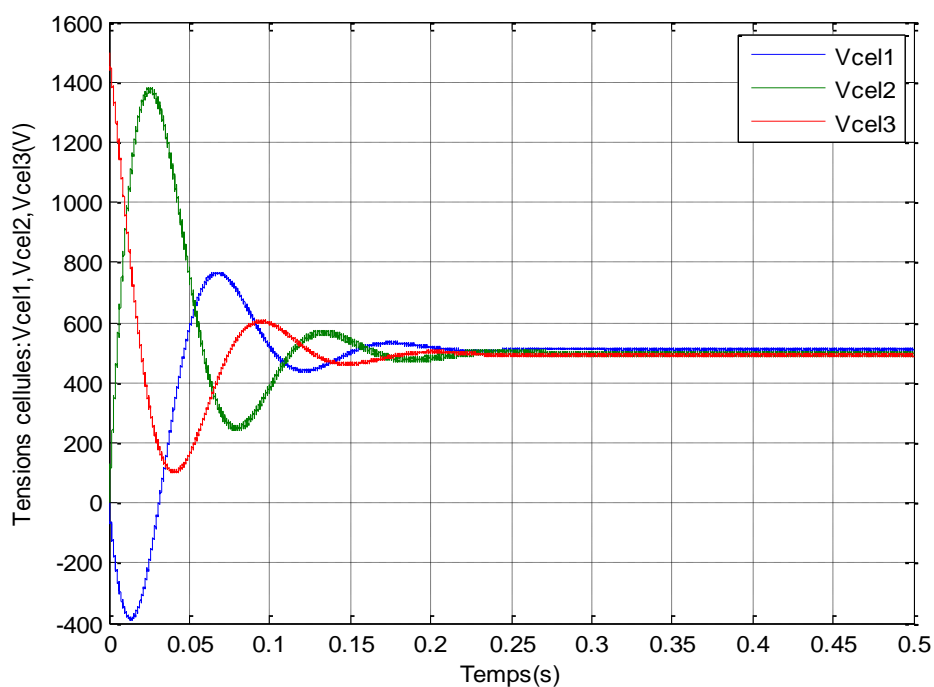


Figure 3.15 : Evolution des tensions appliquées aux cellules de commutation

A partir de la figure 3.15 nous pouvons remarquer que :

En régime transitoire : les tensions V_{c_k} répercutent sur les tensions appliquées à chaque cellule de commutation V_{cel_k}

En régime déséquilibré : les interrupteurs doivent supporter des tensions bien supérieures aux valeurs obtenues à l'équilibre :

Par exemple la cellule 2 doit supporter une tension maximale de 1400V en régime transitoire. Par contre, lorsque les tensions aux bornes des condensateurs sont équilibrées les tensions V_{cel_k} sont identiques avec une composante continue de 500V ce qui garantit une répartition équilibrée des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués.

A partir de ces premiers résultats, nous pouvons mettre en évidence que la simulation du modèles aux valeurs instantanées permet de retrouver la propriété suivante :

- Si les signaux de commande des cellules de commutation ont les mêmes rapports cycliques et sont déphasés de $\frac{2\pi}{P}$ ($\frac{2\pi}{3}$ dans notre cas) alors il existe un seul état stable en boucle ouverte pour la répartition des tensions aux bornes des condensateurs

$$V_{c_k} = k \frac{E}{P} \quad (V_{c_k} = k \frac{E}{3} \text{ dans notre cas}) \text{ et } k \in [1 \dots P - 1]$$

(P représente le nombre de cellules du convertisseur),

Mais le modèle aux valeurs instantanées ne nous permet pas de prendre en compte les diodes placées en antiparallèle sur les interrupteurs, ces diodes impliquent que la tension condensateur $V_{c_{k-1}}$ ne peut pas être supérieure à la tension condensateur V_{c_k} [69].

B) Le second modèle

Dans ce modèle on prend en compte la bidirectionnalité en courant des interrupteurs.

Les diodes prennent le contrôle du convertisseur et l'état de cellule de commutation est imposé par ces diodes quels que soient les signaux de commande.

La figure 3.16 représente la cellule de commutation K avec comme interrupteurs des IGBT (Insulated-Gate-Bipolar-Transistor) associées des diodes en antiparallèle. Les interrupteurs composant les cellules de commutation sont bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension.

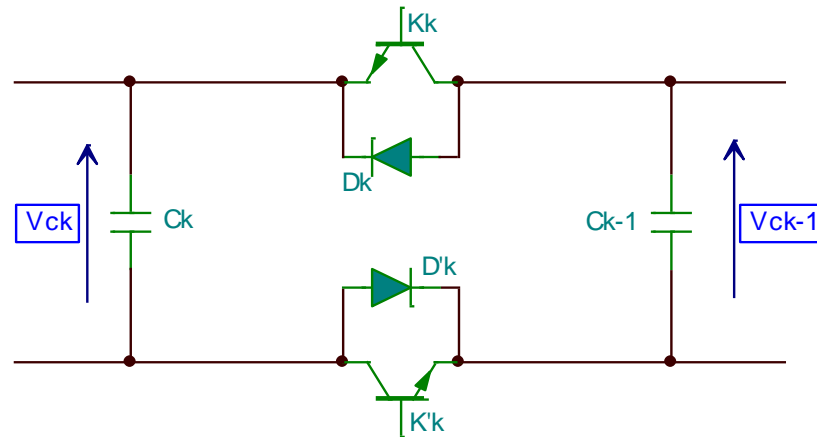


Figure 3.16 : Cellule de commutation K

Si $V_{C_{k-1}} > V_{C_k}$, la diode D_k se met à conduire ce qui implique qu'en aucun cas la tension $V_{C_{k-1}}$ ne peut devenir supérieure à la tension V_{C_k} , pour la cellule de commutation 1 (cellule connectée à la charge), la diode D_1 interdit à la tension V_{C_1} de devenir négative.

La prise en compte de l'effet des diodes dans notre modèle est effectuée en faisant l'hypothèse que lorsque les diodes D_k ($V_{C_{k-1}} > V_{C_k}$) ou D_{k+1} ($V_{C_k} > V_{C_{k+1}}$) rentrent en conduction, la tension aux bornes du condensateur V_{C_k} est bloquée à sa valeur.

Ceci est une approximation car dans le cas d'un fonctionnement réel, lors de l'entrée en conduction de la diode D_k , les condensateurs C_k et C_{k-1} retrouvent connectée en parallèle et ils évoluent tous les deux selon l'état des signaux de commande des cellules cel_{k+1} et cel_{k-1}

Le schéma suivant met en évidence les différentes configurations des cellules de commutation lorsque les diodes D_k, D'_k sont passantes: la cellule k est considérée comme court-circuitée, c'est-à-dire que les condensateurs sont en parallèle. Pour cette raison, les diodes D_k, D'_k ne sont pas représentées sur le schéma 3.17 [69].

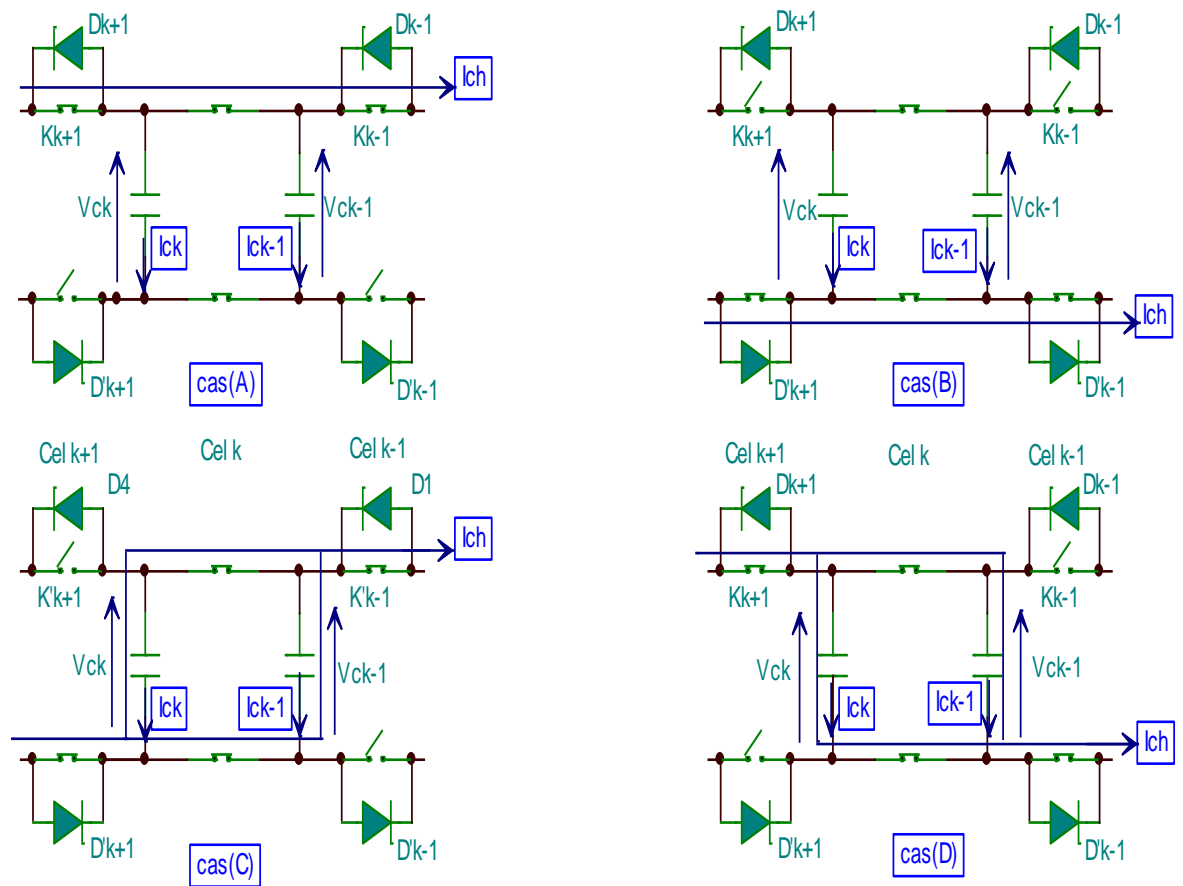


Figure 3.17 : Différentes configurations possibles lors de la conduction des diodes de la cellule k

Cette figure met en évidence que suivant l'état des cellules cel_{k+1} et cel_{k-1} , les condensateurs C_k et C_{k-1} sont traversés par des courants respectifs i_{C_k} et $i_{C_{k-1}}$:

- $i_{C_{k-1}} = i_{C_k} = 0$ dans le cas A et B
- $i_{C_{k-1}} = \frac{C_{k-1}}{C_k + C_{k-1}} I_{ch}$ et $i_{C_k} = -\frac{C_k}{C_k + C_{k-1}} I_{ch}$ dans le cas C
- $i_{C_{k-1}} = \frac{C_{k-1}}{C_k + C_{k-1}} I_{ch}$ et $i_{C_k} = \frac{C_k}{C_k + C_{k-1}} I_{ch}$ dans le cas D

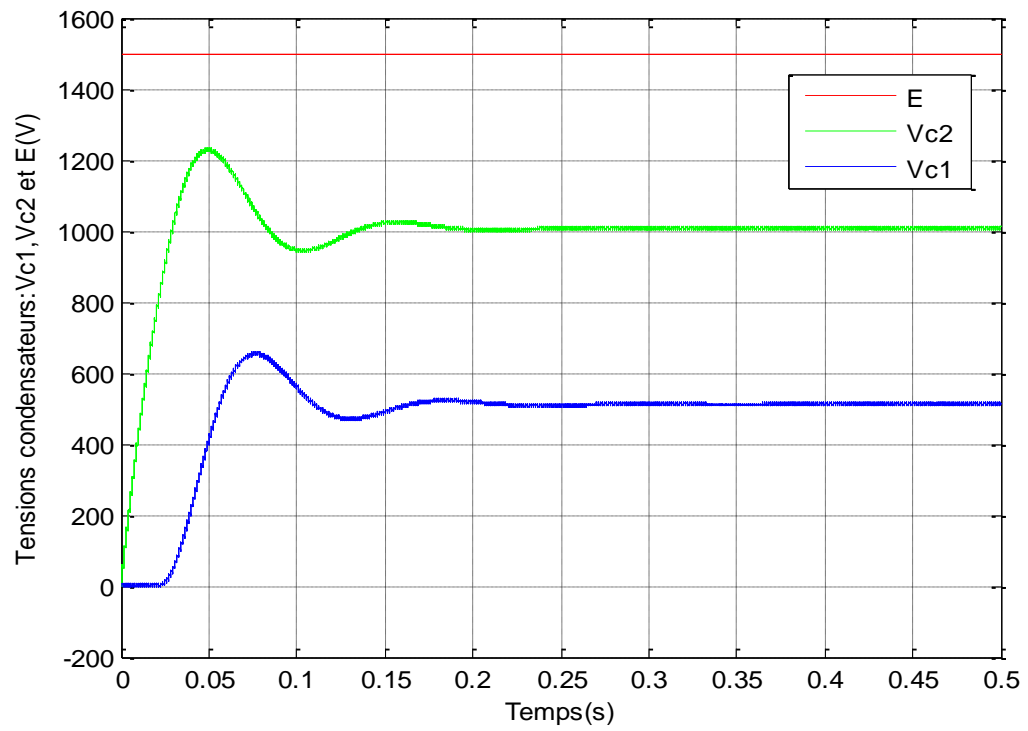
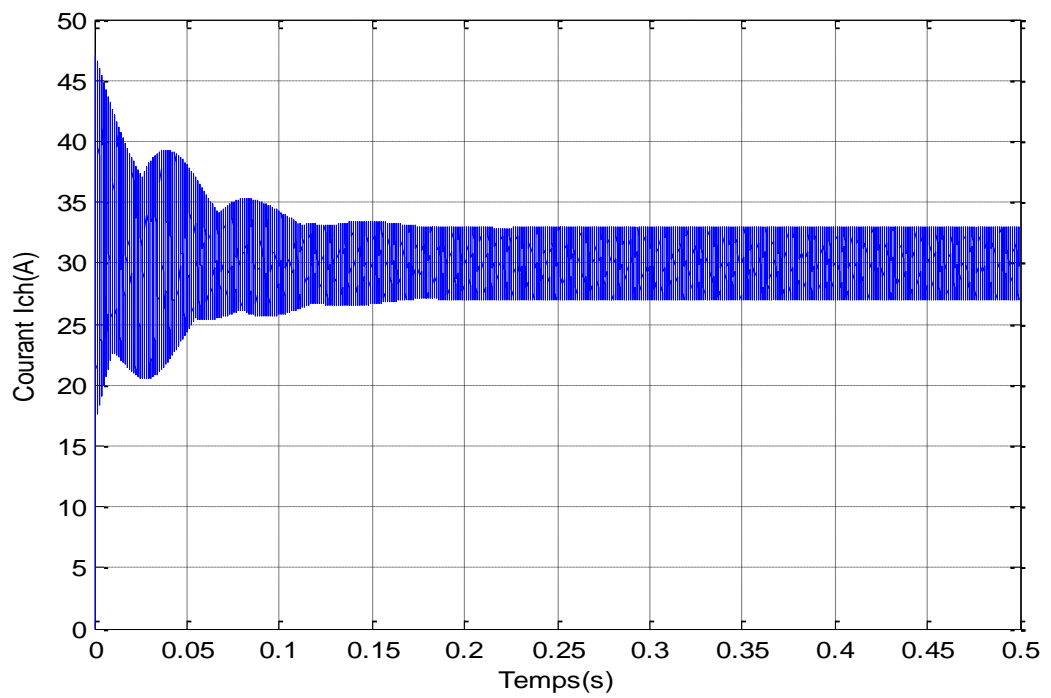


Figure 3.18 : Evolution des tensions condensateurs

Figure 3.19 : Evolution du courant de charge i_{ch}

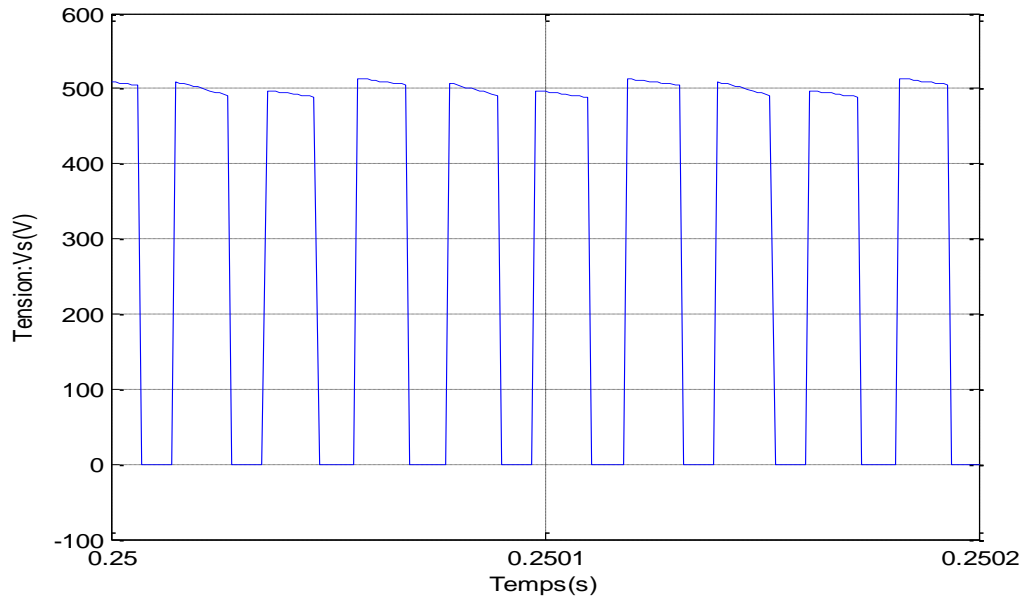


Figure 3.20 : Evolution de la tension V_s en régime permanent

A partir de la figure 3.20, nous pouvons remarquer que la tension de sortie V_s permet de mettre en évidence que la tension $\frac{E}{3}$ (500V) correspond à des phases de charge et décharge des condensateurs flottants.

3.3.5.3 Stratégie de commande (PWM) de l'onduleur triphasé

Les intersections d'une modulante sinusoïdale avec une porteuse triangulaire, nous permet de générer les signaux de commande U_k .

La figure 3.21 présente les signaux de commande de la première cellule pour chaque phase.

Les trois modulantes $mod1$ (pour le premier bras), $mod2$ (pour le deuxième bras) et $mod3$ (pour le troisième bras) sont données par :

$$\begin{aligned}
 mod1 &= 0.9\sin(2\pi f_{mod}t) \\
 mod2 &= 0.9 \sin\left(2\pi f_{mod}t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 mod3 &= 0.9\sin\left(2\pi f_{mod}t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

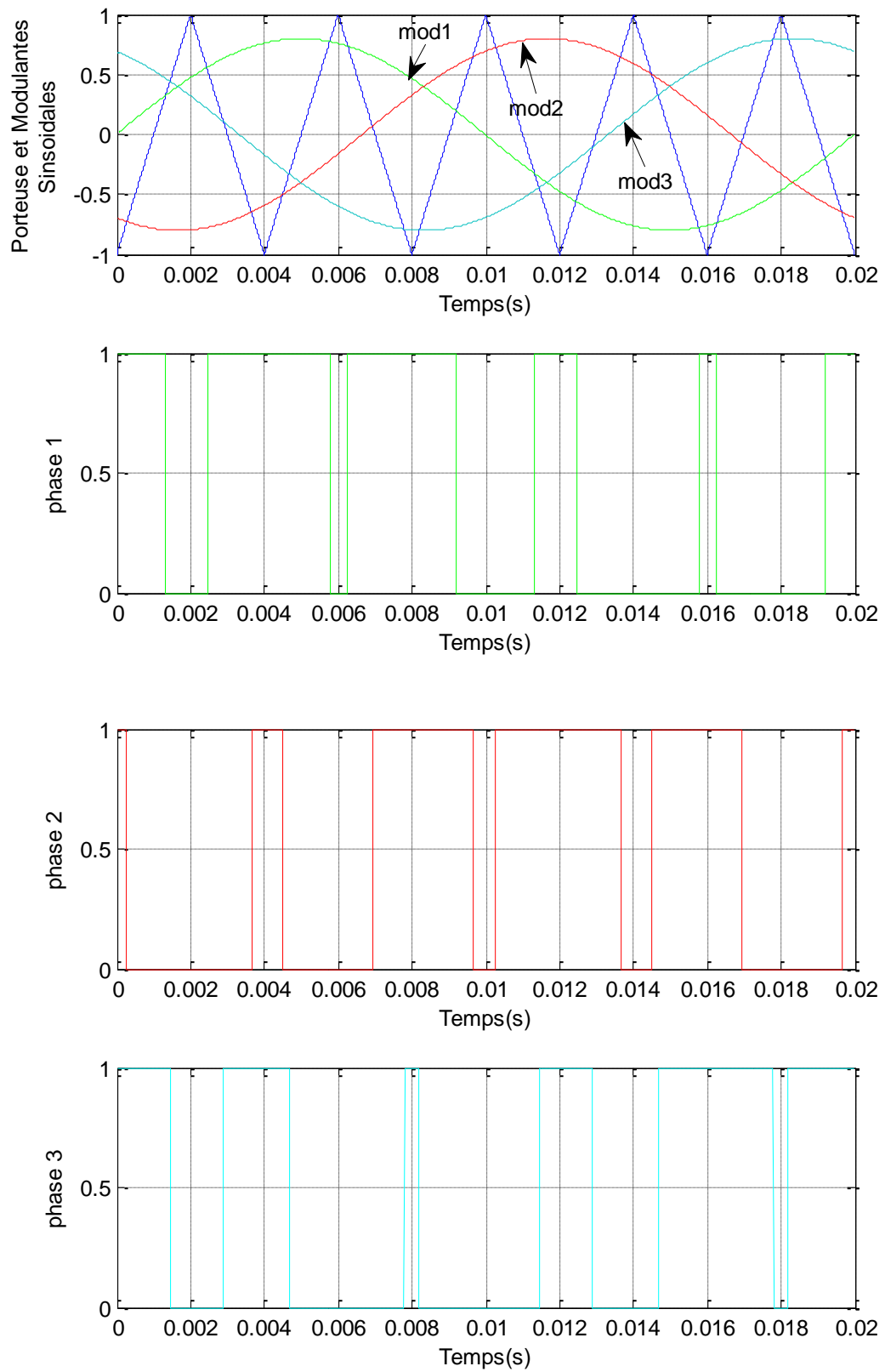


Figure 3.21 : Génération des signaux de commande de la première cellule

3.3.5.4 Simulation de l'onduleur triphasé

Nous considérons un onduleur triphasé à trois cellules dont les caractéristiques sont :

$$E = 1500 \text{ volts} \quad R = 10 \Omega, \quad L = 0.5 \text{ mH}, \quad C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F},$$

$$f_{dec} = 16 \text{ kHz}, \quad f_{mod} = 50 \text{ Hz} \quad P_{mod} = 0.9$$

Les tensions des condensateurs sont initialement déchargées.

Les figures 3.22, 3.23 et 3.24 montrent l'évolution de la tension simple, le courant du premier bras et les tensions des condensateurs du premier bras respectivement.

Nous avons traité le premier bras comme exemple, Pour les deux autres bras les résultats sont identiques.

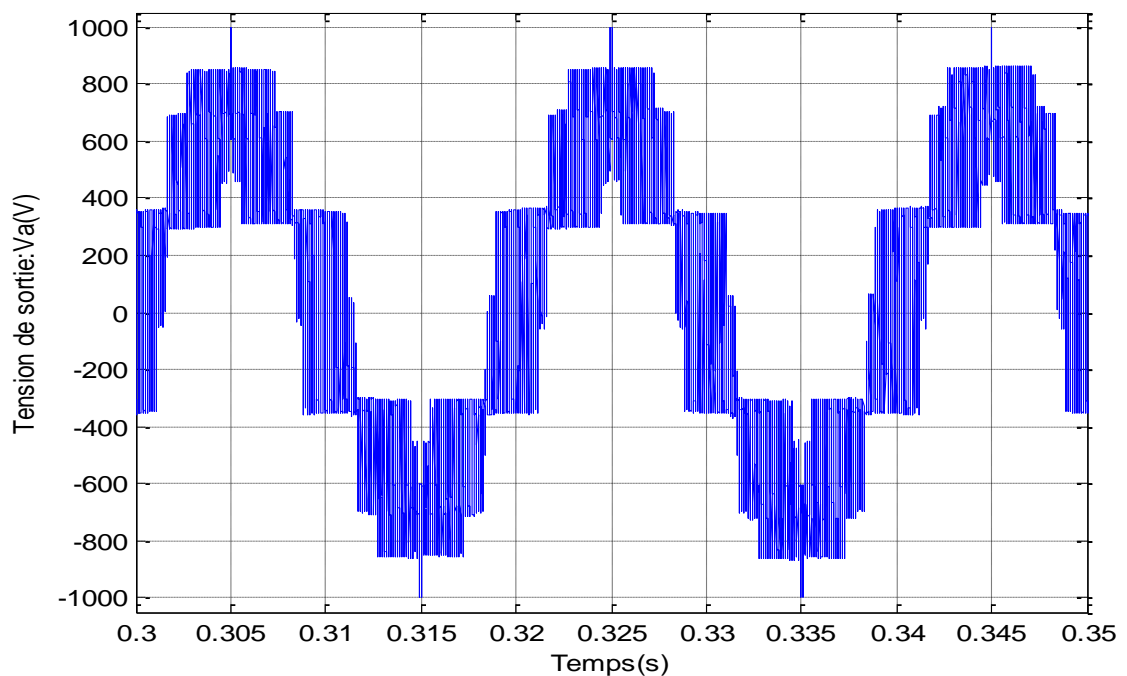


Figure 3.22 : Tension simple du premier bras en régime permanent

On constate que la tension simple du premier bras V_a évolue entre les tensions

$$\frac{2E}{3} \text{ et } -\frac{2E}{3} \quad (1000\text{V et } -1000\text{V})$$

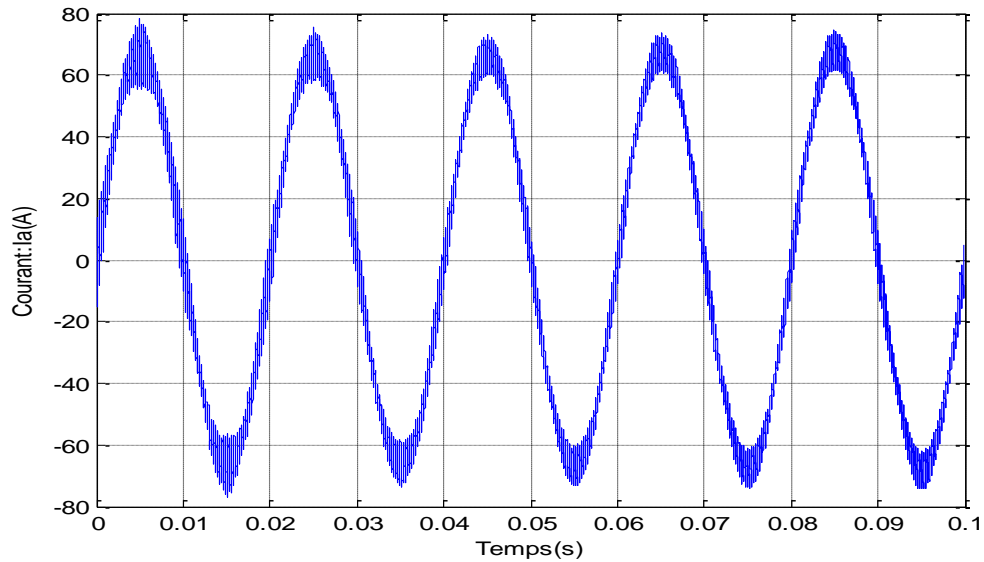


Figure 3.23 : Evolution de courant du premier bras

D'après la figure 3.23 On peut définir la forme de courant du premier bras comme suite

$$i_a = i_{amax} \sin(2\pi f_{mod} + \varphi_a) \quad (3.24)$$

Où i_{amax} représente la valeur maximale du courant (78.35A) et φ_a représente le déphasage introduit par la charge.

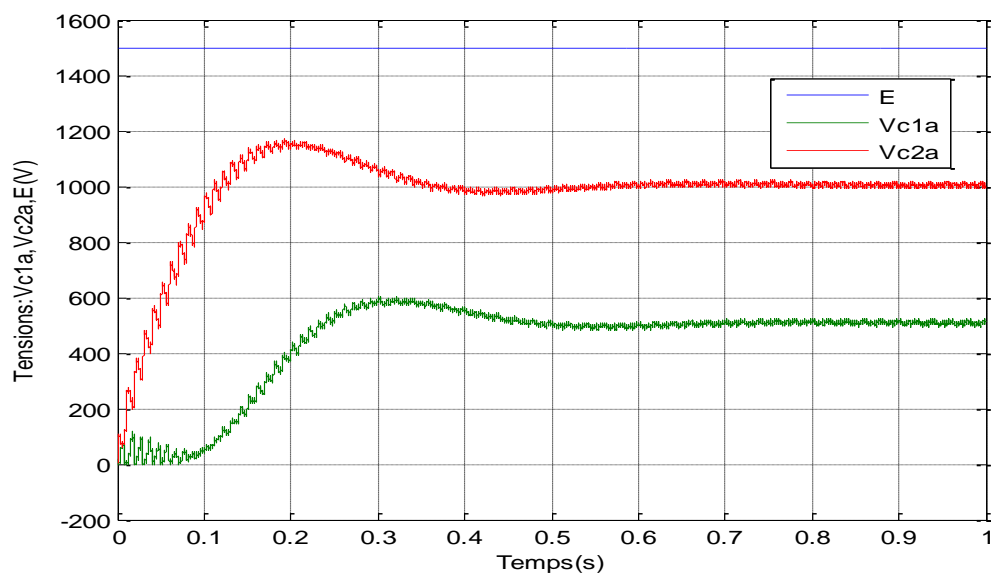


Figure 3.24 : Evolution des tensions des condensateurs du premier bras

Comme nous avons vu dans le fonctionnement en hacheur (le second modèle qui prend en compte la bidirectionnalité en courant des interrupteurs), les tensions toujours positive aux bornes des condensateurs.

Nous pouvons remarquer que le système évolue vers un état d'équilibre caractérisé par des tensions des condensateurs $V_{c_{1a}}$, $V_{c_{2a}}$ ayant pour composante continue respectivement 500V et 1000V ($\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$).

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de base des convertisseurs multicellulaires série a été présenté, et nous avons montré que les topologies multicellulaires, quant à elles, utilisent la mise en série d'interrupteurs, assurant ainsi la répartition de la contrainte en tension du convertisseur sur plusieurs cellules de commutation.

Nous avons aussi vu que les sources de tensions flottantes pouvaient être remplacées par de simples condensateurs si tous les rapports cycliques appliqués aux différentes cellules de commutation sont identiques.

La répartition équilibrée des tensions aux bornes des condensateurs assure un fonctionnement correct. Pour arriver à réaliser cet objectif il est nécessaire de passer par une phase de régulation qui sera le but du chapitre suivant.

4. COMMANDE PAR MODES GLISSANTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

4.1 Introduction

La commande par modes glissants est un type de commande à structure variable qui est synthétisée de manière à contraindre le système à rester sur une surface de glissement voulue. Une loi de commande discontinue est synthétisée de façon à rendre la surface invariante et (au moins localement) attractive. Cependant, l'introduction de cette action discontinue, agissant sur la première dérivée par rapport au temps de la variable de glissement, ne génère pas un régime glissant idéal. En moyenne, les variables contrôlées peuvent être considérées comme évoluant idéalement sur la surface. En réalité, le mouvement est caractérisé par des oscillations à hautes fréquences dans un voisinage de la surface (dont l'épaisseur est de l'ordre de la période d'échantillonnage ou de commutation). Ce phénomène est connu sous le nom de réticence ou chattering en anglais et est un des inconvénients majeurs de cette technique. Il peut dégrader les performances des systèmes mécaniques du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive et qu'il réduit la durée de vie des équipements mécaniques (actionneurs). Cette commande induit plus de dynamiques de hautes fréquences, étant donné que ces dernières n'ont pas été prises en compte dans la modélisation du système, elles peuvent conduire à l'instabilité du système.

Des chercheurs russes ont proposé de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un. Dans les années 80, M.Levantovsky et M.Emel'yanov ont généralisé le concept du mode glissant classique à ce qui est appelé 'modes glissants d'ordre supérieur'. Les principaux avantages de l'approche sont: la suppression du phénomène de réticence dans

la plupart des systèmes, l'amélioration des performances de la commande en termes de précision et de garder les avantages du régime glissant d'ordre un.

4.2 Commande par Modes glissants

La commande par modes glissants s'applique à des systèmes commandés en « tout ou rien », pour lesquels au moins l'une des grandeurs contrôlant le système est à valeurs discrètes. Les convertisseurs statiques rentrent tout à fait dans ce cadre puisque leurs interrupteurs sont commandés de manière binaire (ils sont soit passants soit bloqués). La commande par modes glissants peut donc leur être appliquée [71].

Considérons un convertisseur multicellulaire possédant p cellules de commutation et débitant sur une charge RL série. Un tel système possède p variables d'état ($(p - 1)$ tensions flottantes et le courant de charge). A tout instant, le vecteur d'état est:

$$X = (V_{C_1}, V_{C_2}, \dots, V_{C_{p-1}}, i_{ch})^T \quad (4.1)$$

Commander l'état du convertisseur signifie être capable de se déplacer dans cet espace d'état de manière à atteindre un point donné par les composantes du vecteur de référence X_{ref} à partir d'un point initial donné par X_0 (Figure 4.1). Pour atteindre le point M_{ref} à partir du point M_0 , il existe a priori une infinité de trajectoires possibles. Aussi, la commande par mode glissant consiste à privilégier certaines trajectoires, en forçant le point M à se déplacer le long de certaines surfaces prédéfinies (surfaces de commutation) qui sont de dimension $p - 1$. Elles passent toutes par le point M_{ref} et sont définies par une équation de la forme :

$$s(\delta X) = 0 \quad (4.2)$$

Où : s s'appelle fonction de commutation.

Le choix des fonctions de commutation dépend du système à asservir. Il existe une méthode permettant de définir celles-ci à partir d'une fonction de Lyapunov [22]. Le plus souvent, on choisit les fonctions de commutation sous la forme de combinaison linéaire des variables d'état:

$$s(\delta X) = \lambda_1(x_1 - x_{1ref}) + \lambda_2(x_2 - x_{2ref}) + \dots + \lambda_p(x_p - x_{pref}) \quad (4.3)$$

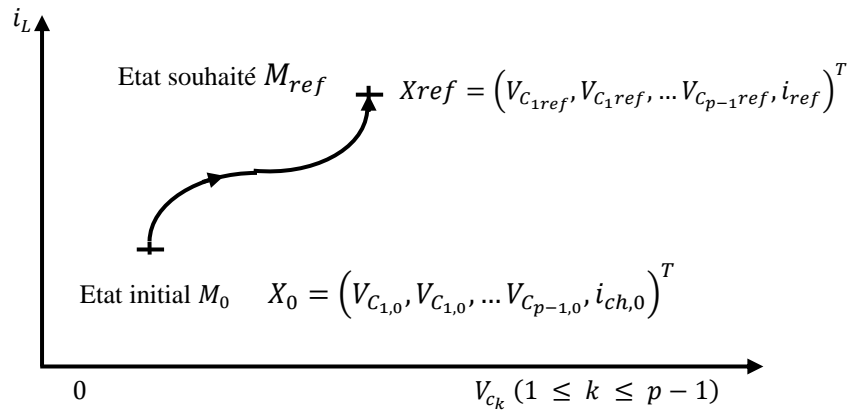


Figure 4.1 : Représentation de l'état énergétique du convertisseur multicellulaire dans l'espace d'état à p dimensions.

$(x_1, x_2 \dots x_p)$: représentent les composantes du vecteur d'état X .

$(x_{1ref}, x_{2ref} \dots x_{pref})$: représentent les composantes du vecteur de référence X_{ref}

$\delta X = X - X_{ref}$: représente l'erreur entre le vecteur d'état et le vecteur de référence

Pour que l'état du système commandé par mode glissant converge vers le point de fonctionnement $M_{ref}(X_{ref})$, il est nécessaire que l'intersection entre toutes les surfaces de commutation soit réduite au seul point M_{ref} .

4.2.1 Caractéristiques Principales d'un Mode glissant

En mode glissant, il existe dans l'espace d'état une frontière de décision appelée '**surface de glissement ou surface de commutation**' qui délimite deux sous-espaces correspondant aux deux états possibles de l'organe de commande. La commutation de l'organe de commande permet donc de générer des trajectoires dans chacun de ces sous espaces. Le système se stabilise dans un cycle limite en générant une commutation à chaque passage par la frontière de décision. Lorsque la fréquence de commutation est infiniment élevée, la trajectoire glisse sur la surface de commutation vers le point d'équilibre.

4.2.2 Principe du Contrôle par Mode glissant

Le but du contrôle en mode glissant est de trouver une loi de commande telle que, étant donnée une trajectoire désirée $x^d(t)$, l'erreur de poursuite $x(t) - x^d(t)$ tend vers zéro malgré la présence des perturbations. La structure principale d'un réglage par mode glissant est représentée sur Figure 4.2.

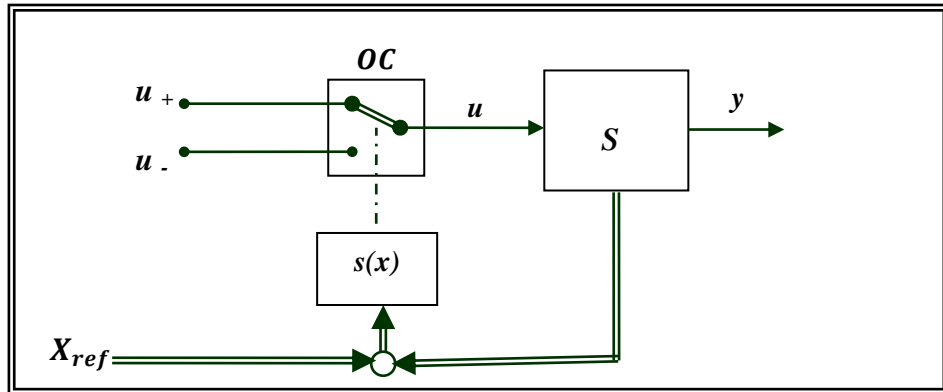


Figure 4.2 : Principe de la régulation par mode de glissement

Le système S à régler possède une grandeur de commande discontinue u et une grandeur de sortie y qui doit être asservie à la valeur de référence. Son comportement dynamique est décrit par le vecteur d'état X de dimension n . L'organe de commande OC doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que les deux valeurs constante u_+ ou u_- . Afin d'amener la trajectoire, partant des conditions initiales quelconques, sur le point d'équilibre on définit la loi de commande suivante:

$$\begin{cases} u = u_+ \text{ pour } s(x) > 0 \\ u = u_- \text{ pour } s(x) < 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

La fonction $s(x) = 0$ décrit une surface qui délimite le plan de phase en deux parties. Chaque partie représente une structure différente du système à structure variable. Le plan de phase du système est constitué par les trajectoires des sous-systèmes dans les régions $s(x) > 0$ et $s(x) < 0$. Sur la surface de commutation, les trajectoires se joignent en une seule trajectoire représentée par la surface $s(x)=0$. Si la commutation d'une région à l'autre se fait à une fréquence très

élevée, la trajectoire glisse sur la surface de commutation vers le point d'équilibre. Le système travaille alors en mode glissant.

Le mode glissant est caractérisé par deux modes de fonctionnement: la phase pendant laquelle la trajectoire évolue librement dans le plan de phase avec une dynamique qui dépend des paramètres du système (mode d'atteinte: reaching mode) et la phase pendant laquelle l'état du système est maintenu sur la surface de commutation (mode glissant: sliding mode).

Lorsque le système est en régime de glissement à fréquence infinie, les états x appartiennent à la variété $s(x) = 0$.

4.2.3 Existence d'un régime glissant

Un régime glissant existe localement sur une région de la surface de commutation où les trajectoires du système à structure variable sont dirigées vers la surface $s(x) = 0$.

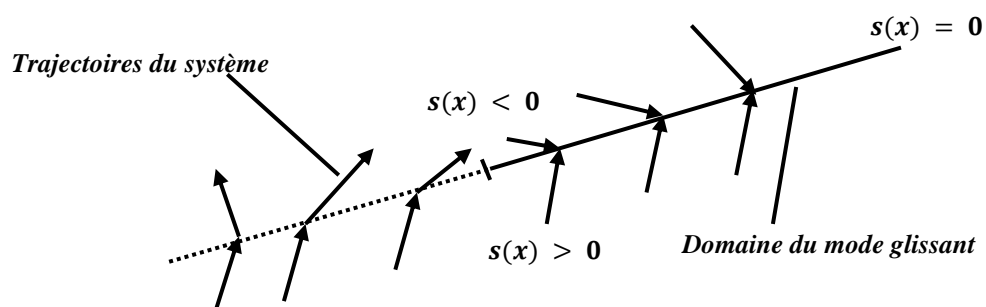


Figure 4.4 : Existence du mode glissant

La condition d'existence d'un mode glissant [72] s'exprime de la manière suivant:

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s}(x) < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s}(x) > 0 \quad (4.5)$$

Le changement de la structure se réalise par une loi de commutation qui détermine l'état de l'organe de commande à deux positions en fonction du signe de $s(x)$. Admettant que u_+ désigne l'état de l'organe de commande lorsque la trajectoire se trouve dans la région où $s(x) > 0$ et u_- lorsqu'elle est dans la région où $s(x) < 0$, la loi de commutation s'écrit alors :

$$u = \begin{cases} u^+ = s(x) > 0, \\ u^- = s(x) < 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

La condition d'existence d'un régime glissant peut alors s'écrire :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (4.7)$$

4.2.4 Comportement dynamique en mode glissant

Une fois le système travaille en mode glissant, la trajectoire restera sur la surface de commutation. Le fait de rester sur la surface $s(x) = 0$ s'exprime par $\dot{s}(x) = 0$; c'est la condition d'invariance. Puisque la fréquence de commutation est infiniment élevée, une commande équivalente u_{eq} (continue) comprise entre les valeurs limites remplace la commande discontinue. Le comportement dynamique du système en mode glissant s'exprime donc de la manière suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq} \\ s(x) = 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

En dérivant s on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} (f(x) + g(x)u_{eq}) = 0 \quad (4.9)$$

On peut alors tirer

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} f(x) \quad (4.10)$$

Il s'avère que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \neq 0, \quad (4.11)$$

constitue une autre condition d'existence du régime glissant, elle est appelée: condition de transversalité. Si l'on substitue u_{eq} dans (4.8) par (4.10) on obtient :

$$\dot{x} = \left[I - g(x) \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] f(x) \quad (4.12)$$

On remarque que la commande n'intervient pas dans cette équation. La dynamique du régime glissant dépend exclusivement de la position de la surface

de glissement dans l'espace d'état et éventuellement des paramètres du système.

4.2.5 Mode glissant réel

Une des conditions fondamentales qui est à la base de la théorie des systèmes à structure variable est le fait que la commande \mathbf{u} peut être commutée de façon instantanée et infiniment rapide. Ceci implique une fréquence de commutation infiniment élevée.

En pratique, la fréquence de commutation est limitée par les pertes dans les organes de commande. Il convient donc de réaliser une loi de commutation qui assure que la vitesse de commutation ne dépasse pas une valeur maximale.

La limitation de la fréquence entraîne des oscillations de la trajectoire en mode glissant autour de la surface de commutation. Il apparaît alors une ondulation résiduelle (voir [72]) sur les variables d'état (Figure 4.5). En régime permanent, la trajectoire du système décrit donc un cycle limite au lieu de rester sur un point d'équilibre.

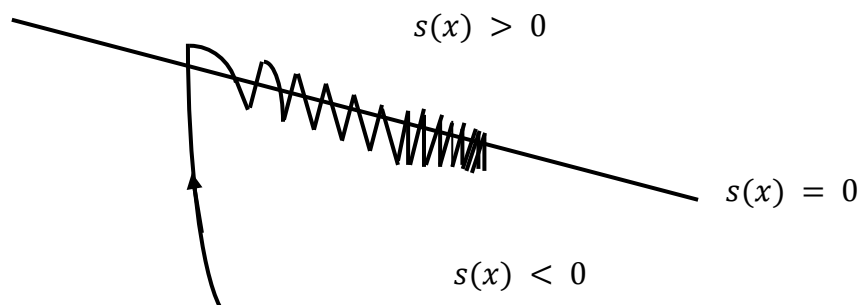


Figure 4.5: Trajectoire du système en mode glissant réel

Lorsque la fréquence de commutation est finie, il y'a un mouvement de la trajectoire du système autour de la surface de commutation. Pendant un certain laps de temps la grandeur de commande est égale à \mathbf{u}_+ ou \mathbf{u}_- . On a donc $\dot{s}(x) = 0$.

Si la fréquence de commutation est élevée par rapport à la réponse dynamique de chaque configuration du système, les oscillations autour de la surface de commutation sont faibles. Dans une région proche de $s(x) = 0$, et compte tenu de

cette hypothèse, l'ondulation du système correspond à peu près à celle en mode glissant idéal. On peut alors écrire la relation suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq} \approx f(x) + g(x)u \quad (4.13)$$

L'allure temporelle de $s(x)$ ressemble à un signal triangulaire [72] dont le temps de montée et le temps de descente sont fonction de l'état des organes de commande.

4.2.6 Loi de Commutation avec hystérésis

La loi de commutation avec hystérésis est la plus simple et la plus courante pour réaliser un réglage par mode glissant. Au lieu de commuter sur la surface $s = 0$, cette loi de commutation implique que les commutations ont lieu sur les surfaces $s = \pm \Delta s_h / 2$ (Figure 4.6)

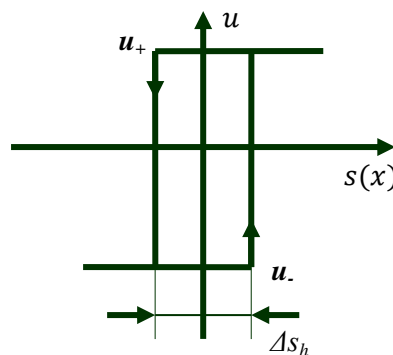


Figure 4.6 : Loi de commutation avec hystérésis

4.2.7 Stabilité en Mode glissant

Soit $s(x)$ une variété contenant le point d'équilibre x_{eq} : $s(x_{eq}) = 0$. L'objectif du calcul est de montrer que si le point d'équilibre est inclus dans le domaine de glissement alors il est stable. Le critère de Lyapunov sera utilisé pour étudier la stabilité. Soit la fonction scalaire V définie par:

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2 \quad (4.13)$$

V : est une fonction de Lyapunov globalement définie positive. Sa dérivée par rapport au temps est:

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) \quad (4.14)$$

Ainsi, si la variété $s(x) = \mathbf{0}$ possède un domaine de glissement contenant le point d'équilibre x_{eq} , la fonction \dot{V} est localement semi-définie négative sur ce domaine (équation (4.7)). Le système commandé vérifie le critère de Lyapunov, le point x_{eq} est donc asymptotiquement stable [73][74]. Cette propriété est vraie pour tout système mono-entrée commandé par mode glissant. C'est une autre propriété importante de ce type de contrôle.

4.2.8 Choix de la surface de glissement

Le problème essentiel d'une commande par mode glissant réside dans le choix de la surface de commutation. Il existe un certain nombre de méthodes qui permettent d'imposer un comportement désiré ou simplement d'assurer la stabilité du système en mode glissant [72]. En principe, on est totalement libre dans le choix de la surface de glissement pourvu qu'un régime glissant existe localement sur cette surface et que le point d'équilibre soit stable. On est limité uniquement par la simplicité de la mise en œuvre et par les objectifs de la régulation. Pour définir une surface de commutation, on procède d'abord à un changement de variable afin que l'état du système décrive le comportement dynamique en termes d'erreur et que l'origine de l'espace d'état devienne une position d'équilibre.

$$\Delta\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (4.15)$$

$$\text{avec } \Delta x = x - X_{ref} .$$

La fonction de commutation est définie comme une combinaison linéaire des variables d'états:

$$s(\Delta x) = C^T \Delta x \quad (4.16)$$

avec: $C^T = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{n-1} \ c_n]^T$ désigne un vecteur de coefficients constants déterminant la dynamique du régime glissant et la région d'existence du mode glissant [72].

4.2.9 Système multi-entrées

Nous considérons un système, non linéaire multi-entrées de dimension m , à structure variable qui se présente par:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \quad (4.17)$$

Le système possède alors 2^m configurations différentes. La structure sélectionnée dépend du signe de la fonction de commutation $s(x)$ de dimension m .

$$s(x) = [s_1(x) \ s_2(x) \ \dots \ s_m(x)]^T \quad (4.18)$$

Chaque fonction $s_i(x)$ définit une surface de commutation de dimension $n - 1$.

La loi de commutation qui détermine la position de l'organe de commande i s'écrit alors:

$$u_i = \begin{cases} u_+, & s_i(x) > 0 \\ u_-, & s_i(x) < 0 \end{cases}, i = 1, \dots, m \quad (4.19)$$

4.2.10 Avantages et inconvénients de la commande par modes glissants

Il est reconnu que la robustesse vis -à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode glissant. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système [72]. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients:

- un phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue .
- le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence.

Parmi les solutions proposées est de remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arctangente....,etc) [75].

4.3 Commande par mode glissant d'ordre un

Le convertisseur multicellulaire tel qu'il a été défini et modélisé au chapitre 3 constitue un système non linéaire multi-entrées à structure variable. Il est représenté par l'équation:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u_i = f(x) + G(x)U \quad (4.20)$$

Par un changement de variable, on peut définir la dynamique en fonction de l'erreur par :

$$\Delta\dot{x} = f(x) + G(x)U_{eq} + G(x)\Delta U \quad (4.21)$$

$$\text{où : } \Delta x = x - X_{ref} = \left[v_{c1} - \frac{E}{p} \quad v_{c2} - \frac{2E}{p} \quad \dots \quad v_{cp-1} - \frac{(p-1)E}{p} \quad i - I_{ref} \right]^T \quad (4.22)$$

$$\Delta U = U - U_{eq} \quad (4.23)$$

U_{eq} est la commande équivalente qui permet de maintenir le système en régime permanent.

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(\Delta x) = \frac{1}{2} \Delta x^T \cdot Q \cdot \Delta x \quad (4.24)$$

$Q = \text{diag}(C_1 \ C_2 \ \dots \ C_{p-1} \ L)$. Ainsi la fonction V est globalement définie positive. La dérivée temporelle de V est :

$$\dot{V}(\Delta x) = \Delta x^T \cdot Q \cdot \Delta \dot{x} \quad (4.25)$$

Pour une référence constante $\Delta \dot{x} = \dot{x}$ d'où :

$$\dot{V}(\Delta x) = \Delta x^T \cdot Q \cdot (f(x) + G(x)U) \quad (4.26)$$

Donc :

$$\dot{V}(\Delta x) = \Delta x^T \cdot Q \cdot f(x) + \Delta x^T \cdot Q \cdot G(x)U_{eq} + \Delta x^T \cdot Q \cdot G(x) \cdot \Delta U \quad (4.27)$$

Nicolas a démontré que [72] que :

$$\Delta x^T \cdot Q \cdot f(x) + \Delta x^T \cdot Q \cdot G(x)U_{eq} < 0 \quad (4.28)$$

Il ne reste qu'à démontrer que :

$$\Delta x^T \cdot Q \cdot G(x) \cdot \Delta U < 0 \quad (4.29)$$

Pour assurer la stabilité d'équilibre en régime permanent. Nous avons :

$$\Delta x^T \cdot Q \cdot G(x) \cdot \Delta U = \sum_{i=0}^p \Delta x^T \cdot Q \cdot g_i(x) \cdot \Delta u_i \quad (4.30)$$

On définit alors une loi de commande vérifiant l'équation (4.29) comme suit :

$$\begin{cases} \Delta u_i > 0 & \text{si } \Delta x^T \cdot Q \cdot g_i(x) < 0 \\ \Delta u_i < 0 & \text{si } \Delta x^T \cdot Q \cdot g_i(x) > 0 \end{cases} \quad (4.31)$$

Puisque U_{eq} est comprise entre 0 et 1 alors la loi de commutation devient:

$$\Delta u_i = \begin{cases} 0 - U_{eq} & \text{si } \Delta x^T \cdot Q \cdot g_i(x) > 0 \\ 1 - U_{eq} & \text{si } \Delta x^T \cdot Q \cdot g_i(x) < 0 \end{cases} \quad (4.32)$$

Nous choisissons alors p fonctions de commutation $s_i(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_i(x)$. Il en résulte que l'état des interrupteurs est fonction de p fonctions de commutation. L'état de chaque interrupteur est défini par :

$$u_i = \begin{cases} 1 & \text{si } s_i(x) > 0 \\ 0 & \text{si } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (4.33)$$

Le choix de la fonction de Lyapunov V est basé sur la simplicité de mise en œuvre de la loi de commande.

4.3.1 Application pour un hacheur à trois cellules

Un hacheur à trois cellules connecté à une charge RL est représenté par l'équation :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I}_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} \\ \frac{V_{c1}}{L} & \frac{V_{c2} - V_{c1}}{L} & \frac{E - V_{c2}}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

L'équation (4.34) peut être transformée sous forme affine comme suit :

$$\text{avec: } f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R.I_{ch}}{L} \end{bmatrix}, \quad g_1(x) = \begin{bmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} \\ 0 \\ \frac{V_{c1}}{L} \end{bmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} \frac{I_{ch}}{C_1} \\ \frac{I_{ch}}{C_2} \\ \frac{V_{c2}-V_{c1}}{L} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad g_3(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{I_{ch}}{C_2} \\ \frac{E-V_{c2}}{L} \end{bmatrix}$$

4.3.1.1 Commandabilité d'un Convertisseur à Trois Cellules

Pour synthétiser une loi de commande, il faut s'assurer que le convertisseur est commandable, c'est-à-dire vérifier la condition d'accessibilité suivante :

$$\text{Det}(g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) = \text{Det} \begin{bmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} \\ \frac{V_{c1}}{L} & \frac{V_{c2}-V_{c1}}{L} & \frac{E-V_{c2}}{L} \end{bmatrix} = \frac{E.I_{ch}^2}{C_1.C_2.L} \neq 0 \text{ si } I_{ch} \neq 0$$

Le système est donc commandable sur tout l'espace d'état sauf pour $I_{ch}=0$. En effet si le courant de charge est nul, la tension aux bornes des condensateurs ne peut pas évoluer quel que soit la commande appliquée.

4.3.1.2 Calcul des fonctions de commutation

On peut maintenant définir les lois de commande qui assurent la stabilité du point d'équilibre $X_{ref} = \left[\frac{E}{3} \quad \frac{2E}{3} \quad I_{ref} \right]$ en utilisant les résultats de la section précédente.

$$\begin{cases} s_1(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_1(x) = I_{ref} \cdot V_{c1} - \frac{E}{3} I_{ch} \\ s_2(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_2(x) = I_{ref} \cdot (V_{c2} - V_{c1}) - \frac{E}{3} I_{ch} \\ s_3(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_3(x) = I_{ref} (E - V_{c2}) - \frac{E}{3} I_{ch} \end{cases} \quad (4.35)$$

Après quelques transformations on peut réécrire :

$$\begin{cases} s_1(x) = \frac{3I_{ref}}{E} \cdot V_{c1} - I_{ch} \\ s_2(x) = \frac{3I_{ref}}{E} (V_{c2} - V_{c1}) - I_{ch} \\ s_3(x) = \frac{3I_{ref}}{E} (E - V_{c2}) - I_{ch} \end{cases} \quad (4.36)$$

4.3.1.3 Résultats de simulation

Nous allons valider les performances dynamiques de cette loi de commande en utilisant une simulation sous **Matlab/Simulink** pour un hacheur ayant les caractéristiques suivantes :

$$C_1 = C_2 = 40 \mu F, \quad L = 0.5 \text{ mH}, \quad R = 10 \Omega, \quad E = 1500, \quad I_{ref} = 80 A$$

à $t = 0.25$, la tension de source prend la valeur $E = 1800$.

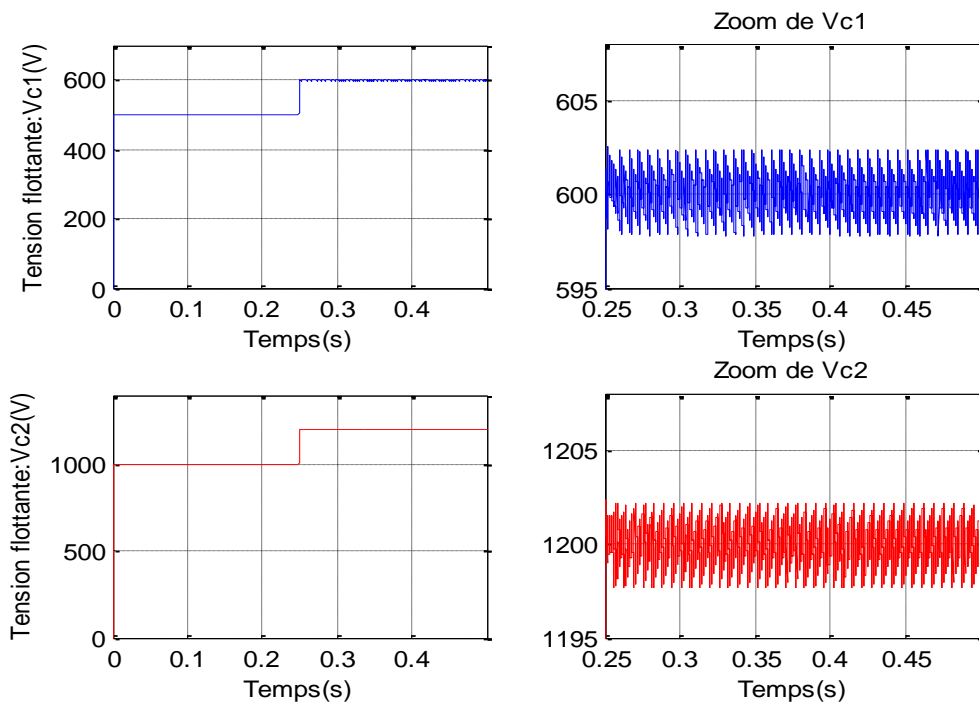
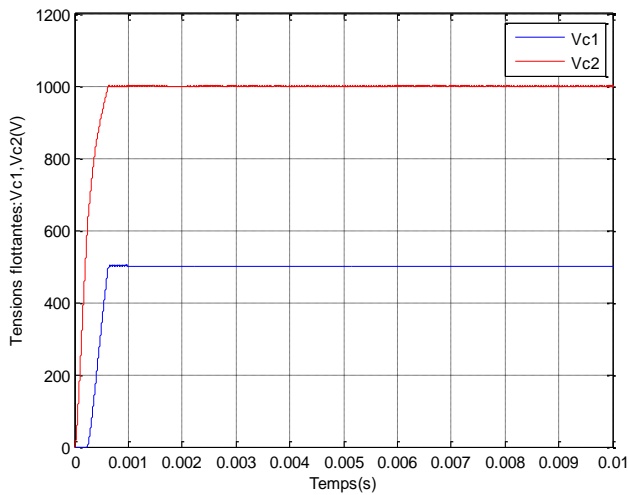
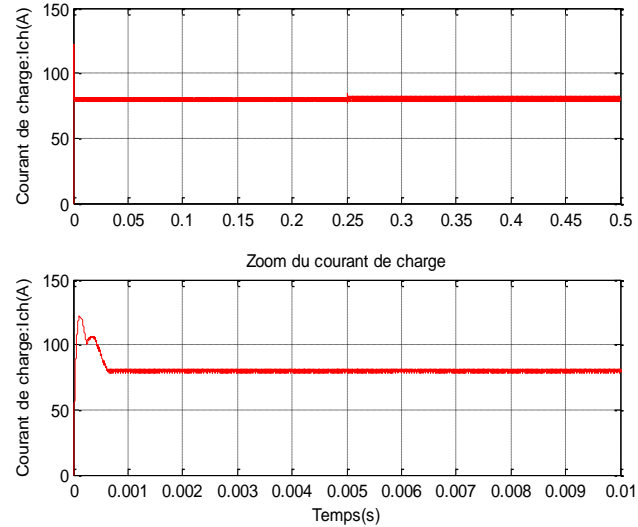
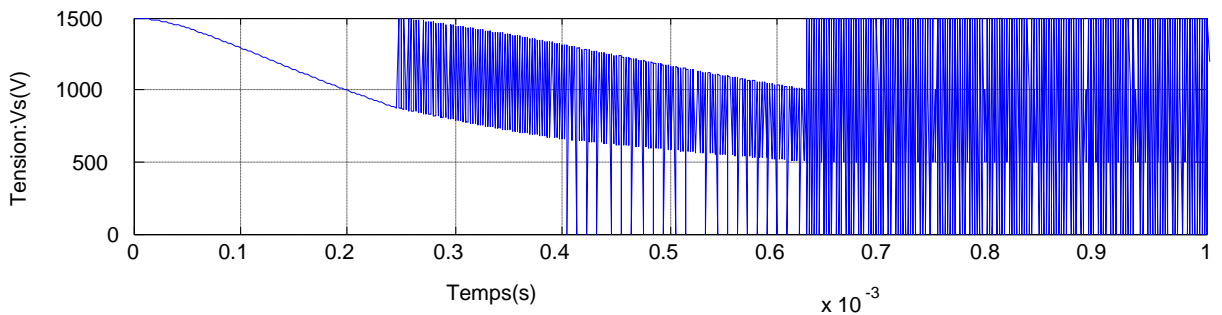


Figure 4.7 : Evolution des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2}

Figure 4.8 : Zoom de tensions V_{c1} et V_{c2} Figure 4.9 Evolution du courant I_{ch} Figure 4.10 Evolution de la tension de sortie V_s

La figure 4.7 représente l'évolution des tensions flottantes. Ces tensions évoluent rapidement vers l'état d'équilibre avant et après le changement de la tension de référence à l'instant ($t = 0.25s$). Nous constatons que les deux tensions V_{c1} et V_{c2} se stabilisent respectivement à $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$.

La figure 4.9 représente l'évolution du courant de charge I_{ch} . On voit bien que ce courant s'asservit à la valeur de **79.6A**, c'est-à-dire l'erreur statique est égale à **0.04A**. Le courant présente un dépassement à cause de la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de commande par mode glissant synthétisée.

L'évolution de la tension de sortie est représentée sur la figure 4.9 (zoom). Il est clair que les quatre niveaux E , $\frac{2E}{3}$, $\frac{E}{3}$ et 0 sont bien présentés quel que soit le changement des tensions de référence.

La figure 4.11 représente l'évolution des trois surfaces de glissement. Elles présentent des commutations autour de la valeur 0 . Lorsqu'une variation de la tension de référence arrive, les surfaces s'éloignent de la valeur 0 mais reviennent à s'annuler très vite.

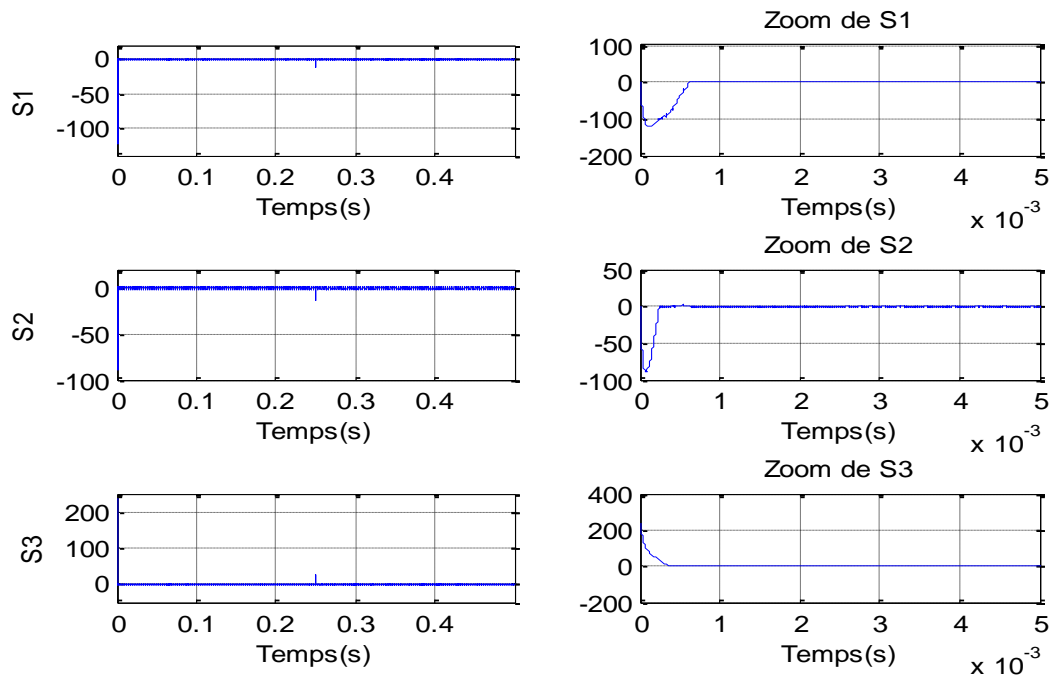


Figure 4.11 Evolution des surfaces de glissement

4.3.2 Application pour un onduleur triphasé

Les étapes de la commande par mode glissant que nous avons appliquée sur le hacheur seront appliquées sur l'onduleur triphasé avec les mêmes paramètres pour un bras. La forme du courant de référence est donnée comme suit:

$$I_{ref} = 80 \sin(100\pi t + (k-1)\frac{2\pi}{3}), k = 0, 1, 2$$

La figure 4.12 représente l'évolution des tensions flottantes du premier bras. Ces tensions évoluent vers l'état d'équilibre et se stabilisent à leurs valeurs de référence $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$.

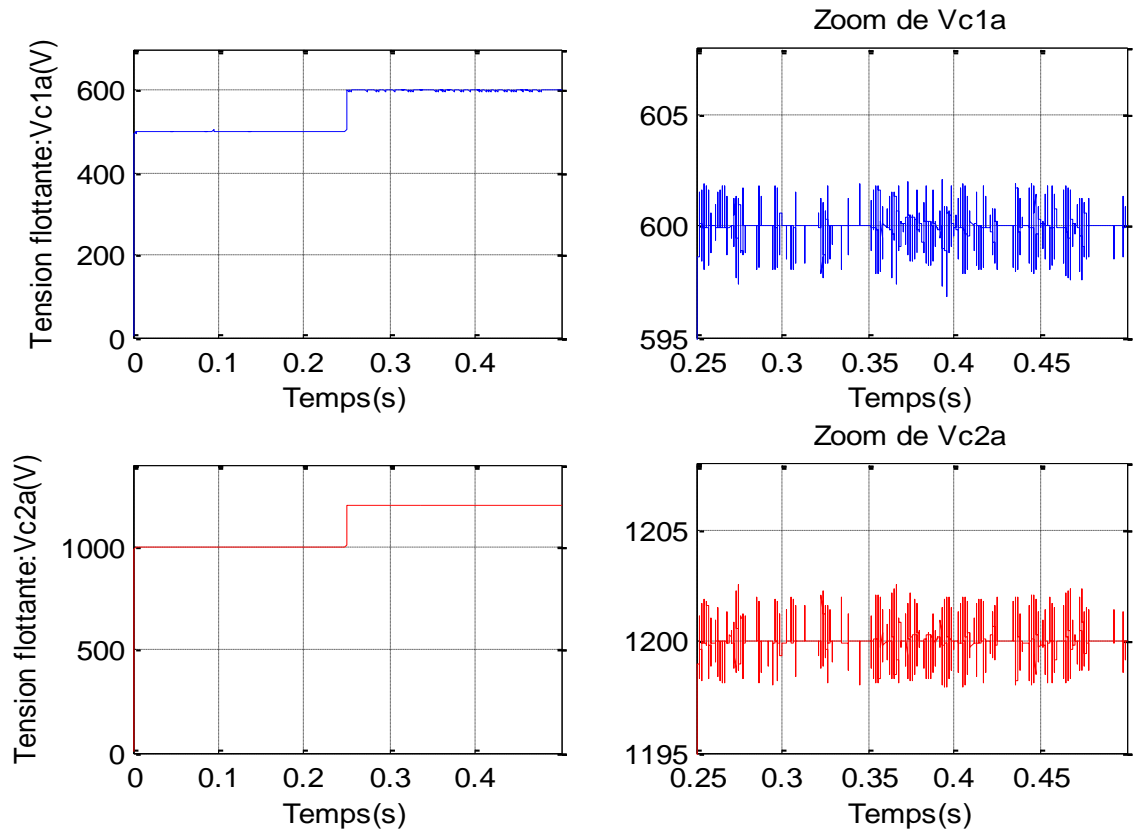


Figure 4.12 : Evolution des tensions flottantes du premier bras: $V_{C_{1a}}$ et $V_{C_{2a}}$

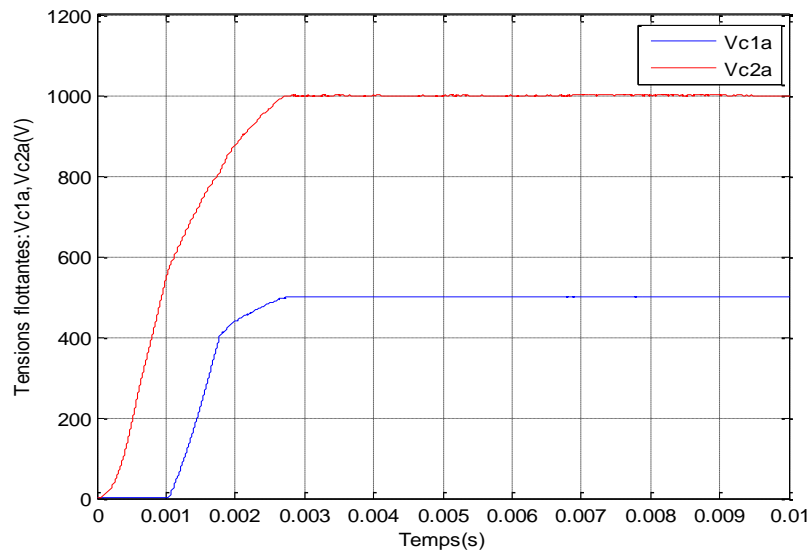


Figure 4.13 : Zoom des tensions flottantes du premier bras. $V_{C_{1a}}$ et $V_{C_{2a}}$

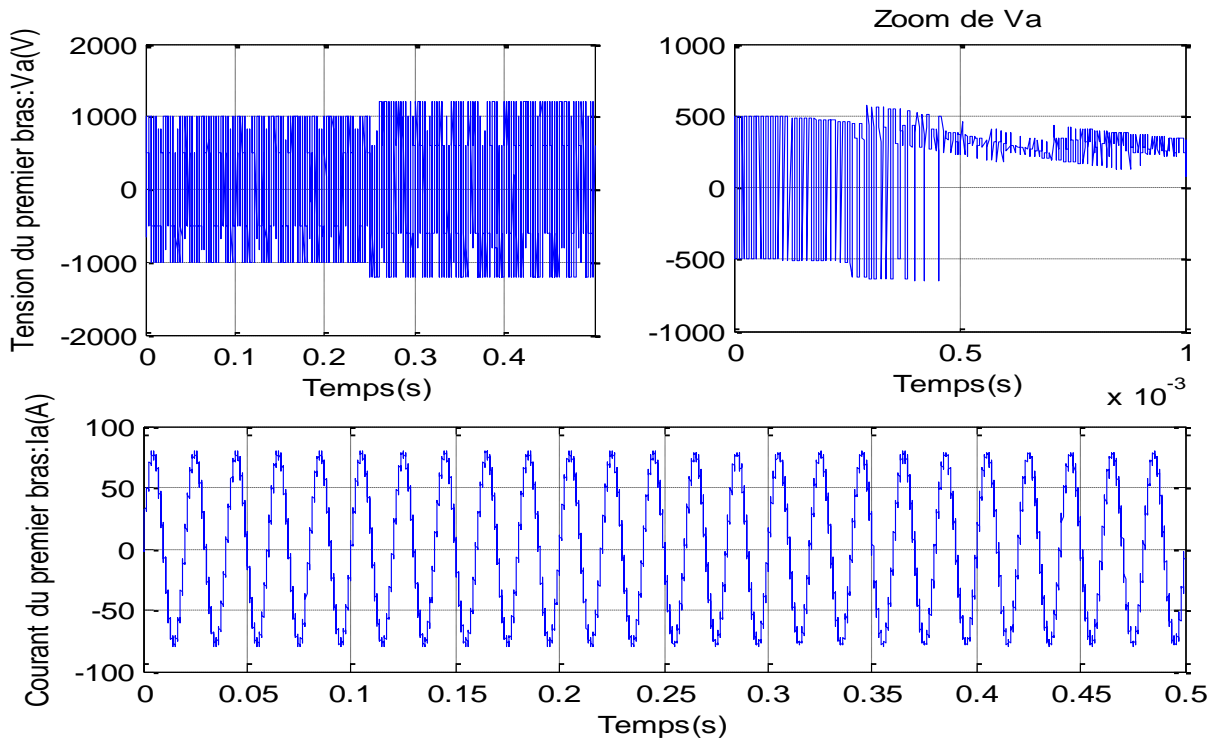


Figure 4.14 : Evolution de la tension et du courant du premier bras

Dans la figure 4.14, nous remarquons que la tension du premier bras évolue entre les tensions $-\frac{2E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ et le courant a une forme sinusoïdale, qui suit parfaitement sa référence.

4.4 Commande par mode glissant d'ordre supérieur

4.4.1 Position du problème

Dans cette partie, nous considérerons un système non linéaire dont la dynamique est décrite par le système différentiel suivant:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u) \\ s = s(t, x) \in \mathfrak{R} \\ u = u(t, x) \in \mathfrak{R} \end{cases} \quad (4.37)$$

$x = [x_1, \dots, x_n]^T$: représente le vecteur d'état.

u : représente la commande.

f : est une fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine.

t : est le temps.

Le système $\dot{x} = f(t, x, u)$ englobe ceux de la forme: $\dot{x} = f(x) + g(x)u$, qui étaient considérés précédemment. Le problème posé est toujours de contraindre les trajectoires du système à évoluer sur la surface de glissement $S = \{x \in X: s(t, x) = 0\}$

Étant une fonction à valeur réelle suffisamment différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonctions que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

4.4.2 Régimes glissants réels

Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir s ainsi que ses $(r - 1)$ premières dérivées successives à zéro. On suppose que l'ensemble de glissement d'ordre r (Où r désigne le degré relatif du système (DR)) est exactement atteint. Un tel régime glissant est qualifié d'idéal et suppose que les organes de commande commutent à une fréquence infinie. Toutefois, ce n'est pas le cas en pratique, le régime glissant ne prend place que dans un proche voisinage de la surface considérée. Ce comportement est qualifié de régime glissant réel. Le cas idéal, quant à lui, doit être interprété comme les trajectoires limitées lorsque les imperfections deviennent inexistantes et lorsque la fréquence de commutation tend vers l'infini. Les définitions suivantes introduisent:

- La notion de précision des modes glissants réels ;
- Un outil permettant de comparer les différents algorithmes de contrôle générant des modes glissants d'ordre supérieur.

4.4.3 Mode glissant et degré relatif

Considérons ici la fonction contrainte s comme une des sorties du système $\dot{x} = f(t, x, u)$. Le but de ce paragraphe est d'exhiber le lien pouvant exister entre le mode glissant et le degré relatif de ce système par rapport à la sortie $y = s(t, x)$.

Le degré relatif d'un système est en fait le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y voir apparaître l'entrée de manière explicite. Cette notion tient une place importante dans le cadre d'analyse des systèmes non linéaires.

(a) : Degré relatif $r = 1$ c. a. d : $\frac{\partial y'}{\partial u} \neq 0$

(b): Degré relatif $r > 1$ c. a. d : $\frac{\partial y^i}{\partial u} = 0$ ($i = 1, 2 \dots r - 1$) et $\frac{\partial y^r}{\partial u} \neq 0$

Pour le cas (a) le problème de la commande est résolu par une loi en mode glissant du premier ordre, cependant une loi glissant d'ordre deux peut être utilisée afin d'éviter le chattering.

Pour le cas (b) on peut choisir la technique glissant d'ordre p (avec $p \geq r$) [74].

4.4.4 Principe

Le régime glissant standard est basé sur l'annulation de la dérivée première par rapport au temps de la surface de glissement soit s . Un régime glissant d'ordre r (noté r glissant) agit sur les $(r - 1)$ premières dérivées successives de la variable de glissement $s^{(r-1)}$. On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système [74][75][76].

Le calcul des dérivées successives de la variable de glissement s le long d'une trajectoire d'un système discontinu aboutit à un ordre donné. Il est alors possible de classer les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de r dérivées successives de la surface s^r . Ce numéro est appelé l'ordre de glissement. Le r^{eme} ordre du système est déterminé par l'équation:

$$s = \dot{s} = \ddot{s} = \dots s^{(r-1)} = 0. \quad (4.38)$$

L'équation précédente impose une condition " r -dimensionnel" sur les états du système. L'un des problèmes majeurs pour l'implantation des algorithmes r -glissant est que le nombre d'informations nécessaires augmente avec l'ordre du régime glissant. Par exemple, si on utilise un algorithme d'ordre 3 par rapport à s , on aura besoin de la connaissance de s, \dot{s} et \ddot{s} . Une bonne solution de ce problème sont le mode glissant du second ordre: **Twisting et Super Twisting**, qui n'ont besoin que de s comme information d'entrée [22].

4.4.5 Commande par mode glissant d'ordre deux

Le principal avantage de la commande par mode glissant d'ordre deux est l'annulation du phénomène de chattering. Son objectif est de générer un régime glissant d'ordre deux sur la surface de glissement sélectionnée $s = \mathbf{0}$ et d'obtenir en temps fini $s = \dot{s} = \mathbf{0}$.

Dans ce qui suit, nous allons décrire ces lois de commande de second ordre ($r = 2$), telles que les techniques de **Twisting** et **Super Twisting**. Ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature du fait qu'ils ont uniquement besoin de la connaissance de la surface s . La figure 4.14 fait apparaître la trajectoire de convergence du système vers la surface s [77].

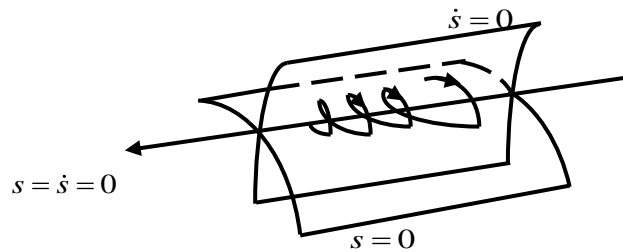


Figure 4.15 : Trajectoire 2-glissant

Afin de détailler les algorithmes en régime glissant du second ordre, les fonctions f et s de l'expression (4.37), les seules informations disponibles à l'instant t sont, la commande $u(t)$, la surface $s(t, x)$ et le signe de la dérivée par rapport au temps de s .

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} s(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) \frac{dx}{dt} \\ \dot{s} = \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (4.39)$$

La dérivée seconde de s :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{s}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{s}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u} \dot{s}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{s} = \left[\frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{s}(t, x, u) \frac{dx}{dt} \right] + \frac{\partial}{\partial u} \dot{s}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (4.40)$$

On pose :

$$\begin{cases} \psi(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{s}(t, x, u) \frac{dx}{dt} \\ \zeta(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{s}(t, x, u) \end{cases} \quad (4.41)$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement s et \dot{s}

$$\begin{cases} y_1 = s \\ y_2 = \dot{s} \end{cases} \quad (4.42)$$

Si le degré relatif est $DR = 1$, Le système est décrit par le modèle (4.37) et par l'expression

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (4.43)$$

Si le degré relatif est $DR = 2$, le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable x comme une variable d'état et u comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t, x, u) = a(t, x) + b(t, x)u(t) \quad (4.44)$$

Finalement le système sera représenté par l'équation:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (4.45)$$

En utilisant la stratégie précédente, la commande u est régie par un système dynamique du premier ordre. Les algorithmes discontinus sont appliqués en fait à la dérivée par rapport au temps de la commande u , qui devient la nouvelle variable de commande du système considéré et conduit à l'obtention d'un régime glissant d'ordre deux sur la surface s . De cette façon, l'entrée u du système est maintenant continue et permet d'éliminer le chattering.

4.4.5.1 Propriétés de Cconvergence en temps fini de la commande 2-Glissante

L'objectif de la commande 2-glissante est d'amener s ainsi que sa dérivée à zéro en un temps fini, en utilisant la commande $\mathbf{u}(t)$. Afin d'atteindre ce but, les hypothèses suivantes sont considérées [78][79]:

1. Les valeurs de la commande sont définies par l'ensemble $\mathbf{U} = \{\mathbf{u}: |\mathbf{u}| \leq \mathbf{U}_M\}$, où \mathbf{U}_M est une constante réelle et la solution du système est définie sur la variable glissante de deuxième ordre: $\mathbf{s} = \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$;
2. Il existe $\mathbf{u}_1 \in (0, 1)$ telle que pour toute fonction continue \mathbf{u} avec $|\mathbf{u}| > \mathbf{u}_1$, il existe t_1 tel que $\mathbf{u} > \mathbf{0}$ pour tout $t > t_1$. La commande est :

$$u = U_M \text{sign}(s(t_0)) \quad (4.46)$$

où t_0 est l'instant initial.

3. Il existe des constantes positives s_0, Γ_m et Γ_M telles que dans un voisinage $|s(t, x) < s_0|$.

$$0 < \Gamma_m \leq \frac{\partial}{\partial u} s(t, x, u) \leq \Gamma_M. \quad \forall \mathbf{u} \in \mathbf{U}, \mathbf{x} \in \mathbf{X} \quad (4.47)$$

Le fait que le terme $\frac{\partial}{\partial u} s$ ne s'annule pas est nécessaire pour l'existence de la commande équivalente en régime glissant.

4. Il existe une constante positive, telle que dans la région $|s| < s_0$, l'inégalité suivante est vérifiée $\forall t, x \in \mathbf{X}, \mathbf{u} \in \mathbf{U}$.

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} s(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \phi$$

Nous allons reprendre le système (4.45) et nous supposons que le système est de degré relatif $DR = 1$ par rapport à la surface de glissement s . Ceci s'exprime par:

$$\ddot{s} = \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)\dot{u} \quad (4.48)$$

Si on applique les propriétés de convergence précédentes nous avons:

$$\begin{cases} 0 < \Gamma_m \leq s(t, x) \leq \Gamma_M \\ |\psi(t, x)| < \phi \end{cases} \quad (4.49)$$

Si le système est de degré relatif $DR = 2$ nous devons prendre le système :

$$\dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x)u \quad (4.50)$$

4.4.5.2 Loi 2-glissante

La technique du deuxième ordre ici proposée, peut être considérée comme une extension d'une loi en régime glissant d'ordre un. Elle est formée de deux parties :

$$u = \int u_{eq} + k_{glis} \int u_{glis} \quad (4.51)$$

$\int u_{glis}$ est composée par l'intégrale de la fonction signe de la nouvelle surface de glissement s_y (elle sera définie plus tard) multipliée par une constante k_{glis} .

$\int u_{eq}$ est conçue en utilisant la méthode de la commande équivalente pour la nouvelle surface de glissement s_y .

Nous allons maintenant décrire la méthodologie de conception de cette technique de commande.

4.4.5.3 Surface de glissement

Nous allons définir une surface de glissement s en fonction de l'espace d'états des erreurs.

$$s = y_1 = s_1(x - x_d) + s_2(\dot{x} - \dot{x}_d) + \dots + s_n(x^{(r-1)} - x_d^{(r-1)}) \quad (4.52)$$

Le calcul de la dérivée donne:

$$\dot{s} = \dot{y}_1 = s_1(\dot{x} - \dot{x}_d) + s_2(\ddot{x} - \ddot{x}_d) + \dots + s_n(x^{(r-1)} - x_d^{(r-1)}) \quad (4.53)$$

Nous avons un nouveau système en fonction de y_1 et y_2 . Nous proposons alors une nouvelle surface de glissement s_y :

$$s_y = \dot{s} + \eta s = y_2 + \eta y_1 \quad (4.54)$$

η est une constante positive. Avec cette technique, la convergence du système est régie par la surface de glissement s et par sa dérivée \dot{s}

4.4.5.4 Commande équivalente

On sait que la commande équivalente est la solution pour la commande une fois que la dérivée de la nouvelle surface de glissement est nulle, soit $\dot{s}_y = \mathbf{0}$.

$$\dot{s}_y = \ddot{s} + \eta \dot{s} = 0 \quad (4.55)$$

L'expression précédente peut être écrite comme suit :

$$\dot{s}_y = \ddot{x} + \eta \dot{s} = 0 \quad (4.56)$$

La valeur de \ddot{x} est calculée avec la dérivée du système:

$$\ddot{x} = \frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u) \dot{u} \quad (4.57)$$

Finalement la commande équivalente s'exprime par :

$$u_{eq} = \frac{1}{\frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u)} \left[\frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \eta \dot{s} \right] \quad (4.58)$$

L'algorithme du deuxième ordre qui a été présenté précédemment permet l'élimination du phénomène de chattering qui est dû à la discontinuité de la fonction signe qui se trouve à l'intérieur de la fonction d'intégration. Une autre conséquence est la convergence plus douce vers la surface de glissement, car la commande prend en compte la dérivée de la surface. Le désavantage de cette loi est qu'elle a besoin de la connaissance de la dérivée de la surface de glissement. Dans la pratique, cela veut dire qu'il faudra mettre plus de capteurs afin de mesurer les états supplémentaires ou implémenter des observateurs d'états [73].

4.4.6 Algorithmes glissants d'ordre supérieur

Les définitions énoncées précédemment concernant les régimes glissants réels d'ordre r ont permis d'introduire un outil de comparaison de différents algorithmes de contrôle générant ces modes. On distingue ainsi les algorithmes idéaux des algorithmes réels. En effet, les travaux de *M. Levant* montrent qu'un ordre de glissement réel ne doit pas excéder l'ordre du mode glissant correspondant. Les modes glissants standards procurent, ainsi un mode glissant réel seulement de

premier ordre et un mode glissant réel de second ordre est réellement obtenu par modification de commutation discrète des algorithmes glissants de second ordre [73]. D'une manière générale, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à $s = 0$, on aura besoin de la connaissance de $\dot{s}, \ddot{s}, \dots, s^{(r-1)}$. La seule exception est le "**super-twisting**" qui est un algorithme d'ordre deux qui ne requiert que l'information sur s .

D'un autre côté, les algorithmes de glissement réels ne requièrent que les mesures de $\dot{s}, \ddot{s}, \dots, s^{(r-1)}$. Ceci ne résout le problème que partiellement mais constitue une bonne solution pour les modes glissants du second ordre (seule l'information sur la surface est nécessaire).

4.4.6.1. Algorithme de Twisting

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Il twiste autour de l'origine du plan de glissement d'ordre deux. Il est appelé **Twisting** en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase (s, \dot{s}) avec un certain nombre de rotations voir la figure 4.16. Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs V_m et V_M de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [77].

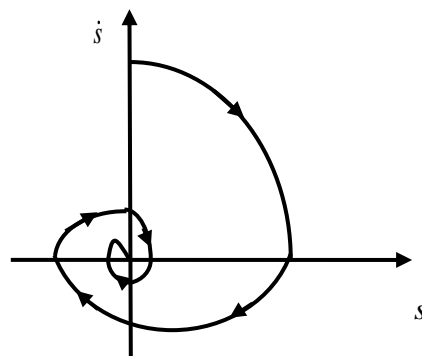


Figure 4.16 : Convergence en temps fini de l'algorithme *Twisting*

Nous allons reprendre le système $y_1 = s$ et $y_2 = \dot{s}$. Maintenant le problème de la commande est de stabiliser en temps fini le système du deuxième ordre suivant :

$$\begin{cases} y_1 = y_2 \\ y_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (4.59)$$

$\psi(t, x)$ et $\zeta(t, x)$ sont des fonctions mal connues mais elles sont bornées

$$\phi > 0, |\psi| \leq \phi, 0 < \Gamma_m \leq s \leq \Gamma_M \quad (4.60)$$

L'algorithme du **Twisting** pour un degré relatif **1** est défini par la loi de commande suivante:

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \cdot \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} \leq 0; |u| \leq 1 \\ -V_M \cdot \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} > 0; |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.61)$$

Où $|u|$ est une valeur bornée de la commande, donné pour $|u|$

L'équation de commande pour un degré relatif **2** est :

$$u = \begin{cases} -V_m \cdot \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} \leq 0 \\ -V_M \cdot \text{sign}(s) & \text{si } s \dot{s} > 0 \end{cases} \quad (4.62)$$

4.4.6.2 Algorithme de Super-Twisting

La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase. La loi de commande **Super-Twisting** $u(t)$ est formée de deux parties. La première partie est définie par sa dérivée par rapport au temps (u_1), tandis que la deuxième est donnée par la fonction continue de la variable de glissement (u_2) :

$$u = u_1 + u_2 \quad (4.65)$$

$$\begin{aligned} \dot{u}_1 &= \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(s) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} -\lambda_1 |s_0|^{p_1} \text{sign}(s) & \text{si } |s| > s_0 \\ \lambda_1 |s|^{p_1} \text{sign}(s) & \text{si } |s| \leq s_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.66)$$

Ce contrôleur peut être simplifié si le système de contrôle est linéairement dépendant de la commande, ainsi la loi de commande est donnée par :

$$\begin{cases} u = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + u \\ \dot{u}_1 = -W \text{sign}(s) \end{cases} \quad (4.67)$$

λ et W sont des constantes positives.

En pratique, il faut augmenter progressivement W jusqu'à ce que de bonnes performances soient observées dans le système en boucle fermée.

L'intérêt de cet algorithme est qu'il très robuste, elle n'a pas besoin d'information sur la dérivée de s . A cause de cette caractéristique on peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul [73].

4.4.6.3 Algorithme de Drift

L'idée de ce contrôleur est de diriger la trajectoire vers un mode glissant d'ordre deux $s = 0$ tout en gardant \dot{s} relativement petite. Ce contrôleur procure un glissement réel d'ordre 2 et l'algorithme de commande est défini par la loi de commande suivante (avec degré relatif égal à un) [77]

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{si } x_{1i} \Delta x_{1i} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{si } x_{1i} \Delta x_{1i} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.68)$$

$$\Delta x_{1i} = x_{1i}(t) - x_{1i}(t_1 - \tau)$$

Dans le cas où le système est de degré relatif égal 2, un contrôleur similaire est donné par :

$$\dot{u} = \begin{cases} -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{si } \Delta x_{1i} \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{si } \Delta x_{1i} > 0 \end{cases} \quad (4.69)$$

Il est à noter que cet algorithme ne présente pas de dépassements si les paramètres sont choisis de façon appropriée.

4.4.7 Commande *Super-Twisting* d'un hacheur à trois cellules

Rappelons l'équation d'état non linéaire du hacheur multicellulaire donnée par:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ I_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & -\frac{I_{ch}}{C_2} & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & -\frac{I_{ch}}{C_2} \\ \frac{V_{c1}}{L} & \frac{V_{c2}-V_{c1}}{L} & \frac{E-V_{c2}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

La stratégie de commande proposée est basée l'algorithme **Super-Twisting**. Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement suivantes:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{3I_{ref}}{E} V_{c1} - I_{ch} \\ S_2 = \frac{3I_{ref}}{E} (V_{c2} - V_{c1}) - I_{ch} \\ S_3 = \frac{3I_{ref}}{E} (E - V_{c2}) - I_{ch} \end{cases} \quad (4.71)$$

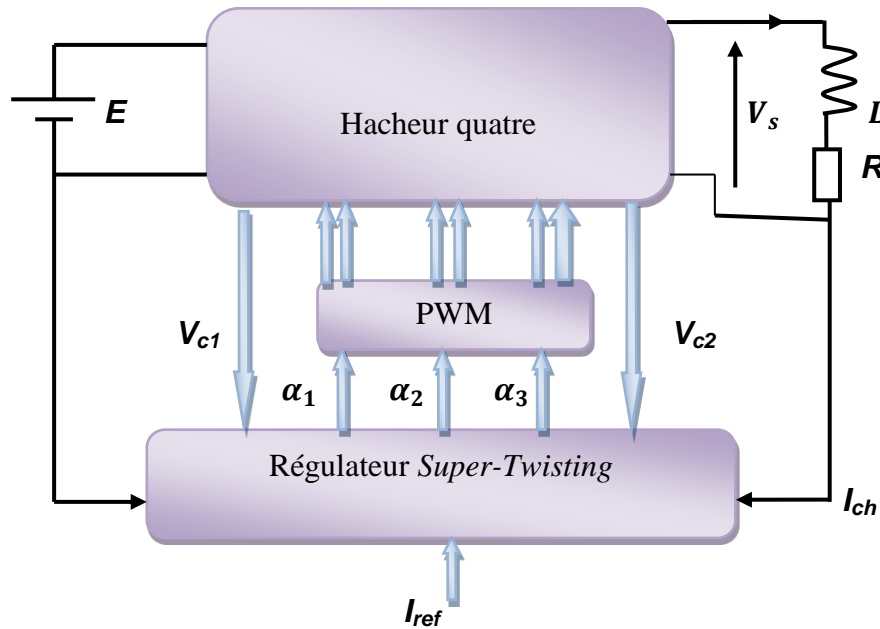


Figure I4.17 : Structure de la commande Super Twisting

Le degré relatif correspondant à ce sous-système est ($r = n = 1$). Lorsque ($r = 1$), la loi de commande est la loi **Super-Twisting**. Les rapports cycliques sont calculés par la loi de commande suivante:

$$\begin{cases} \alpha_i = \lambda_i |s|^{1/2} \text{sign}(s_i) + \alpha_{i1} \\ \dot{\alpha}_{i1} = -W_i \text{sign}(s) \\ \text{avec : } i=1,2,3 \end{cases} \quad (4.72)$$

4.4.7.1 Résultats de simulation

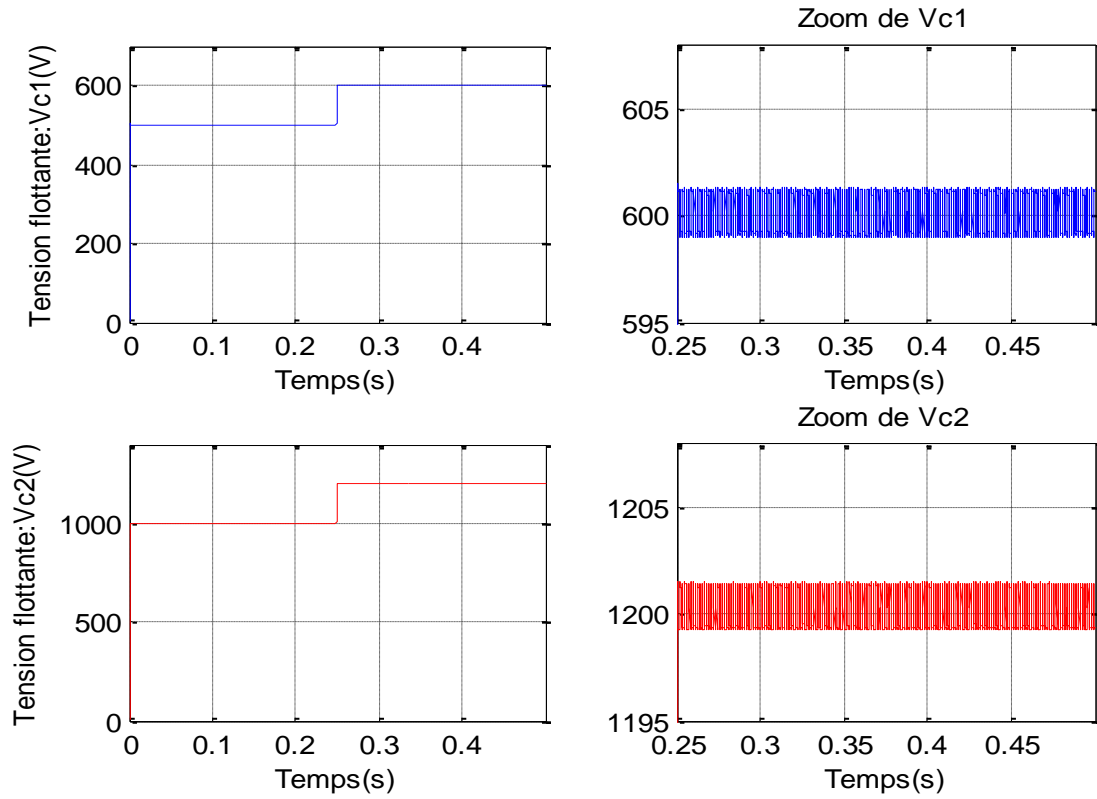
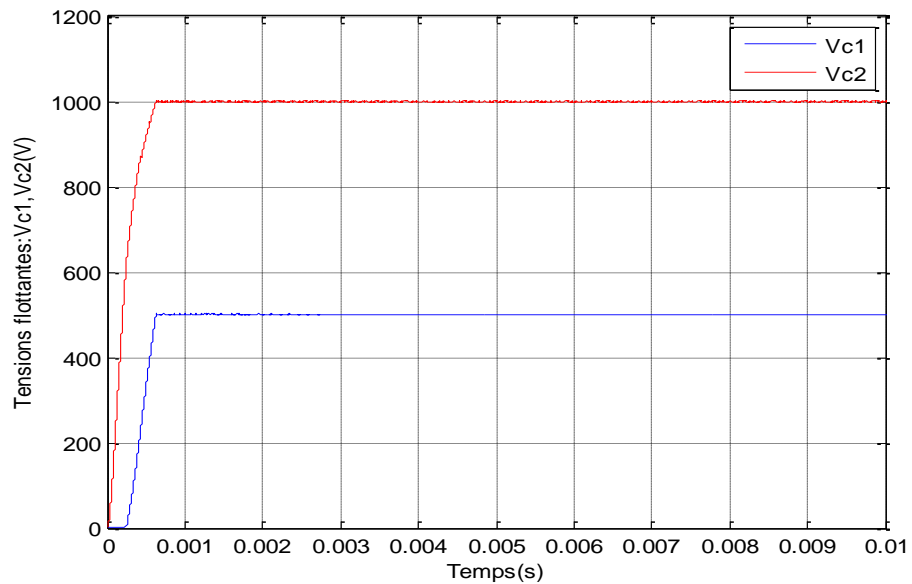
Le convertisseur à trois cellules utilisé a pour éléments:

$$R = 10 \, \Omega, \quad L = 0.5 \, \text{mH}, \quad C_1 = C_2 = 40 \, \mu\text{F}.$$

Il s'agit de simuler le convertisseur lorsque la tension d'alimentation change de **1500V** à **1800V** à l'instant $t = 0.25\text{s}$. Nous utilisons un régulateur ayant les paramètres suivants:

$$\begin{cases} \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 20 \\ W_1 = W_2 = W_3 = 10 \end{cases}$$

Notre objectif est de réguler les tensions des condensateurs V_{C_1} et V_{C_2} à leurs références $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ ainsi que le courant de charge doit atteindre sa valeur de référence $I_{ref} = 80\text{A}$. Les figures suivantes représentent les résultats de simulation.

Figure I4.18 : Evolution des tensions flottantes V_{C_1} et V_{C_2} Figure I4.19 : Zoom des tensions flottantes V_{C_1} et V_{C_2}

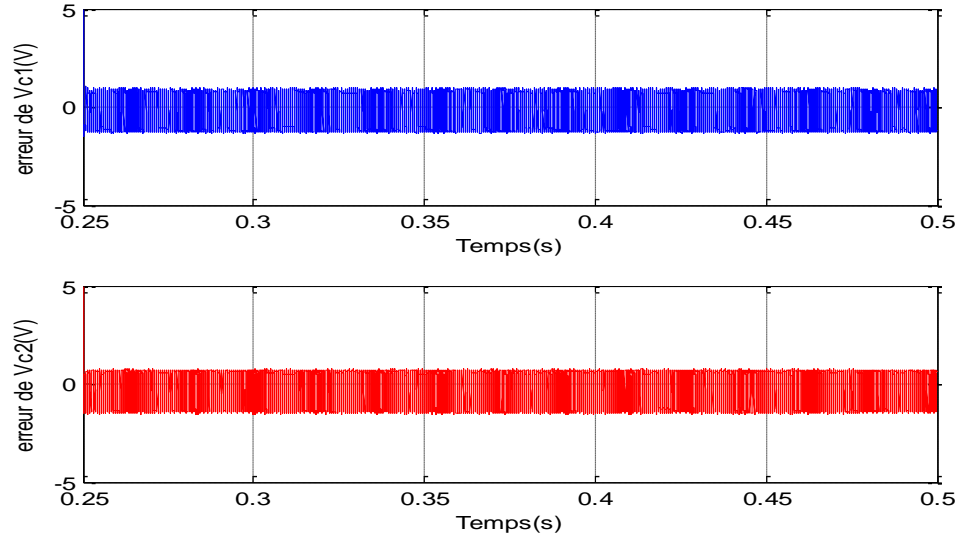


Figure 4.20 : Erreur des tensions flottantes V_{C_1} et V_{C_2}

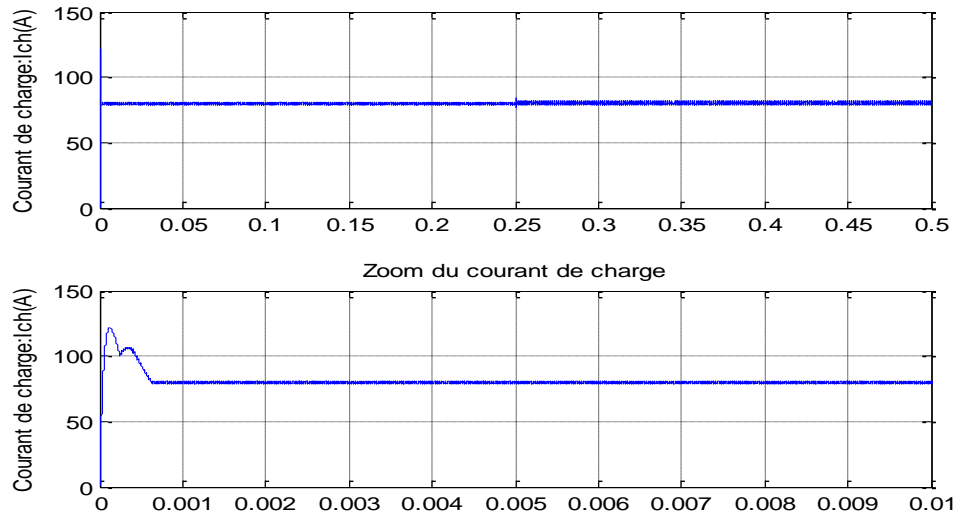


Figure 4.21 : Courant de charge I_{ch}

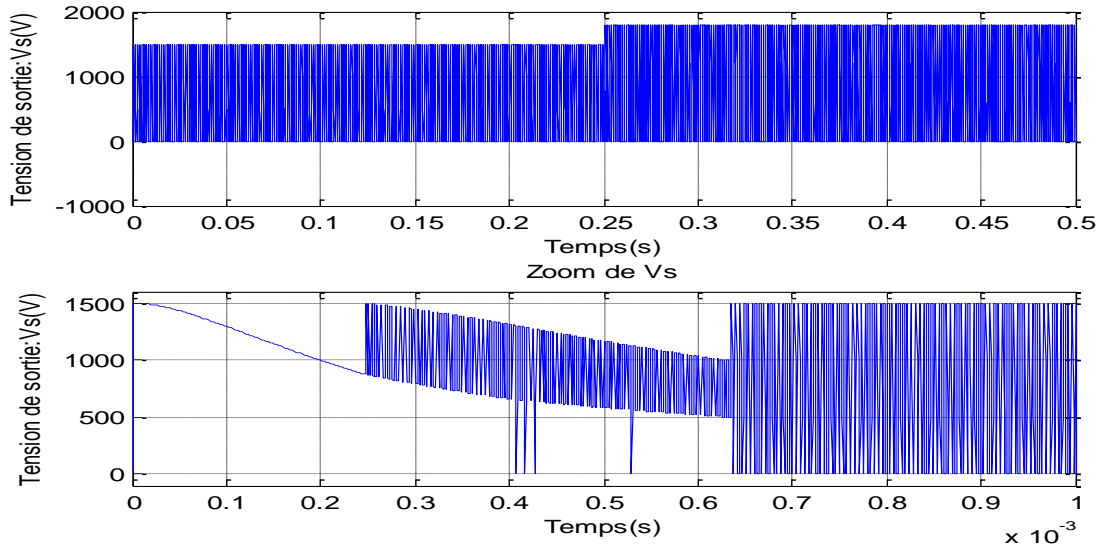


Figure 14.22 : Evolution de la tension de sortie V_s

Les deux tensions V_{c1} et V_{c2} croient rapidement et se stabilisent bien aux valeurs $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ respectivement. Le courant I_{ch} s'asservit bien à $I_{ref} = 80A$ sans erreur statique et les performances transitoires sont très bonnes. Le courant présente un dépassement à cause de la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de commande par mode glissant synthétisé.

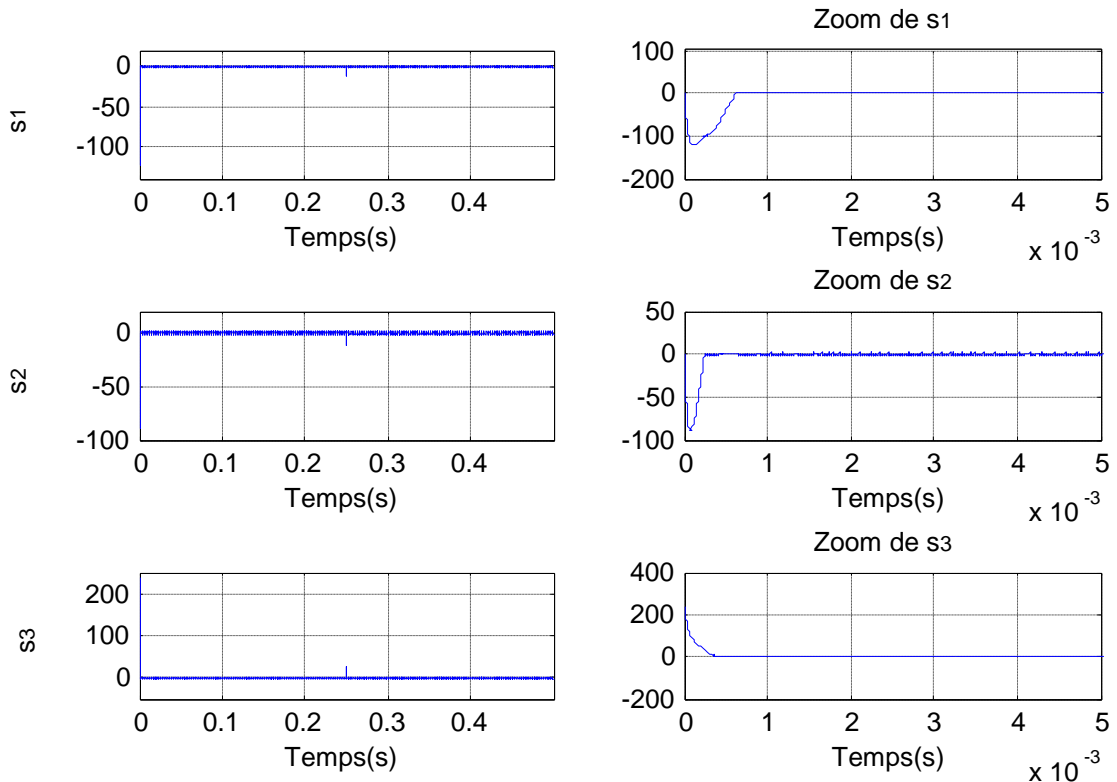


Figure 4.23 : Convergence des surfaces de glissement s_1 , s_2 et s_3

Les surfaces de commutation convergent toutes vers zéro. Elles présentent un régime transitoire rapide dû à l'attractivité autour de la surface $s_i = 0$, puis se stabilisent autour de la valeur zéro. Les oscillations sont dues au phénomène de chattering caractérisant la commande par mode glissant. La séquence de commande des interrupteurs assurant la commande du convertisseur est obtenue selon les signes des surfaces de glissement, est représentée sur la figure 4.23

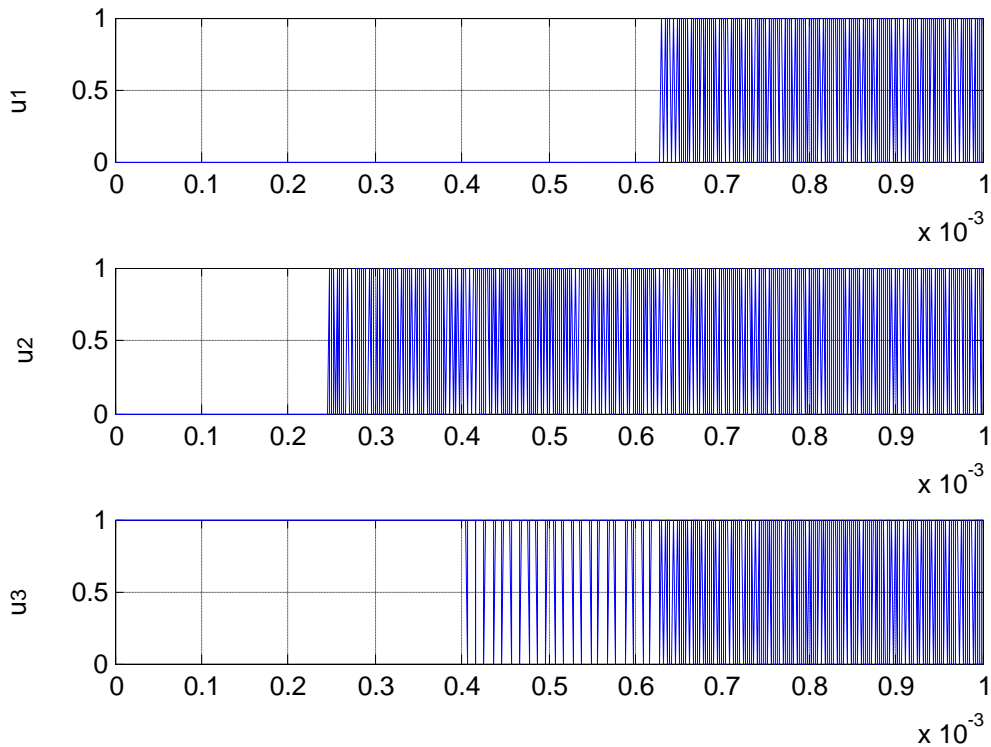


Figure 4.24 Evolution des commandes des interrupteurs

4.4.7.2 Extension au cas d'un onduleur triphasé

Les mêmes procédures sont appliquées pour ce type d'onduleur. On rappelle les paramètres de simulation qui sont: $R = 10 \Omega$, $L = 0.5 \text{ mH}$, $C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}$. Il

s'agit de simuler le convertisseur lorsque la tension d'alimentation change de 1500V à 1800V à $t = 0.25\text{s}$. Nous utilisons un régulateur ayant les paramètres:

$$\begin{cases} \lambda_{1i} = \lambda_{2i} = \lambda_{3i} = 152 \\ W_{1i} = W_{2i} = W_{3i} = 5 \\ i = 1, 2, 3 \end{cases}$$

L'expression des courants de référence sont imposés comme suit :

$$\begin{cases} I_{i\ ref} = I_{m\ ref} \sin(\omega t - (i-1)2\pi/3) ; i = 1, 2, 3 \\ Avec I_{m\ ref} = 80A, \omega = 314\ rad/s \end{cases}$$

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation.

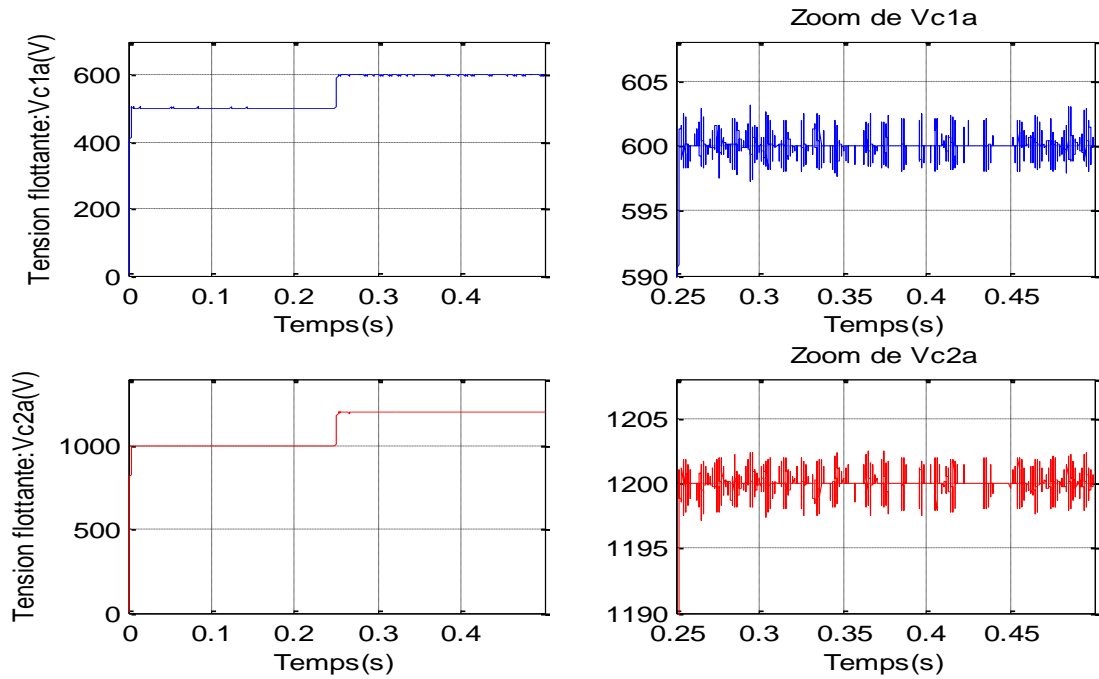


Figure 4.25 Evolution des tensions flottantes du premier bras V_{c1a} et V_{c2a}

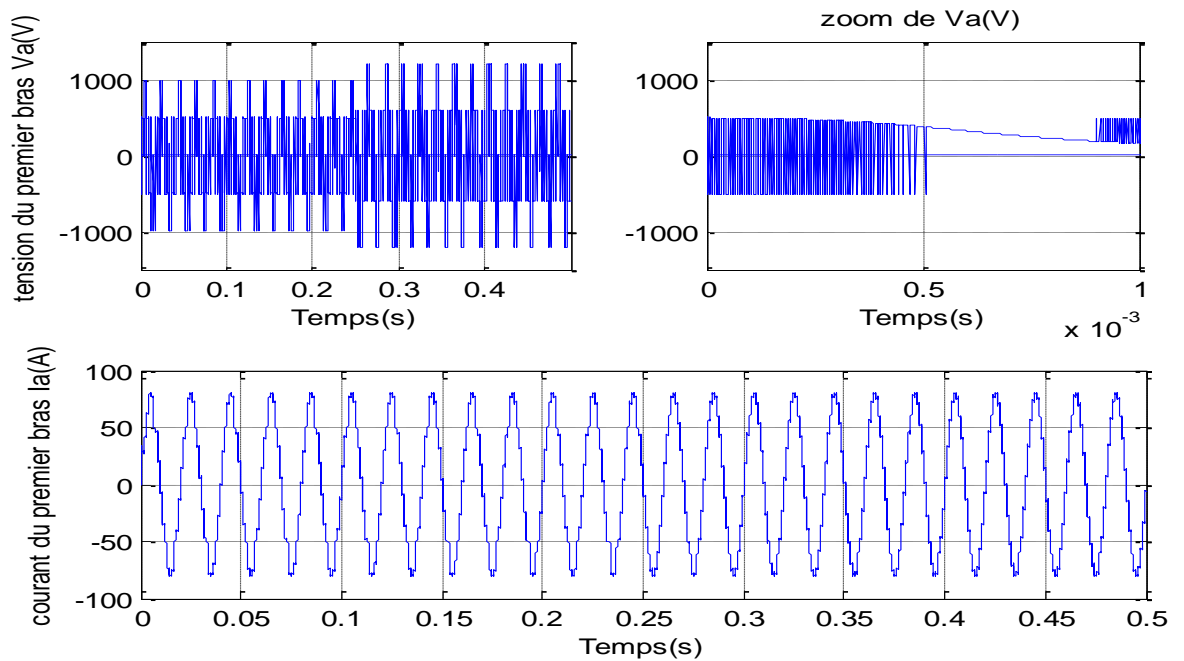


Figure 4.26 Evolution de tension et de courant du premier bras

Les deux tensions $V_{c_{1a}}$ et $V_{c_{2a}}$ croient rapidement et se stabilisent respectivement à $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$. D'après la figure 4.25, nous constatons que la tension du premier bras évolue entre les tensions $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$ et le courant du premier bras s'agit d'un courant sinusoïdal qui suit parfaitement sa référence.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis l'accent sur la commande par modes glissants. Cette méthode est capable de commander les interrupteurs des cellules imbriquées d'une manière indépendante en fonction des fonctions de commutations, qui se caractérisent par le fait qu'elles permettant à la fois d'assurer l'existence d'un mode glissant et la stabilité du point d'équilibre.

Nous avons montré que la fonction de Lyapunov réside dans la simplicité de la mise en œuvre de la commande, en effet la détermination des surfaces de commutation qui permettent d'améliorer les performances recherchées. Cette méthode est facilement généralisable pour un convertisseur comprenant plusieurs cellules de commutation.

Les résultats de simulation montrent que la loi de commande développée permet à la fois de maintenir la tension de sortie à sa valeur de référence et d'améliorer considérablement les performances dynamiques par rapport à une commande à rapport cyclique et déphasage constant.

Le phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et la convergence des surfaces de glissement posent un inconvénient majeur pour la commande par mode glissant d'ordre un, ce qui fait appelle à une commande d'ordre supérieur pour contourner ce problème.

L'application de la commande par mode glissant d'ordre deux est performante en termes de convergence en temps fini et l'élimination du phénomène de Chattering.

5. MODELISATION HYBRIDE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

5.1 Introduction

Dans toute formulation d'un problème de commande, le modèle mathématique développé ne reflète pas exactement le processus réel. Ces différences peuvent par exemple être dues à des dynamiques non modélisées, à des variations des paramètres du système ou à l'approximation trop directe de comportements complexes du processus. Historiquement, l'étude des systèmes a été abordée du point de vue d'une modélisation continue au moyen d'équations différentielles. Les progrès de l'informatique ont motivé le développement d'outils théoriques permettant une description plus qualitative de la dynamique des systèmes, comme les automates à états finis. Cependant, dans de nombreux cas, une telle description ne permet pas de représenter toute la complexité et la richesse des comportements des systèmes. Ainsi, la connaissance d'une modélisation continue de la dynamique est souvent nécessaire à la synthèse d'une loi de commande implémentable par un automate. Le modèle mathématique résultant du couplage des équations différentielles modélisant l'évolution du système et de l'automate implémentant la loi de commande forme ce que l'on appelle un automate hybride. L'importance du problème a entraîné un développement rapide de la théorie des systèmes hybrides [27][29][80][81][82].

D'une manière générale, un système hybride est un système dont l'évolution au cours du temps est décrite par un ensemble de lois mathématiques qui peuvent être de natures continues ou discrètes. En effet les systèmes hybrides sont des systèmes dynamiques qui font intervenir explicitement et simultanément des phénomènes ou des modèles de type continus et discrets, donc une interaction entre des processus

continus supervisés par des processus discrets [83][84][85][86][82]. En effet, ils possèdent à la fois des états d'un espace continu ainsi que des variables faisant partie d'un espace discret. Au sein d'un même mode discret, les variables continues évoluent d'une manière déterminée et le franchissement d'un seuil par certaines d'entre elles ou par une fonction combinaison de certaines d'entre elles, peut provoquer un changement de modèle ou de mode.

Pour profiter au mieux du gros potentiel de la structure multicellulaire, les recherches se sont alors portées dans différentes directions. Dans un premier temps ont été développés des modèles pour décrire leurs comportements instantané, harmonique[87] ou moyen [88]. Ces différents modèles ont été utilisés à la base pour le développement des lois de commande en boucle ouverte et en boucle fermée. La modélisation est une phase très importante pour la synthèse des lois de commande et des observateurs. La précision de la modélisation dépend des objectifs recherchés [89][90]. D'une manière générale, la modélisation en vue de la commande des convertisseurs statiques présente une difficulté majeure liée au fait que ces systèmes incluent des variables continues (courants dans les condensateurs, tensions aux bornes des condensateurs) et des variables discrètes (états des interrupteurs). Ainsi, une modélisation hybride de ce système est envisageable et permet au convertisseur multicellulaire d'employer des outils puissants d'analyse et de synthèse pour une meilleure exploration des possibilités des contrôleurs.

5.2 Rappels sur les systèmes dynamiques hybrides

5.2.1 Définition des systèmes hybrides

En automatique, les systèmes physiques sont souvent représentés par un modèle dynamique continu ou par un modèle à événements discrets. La nature de chaque modèle est définie selon les variables utilisées pour décrire l'état du système et la variable caractérisant le temps. Il est important dans de nombreux cas d'utiliser l'une de ces deux catégories de modèles.

Cependant la majorité des systèmes complexes réalistes mélangeant le continu et le discret ne peuvent pas être classés ni dans la catégorie "système continu" ni dans la catégorie "système discret". Il est nécessaire alors d'utiliser des modèles hybrides permettant la prise en compte à la fois des variables continues et des variables

discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Plusieurs modélisations hybrides ont été développées dans la littérature. Elles peuvent être classées en trois catégories principales [91]:

- L'approche discrète ou événementielle qui consiste à supprimer la dynamique continue du système, en interprétant le SDH comme un système à événement discret. Celle-ci est l'approche la plus utilisée dans littérature. En effet, parmi ses inconvénients, on a d'une part le risque d'obtenir un automate non déterministe et d'autre part le risque que la partition ne soit pas adéquate pour l'espace d'état. De plus les états continus peuvent alors avoir des transitions non admissibles.
- L'approche continue qui consiste à supprimer la dynamique discrète du système de telle façon que le système ne puisse être modélisé que par des équations différentielles. Cela peut poser un problème lors de la modélisation des systèmes complexes, tels les convertisseurs par exemple. Cette approche ne prend pas en compte les changements éventuels pour le passage d'une dynamique à une autre.
- L'approche mixte qui utilise une même structure pour traiter les dynamiques continues et discrètes. Les **SDHs** peuvent être modélisés par des automates hybrides. L'approche mixte interprète le **SDH** comme une interaction de systèmes dynamiques de types différents. Cette approche est plus complexe et regroupe les avantages des deux approches précédentes. Dans ce qui suit, nous rappelons pour la formulation que nous pensons la plus générale et générique introduite par LYGEROS et all dans [84].

5.2.2 Définition des automates hybrides

Précédemment, on a simplement décrit les systèmes hybrides comme des systèmes dans lesquels les deux dynamiques : continue et discrète interagissent. Dans ce qui suit, nous présentons une modélisation spécifique des systèmes hybrides, celle que nous appelons : *les automates hybrides*. Les systèmes hybrides sont communément modélisés avec l'utilisation des Automates hybrides. L'idée est simple : Un " mode machine " fini est construit en combinant les changements de l'état continu, décrits par les équations différentielle, qu'on appelle les modes et les

changements de l'état discret qui sont modélisés en utilisant les transitions, dépendant des conditions, et des performances des actions possibles, entre les modes [23]. Une définition formelle de l'automate hybride est donnée en se basant sur [LYGEROS].

Définition 5.1 (systèmes hybrides) : un système hybride est défini par :

$$H = \{Q, X, f, Init, D, G, R, U\} \quad (5.1)$$

- Q est l'ensemble dénombrable des d'états discrets,
- X est l'ensemble des états continus,
- $Init$ est l'ensemble des conditions initiales,
- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des transitions,
- $D = \{D_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des domaines continus, $\forall q \in Q, D_q$ est un sous-ensemble de \mathbb{R}^n d'intérieur non vide,
- $U = \{U_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des domaines de commande admissibles, $\forall q \in Q, U_q$ est un sous-ensemble de \mathbb{R}^p ,
- $f = \{f_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des champs de vecteurs décrivant les dynamiques du système., $\forall q \in Q, f_q: D_q \times U_q \rightarrow \mathbb{R}^n$
- $G = \{G_e; e \in E\}$ est l'état de garde. $\forall e = (q, q') \in E, G_e \subseteq D_q$.
- $R = \{R_e; e \in E\}$ est l'ensemble des fonctions reset.

$\forall e = (q, q') \in E, R_e: G_q \rightarrow 2^D$ ou 2^D dénote l'ensemble des parties de D_q On

suppose que

pour tout. $x \in G_e, R_e(x) \neq \emptyset$

5.2.3 Classes des systèmes dynamiques hybrides

Le formalisme des **SDH** est très général et englobe de nombreuses classes de modèles, il est évidemment impossible de passer en revue la totalité des classes. Par conséquent, nous présentons dans ce paragraphe celles qui ont un rapport avec notre thèse : les systèmes dynamiques à commutations (SAC) (Switched Systems) caractérisés par des transitions discrètes type commutation. La classe des systèmes à commutations est probablement l'une des plus importantes classes des systèmes hybrides. En effet, une large classe de systèmes dynamiques est modélisée par une

famille de sous-systèmes continus et une loi logique ou d'appartenance orchestrant les commutations entre ces sous-systèmes. Un effort particulier a été apporté à l'étude de cette classe pour deux raisons principales. D'abord, elle est suffisamment riche pour permettre une modélisation réaliste de nombreux problèmes (convertisseurs de puissance, systèmes de contrôle de processus, système de contrôle de température, etc...). Ensuite, sa simplicité relative permet la conception d'outils algorithmiques pour leur analyse. [23][25].

5.2.4 Définition des systèmes dynamiques à commutations

Un système dynamique à commutations est un système hybride où la variable discrète $q(t)$ n'est pas vue comme une variable d'état discrète mais soit comme une variable de contrôle de la dynamique continue, soit comme un évènement sans mémoire. Par conséquent, d'après la définition donnée par LYGEROS [84], on peut donner une définition du SAC comme suit.

Définition 5.2. Un système dynamique hybride est dit à commutations, s'il vérifie la propriété suivante :

$$\forall e = (q, q') \in E, G_e = D_q$$

En d'autres termes, la frontière du domaine de validation correspond à la condition de commutation. Plusieurs systèmes physiques peuvent être modélisés comme des SAC, on peut citer par exemple le cas d'un convertisseur de puissance qui alimente une charge inductive. Nous nous intéresserons au développement d'un modèle hybride pour une classe particulière de **SDH** qui sont les convertisseurs multicellulaires (système à commutation sans saut).

Les convertisseurs multicellulaires présentent par leur nature un comportement hybride. L'aspect hybride est décrit par la présence des variables discrètes et continues. Il est alors tout à fait naturel de les modéliser sous forme d'un système hybride. L'objectif de notre travail est de modéliser et d'analyser le comportement d'un convertisseur multicellulaire d'un point de vue hybride. Nous avons mis en évidence le fonctionnement de cette structure en utilisant le modèle des différents modes et en établissant des surfaces de commutation appropriées assurant la stabilité et la sûreté du convertisseur.

5.3 Modélisation hybride d'un convertisseur multicellulaire

Les convertisseurs multicellulaires sont construits à partir de l'association d'un certain nombre de cellules. Notre structure de convertisseur montre l'association de p cellules en série. Cette association en série permet à la source de tension en sortie V_s d'évoluer sur p niveaux possibles. Comme les commandes des interrupteurs des cellules de commutation sont indépendantes, on obtient 2^p combinaisons possibles. Ainsi, il est nécessaire d'assurer une répartition équilibrée des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Dans ces conditions, on obtient la propriété suivante :

Le convertisseur dispose de $(p - 1)$ sources de tension flottantes et la tension aux bornes de la capacité d'indice k est $\frac{kE}{p}$. D'abord pour simplifier l'étude et les notations de base, nous allons étudier le fonctionnement (approche hybride) d'un convertisseur à 2 cellules imbriquées. Ensuite, nous présenterons brièvement la modélisation hybride des convertisseurs à 3 cellules imbriquées [28] [22].

5.3.1 Convertisseur à deux cellules

Quatre modes de fonctionnement sont alors possibles pour les convertisseurs à 2 cellules (de la figure 5.1 à la Figure 5.4). Notons que la source flottante ne participe à l'évolution de la dynamique du système qu'au troisième et quatrième mode. Dans le troisième mode, la capacité se décharge et se charge durant le quatrième mode. Ainsi, si ces deux modes durent le même temps avec un courant de charge constant, alors la puissance moyenne transmise par cette source flottante sur une période de commutation est nulle. Nous remarquons aussi que ces deux modes permettent d'obtenir par commutation le niveau supplémentaire $E/2$ sur la tension de sortie V_s . U_k sont des signaux de commande des interrupteurs ($k=1, 2$).

Le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{U_2 - U_1}{C} \\ -\frac{(U_2 - U_1)}{L} & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{l} \cdot U_3 \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

Comme les interrupteurs de chaque cellule sont considérés comme idéaux, leur comportement peut être modélisé par un état discret prenant des valeurs 0 (ouvert) ou 1 (fermé).

En pratique, certains de ces états ne seront jamais visités pour des raisons de sécurité ou suite à la stratégie de commande adoptée ou encore à cause de la structure du convertisseur lui-même ou enfin pour respecter la règle d'adjacence. Les transitions ne sont pas nécessairement contrôlées.

5.3.1.1 Automate hybride d'un convertisseur à deux cellules

Le convertisseur peut donc être modélisé par le système hybride suivant, selon le formalisme de LYGEROS [84]:

Etape 1 : Pour le convertisseur à deux cellules nous distinguons quatre modes opérants donnés par : $Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4\}$. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^2, \forall q_i \in Q$.

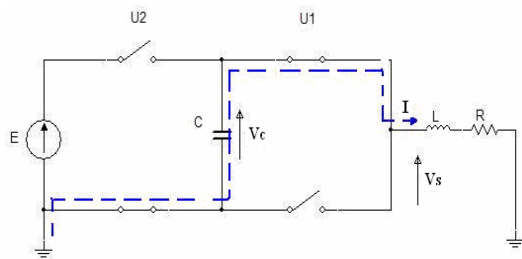
Etape 2 : En chaque mode, le champ de vecteur f_q est linéaire. Ici la dynamique continue peut être donnée pour chaque mode sous la forme :

$$\dot{X} = f_q(X) = A(q)X + b(q) \quad (5.3)$$

Etape 3 : Le vecteur d'état $X = (x_1 \ x_2)^T$ où : x_1 représente la tension aux bornes du condensateur flottant V_c et x_2 présente le courant dans la charge I . La fonction de commutation représentée par U_k . Ainsi, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit:

Mode $q = q_1$ avec $(U_2 = 0, U_1 = 1)$ (Figure 5.1)

L'énergie est fournie par la source flottante. Le condensateur est déchargé et son énergie est retournée vers la charge. Le système reste en ce mode aussi longtemps que la tension terminale du condensateur ne diminue pas au-dessous d'une valeur tolérée. Si cette condition est violée alors le système commute vers le mode q_2 ou q_4 . Les équations dynamiques des variables continues sont données par (5.4)

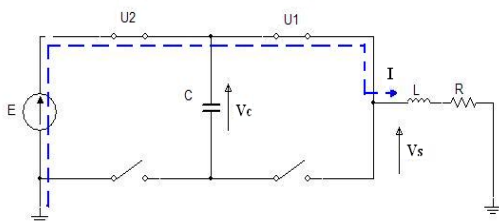


$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot x \quad (5.4)$$

Figure 5.1 : le convertisseur dans le mode q_1

Mode $q = q_2$ avec $(U_2 = 1, U_1 = 1)$ (Figure 5.2)

Dans ce cas-ci, l'énergie est fournie par la source d'alimentation E . Le courant de la charge augmente et la tension aux bornes du condensateur reste constante. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que le courant ne dépasse pas une valeur donnée par $I = I_{ref} + \Delta I$ ou quand la tension flottante du condensateur est équilibrée. Si une de ces conditions est violée, alors le système commute vers le mode q_3 ou q_1 . Les équations dynamiques des variables continues sont données par (5.5)

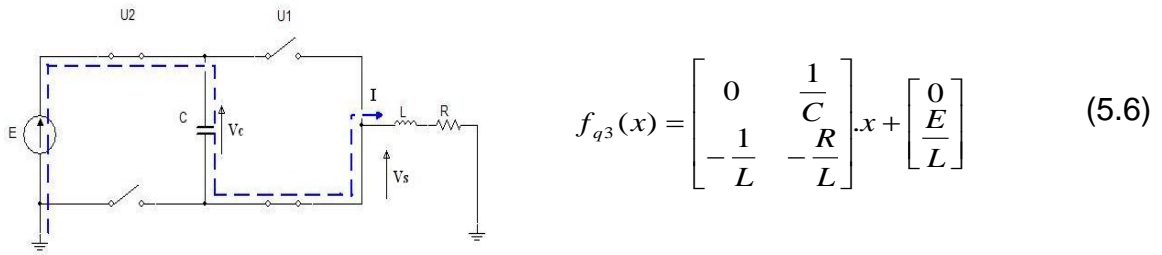


$$f_{q2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Figure 5.2 : le convertisseur en mode q_2

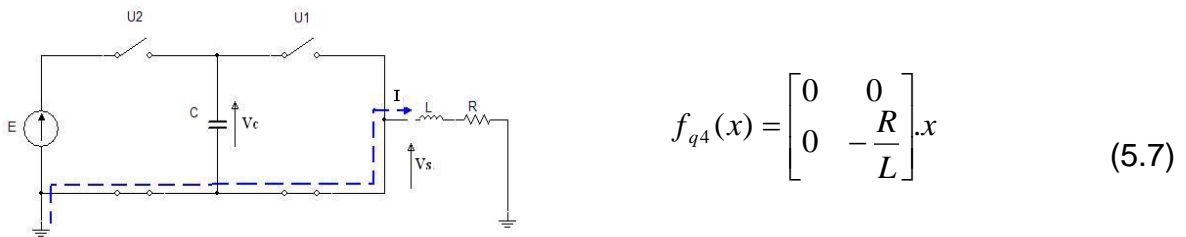
Mode $q = q_3$ avec $(U_2 = 1, U_1 = 0)$ (Figure 5.3)

En ce mode, la capacité prend de l'importance et l'énergie est fournie par la source de la tension E . Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que la tension du condensateur n'excède pas la tension tolérée. Si cette condition est violée ou si le courant n'est pas dans la zone désirée, le système commute vers le mode q_2 ou q_4 . Les équations dynamiques des variables continues sont données par (5.6)

Figure 5.3 : le convertisseur dans le mode q_3

Mode $q = q_4$ avec $(U_2 = 0, U_1 = 0)$ (Figure 5.4)

En ce mode, aucune source de tension n'est appliquée aux bornes de la charge. On est dans la phase de roue libre. La tension flottante du condensateur n'évolue pas mais le courant de la charge diminue exponentiellement. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que le courant n'est pas inférieur à une valeur donnée par $I = I_{ref} - \Delta I$ et si la tension flottante demeure équilibrée. Si une de ces conditions est alors violée le système commute vers le mode q_1 ou q_3 . Les équations dynamiques des variables continues sont données par (5.7)

Figure 5.4 : le convertisseur dans le mode q_4

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander le courant de charge I et la tension flottante V_c autour des valeurs de références suivantes :

$$I = I_{ref} ; V_{cref} = E/3 \quad (5.8.a)$$

$$V_{cref}^+ = V_{ref} + \varepsilon \quad \text{et} \quad V_{cref}^- = V_{ref} - \varepsilon \quad (5.8.b)$$

$$I_{cref}^+ = I_{ref} + \Delta I \quad \text{et} \quad I_{cref}^- = I_{ref} - \Delta I \quad (5.8.c)$$

Etape 4 : Maintenant, nous pouvons donner ainsi les conditions d'invariance pour chaque mode (voir les figures 5.5 à 5.8):

Invariance du mode q_1 : Cette invariance est donnée par

$$X(q_1) = \left\{ x \in R^2 : [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta i)] \right\} \quad (5.9)$$

Invariance du mode q_2 :

$$X(q_2) = \left\{ x \in R^2 : [(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (I < I_{ref}^-)] \vee [I \leq I_{min}] \right\} \quad (5.10)$$

Invariance du mode q_3

$$X(q_3) = \left\{ x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max})] \vee [(|V_c - V_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta i)] \right\} \quad (5.11)$$

Invariance du mode q_4

$$X(q_4) = \left\{ x \in R^2 : [(|V_c - V_{cref}| < \varepsilon) \wedge (I > I_{ref}^-)] \vee [I \geq I_{max}] \right\} \quad (5.12)$$

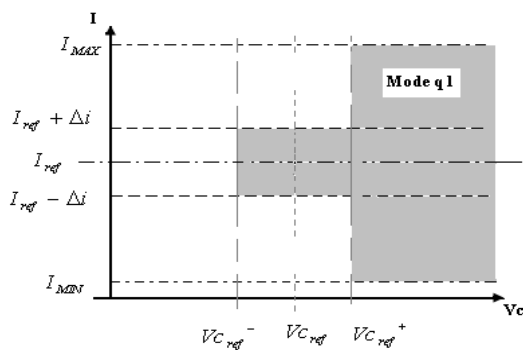


Figure 5.5 : Domaine du mode q_1

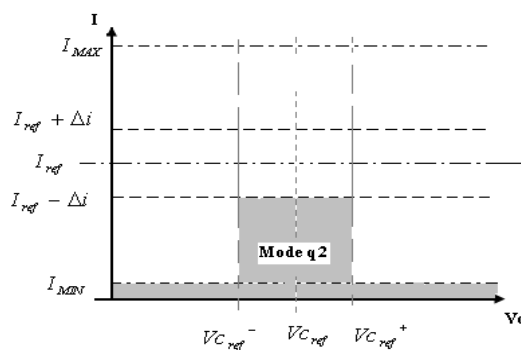


Figure 5.6 : Domaine du mode q_2

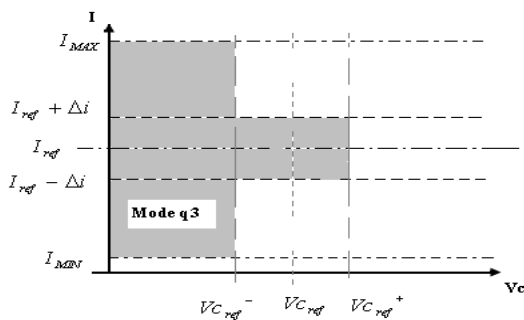


Figure 5.7 : Domaine du mode q_3

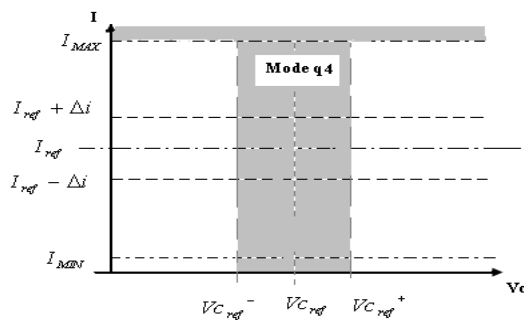


Figure 5.8 : Domaine du mode q_4

Etape 5: Les ensembles de transitions sont définis par :

$$E = \left\{ \begin{array}{l} (q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } : i, j = 1, \dots, 4 \\ (q_1, q_2), (q_2, q_1), (q_2, q_3), (q_3, q_2), \\ (q_3, q_4), (q_4, q_3), (q_4, q_1), (q_1, q_4) \end{array} \right\} \quad (5.13)$$

Etape 6: Les conditions possibles des transitions entre les divers modes (prenant en compte les conditions de travail du convertisseur) sont définies par les ensembles selon :

$$G(q_1, q_2) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \leq I_{min})] \right\} \quad (5.14)$$

$$G(q_2, q_1) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c \geq V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \right\} \quad (5.15)$$

$$G(q_2, q_3) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \right\} \quad (5.16)$$

$$G(q_3, q_2) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I < I_{min})] \right\} \quad (5.17)$$

$$G(q_3, q_4) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I \geq I_{max})] \right\} \quad (5.18)$$

$$G(q_4, q_3) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \right\} \quad (5.19)$$

$$G(q_4, q_1) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \right\} \quad (5.20)$$

$$G(q_1, q_4) = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- \leq I \leq I_{max})] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \geq I_{max})] \right\} \quad (5.21)$$

Remarque : Les autres transitions : $G(q_1, q_3)$, $G(q_3, q_1)$, $G(q_2, q_4)$ et $G(q_4, q_2)$ ne sont pas tolérées parce qu'ils ne se conforment pas à la règle de l'adjacence.

Etape 7 : Les conditions initiales du système sont définies par:

$$Init = \{q_2\} \times \left\{ x \in \mathbb{R}^2 : (V_c < V_{cref}^-) \wedge (I < I_{min}) \right\} \quad (5.22)$$

Etape 8: On note que le système n'a pas un saut pendant les transitions, car il y'a pas de variation brusque du courant de charge en raison de la nature inductive de la charge et pas de la variation instantanée des tensions terminales du condensateur C et par conséquent la trajectoire est continue.

5.3.1.2 Schéma d'automate hybride d'un convertisseur à deux cellules

La figure 5.10 présente le modèle hybride du convertisseur à deux cellules. La dynamique de chaque mode est indiquée à l'intérieur de chaque cercle et les conditions de transitions au-dessus des flèches (avec $T_{ij} = G(q_i, q_j)$). Quand une condition de la transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions de l'invariance et des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage de la tension flottante V_c et du courant de charge I autour des valeurs de référence.

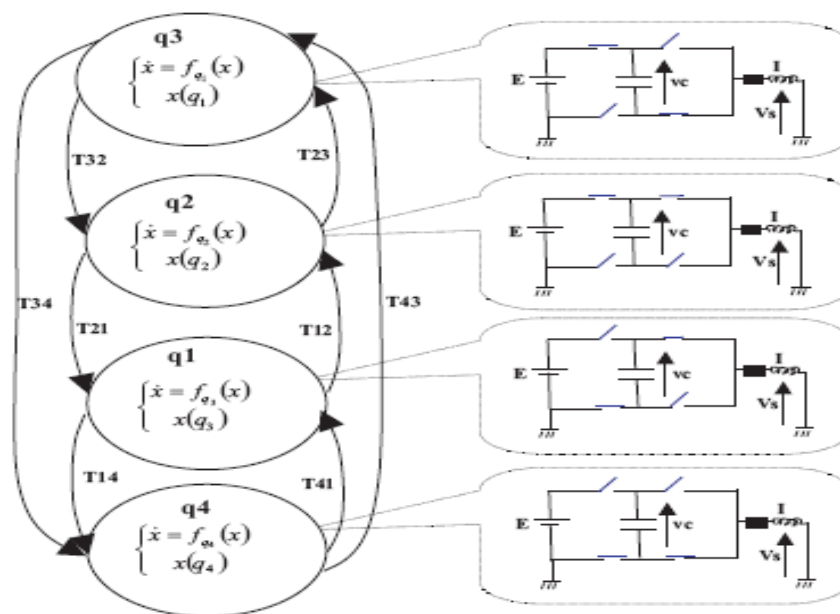


Figure 5.9 : L'automate hybride d'un convertisseur à deux cellules

La figure 5.10 présente la trajectoire du convertisseur à deux cellules dans le plan de phase.

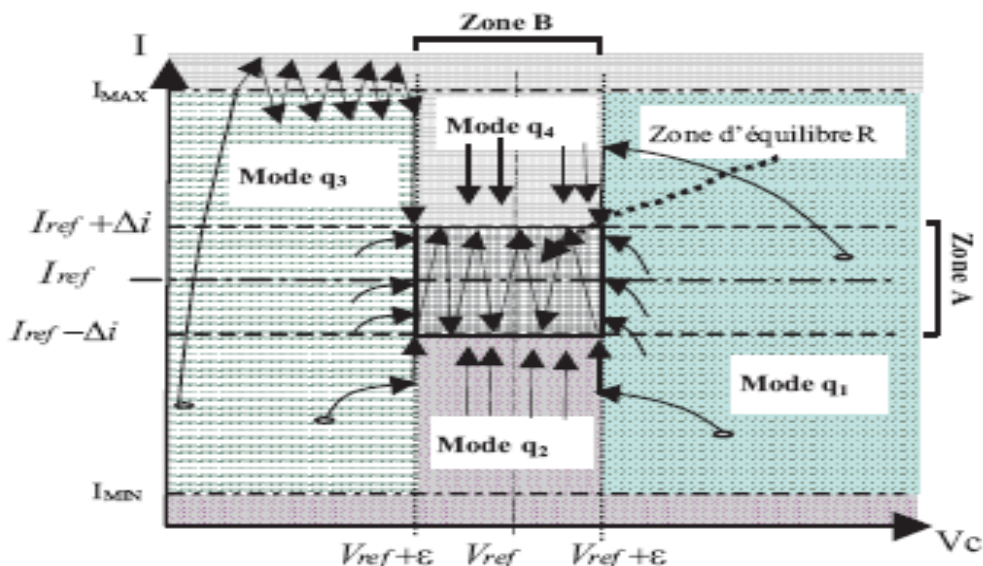


Figure 5.10 : La convergence du convertisseur à deux cellules

5.3.1.3 Plan de phase

Nous notons que les modes q_1 et q_3 interviennent principalement pour le réglage de la tension flottante. Les deux autres modes q_2 et q_4 sont employés pour le réglage du courant de charge quand la tension flottante est équilibrée ou quand le courant excède les bornes extrêmes. A l'état initial, le courant de charge atteint son maximum I_{max} pour permettre un chargement rapide du condensateur flottant.

5.3.1.4 Analyse de convergence

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander la tension flottante V_c et le courant de charge I , autour de leurs valeurs de références. Dans cette section, nous prouverons que les ensembles d'invariance et les transitions précédemment définies permettent d'assurer cet objectif.

Proposition

Soit le convertisseur à deux cellules, si on considère les modes et les transitions précédemment définies, alors toute trajectoire initialisée dans n'importe quel mode,

converge vers R qui est globalement attractif et invariant.

Preuve

- La bande $B = \{x \in \mathbb{R}^2; V_{cref}^- \leq V_c \leq V_{cref}^+\}$ est globalement attractive figure 5.11.
- La bande $A = \{x \in \mathbb{R}^2; I_{ref}^- \leq I \leq I_{ref}^+\}$ est globalement attractive figure 5.12.

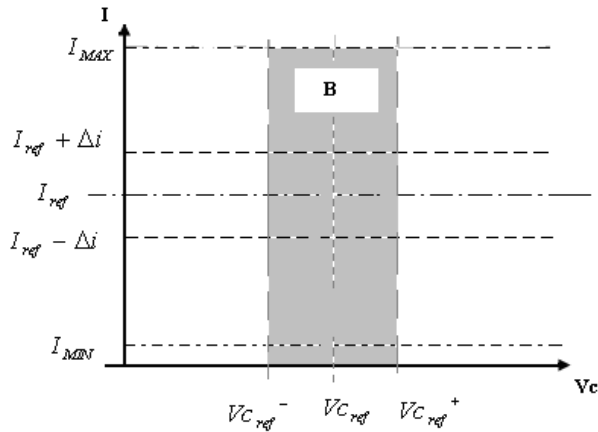


Figure 5.11 : La bande B du convertisseur

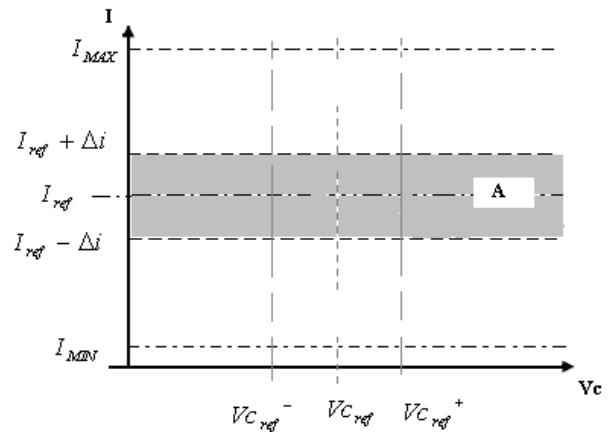


Figure 5.12 : La bande A du convertisseur

La zone d'équilibre R est définie par l'intersection des deux bandes A et B .

$R = \{x \in B \cap A\}$ est globalement attractive et invariante figure 5.13. En d'autres termes, cette commande garantit la pratique du point de référence (V_{cref}, I_{ref}) .

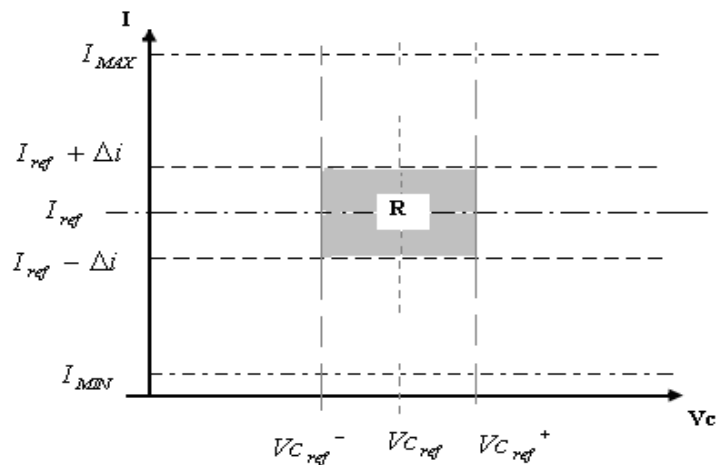


Figure 5.13 : La zone d'équilibre du convertisseur

- **Mode** $q = q_1$ en dehors de la zone d'équilibre, ce mode est gardé tant que la tension V_c n'atteint pas V_{cref}^+ , ou que le courant ne dépasse pas I_{max} . Ainsi en ce mode, il y a deux lignes de commutation:
 - $\Delta_1 = I - I_{max}$, autours de cette plage, on commute entre q_4 et q_1 .
 - $\Delta_{21} = V_c - V_{cref}^+$, autour de cette plage et selon la valeur du courant, on commute soit entre q_4 et q_1 , soit entre q_1 et q_2 .

Autour de la plage Δ_1 , on a un mouvement de glissement. En effet, on a :

$$\lim_{\Delta_1 \rightarrow 0} \Delta_1 \frac{dI}{dt} < 0 \text{ et } \lim_{\Delta_1 \rightarrow 0} \Delta_1 \frac{dI}{dt} > 0 \quad (5.23)$$

La trajectoire glisse jusqu'à la ligne ($\Delta_{21} = 0$) et ainsi elle converge vers la zone R , La même conclusion est valable quand la trajectoire converge vers la droite ($\Delta_{21} = 0$).

- **Mode** $q = q_2$ à l'intérieur de la bande, ce mode est gardé si le courant n'atteint pas la valeur $I_{ref} - \varepsilon$. On définit la fonction de Lyapunov :

$$M = \frac{1}{2} C(v_c - v_{cref})^2 + \frac{1}{2} L(I - I_{ref})^2 \quad (5.24)$$

Sa dérivée le long de la trajectoire de q_2 est :

$$\dot{M} = r(I - I_{ref})(E - Ir) \quad (5.25)$$

La dérivée est définie négative sur l'ensemble X_{q_2} . Finalement, pour toutes les conditions initiales, les trajectoires commençant dans ce mode et convergent vers la zone R .

- **Mode** $q = q_3$ A l'extérieur de la zone d'équilibre, la commutation est assurée si la tension V_c n'atteint pas V_{cref}^- et que le courant de charge n'atteint pas la valeur maximale I_{max} ou la valeur minimale I_{min} . En pratique, ces courants extrêmes sont définis pour assurer une sûreté de fonctionnement. Ainsi en ce mode, il y a deux lignes de commutation:

- $\Delta_1 = I - I_{\max}$. Autour de cette ligne, on commute entre q_4 et q_3 .
- $\Delta_{23} = V_c - V_{cref}^-$. Autour de cette ligne et selon la valeur du courant, on commute entre q_4 et q_3 ou entre q_3 et q_2 .

Autour de la ligne $\Delta_1 = 0$, il y a un mouvement de glissement. En effet, on a :

$$\lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^+} \Delta_1 \frac{dI}{dt} < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^-} \Delta_1 \frac{dI}{dt} > 0 \quad (5.26)$$

Par symétrie, la trajectoire a les mêmes propriétés que dans le mode q_1 et converge vers la zone R .

- **Mode** $q = q_4$. En dehors de la zone R , ce mode est gardé tant que le courant n'atteint pas I_{ref}^- . La dérivée de sa fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\dot{M} = -rI(I - I_{ref}) \quad (5.27)$$

La dérivée est définie négative pour $I > I_{ref} + \varepsilon$. Ceci montre que si on démarre de ce mode, la trajectoire converge vers la zone R . Finalement, quel que soit les conditions initiales, la trajectoire converge toujours vers la zone d'équilibre R , ce qui nous amène à montrer que R est invariant. Il est à noter que la limite de la zone R , selon la figure 5.11 est :

$$\forall q_i \in Q \quad (v_c - v_{cref}, I - I_{ref})^T f_{qi} < 0, \quad (5.28)$$

Ce qui montre l'invariance de la zone.

5.3.1.4 Modélisation hybride avec stateflow

Stateflow est un outil graphique de conception et de développement pour la commande et la logique de surveillance utilisé en même temps que Simulink. En utilisant Stateflow nous pouvons visuellement modéliser et simuler le système dynamique complexe basé sur la théorie des systèmes hybrides [22] [28]. Il est également facile de modifier la conception, évaluer les résultats, vérifier le

comportement du système à n'importe quelle étape de la conception, et tirer profit de l'intégration avec les environnements de MATLAB et de Simulink. Pour modéliser, simuler, et analyser le système Stateflow fournit clairement, des descriptions concises du comportement du système complexe en utilisant la théorie des automates, des notations d'organigramme, et des diagrammes à états. Il est facile de créer des conceptions, de considérer divers scénarios, et de les réitérer jusqu'à ce que le diagramme de Stateflow modélise le comportement désiré. La notation d'organigramme crée la logique de prise de décision comme pour des boucles et des constructions si-alors. Traditionnellement, les concepteurs avaient l'habitude des tables de vérité pour représenter des rapports parmi les entrées, les sorties, et les états d'une machine d'état fini. La table résultante décrit la logique nécessaire pour commander le comportement du système. Une autre approche pour concevoir les systèmes entraînés par les événements est de modéliser le comportement du système en le décrivant en termes de transitions parmi des états discrets, en utilisant Statflow (figure 5.14).

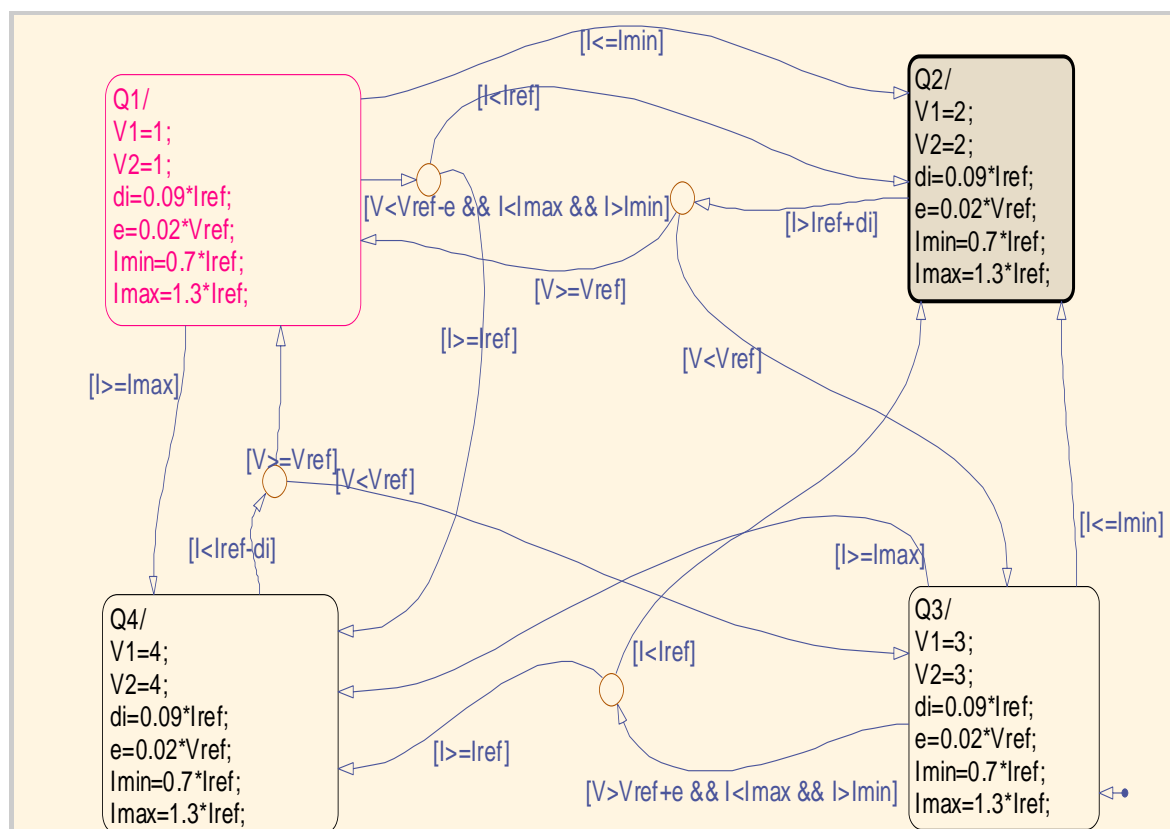


Figure 5.14 : Stateflow pour un convertisseur de 2 cellules

5.3.1.6 Résultats de simulation

Pour la validation de ces propositions, nous avons simulé le convertisseur à deux cellules avec Simulink - Stateflow, ayant les paramètres suivants :

$$\begin{cases} L = 0.5 \text{ mH} ; R = 10 \Omega ; C = 40 \mu\text{F} \\ E = 1500 \text{ V} ; V_{ref} = \frac{E}{2} ; I_{ref} = 60 \text{ A} \\ I_{max} = 80 \text{ A} ; \Delta I = 5 \text{ A} ; \varepsilon = 20 \text{ V} \end{cases} \quad (5.29)$$

Les figures 5.15 et 5.16 présentent l'évolution de la tension aux bornes du condensateur flottant et du courant de charge. Les conditions initiales sont supposées nulles. La tension V_c augmente et se stabilise autour de sa valeur de référence. Sa valeur moyenne est égale à la moitié de la tension de la source E .

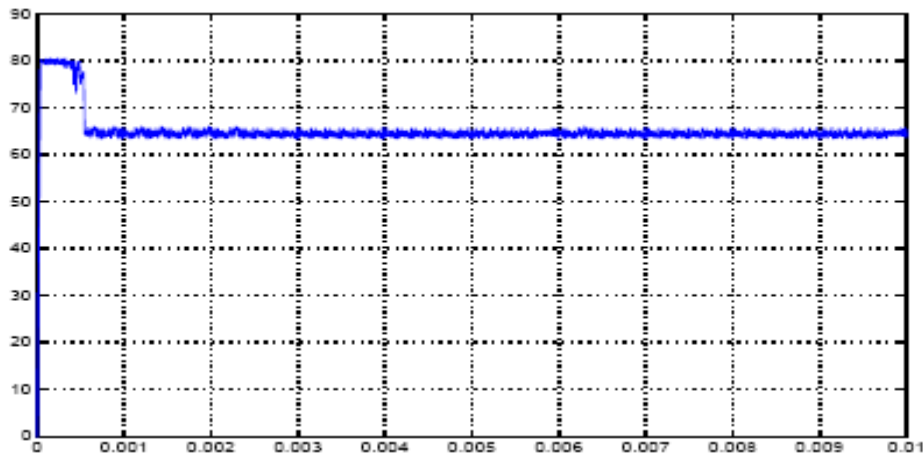


Figure 5.15 : le courant de la charge

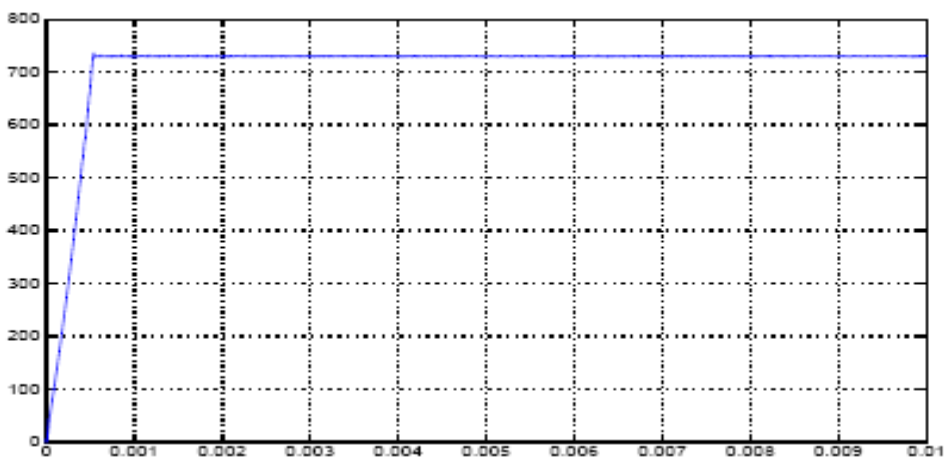


Figure 5.16 : la tension flottante V_c

Le courant de charge est plus rapide que la tension flottante, il est nécessaire que I soit établi de sorte que V_c commence à augmenter à un degré significatif. Par conséquent, aussi longtemps que la tension V_c n'a pas atteint la valeur de référence, la variation de la tension de sortie V_s est importante et plus élevée que la moitié de la tension de la source comme le montre la figure 5.17, le courant est alors fortement ondulé. Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations.

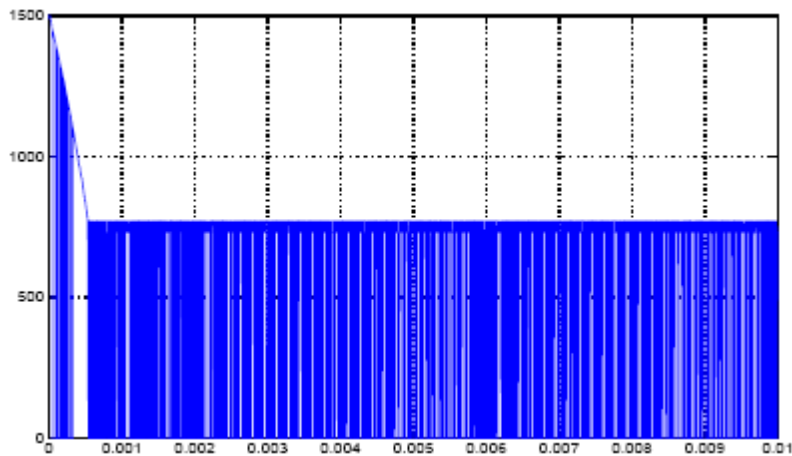


Figure 5.17: Evolution de la tension de sortie

Pour commencer, les valeurs initiales nulles sont données au système à l'état q_2 . Le courant augmente rapidement mais la tension aux bornes du condensateur flottant reste nulle. Tant que le courant est élevé par rapport à la valeur minimale I_{\min} , on commute vers le mode q_3 pour charger le condensateur. Cette étape continue aussi longtemps que le courant reste plus bas que I_{\max} ou que la tension flottante demeure plus basse que V_{cref} . Si on atteint I_{\max} avant, on commute vers le mode q_4 qui est caractérisé par la réduction du courant comme le montre la figure 5.18 et 5.19.

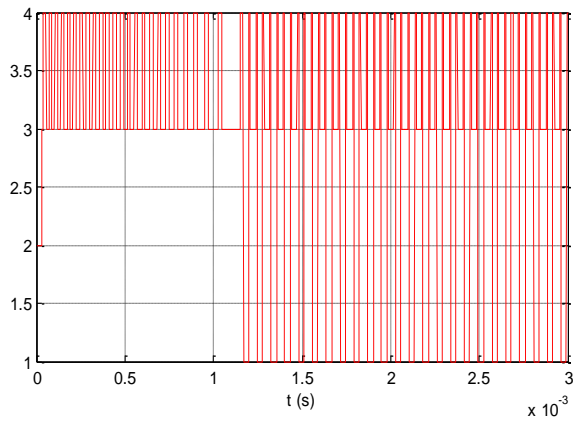


Figure 5.18 : Evolution des transitions
entre les modes

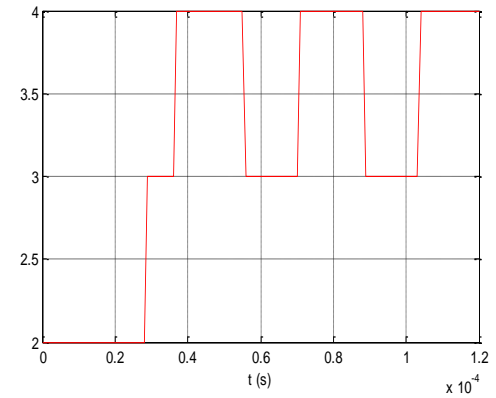


Figure 5.19: Zoom sur les transitions
entre les modes

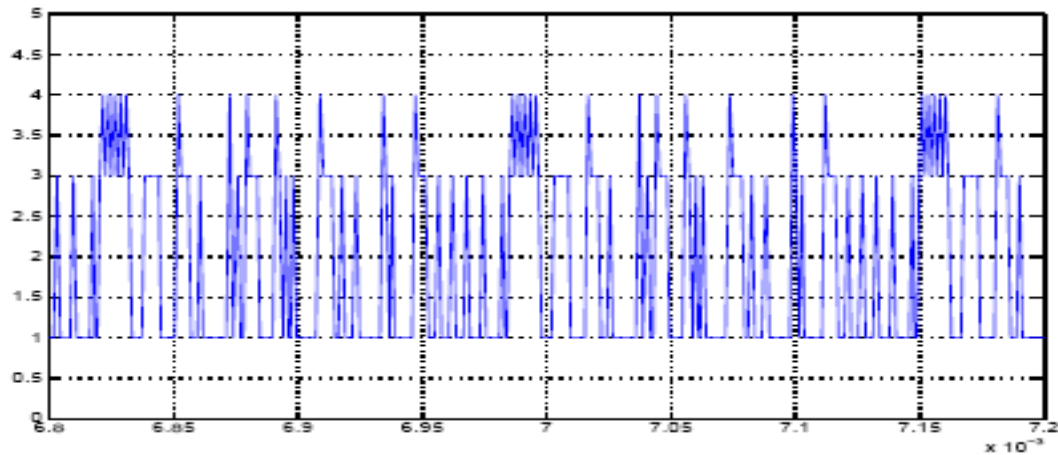


Figure 5.20 : Fonction de commutation en régime permanent

5.3.2 Convertisseur à trois cellules

5.3.2.1 Modélisation du convertisseur à trois cellules

Nous allons maintenant appliquer le modèle hybride à un convertisseur à trois cellules, illustré dans figure 5.21 et le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations (5.30)

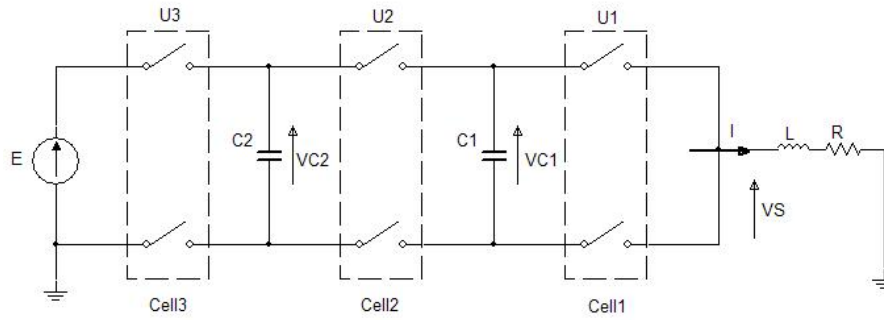


Figure 5.21 : Convertisseur à trois cellules

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{c1}}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{c_1}(U_2 - U_1) \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2}(U_3 - U_2) \\ -\frac{(U_2 - U_1)}{L} & -\frac{(U_3 - U_2)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L}U_3 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Ainsi pour le convertisseur à trois cellules nous distinguons huit modes opérants donnés par: $Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6, q_7, q_8\}$. (voir Tableau.5.1)

Tableau.5.1 : les huit modes du convertisseur à 3 cellules.

	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8
U_1	0	1	0	1	0	1	0	1
U_2	0	0	1	1	0	0	1	1
U_3	0	0	0	0	1	1	1	1

Chaque mode est défini sur l'espace de $\{X_{q_i} = R^3 ; \forall q_i \in Q\}$ et de la même façon nous présentons le convertisseur à 3 cellules par le système hybride, selon le formalisme de LYGEROS [22][28]. Les figures suivantes (de 5.22 à 5.29) montrent les possibles modes associés aux différentes combinaisons de U_3, U_2, U_1 . (Nous mentionnons que pour toutes les configurations suivantes: L1 représente la charge RL , I_s représente le courant de charge I_{ch} et s_3, s_2, s_1 sont les commutateurs du convertisseur dont les signaux de commandes associés sont respectivement U_3, U_2, U_1 .

▪ **Mode.1** ($U_3 = 0; U_2 = 0; U_1 = 0$).

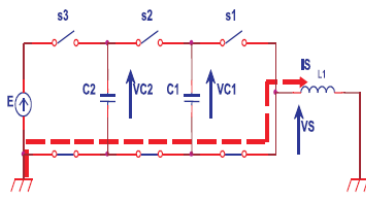


Figure.5.22 : le convertisseur en mode 1

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \text{ et } v_s = 0$$

Mode.2 ($U_3 = 0; U_2 = 0; U_1 = 1$).

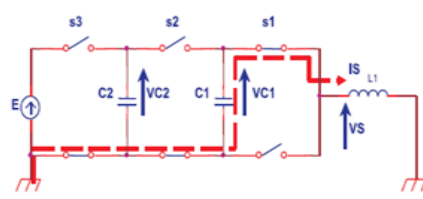


Figure.5.23 : le convertisseur en mode 2

$$f_{q2}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \text{ et } v_s = v_{c1}$$

▪ **Mode.3** ($U_3 = 0; U_2 = 1; U_1 = 0$).

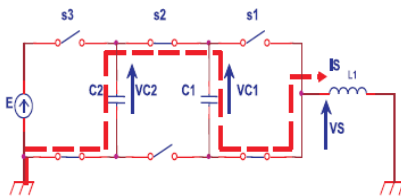


Figure.5.24 : le convertisseur en mode 3

$$f_{q3}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x \text{ et } v_s = v_{c2} - v_{c1}$$

Mode.4 ($U_3 = 0; U_2 = 1; U_1 = 1$).

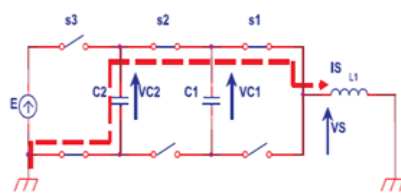


Figure.5.25 : le convertisseur en mode 4

$$f_{q4}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x \text{ et } v_s = v_{c2}$$

▪ **Mode.5** ($U_3 = 1; U_2 = 0; U_1 = 0$).

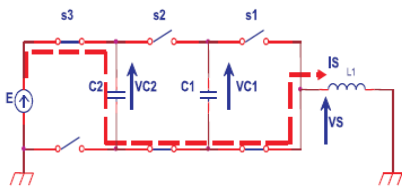


Figure.5.26 : le convertisseur en mode 5

$$f_{q5}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} E \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } v_s = E - v_{c2}$$

Mode.6 ($U_1 = 1; U_2 = 0; U_3 = 1$).

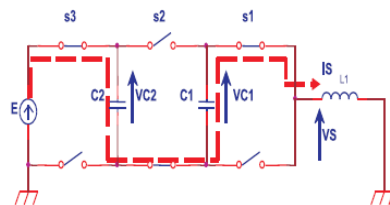


Figure.5.27 : le convertisseur en mode 6

$$f_{q6}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} E \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } v_s = E - v_{c2} + v_{c1}$$

▪ **Mode.7** ($U_1 = 1; U_2 = 1; U_3 = 0$).

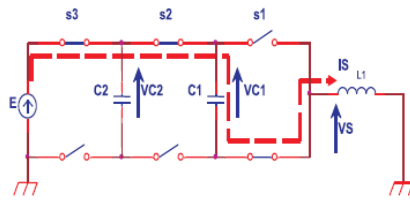


Figure.5.28 : le convertisseur en mode 7

Mode.8 ($U_1 = 1; U_2 = 1; U_3 = 1$).

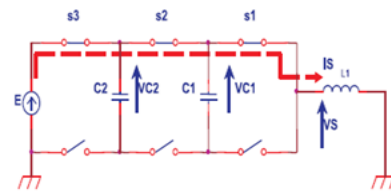


Figure.5.29: le convertisseur en mode 8

$$f_{q7}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } v_s = E - v_{c1}$$

$$f_{q8}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } v_s = E$$

5.3.2.2 Schéma d'automate hybride d'un convertisseur à trois cellules

Pour remplir la règle d'adjacence, une modification d'état unique est autorisée à chaque séquence de signaux U_k . On trouve trois transitions de chaque mode. Ces transitions, marquées par (x), sont données dans le tableau 5.2. Les conditions de commutation $T(q_i \rightarrow q_j)$ du mode q_i au mode q_j sont notées $T_{ij} = T(q_i \rightarrow q_j)$ sont données en appendice. A

Tableau.5.2: Les transitions autorisées entre modes

	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8
q_1	-	X	X	-	X	-	-	-
q_2	X	-	-	X	-	X	-	-
q_3	X	-	-	X	-	-	X	-
q_4	-	X	X	-	-	-	-	X
q_5	X	-	-	-	-	X	X	-
q_6	-	X	-	-	X	-	-	X
q_7	-	-	X	-	X	-	-	X
q_8	-	-	-	X	-	X	X	-

Par exemple, la condition de transition du mode de fonctionnement q_1 au mode de fonctionnement q_2 est notée T_{12} est donnée par:

$$T_{12} = T(q_1 \rightarrow q_2) = \left\{ x \in \mathcal{R}^3 \mid (I_s < I_{ref}) \wedge (v_{c1} > v_{c1,ref}) \wedge (v_{c2} > v_{c2,ref}) \right\} \quad (5.31)$$

Où I_{ref} , $V_{c1,ref}$ et $V_{c2,ref}$ sont les valeurs de référence du courant de charge I_{ch} et les tensions des condensateurs V_{c1} et V_{c2} . pour toutes les autres conditions de transition voir [22]. L'ensemble des transitions est définie par:

$$\tau = \{(q_i, q_j); \forall i \neq j; i, j = 1, 2, \dots, 8\} \quad (5.32)$$

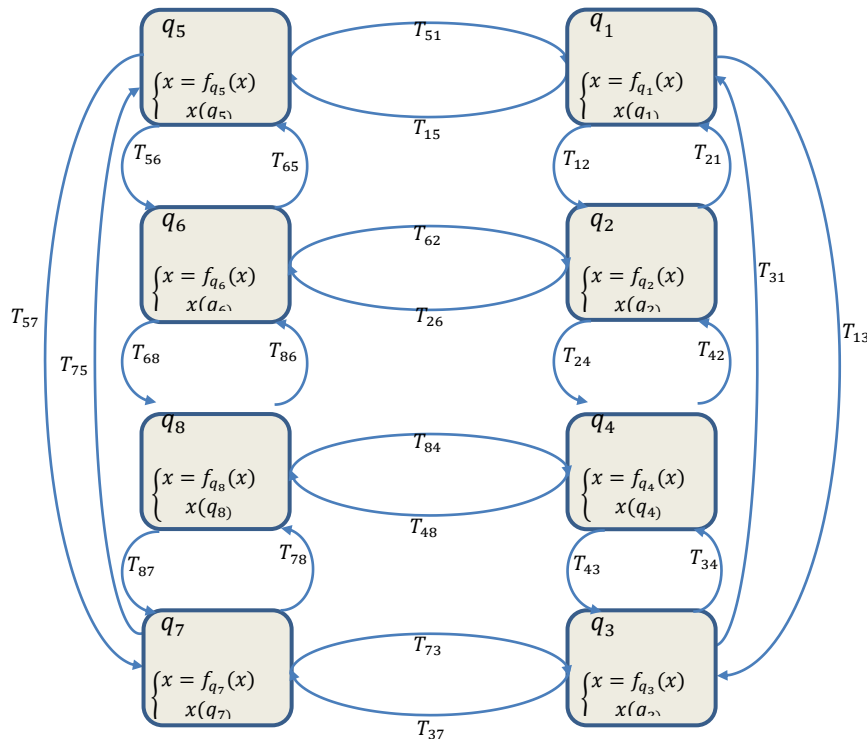


Figure 5.30 : Schéma d'un automate hybride du convertisseur 3 cellules

5.3.2.3 Résultats de simulation

Nous validons le modèle hybride proposé et la commande des variables d'états du système $[V_{c1,ref} \ V_{c2,ref} \ I_{ref}]$ avec Simulink – Stateflow, qui fournit des outils pour modéliser et simuler les systèmes hybrides. La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants :

$$V_{c1,ref} = E/3 ; V_{c2,ref} = 2E/3 ; I_{ref} = 60 \text{ A} ; I_{max} = 80 \text{ A}$$

$$\varepsilon_1 = 0.02 V_{c1,ref} ; \varepsilon_2 = 0.02 V_{c2,ref} ; \Delta i = 0.09 I_{ref}$$

Les figures 5.31 à 5.33 montrent l'évolution des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et le courant de charge I . Les tensions V_{c1} et V_{c2} augmentent et se stabilisent autour des valeurs de références. Le courant augmente plus rapidement que les tensions flottantes et il est fortement ondulé autour sa valeur de référence. Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations. Le courant est stabilisé après l'équilibrage des tensions internes V_{c1} et V_{c2} .

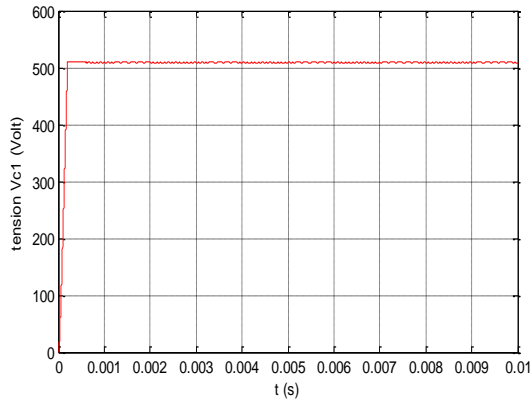


Figure 5.31 : Evolution de la tension V_{c1}

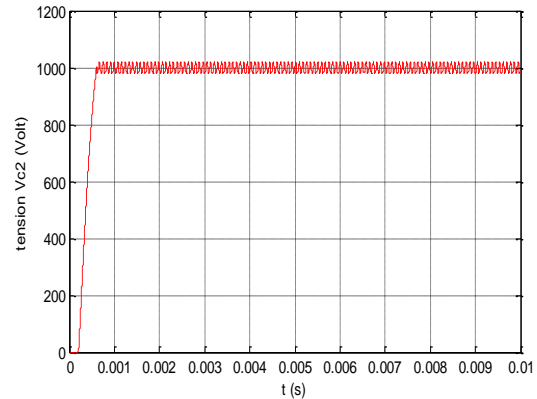


Figure 5.32 : Evolution de la tension V_{c2}

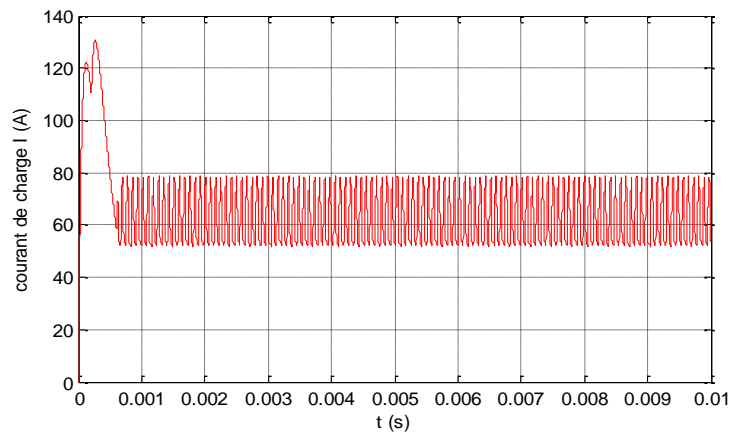


Figure 5.33 : Evolution du courant dans la charge I

Les figures 5.34 et 5.35 montrent l'évolution des transitions, et la tension de sortie. Pour commencer, les valeurs initiales nulles sont données au système à l'état q_8 . On commute vers le mode q_7 pour charger le condensateur C_1 et vers le mode q_5 pour

charger le condensateur C_2 . Après la stabilisation du courant, on répète le même cycle. On remarque aussi les trois niveaux de la tension de sortie $E/3$, $2E/3$, E .

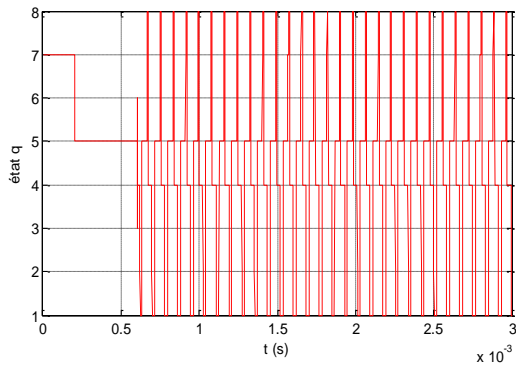


Figure 5.33 : Evolution des transitions entre modes

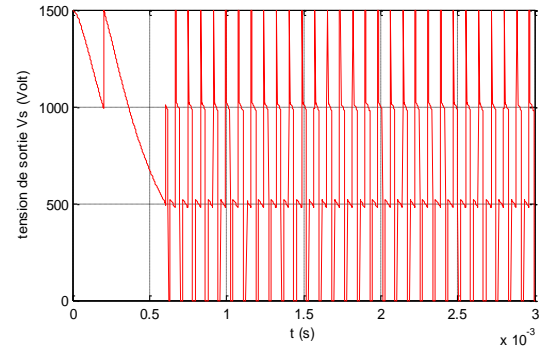


Figure 5.34 : Evolution de la tension de sortie

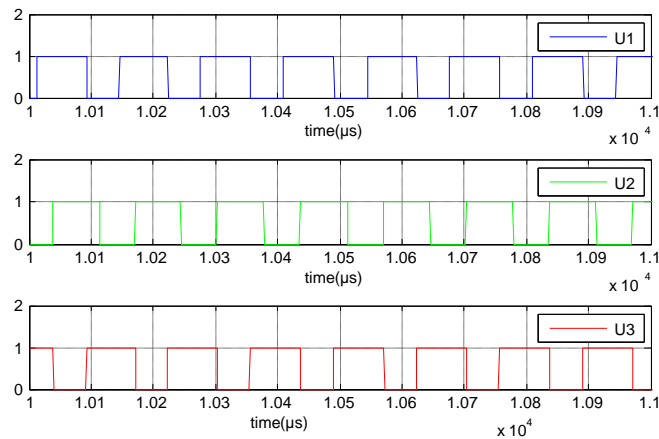


Figure 5.35 : les signaux de commande dans l'approche hybride

5.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons modélisé par l'approche hybride un convertisseur multicellulaire. Nous avons constaté que la structure de ce type de convertisseur se prête naturellement au modèle hybride, à cause de la présence naturelle des variables discrètes et continues. Ce type de commande exige la connaissance à tout moment des mesures de la tension flottante aussi bien que le courant de charge. Il serait intéressant de développer un ordre seulement basé sur la mesure du courant dans la charge.

6. OBSERVATION PAR MODES GLISSANTS DES TENSIONS FLOTTANTES

6.1 Introduction

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise les observateurs [92][93].

Un observateur, ou estimateur d'état, ou encore capteur logiciel est un algorithme basé sur la connaissance des modèles décrivant le comportement du système et utilisant des mesures acquises sur le procédé afin de reconstruire les mesures manquantes [92][94].

Les tensions flottantes des condensateurs devraient demeurer constantes de sorte que les contraintes de tension soient dédoublées sur les interrupteurs de puissance [67] [95]. Le critère est une vraie question d'intérêt car il détermine la période de vie du convertisseur. Il est garanti par l'exécution d'une commande active de ces tensions et implique une mesure de ces quantités. Il est habituellement difficile et coûteux de les observer, principalement en raison de l'issue d'isolation provoquée par les niveaux de tension et de puissance, pour cette raison, nous nous sommes tournés vers l'étude d'un observateur des tensions flottantes des condensateurs consacrées à cette topologie.

Dans ce chapitre, nous proposons deux observateurs, le première est un observateur par mode glissant d'ordre un, le seconde est un observateur par mode de glissant d'ordre deux.

6.2 Intérêt d'Observation des Tensions Flottantes

La mise en œuvre de lois de commande pour les convertisseurs multicellulaires nécessite la connaissance de toutes les variables d'état du système.

Pour un hacheur multicellulaire monophasé de dimension p , il faut envisager $p - 1$ capteurs de tensions flottantes et un capteur de courant, et le problème se complique lorsque le convertisseur est un onduleur triphasé. Dans ce cas, le nombre de capteurs de tension flottante est de $3(p - 1)$.

Ces capteurs de tension et leurs chaînes de traitement sont compliqués à mettre en œuvre sur les systèmes haute tension. En effet, on doit d'abord mesurer la différence de potentiel aux bornes des condensateurs flottants à l'aide d'une sonde de tension différentielle. Un étage d'isolation est ensuite utilisé afin d'isoler la partie puissance de la commande. La sortie de cet étage est ensuite mise en forme et numérisée par un convertisseur analogique/numérique pour être utilisée dans une commande numérique. Toute cette chaîne de mesure pose évidemment des problèmes de coût, mais aussi d'encombrement et de fiabilité. Il est donc légitime de penser à réduire au minimum le nombre de capteurs en utilisant un observateur d'état [92] [21].

Actuellement avec la venue des convertisseurs multicellulaires, le nombre de variables à connaître est plus important et proportionnel au nombre de cellules de commutation. Un observateur de tensions flottantes est, dans ce cas, totalement justifiable, puisqu'il permet de s'affranchir des capteurs, et réduire ainsi le coût et l'encombrement de l'installation. Avant toute synthèse d'observateur, on doit se demander si sa conception est possible. La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. Nous étudierons dans cette section l'observabilité des convertisseurs multicellulaires [93].

6.3 Etude de l'Observabilité

L'observabilité d'un processus est un concept très important en Automatique. En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non. On appelle observabilité d'un système, la possibilité d'évaluer le vecteur d'état x à partir de mesures effectuées.

On dit qu'un système est observable à l'instant t_1 si à partir de la connaissance du vecteur de sortie y et du vecteur d'entrée u , il est possible en un temps fini, $t_2 > t_1$, de déterminer l'état $x(t_1)$. [21]

En linéaire, l'observabilité se détermine classiquement par une condition de rang. Les observateurs classiques pour tels systèmes sont l'observateur de LUENBERGER, et l'observateur de KALMAN. Contrairement au cas des systèmes linéaires, le concept de l'observabilité des systèmes non linéaires est plus délicat à aborder. Une des différences majeures avec les systèmes linéaires est que l'observabilité des systèmes non linéaires peut dépendre de l'entrée [29].

6.3.1. Condition de Rang d'Observabilité

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x, u) \end{aligned} \quad (6.1)$$

L'application d'observabilité s'écrit par :

$$Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_f^0 h(x, u) \\ N_f^1 h(x, u) \\ \vdots \\ N_f^{n-1} h(x, u) \end{bmatrix} = q(x, u) \quad (6.2)$$

Où l'opérateur différentiel N_f est défini par :

$$N_f h = \frac{\partial h}{\partial x} + \frac{\partial h}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial x}, \quad N_f^i h = N_f(N_f^{i-1} h), \quad N_f^0 h = h, \quad U = \begin{bmatrix} u \\ \dot{u} \\ \vdots \\ u^{(n-1)} \end{bmatrix}, \quad Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix}$$

Le système est globalement observable si l'application d'observabilité (6.2) peut être résolue en fonction de x dans tout le domaine de définition. Il est, par contre, souvent impossible d'établir les conditions physiques nécessaires à l'existence de l'inverse q^{-1} . Toutefois, il a été démontré dans [93] que le système non linéaire (6.1) est localement faiblement observable, si la matrice Jacobienne de $Q(x, U)$ donnée par :

$$Q(x, U) = \frac{\partial q}{\partial x} \quad (6.3)$$

est régulière dans tout le domaine de définition de x et U i.e. $\text{rang } Q(x, U) = n$

En introduisant la notion des dérivées de Lie, la matrice $Q(x, U)$ s'écrit :

$$Q(x, U) = \frac{\partial q}{\partial x} \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ \vdots \\ h_n(x) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Avec :

$$h_1(x) = h(x);$$

$$h_2(x) = L_f^1 h(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x, u);$$

$$h_n(x) = L_f^{n-1} h(x) = \frac{\partial h_{n-1}(x)}{\partial x} f(x, u);$$

6.4 Théorie des observateurs à mode glissant d'ordre un

6.4.1 Principes de fonctionnement de l'observateur

Le principe des observateurs à mode glissant consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre « n » à converger vers une variété de dimension « $n - p$ » dite surface de glissement (p est la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue suivant une dynamique d'ordre « $n - p$ ». Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation ($\tilde{x} = x - \hat{x}$), à partir de leurs valeurs initiales $\tilde{x}(0)$. Ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux phases [21].

Dans une première phase, les trajectoires de ces erreurs sont forcées à aller vers la surface de glissement où l'erreur entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel ($\tilde{y} = y - \hat{y}$) est nulle. Cette étape est référée comme le mode atteint (ou reaching mode) et il est fortement dynamique.

La seconde phase appelée mode de glissement (ou sliding mode) où la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement définie par $\tilde{y} = 0$ avec une dynamique imposée afin d'annuler le reste de l'erreur.

6.4.2 Etapes de dimensionnement de l'observateur

Les différentes étapes de synthèse d'un observateur à mode glissant sont connues et clairement identifiées par J.-J.E. Slotine, J.K. Hedrick et E.A. Misawa [96]. Ces dernières sont rappelées ci-dessous. Considérons un système d'état non linéaire d'ordre n :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (6.5)$$

Où $x \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état et $y \in \mathfrak{R}^p$ est le vecteur de sortie mesuré du système

L'observateur à mode glissant d'un tel système est défini avec la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - \Lambda \Gamma_s \quad (6.6)$$

$\hat{x} \in \mathfrak{R}^n$ représente l'estimée du vecteur d'état x

u est le vecteur de commande

$f(\hat{x}, u)$ est l'estimée de la fonction $f(x, u)$ à l'aide des $\hat{x}_j, j=1, \dots, n$

Λ est une matrice $n \times p$ contenant les gains correctifs de l'observateur

Γ_s est le vecteur de dimension $p \times 1$ défini tel que

$$\Gamma_s = \left[\text{sign}(\tilde{y}_1), \text{sign}(\tilde{y}_2), \dots, \text{sign}(\tilde{y}_p) \right]^T \text{ Avec } \tilde{y}_i = \hat{y}_i - y_i \text{ et } i = 1, \dots, p.$$

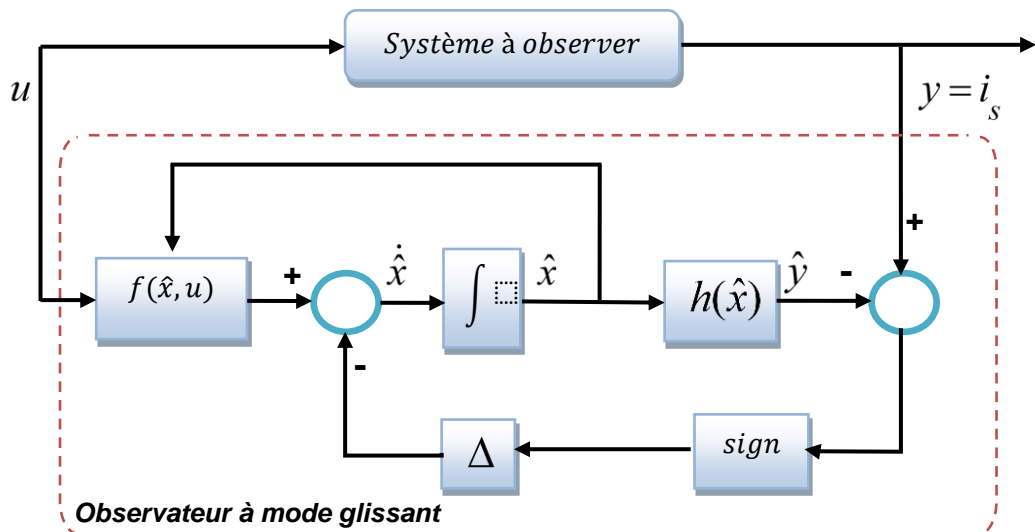
Soient $\tilde{y} = \hat{y} - y$ le vecteur relatif aux erreurs d'observation de la sortie et $\tilde{x} = \hat{x} - x$ celui du vecteur d'état. La surface de glissement est définie alors par: $s = \tilde{y} = \hat{y} - y = 0$

Nous pouvons à présent déduire la dynamique des erreurs d'observation :

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{\hat{x}} - \dot{x} = \Delta f - \Lambda \Gamma_s \quad (6.7)$$

$$\text{avec } \Delta f = f(\hat{x}, u) - f(x, u)$$

La figure 6.1 présente le schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant.



La surface de glissement, permettant la synthèse d'un observateur à mode glissant, doit satisfaire la condition d'attractivité $s.\dot{s} < 0$ et la condition d'invariance:

$$\begin{cases} \dot{s}(x) = 0 \\ s(x) = 0 \end{cases}$$

La condition d'attractivité est assurée si la fonction de Lyapunov $V(s) = \frac{1}{2}S^T.S$ vérifie $\dot{V}(s) < 0$, quand $S \neq 0$, et la condition d'invariance est satisfaite à l'aide des termes correctifs Λ de l'équation (6.6).

6.5 Application au convertisseur à quatre niveaux

Cette section décrit la conception de l'observateur par mode glissant, pour un convertisseur à quatre niveaux alimentant une charge RL. Le but est d'observer les tensions aux bornes des condensateurs flottants par la mesure du courant de charge et de la tension d'alimentation E. La figure 6.2 montre le schéma de commande par mode de glissement d'un hacheur multicellulaire associé à un observateur par mode glissement.

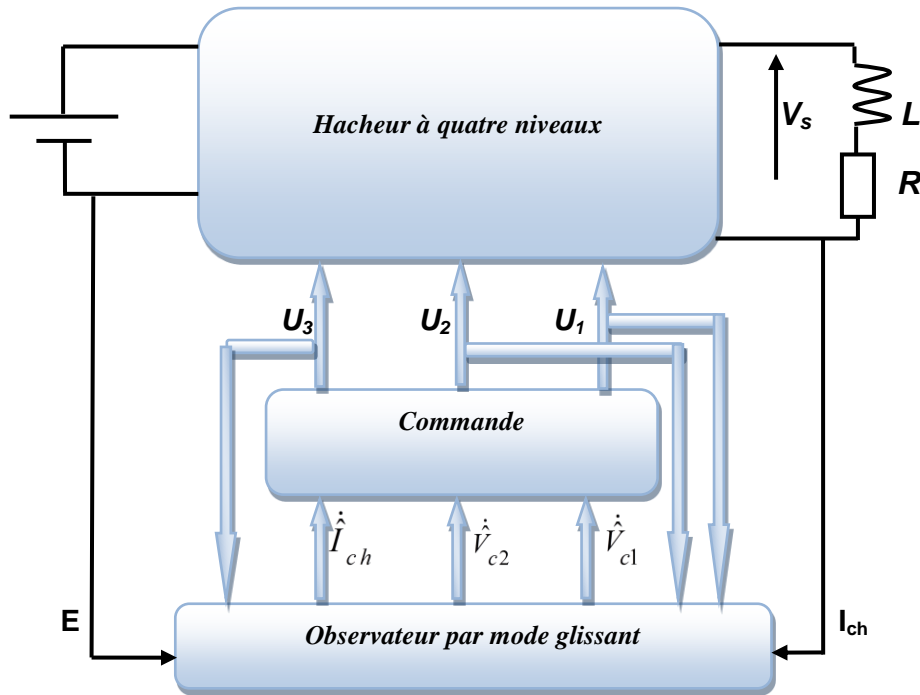


Figure 6.2 : Schéma de commande avec observateur des tensions flottantes

6.5.1 Le modèle d'état d'un hacheur à trois cellules

Le modèle d'état instantané d'un hacheur à trois cellules est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x, u) = \delta_1 a_1 x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x, u) = \delta_2 a_2 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x, u) = -b_0 x_3 - b_1 (\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2 - u_3 E) \\ y = h(x) = x_3 \end{cases} \quad (6.8)$$

où :

$(x_1, x_2, x_3)^T = (V_{c1}, V_{c2}, I_{ch})^T$ est le vecteur d'état tel que : $x \in \mathfrak{R}^3$

$y = h(x)$ est le vecteur de mesure $y \in \mathfrak{R}$.

(u_1, u_2, u_3) sont les commandes des interrupteurs.

$a_1 = a_2 = \frac{1}{c}$, $b_0 = \frac{R}{L}$, $b_1 = \frac{1}{L}$, $\delta_1 = u_2 - u_1$, $\delta_2 = u_3 - u_2$. sont des coefficients.

6.5.2. Conditions d'observabilité

Le système (6.8) doit être observable pour que n'importe quelle structure soit convenable pour la construction de l'état x à partir de la mesure y . Les conditions algébriques d'observabilité de f et h ne sont presque pas facile à trouver comme dans le cas linéaire. Hermann et KRENER [93] ont discuté l'utilisation des dérivés de Lie pour développer les conditions locales. Pour que le système soit observable, il doit pouvoir effectuer des opérations différentielles successives de $h(x)$ jusqu'à ce qu'une inversion implicite peut être exécuté pour obtenir x . La matrice d'observabilité du système est donnée par :

$$Q_0 = \frac{\partial}{\partial x} ([h_1(x), h_2(x), h_3(x)]) \quad (6.9)$$

Où: $h_1(x) = h(x)$ et h_{i+1} est la i ème dérivées de Lie de la fonction le long de la trajectoire de s

$$h_{i+1} = L_f^i h(x) \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x, u) \quad (6.10)$$

Le calcul des trois premiers termes de la matrice montre que la dernière rangée est une combinaison linéaire des lignes précédentes. Ceci implique que, pour un contrôle donné, le rang de la matrice d'observabilité est inférieur ou égal à 2 ($\neq 3$) et le système est alors non observable.

En utilisant les changements des variables suivantes [21]: $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2, x_3)$ et pour chaque combinaison de la commande des interrupteurs, le modèle d'état du système peut être réduit au modèle suivant :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = (a_1 \delta_1^2 + a_2 \delta_2^2) \varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 = -b_0 \varepsilon_2 - b_1 \varepsilon_1 + b_1 u_3 E \end{cases} \quad (6.11)$$

Une fois la stratégie de contrôle du convertisseur est donnée, ε_1 dépend à tout instant de (x_1, x_2) à l'exception de $(\delta_1, \delta_2) = (0, 0)$. Cependant, après plusieurs séquences d'opérations du convertisseur, x_1 et x_2 sont observables indépendamment l'un de l'autre. En effet, si on considère la combinaison de la commande des interrupteurs, ε_1 va dépendre de x_1 , de x_2 ou de la combinaison des deux tensions des condensateurs. Les configurations de la topologie pour

laquelle ε_1 dépend d'une seule tension du condensateur n'impliquent que la convergence de cette variable garantie celle de la tension du condensateur estimée. La convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ ainsi garantie celle de \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 .

$\forall (\delta_1, \delta_2) \neq (0, 0), \varepsilon_1$ est maintenant observable grâce au courant mesuré ($\varepsilon_2 = I_{ch}$).

De là, le rang de la nouvelle matrice d'observabilité : $Q_0' = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -b_1 & -b_0 \end{pmatrix}$ est égale à 2.

6.5.3 Les équations de l'observateur à mode glissant

En appliquant la théorie des observateurs à modes glissants (équation (6.6)) pour le convertisseur à trois cellules (équation (6.8)), on en déduit l'observateur à modes glissants du convertisseur à trois cellules:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{f}_1(\hat{x}, u) - \Lambda_1 \text{sign}(s) = \delta_1 \hat{a}_1 \hat{x}_3 - \Lambda_1 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{f}_2(\hat{x}, u) - \Lambda_2 \text{sign}(s) = \delta_2 \hat{a}_2 \hat{x}_3 - \Lambda_2 \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \hat{f}_3(\hat{x}, u) - \Lambda_3 \text{sign}(s) = -\hat{b}_0 \hat{x}_3 - \delta_1 \hat{b}_1 \hat{x}_1 - \delta_2 \hat{b}_2 \hat{x}_2 + \hat{b}_1 u_3 E - \Lambda_3 \text{sign}(s) \end{cases} \quad (6.12)$$

où:

$\hat{x} \in \mathfrak{R}^3$ est le vecteur estimé de l'état x

$\hat{a}_1 = \hat{a}_2 = \frac{1}{C}, \hat{b}_0 = \frac{\hat{R}}{L}, \hat{b}_1 = \frac{1}{L} R$ où: $\hat{R}, \hat{L}, \hat{C}$ les valeurs estimées des circuits passifs

$f(\hat{x}, u)$ est l'estimé du modèle $f(x, u)$ en fonction de $\hat{x}_{j=1,2,3}$.

Λ est la matrice de gain (3x1) spécifiée grâce au critère qui sera donné par la suite.

$\text{sign}(s)$ est un vecteur d'ordre $p \times 1 = 1 \times 1$ puisque $x_3 = I_{ch}$ est l'unique état mesuré.

s est la surface de glissement définit comme suit : $s = \hat{x}_3 - x_3 = \tilde{x}_3$

La dynamique des erreurs d'observation $\dot{\tilde{x}}$ est alors définie comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \dot{\hat{x}}_1 - \dot{x}_1 = \Delta f_1 - \Lambda_1 \text{sign}(\tilde{x}_3) = \delta_1 (\tilde{a}_1 \tilde{x}_3) - \Lambda_1 \text{sign}(\tilde{x}_3) \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \dot{\hat{x}}_2 - \dot{x}_2 = \Delta f_2 - \Lambda_2 \text{sign}(\tilde{x}_3) = \delta_2 (\tilde{a}_2 \tilde{x}_3) - \Lambda_2 \text{sign}(\tilde{x}_3) \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \dot{\hat{x}}_3 - \dot{x}_3 = \Delta f_3 - \Lambda_3 \text{sign}(\tilde{x}_3) = -(\tilde{b}_0 \tilde{x}_3) - \delta_1 (\tilde{b}_1 \tilde{x}_1) - \delta_2 (\tilde{b}_2 \tilde{x}_2) + \tilde{b}_1 u_3 E - \Lambda_3 \text{sign}(\tilde{x}_3) \end{cases} \quad (6.13)$$

L'observateur à modes glissants contraint cette dynamique à converger vers la surface de glissement $s = \tilde{x}_3 = 0$ et à y évoluer (phénomène de glissement) selon une dynamique d'ordre 2. L'objectif du gain Λ_3 est d'assurer l'attractivité de la surface de glissement. Quant à Λ_1 et Λ_2 , ils ont l'objectif d'imposer les dynamiques des erreurs d'observation sur la surface de glissement.

6.5.4 Condition de glissement et le mode d'atteinte

Soit la fonction de Lyapunov définie positive : $V(s) = \frac{1}{2} s^T s = \frac{1}{2} \tilde{x}_3^2$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V}(s) = s \cdot \dot{s} = \tilde{x}_3 \cdot \dot{\tilde{x}}_3 = \tilde{x}_3 \cdot (\Delta f_3 - \Lambda_3 \text{sign}(\tilde{x}_3)). \quad (6.14)$$

Selon la méthode directe de Lyapunov, la surface de glissement s est attractive si sa dérivée est semi définie négative: $\dot{V}(s) < 0$

Nous avons :

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \tilde{x}_3 (\Delta f_3 - \Lambda_3 \text{sign}(\tilde{x}_3)) < 0 \quad (6.15)$$

Ainsi :

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \Lambda_3 > \Delta f_3 & \text{si } \tilde{x}_3 > 0 \\ \Lambda_3 > -\Delta f_3 & \text{si } \tilde{x}_3 < 0 \end{cases} \quad (6.16)$$

Ce qui implique que $\forall \tilde{x}_3$ il suffit que $\Lambda_3 > |\Delta f_3|_{\max}$ pour que $\dot{V}(s) < 0$

Si nous supposons que Δf_3 est bornée, c'est-à-dire que les erreurs d'observation et les erreurs sur les paramètres du système sont bornées, alors il suffit simplement de vérifier la condition suivante :

$$\Lambda_3 > |\Delta f_3|_{\max}$$

à savoir :

$$\Lambda_3 > \left| \hat{b}_0 \hat{x}_3 - b_0 x_3 \right|_{\max} + \left| \hat{b}_1 \hat{x}_1 - b_1 x_1 \right|_{\max} + \left| \hat{b}_1 \hat{x}_2 - b_1 x_2 \right|_{\max} + \left| \hat{b}_1 - b_1 \right|_{\max} E_{\max} \quad (6.17)$$

Cette condition garantit l'attractivité de la surface de glissement $s = \tilde{x}_3 = 0$, elle dépend à la fois des erreurs paramétriques commises sur la charge et des erreurs

d'observation. Le domaine de glissement est le sous espace d'état de \mathfrak{R}^3 pour lequel \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 vérifient la condition $\dot{V}(s) < 0$.

6.5.5 Mode glissant et dynamiques des erreurs d'observation

La dynamique des erreurs d'observation sur la surface de glissement provient des conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} \dot{s}(\tilde{x}) = \dot{\tilde{x}}_3 = \Delta f_3 - \Lambda_3 \Gamma_s^{eq} = 0 \\ s(x) = \tilde{x}_3 - x_3 = 0 \end{cases} \quad (6.18)$$

Soit :

$$\begin{cases} \dot{s}(\tilde{x}) = -(\hat{b}_0 \hat{x}_3 - b_0 x_3) - \delta_1 (\hat{b}_1 \hat{x}_1 - b_1 x_1) - \delta_2 (\hat{b}_1 \hat{x}_2 - b_1 x_2) + (\hat{b}_1 - b_1) u_3 E - \Lambda_3 \text{sign}(\tilde{x}_3)_{eq} = 0 \\ s(\tilde{x}) = \hat{x}_3 - x_3 = 0 \end{cases} \quad (6.19)$$

Il en découle une condition d'équilibre :

$$\Gamma_s^{eq} = (\text{sign}(\tilde{x}_3))_{eq} = \frac{\Delta f_3}{\Lambda_3} = \frac{-(\hat{b}_0 \hat{x}_3 - b_0 x_3) - \delta_1 (\hat{b}_1 \hat{x}_1 - b_1 x_1) - \delta_2 (\hat{b}_1 \hat{x}_2 - b_1 x_2) + (\hat{b}_1 - b_1) u_3 E}{\Lambda_3} \quad (6.20)$$

En remplaçant Γ_s^{eq} par sa valeur dans l'équation (6.13) décrivant les erreurs d'observation, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 - \frac{\Lambda_1}{\Lambda_3} \Delta f_3 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 - \frac{\Lambda_2}{\Lambda_3} \Delta f_3 \\ \hat{x}_3 = x_3 \end{cases} \quad (6.21)$$

Après quelques modifications (voir [6]), on trouve la dynamique des erreurs sous une expression plus simple :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 - \frac{\Lambda_1}{\Lambda_3} \Delta f_3 = \frac{\Lambda_1}{\Lambda_2} \delta_1 \hat{b}_1 \tilde{x}_1 + \frac{\Lambda_1}{\Lambda_3} \delta_2 \hat{b}_1 \tilde{x}_2 + d_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 - \frac{\Lambda_2}{\Lambda_3} \Delta f_3 = \frac{\Lambda_2}{\Lambda_3} \delta_1 \hat{b}_1 \tilde{x}_1 + \frac{\Lambda_2}{\Lambda_3} \delta_2 \hat{b}_1 \tilde{x}_2 + d_2 \end{cases} \quad (6.22)$$

Avec :

$$\begin{cases} d_1 = \frac{\Lambda_1}{\Lambda_3} (\tilde{b}_0 x_3 + \tilde{b}_1 [\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2 - u_3 E]) + \tilde{a}_1 \delta_1 x_3 \\ d_2 = \frac{\Lambda_2}{\Lambda_3} (\tilde{b}_0 x_3 + \tilde{b}_1 [\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2 - u_3 E]) + \tilde{a}_2 \delta_2 x_3 \end{cases}$$

Les termes d_1 et d_2 correspondent à des perturbations liées aux erreurs sur les paramètres de la charge, ainsi qu'au point de fonctionnement du convertisseur. Le changement de variables: $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2, x_3)$ fait apparaître la dynamique des erreurs d'observation pour le système d'ordre réduit, et particulièrement pour ε_1

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = \hat{b}_1 \frac{1}{\Lambda_3} (\delta_1 \Lambda_1 + \delta_2 \Lambda_2) \tilde{\varepsilon}_1 + \delta_1 d_1 + \delta_2 d_2 \\ \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 = \tilde{\varepsilon}_2 = 0 \end{cases} \quad (6.23)$$

Dans l'hypothèse où les erreurs sur les paramètres de la charge sont négligées, à savoir: $d_1 = d_2 = 0$, le pôle non nul de ce système d'équations est le suivant :

$$p_2 = \hat{b}_1 \frac{1}{\Lambda_3} (\delta_1 \Lambda_1 + \delta_2 \Lambda_2) \quad (6.24)$$

La variable $\tilde{\varepsilon}_1$ est régie par une dynamique du 1^{er} ordre dont la constante de temps est $-\frac{1}{p_2}$

Si toutes les cellules sont *ON* ou *OFF* ($\delta_1 = \delta_2 = 0$), $\tilde{\varepsilon}_1$ n'est plus observable, mais dans ce cas le courant de charge ne traverse aucun condensateur flottant. Les tensions des condensateurs restent alors inchangées (elles gardent les valeurs observées pendant la séquence de commande précédente). La seule dynamique qui peut être ajustée à l'aide des gains de l'observateur à modes glissants est celle de $\tilde{\varepsilon}_1$. Néanmoins, si le système est observable (ce qui a été démontré), la convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ induit celles de x_1 et x_2 . En effet, la convergence de $\tilde{\varepsilon}_1$ assure que $(\delta_1 \hat{x}_1 + \delta_2 \hat{x}_2)$ tend vers $(\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2)$. Or, pour certaines combinaisons des ordres de commande, δ_1 ou δ_2 s'annule, permettant la convergence de \hat{x}_1 vers x_1 ou \hat{x}_2 vers x_2 . Pour $\delta_1=0$ (respectivement $\delta_2=0$), le courant ne circule plus dans le condensateur C_1 (respectivement C_2) et x_1 (respectivement x_2) n'est plus

observable. Dans ce cas le gain Λ_1 (respectivement Λ_2) doit s'annuler. Ainsi, les expressions des gains de l'observateur prennent la forme :

$$\begin{cases} \Lambda_1 = \lambda_1 \delta_1 \\ \Lambda_2 = \lambda_2 \delta_2 \end{cases}$$

Puisque les valeurs des condensateurs sont identiques, alors leurs évolutions sont aussi identiques, d'où on choisit $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$.

L'équation (6.23) devient alors :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = \hat{b}_1 \frac{1}{\Lambda_3} (\delta_1^2 + \delta_2^2) \tilde{\varepsilon}_1 + \delta_1 d_1 + \delta_2 d_2 \\ \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 = \tilde{\varepsilon}_2 = 0 \end{cases} \quad (6.25)$$

Théoriquement, en négligeant les erreurs paramétriques, on cherche à imposer la dynamique suivante de $\tilde{\varepsilon}_1$:

$$\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = -\frac{1}{\tau} (\delta_1^2 + \delta_2^2) \tilde{\varepsilon}_1 \quad (6.26)$$

Celle-ci dépend de la constante de temps τ et ne peut être imposée que si ε_1 est observable. Les gains de l'observateur prennent alors la forme:

$$\begin{cases} \Lambda_1 = -\frac{\Lambda_3}{\tau \hat{b}_1} \delta_1 \\ \Lambda_2 = -\frac{\Lambda_3}{\tau \hat{b}_1} \delta_2 \end{cases} \quad (6.27)$$

Ces derniers constituent une alternative intéressante, puisqu'ils s'annulent lorsque les tensions V_{ci} associées deviennent non observables $u_{i+1} - u_i = 0$. Durant cet intervalle de temps, les tensions intermédiaires observées pendant la séquence de commande précédente $x_{j=1,2}$ demeurent inchangées. τ est un paramètre primordial qui doit être précisément ajusté, car il fixe la dynamique de l'observateur durant le mode de glissement.

6.5.6 Gain de l'observateur et valeurs des paramètres

Nous allons maintenant montrer le fonctionnement de l'observateur à mode glissant pour un hacheur à 3 cellules. Les paramètres du convertisseur sont:

$$\begin{cases} L = 0.5mH \\ R = 10\Omega \\ C_1 = C_2 = 40\mu F \end{cases} \quad \begin{cases} E = 1500V \\ V_{c1} = E/3 = 500V \\ V_{c2} = 2E/3 = 1000V \\ I_{\max} = 80A \end{cases}$$

La valeur du gain d'observateur est directement calculée d'après (6.17) $\Lambda_3 = 3.5 \cdot 10^6 A/s$: et il est suffisant pour garantir l'attractivité de la surface de glissement $s = \tilde{x}_3 = 0$.

Les gains Λ_1 et Λ_2 sont fixés pour forcer la dynamique de l'erreur du mode de glissement. La dynamique théorique de la tension du condensateur flottant dépend du maximum du courant de charge et de la valeur du condensateur flottant :

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{|I_{ch}|_{\max}}{C} \quad (6.28)$$

En prenant en considération (6.27), la constante de temps τ doit être à :

$$\tau = \frac{\Lambda_3}{\frac{dV_c}{dt} \hat{b}_1} \quad (6.29)$$

Le résultat des gains d'observateur Λ_1 et Λ_2 sont égales à : $\Lambda_{1,2} = -2 \cdot 10^6 \delta \text{ V/s}$.

6.6 Résultats de simulation

Les deux figures 6.3 et 6.5 présentent les tensions observées et les tensions mesurées aux bornes des condensateurs. Les conditions initiales de l'observateur sont nulles. En dehors du régime transitoire les tensions estimées sont très proches aux tensions mesurées.

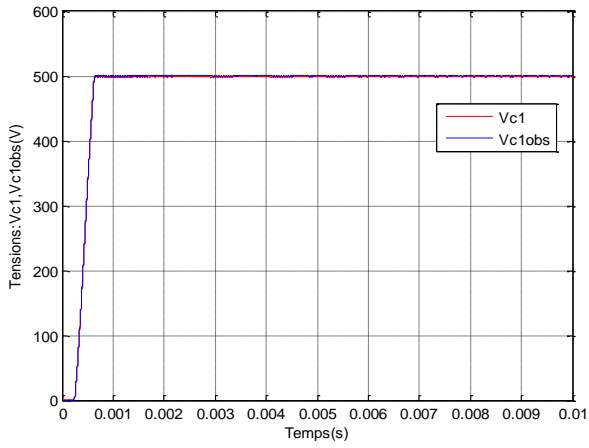


Figure 6.3 Estimation de la tension flottante V_{c1} par l'observateur par mode glissant

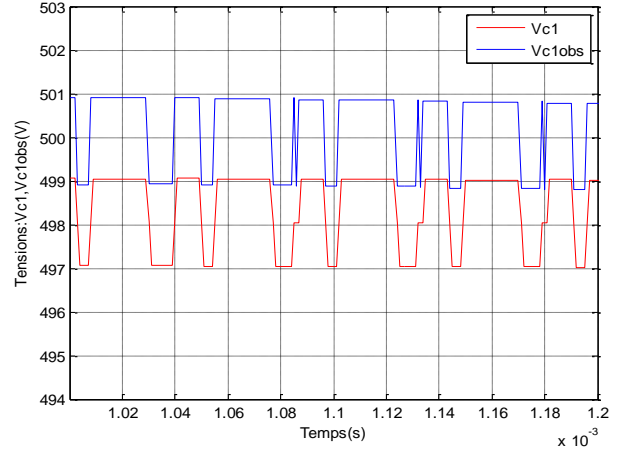


Figure 6.4 Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c1}

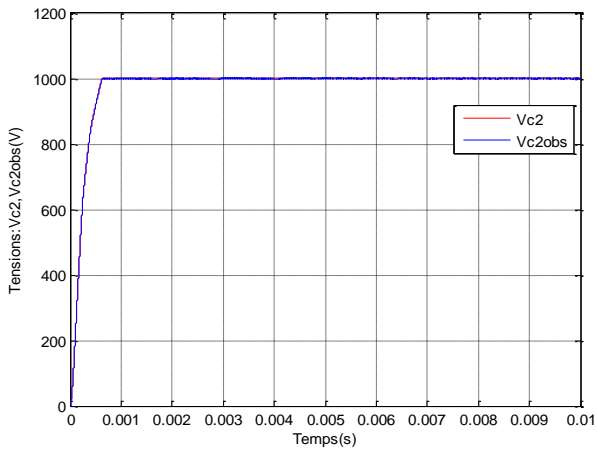


Figure 6.5 Estimation de la tension flottante V_{c2} par l'observateur par mode glissant

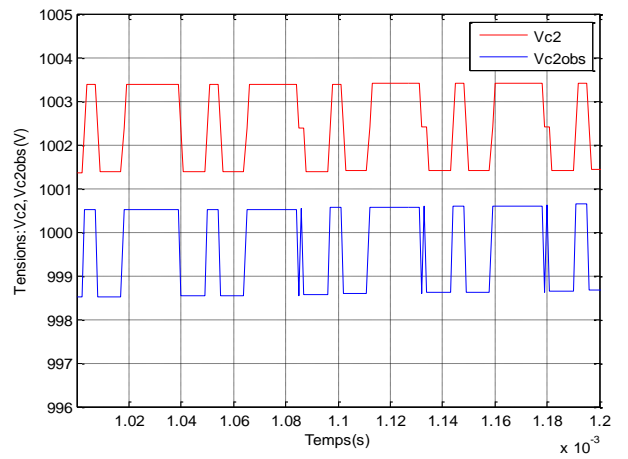


Figure 6.6 Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c2}

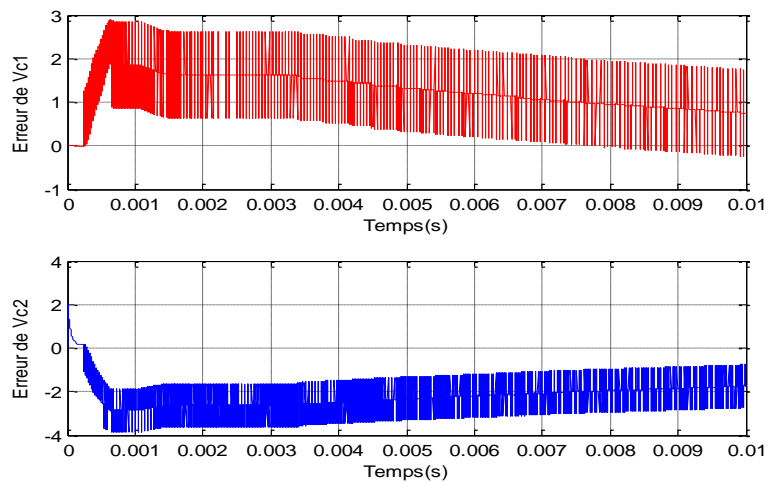


Figure 6.7 : Erreurs d'observation pour l'observateur par mode glissant

6.7 Observateur Super Twisting

L'observateur par mode de glissement d'ordre deux connu aussi sous le nom "Super twisting algorithm". Dans ce type d'observateur la dynamique de l'erreur d'observation montre que les trajectoires du système évoluent après un temps fini vers une surface de glissement et les dynamiques équivalentes sur cette surface fournissant directement l'estimation, sans recours à aucun filtrage (inconvenient du mode glissant d'ordre 1) grâce à l'injection de la sortie. L'intérêt d'utilisation des observateurs à modes glissants et particulièrement ceux d'ordre deux (Super twisting algorithm) est de restitue le plus fidèlement possible, les tensions aux bornes des capacités flottantes par la simple mesure du courant, l'autre intérêt sur la convergence en temps fini de l'erreur d'observation.

6.7.1 Application à un hacheur à trois cellules

La figure 6.8 montre le schéma bloc de la commande par mode glissement avec observateur des tensions flottantes par mode glissement d'ordre deux basé sur l'algorithme Super Twisting L'observation par mode glissant du convertisseur est définie par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = f_1(\hat{x}, u) - z_{1e} = \delta_1 \hat{a}_1 \hat{x}_3 - z_{1e} \\ \dot{\hat{x}}_2 = f_2(\hat{x}, u) - z_{2e} = \delta_2 \hat{a}_2 \hat{x}_3 - z_{2e} \\ \dot{\hat{x}}_3 = f_3(\hat{x}, u) - z_{3e} = -\tilde{b}_0 \hat{x}_3 - \tilde{b}_1 (\delta_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 \tilde{x}_2 - u_3 E) - z_{3e} \end{cases} \quad (6.30)$$

avec la surface de glissement s est définie par : $s = \hat{x}_3 - x_3$ et z_{1e} , z_{2e} et z_{3e} sont les facteurs de correction basés sur l'algorithme Super Twisting (figure 6.3). Ils sont donnés par les formules :

$$\begin{cases} z_{1e} = \Lambda_1 \text{sign}(s) \\ z_{2e} = \Lambda_2 \text{sign}(s) \\ z_{3e} = \Lambda_2 |s|^{1/2} \text{sign}(s) \end{cases} \quad (6.31)$$

6.7.2 Conditions de glissement

Soit la fonction de Lyapunov définie positive :

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 = \frac{1}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (6.32)$$

Sa dérivée par rapport au temps est:

$$\dot{V}(s) = \dot{\tilde{x}}_3 x_3 \quad (6.33)$$

Selon la méthode directe de Lyapunov, la surface de glissement s est attractive si sa dérivée est semi définie négative $\dot{V}(s) < 0$

$$\dot{V}(s) < 0 = \tilde{x}_3 \left(\Delta f_3 - \Lambda_3 |s|^{1/2} \text{sign}(\tilde{x}_3) \right) < 0 \quad tq \quad |s|^{1/2} > 0 \quad (6.34)$$

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \Lambda_3 |s|^{1/2} > -\Delta f_3 & si \quad \tilde{x}_3 \geq 0 \\ \Lambda_3 |s|^{1/2} > -\Delta f_3 & si \quad \tilde{x}_3 < 0 \end{cases}$$

Ce qui implique que $\forall \tilde{x}_3$ il suffit que $\Lambda_3 > |\Delta f_3|_{\max}$ pour que $\dot{V}(s) < 0$

On trouve la condition suffisante :

$$\Lambda_3 |s|^{1/2} > b_0 |\tilde{x}_3|_{\max} + b_1 |\tilde{x}_1|_{\max} + b_1 |\tilde{x}_2|_{\max} + b_1 E_{\min} \quad (6.35)$$

Nous allons prendre les mêmes paramètres d'observateur d'ordre un

6.8 Résultats de simulation

Le convertisseur à trois cellules utilisé à pour éléments :

$$\begin{cases} L = 0.5mH \\ R = 10\Omega \\ C_1 = C_2 = 40\mu F \end{cases} \quad \begin{cases} E = 1500V \\ V_{c1} = E/3 = 500V \\ V_{c2} = 2E/3 = 1000V \\ I_{\max} = 80A \end{cases}$$

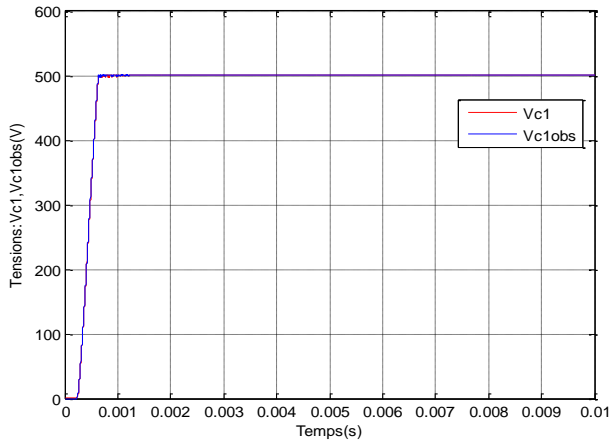


Figure 6.8 Estimation de la tension flottante V_{c1} par l'observateur par super twisting

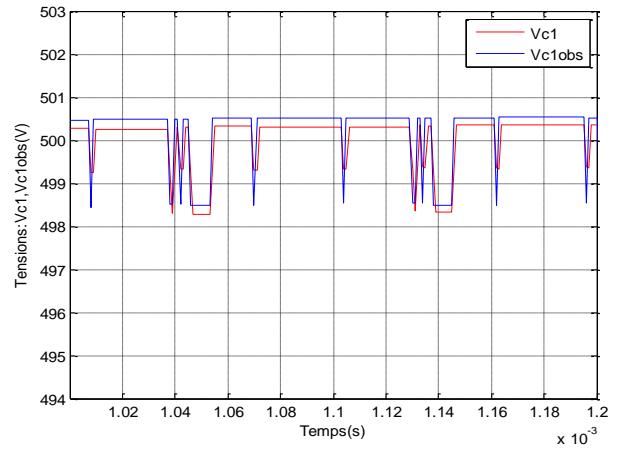


Figure 6.9 Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c1}

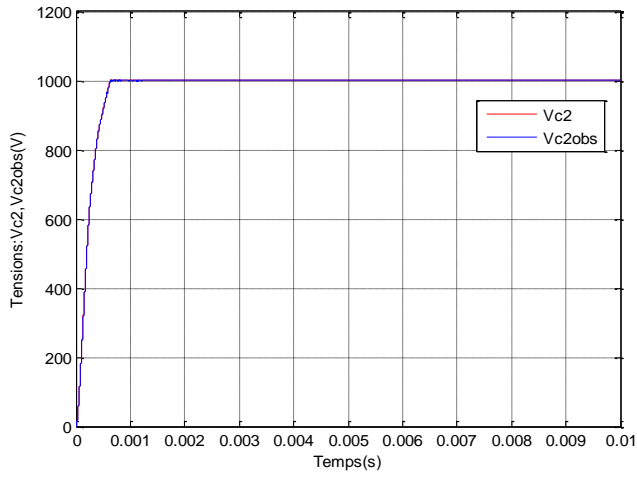


Figure 6.10: Estimation de la tension flottante V_{c2} par l'observateur par super Twisting

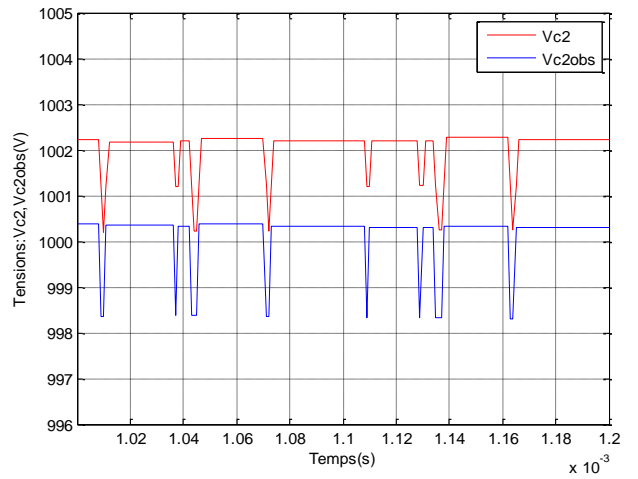


Figure 6.11 : Zoom sur l'estimation de la tension flottante V_{c2}

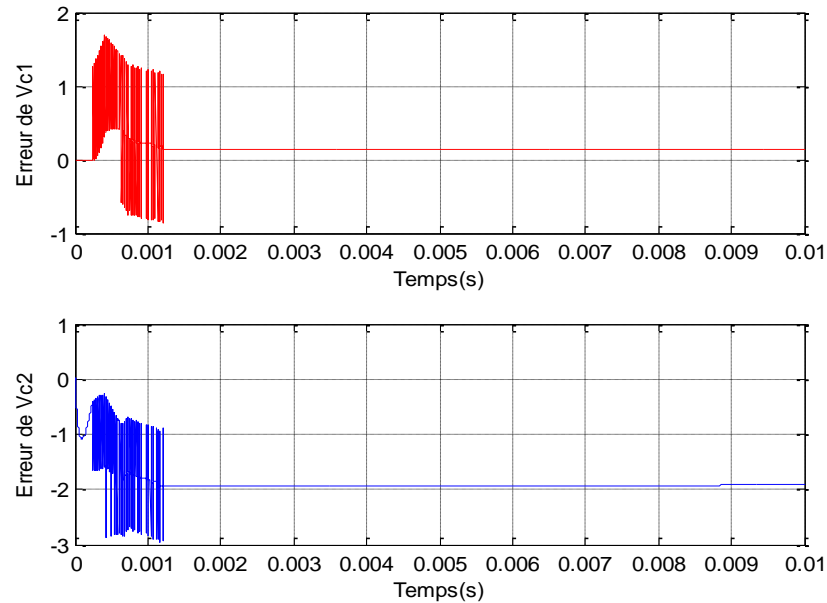


Figure 6.12 : Erreurs d'observation pour l'observateur par super Twisting

Les deux figures 6.8 et 6.10 présentent les tensions observées et les tensions mesurées aux bornes des condensateurs. Les conditions initiales de l'observateur sont nulles, En dehors du régime transitoire les tensions estimées sont très proches aux tensions mesurées.

6.9 Conclusion

Dans ce chapitre, deux différentes stratégies d'observateurs ont été développées. L'observateur par mode glissant est basé sur la génération de surface de glissant qu'on a choisi comme étant la différence entre le signal de sortie et son estimé pour chaque sous système. L'observateur par mode de glissement d'ordre un a montré des performances de rapidité de convergence. Cependant, l'effet chattering constitue l'inconvénient majeur de cette stratégie d'observation. Pour remédier à ce problème, nous avons appliqué l'observateur par mode de glissement d'ordre deux (Super Twisting Algorithm). Les résultats sont nettement améliorés, tout en gardant les propriétés des modes glissants.

CONCLUSION

Dans cette thèse nous avons consacré la première partie à l'étude des convertisseurs à puissance moyenne (convertisseurs classiques). Le grand problème pour ce type de convertisseurs, qui présente un défi à notre jour, est le problème d'élimination des harmoniques. A cet égard, un modèle d'onduleur monophasé associé avec un filtre passif LC_1C_2 a été développé et réalisé. Cette structure a permis d'obtenir une très grande valeur pour l'impédance d'entrée qui a permis de minimiser le courant de circulation dans les condensateurs, et une très petite valeur pour l'impédance de sortie qui a permis de minimiser les chutes de tension à ces bornes. Pour l'élimination des harmoniques à la sortie nous avons utilisé la technique d'élimination sélective des harmoniques (les angles de commutation sont pré-calculées). Ce modèle de l'onduleur proposé a réussi de réduire sensiblement les harmoniques lors de l'utilisation des condensateurs polarisés. La réduction du nombre d'angles de commutation fournit une plus grande fiabilité et augmente la durée de vie des composants du système. En outre, la conception d'onduleur proposé et la simplicité de commande pourrait être utilisée comme une solution rentable au problème de réduction des harmoniques.

Dans la deuxième partie nous avons étudié les convertisseurs à forte puissance (convertisseurs multicellulaires). Nous avons commencé par la modélisation des convertisseurs multicellulaires séries, qui doit fournir un modèle fiable et exacte pour pouvoir caractériser complètement et à tout instant le convertisseur. Le modèle aux valeurs instantanées basé sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur répond à cette exigence. Ensuite, nous avons synthétisé et appliqué les techniques de commande, soit en boucle ouverte (cas de PWM), soit en boucle fermée pour asservir le courant de charge par la commande en mode glissant (d'ordre un et deux) et par une approche hybride.

Les performances d'une telle commande sont évaluées sur la base des critères suivants: l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants,

l'asservissement du courant de charge et la minimisation de la fréquence de commutation. En constatant les résultats obtenus, nous pouvons tirer les conclusions suivantes:

Pour la commande en PWM (boucle ouverte), le courant est imposé par la charge. Il ne peut donc être asservi à aucune valeur de référence. Les tensions aux bornes des condensateurs flottants sont équilibrées naturellement, néanmoins avec une vitesse faible par rapport au mode glissant et l'approche hybride.

La fréquence de commutation est fixe et régulière pour tous les commutateurs. Elle est donnée par fréquence de la porteuse.

Pour la commande en boucle fermée, la commande en mode glissant présente une meilleure poursuite à la valeur de référence soit pour l'équilibrage des tensions flottantes soit pour l'asservissement du courant de charge. L'inconvénient majeur de cette approche est qu'elle nécessite une fréquence de commutation très élevée par rapport à l'approche hybride et l'approche PWM. Par conséquent, elle cause des limitations pratiques car elle nécessite des composants semi-conducteurs très sophistiqués.

L'approche hybride donne de bons résultats pour l'équilibrage des tensions et l'asservissement du courant, mais elle est moins précise que le mode glissant. Cette approche nécessite une faible fréquence de commutation par rapport au mode glissant, qui est un avantage majeur. Donc, pour le choix d'une telle approche, un compromis est à faire; et ce dépend de l'application considérée.

Pour l'observation des tensions flottantes, deux observateurs : un observateur par mode glissant d'ordre un et un observateur par mode glissant d'ordre deux (Super Twisting) ont été alors développés. Ces deux observateurs permettent de reconstruire les tensions aux bornes des condensateurs flottants du convertisseur en utilisant le courant dans la charge. Il a été montré que les tensions dans chaque condensateur flottant peuvent être estimées et que les deux observateurs sont simples, rapides et performants néanmoins l'observateur d'ordre deux permet de réduire énormément les oscillations par rapport à l'observateur d'ordre un (phénomène de chattering).

Enfin, une implémentation expérimentale de la PWM sur un onduleur réalisé au sein de notre laboratoire (voir Appendice B), pour tester sa fonctionnalité, à base de la carte dSPACE 1103 a été achevée.

APPENDICE

APPENDICE A : Conditions de transition en mode hybride pour
un convertisseur à 3 cellules

$$T(1, 2): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(2, 1): [(V_{e1} < V_{e1ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^+)]$$

$$T(1, 3): [(V_{e1} < V_{e1ref}^-) \wedge (V_{e2} > V_{e2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(3, 1): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(1, 5): [(V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(5, 1): [(V_{e2} > V_{e2ref}^+) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(2, 4): [(V_{e1} < V_{e1ref}^-) \wedge (V_{e2} > V_{e2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(4, 2): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(2, 6): [(V_{e1} < V_{e1ref}^-) \wedge (V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(6, 2): [(V_{e2} > V_{e2ref}^+)]$$

$$T(3, 4): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+)]$$

$$T(4, 3): [(V_{e1} < V_{e1ref}^-) \wedge (V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(3, 7): [(V_{e2} < V_{e2ref}^-)]$$

$$T(7, 3): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (V_{e2} > V_{e2ref}^+) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(4, 8): [(V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(8, 4): [(V_{e2} > V_{e2ref}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(5, 6): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (V_{e2} > V_{e2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(6, 5): [(V_{e1} < V_{e1ref}^-)]$$

$$T(5, 7): [(V_{e1} < V_{e1ref}^-) \wedge (V_{e2} > V_{e2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(7, 5): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(6, 8): [(V_{e1} < V_{e1ref}^-) \wedge (V_{e2} > V_{e2ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(8, 6): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (V_{e2} < V_{e2ref}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

$$T(7, 8): [(V_{e1} > V_{e1ref}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)]$$

$$T(8, 7): [(V_{e1} > V_{e1ref}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)]$$

APPENDICE B : Réalisation et commande en temps réel d'un convertisseur multicellulaire série

1. Introduction

Nous allons présenter l'onduleur multicellulaire (trois cellules) qui a été réalisé au sein de notre laboratoire d'électronique de puissance « Hall Technologique, Université de Médéa »[97] ainsi que et les résultats des essais expérimentaux obtenus par implémentation en temps réel en utilisant la carte dSPACE 1103. Le banc d'essai comporte une carte dSPACE 1103, un convertisseur multicellulaire et une charge R L. Le banc permet de:

- Tester la fonctionnalité de chaque partie constituant l'onduleur et associer les différents éléments matériels et logiciels .
- Valider pratiquement quelques algorithmes de commande que nous avons développés par simulation et de constater la différence entre la simulation et la pratique.

2 Présentation du banc d'essai expérimental

D'abord, nous présenterons la mise en œuvre du convertisseur à 3 cellules qui est constitué des éléments suivants:

- Le convertisseur de puissance avec sa commande.
- Une partie de mesure : la carte des capteurs.

2.1 Le Convertisseur de Puissance

Le convertisseur de puissance est composé de deux parties : une partie commande et une partie puissance.

2.1.1 Partie Commande

Cette partie contient la carte de commande rapprochée du convertisseur, cette carte qui fait l'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance, en plus elle fait la mise en forme des signaux et impose le temps mort entre les ordres de commande des interrupteurs complémentaires. Ainsi, elle est constituée d'une carte de contrôle DS1103 (basée sur un DSP TMS320C31) et pilotée par ordinateur. L'ordinateur permet de générer le code objet défini à partir de l'algorithme de commande. Nous verrons prochainement de quelle façon celui-ci est généré. La partie commande est composé de :

- ***Partie protection et mise en forme***

Cette carte est reliée aux sorties de la carte dSPACE, elle protège cette dernière dans le cas d'un court-circuit ou d'un courant très élevé. La figure 1 présente le schéma de principe de cette carte.

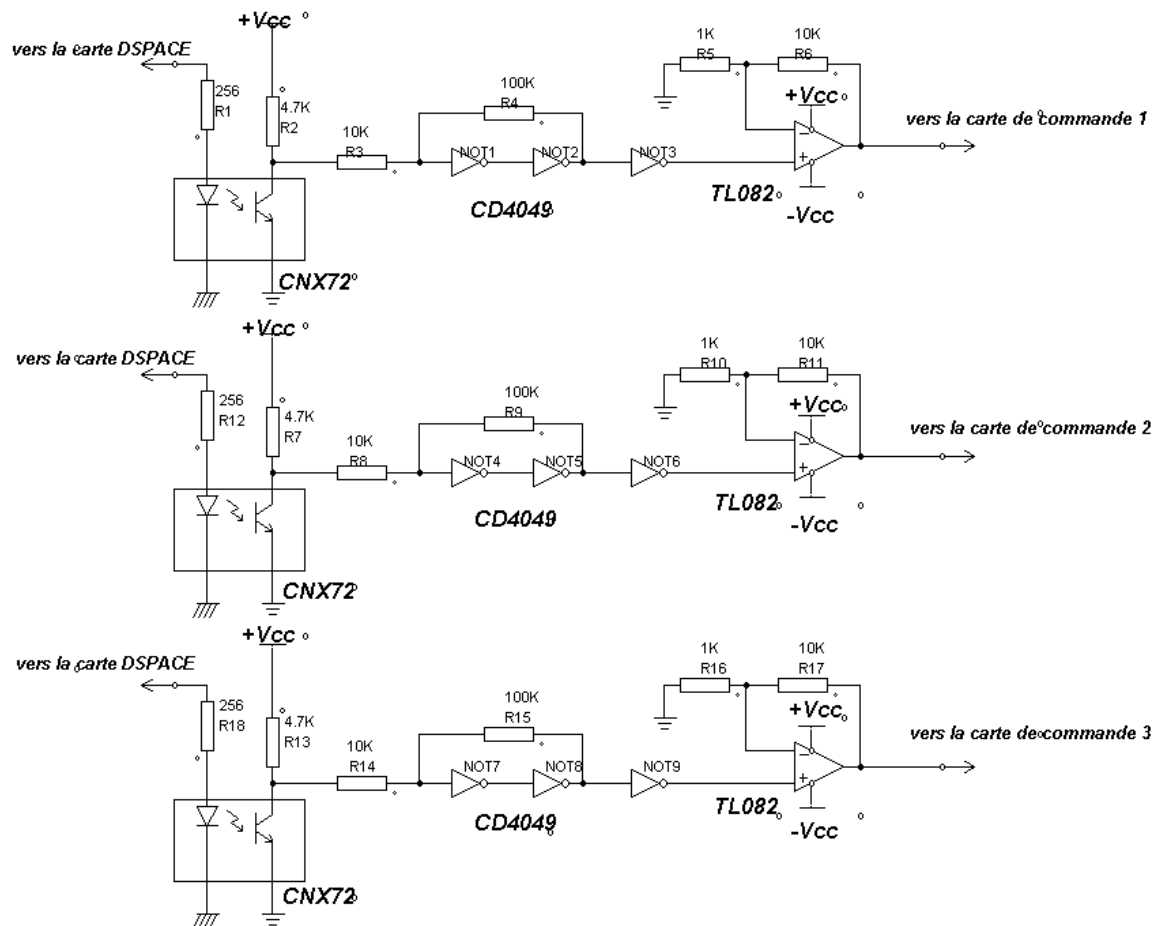


Figure.1: Schéma de la carte de protection

- **Carte de commande**

La carte de commande génère six signaux de commande, à partir de trois signaux de commande. La commande d'une cellule de commutation demande l'application de deux signaux complémentaires pour éviter un court circuit. En effet, les temps d'amorçage et de blocage des transistors sont différents, cela peut conduire à un court circuit.

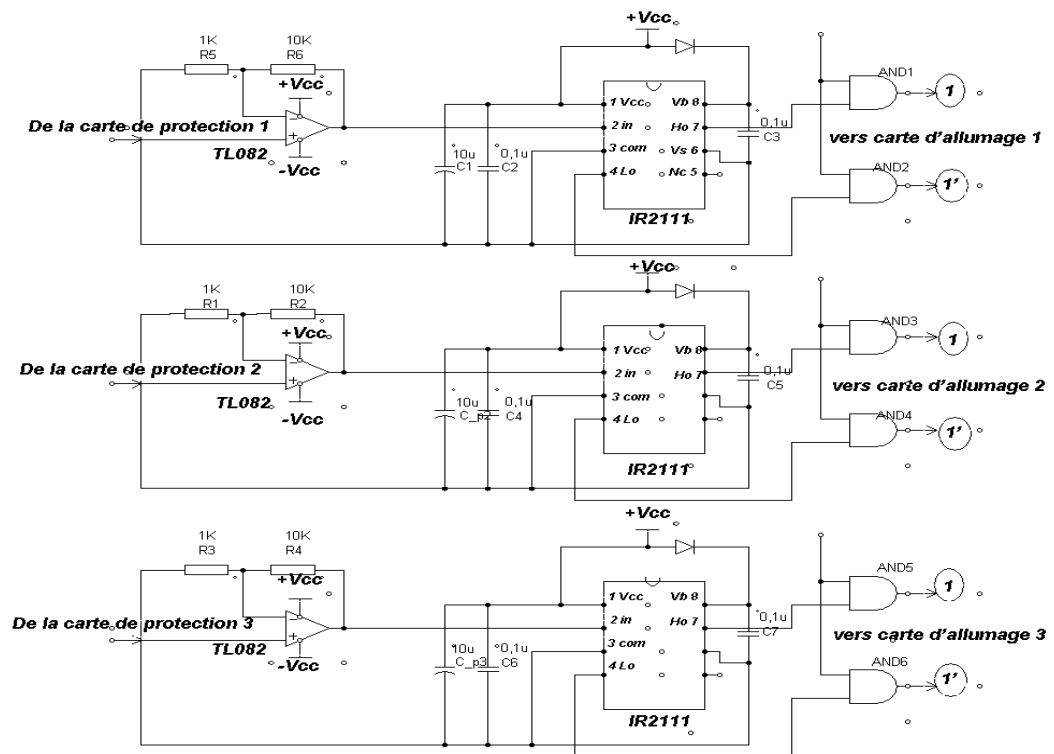


Figure 2: Circuit de la carte de commande

Afin d'assurer un fonctionnement correct, il faut introduire un temps mort entre les signaux de commande. Ceci est assuré par un driver IR2111, qui délivre deux signaux décalés et inversés. Le circuit de la carte de commande est représenté sur la figure 2.

• Le driver IR2111

Le circuit intégré IR2111 est un circuit monolithique de commande d'un convertisseur (hacheur) à MOSFETs ou à IGBTs. Il réalise :

- La mise en forme des impulsions : calibrage des impulsions
- La création des temps morts; la figure 3 démontre le brochage de ce circuit.

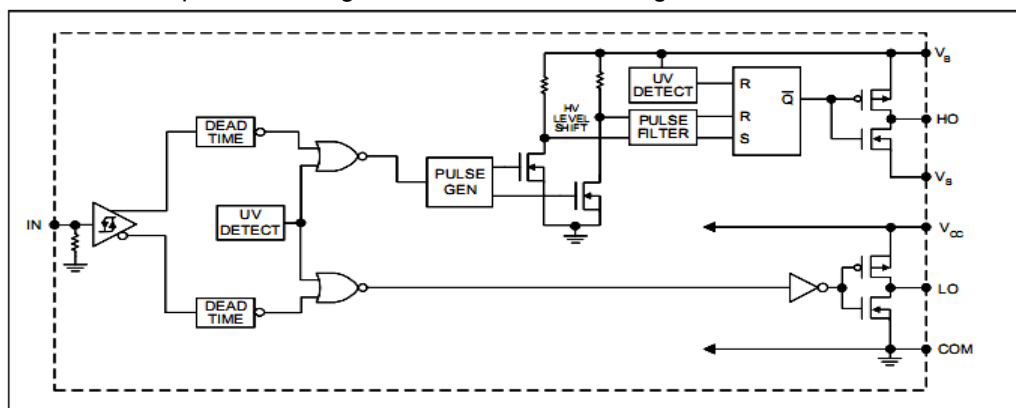


Figure. 3: Brochage du Driver IR2111

Il détecte les sous tensions. Il s'agit d'une sécurité qui bloque le fonctionnement du circuit dans le cas où l'alimentation V (+15) chutera durant le fonctionnement du circuit en dessous des 10V ou lors du démarrage tant que V n'as pas encore atteint les 10V.

Il possède un dispositif de surveillance du courant de charge de redresseur côté continu. A l'aide d'un shunt externe disposé dans le circuit continu à la sortie du redresseur à PWM, un signal tension (ITRIP) proportionnel au courant de charge, est comparé à un niveau de référence interne de 0.5V. Si ce niveau est dépassé, le circuit de commande est automatiquement inhibé, protégeant ainsi le montage de puissance contre les surintensités causées par des défauts.

- **Carte d'allumeurs**

Les IGBT's sont pilotés par des allumeurs (drivers) qui permettent d'adapter les signaux de commande, fournis par la carte de commande, aux caractéristiques des interrupteurs. Chaque carte allumeur permet de piloter un IGBT. Afin d'assurer une isolation, entre la carte de commande et le transistor de puissance, cette isolation nous permet de protéger la partie électronique faible puissance et lui permet d'être moins sensible aux bruits générés par la partie de puissance. On utilise un driver isolé par une photodiode (TLP250) et une source de tension indépendante et isolée (en utilisant le circuit intégré NMH1215D) pour la commande de la grille du IGBT. La figure 4 montre le schéma principal d'allumeur.

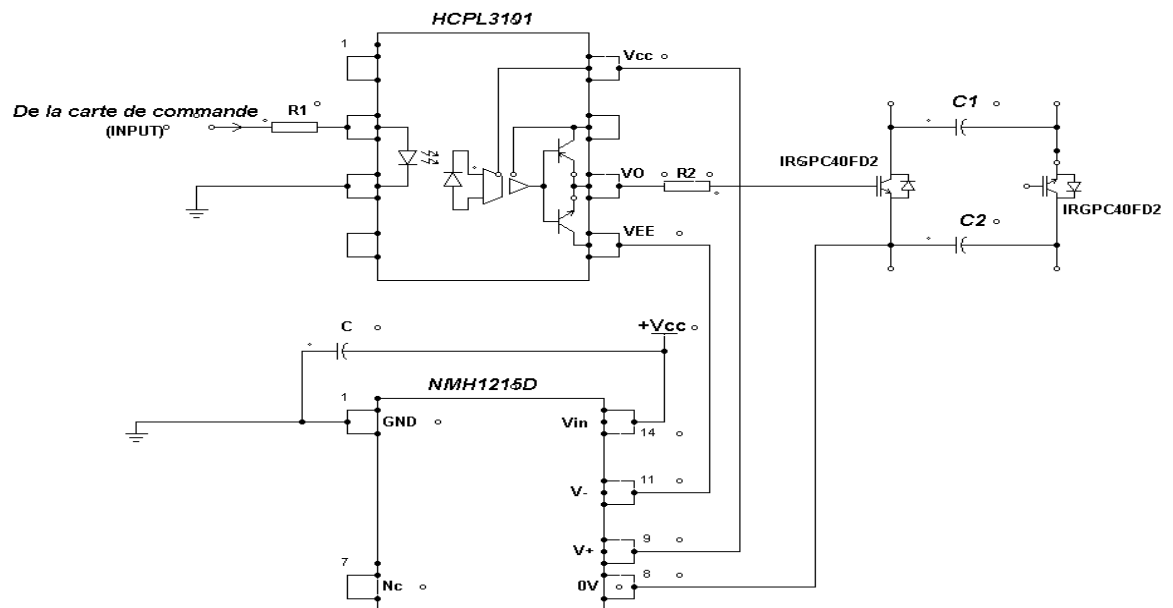


Figure.4 : Allumeur (commande de grille de MOSFET)

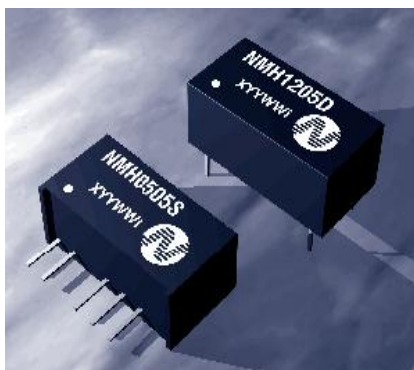


Figure.5: Photo du circuit NMH1215D



Figure.6 : Photo de la partie d'allumeur réalisé.

- **Les optocoupleurs**

La partie commande doit être isolée de la partie puissance à cause de l'inadaptabilité des niveaux de puissance, ceci dans le souci de protéger la partie commande, cette fonction est remplie par un optocoupleur, c'est un composant unidirectionnel intégré dans un circuit, il permet seulement le passage des impulsions de commande vers les grilles des IGBT's, donc il réalise une isolation galvanique. Il est monté tout près de la grille pour éviter tout parasite de câblage. Dans notre cas on a utilisé un optocoupleur HCPL 3101 qui a une tension d'isolation de 1500V, sous une tension d'alimentation 5V et un courant de sortie qui peut atteindre 2A.

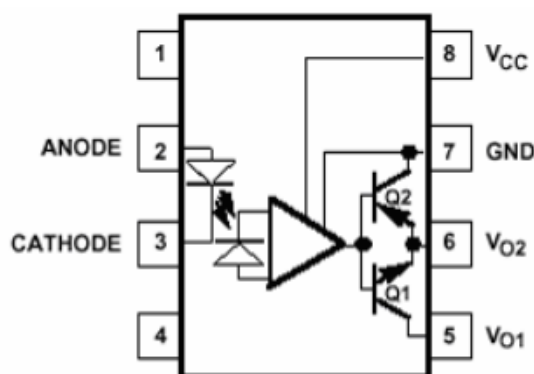


Figure. 7: Brochage de l'optocoupleur HCPL3101

2.1.2 Partie puissance

La partie puissance regroupe:

- Le convertisseur multicellulaire à 3 cellules, interrupteurs et condensateurs.
- La charge
- Le transistor IGBT « IRGPC40FD2»

Le transistor de puissance IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) met à profit les avantages du transistor à effet de champ et du transistor bipolaire. Il est à l'heure actuelle en plein développement. Il a pratiquement les propriétés d'un transistor bipolaire mais sa commande en tension de type MOS (courant de grille beaucoup plus faible qu'un courant de base) le rend très avantageux. On le trouve actuellement sous forme de module pouvant atteindre **27A-600V**.

Le transistor **IRGPC40FD2** est un IGBT intégré une diode en antiparallèle fabriqué par «INTERNATIONAL RECTIFIER», avec une gamme de fréquence de travail de l'ordre de **2 kHz** à **10 kHz**. Ces interrupteurs de puissance sont montés sur un circuit imprimé afin de minimiser les inductances de câblage, et sont placés sur un dissipateur thermique, lui même ventilé pour évacuer la chaleur.

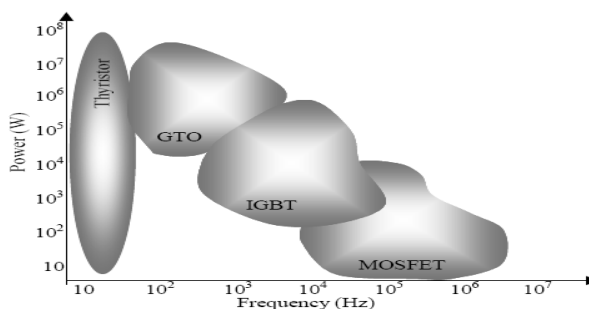


Figure.8: Caractéristiques puissance consommée-fréquence de commutation

- **Condensateurs Flottants**

Chaque condensateur est soumis à une tension moyenne égale à $k.E/3$ ($k=1, 2$: représente le rang de la cellule de commutation et 3 est le nombre de cellules). La figure.9 représente la photo du condensateur utilisé.



Figure.9: photo d'un condensateur flottant.

- **Le Circuit RCD de Protection**

Le circuit de puissance contient six IGBTs montés en pont. L'utilisation de tels composants rapides dans ce convertisseur introduit des surtensions qui sont dues à la présence inévitable d'inductances parasites. Il s'ensuit des risques de destruction des composants. Ses surtensions apparaissent entre le collecteur et l'émetteur lors de l'ouverture des transistors, qui peut conduire à la détérioration de celui-ci par claquage. Pour remédier ce risque, chaque IGBT est protégé par son propre réseau RCD (Figure.10). Ce circuit représente un dispositif écrêteur aux bornes de chaque transistor pour atténuer et amortir ces surtensions, et par conséquent de veiller à ce que la tension collecteur-émetteur V_{ce} reste toujours inférieure à la tension limite de claquage des composants.

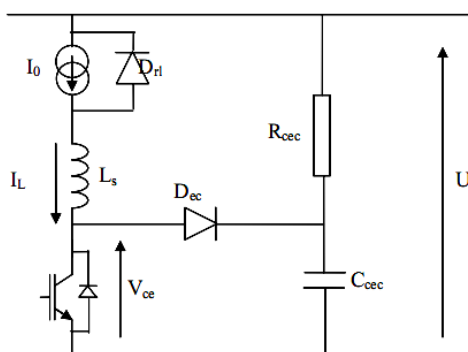


Figure.10 : Circuit RCD de protection

2. Partie Mesure: La carte des capteurs

La commande en temps réel exige une surveillance permanente des différentes grandeurs influant sur le fonctionnement du système, aussi la rapidité de la régulation de courant et de tension dépend directement de la capacité de suivre et de détecter tous changements des grandeurs de réglage, même relativement faibles. A fin de parvenir à surveiller ces courants et ces tensions, nous avons utilisé des capteurs LEM à effet HALL: le capteur de tension LV25P, et le capteur de courant LA55P. Ces capteurs peuvent reproduire avec une très grande précision les courants et les tensions. Ces capteurs transforment les grandeurs qu'ils captent, en un faible courant, qui nécessite une amplification et un conditionnement avant d'être appliqué au module ADC du dSPACE. Le courant de charge est mesuré grâce à un capteur à effet Hall (LEM LA-55P). La figure 11 présente la mise en œuvre de la mesure.

Les tensions aux bornes des condensateurs sont mesurées grâce à un capteur à effet Hall (LEM LV-25P). La figure 12 présente le schéma de principe.

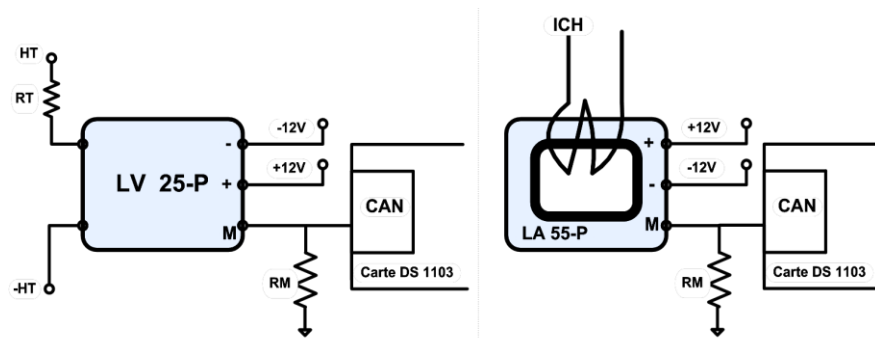


Figure. 11: Mise en œuvre de la mesure



Figure.12: capteurs de courant utilisés.



Figure.13: photo d'une cellule réalisé.



Figure.14: Photo globale de l'environnement expérimental

3. Résultats des Tests Expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter quelques résultats expérimentaux obtenus sur l'onduleur multicellulaire série réalisé (trois cellules). La tension d'entrée est fixée à $E=30V$ puis à $230V$. Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la technique PWM pour différentes valeurs du rapport cyclique α . Ici, nous ne développons pas la théorie, nous réalisons simplement des tests pour valider le banc d'essai en particulier la fonctionnalité de l'onduleur.

Les paramètres des charges utilisées dans notre travail sont regroupés dans le tableau suivant :

PARAMETRE	VALEUR
R : Résistance de la charge RL	47 Ω
L : Inductance de la charge RL	10 mH
Tension d'entrée E	60 V puis 230 V

Tableau.1: valeurs des paramètres utilisés

La section suivante présente l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottantes V_{c_1} et V_{c_2} ainsi que la tension de sortie V_s . Les figures montrent l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs et la tension de sortie (prises par un oscilloscope numérique) respectivement pour une tension d'entrée E de $60V$ et de $230V$. Ces deux tensions ont été choisies afin de pouvoir tester notre onduleur pour de petites et de grandes valeurs de tensions. De différents tests, dans les deux cas de E , ont été effectués pour les valeurs du rapport cyclique suivantes $0.2, 0.5, 0.8, 1/3$ et $2/3$

Dans le premier cas en fixant E à $60V$ et en variant le rapport cyclique α . Les résultats expérimentaux obtenus pour V_{c_1} , V_{c_2} et V_s sont illustrés par les figures de 15 à 18. Dans le deuxième cas, $E= 230$, les résultats expérimentaux obtenus pour V_{c_1} , V_{c_2} et V_s sont donnés par les figures de 18 à 21.

La figure .14 présente une photo globale de l'environnement expérimental dans lequel nous avons effectué les différents tests sur l'onduleur multicellulaire (3 cellules) que nous avons réalisé.

- ***Remarque: La valeur de la tension réelle est la valeur lue sur l'oscilloscope multipliée par 10 , vue qu'une sonde de X10 a été utilisée.***

3.1. Résultats Expérimentaux pour une Tension d'Entrée $E=60\text{ V}$

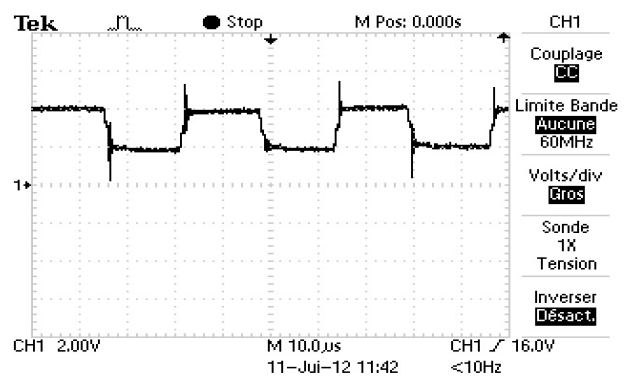
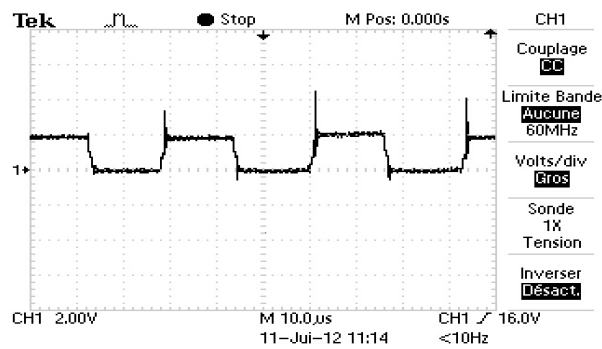
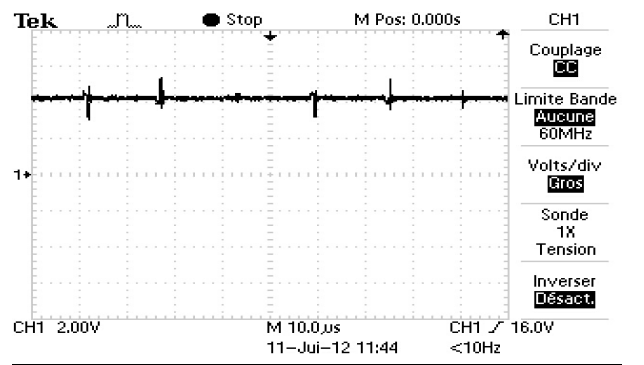
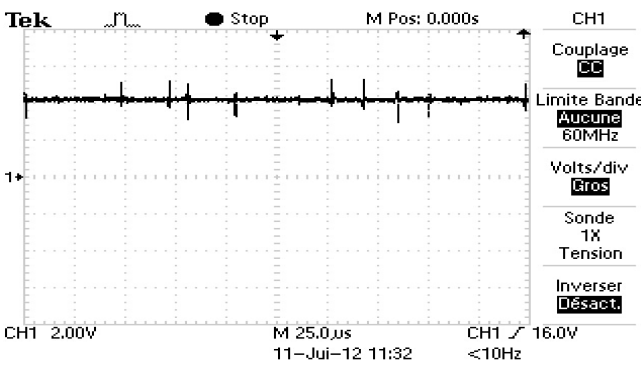
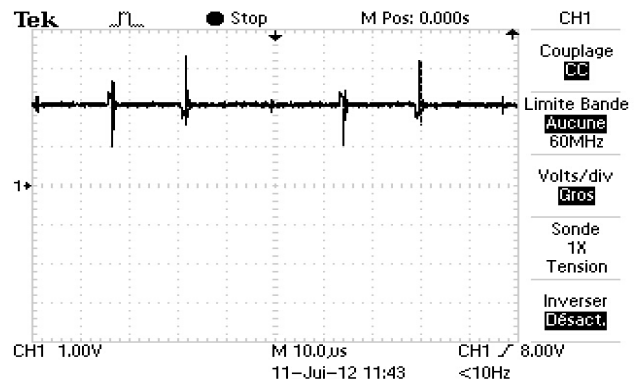
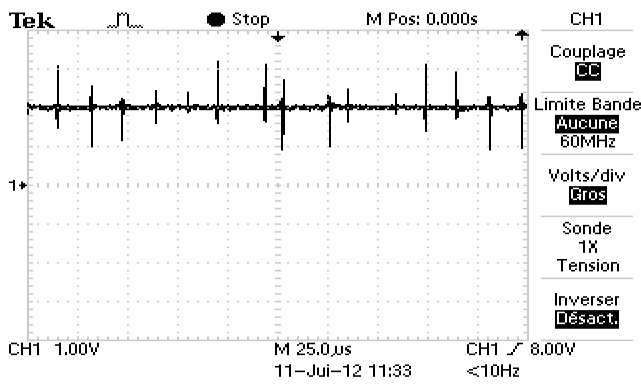


Figure.15 : V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=0.2$

Figure.16 : V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=0.5$

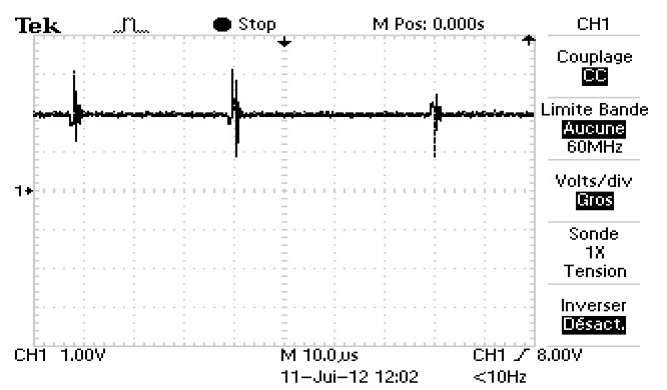
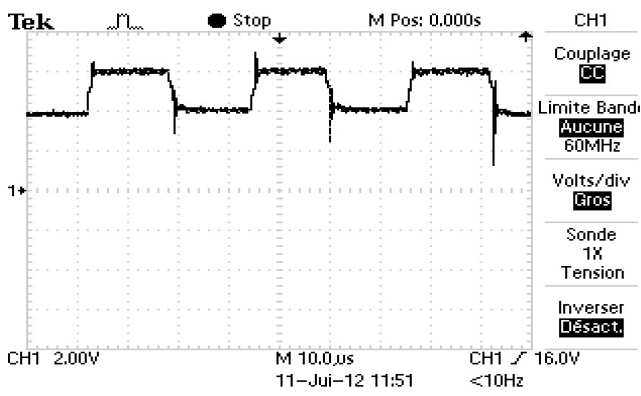
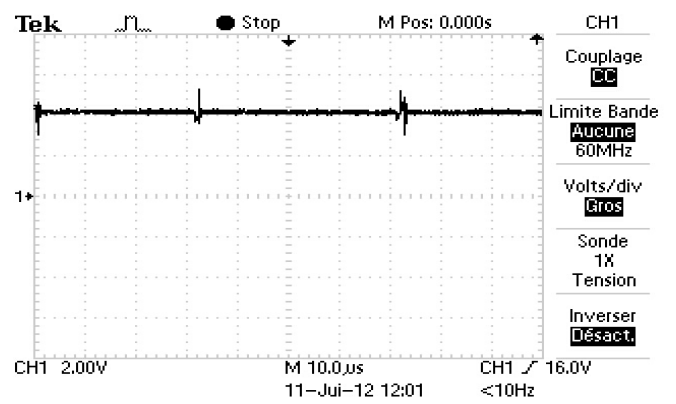
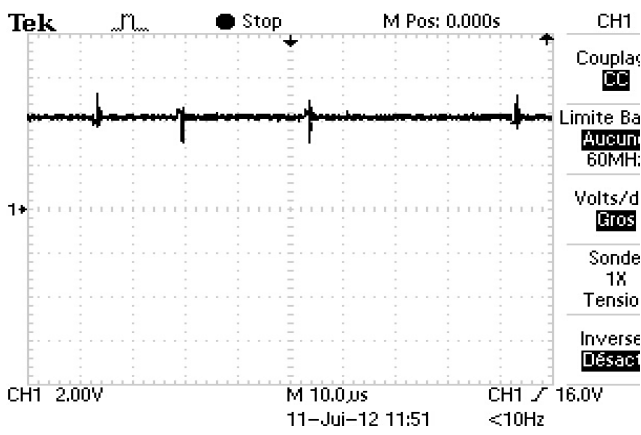
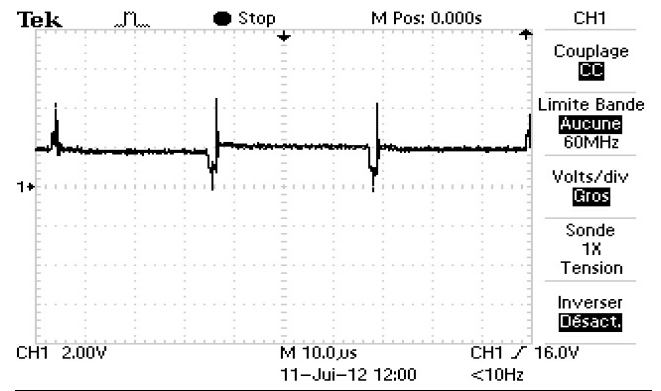
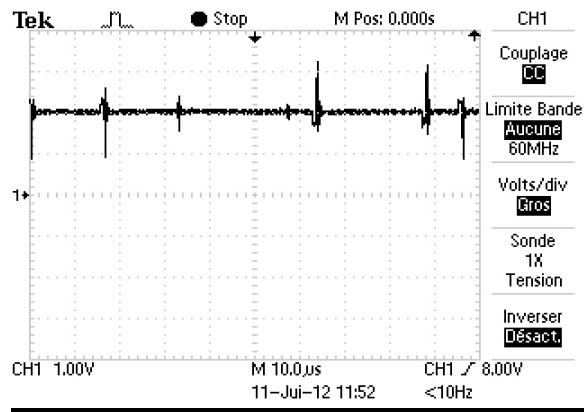


Figure 17 : V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=0.8$

Figure 18 : V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=1/3$

3.2. Résultats Expérimentaux pour une Tension d'Entrée $E=230\text{ V}$

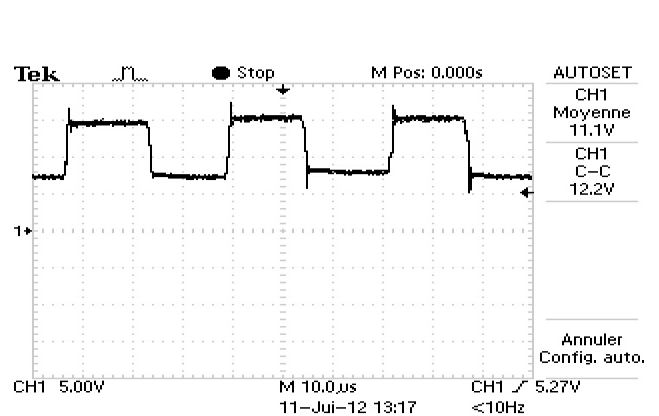
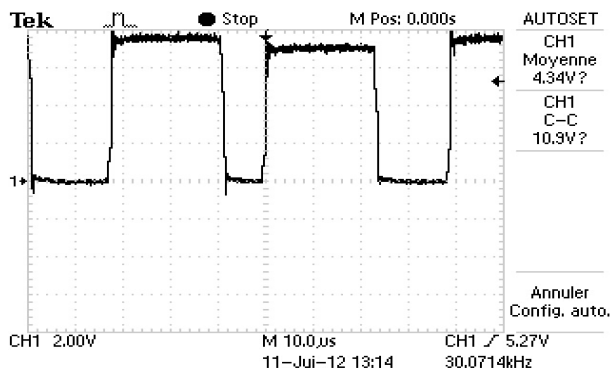
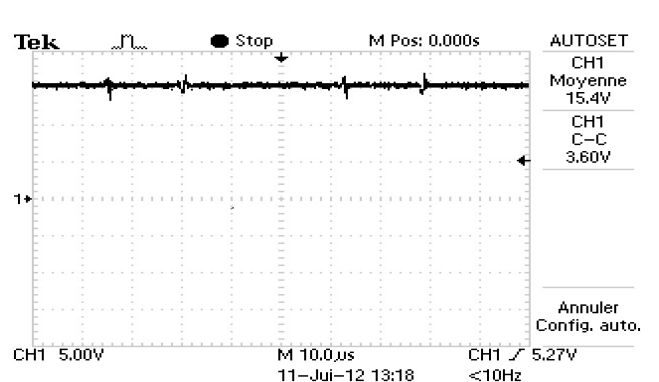
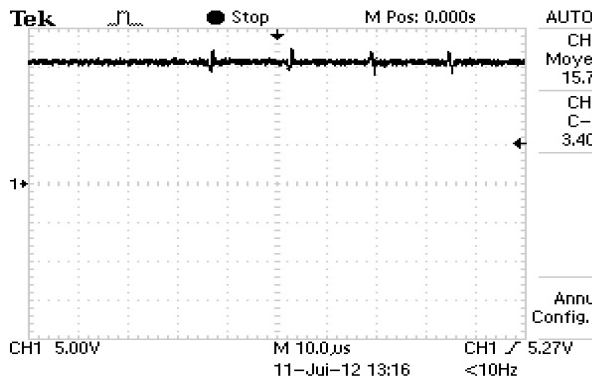
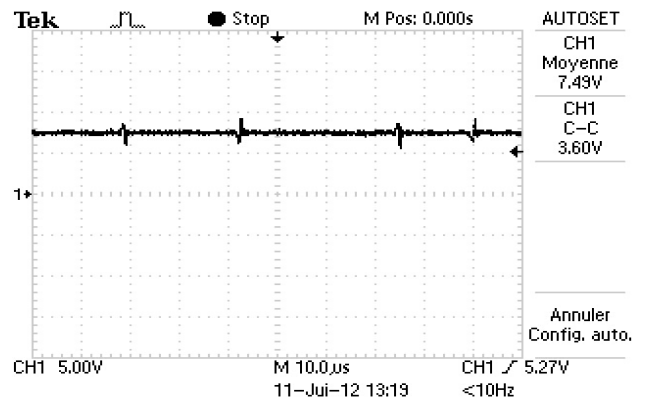
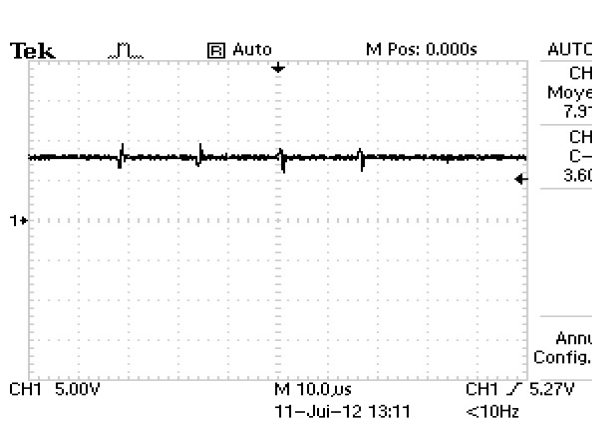


Figure .19 : V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=0.2$

Figure 20: V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=0.5$

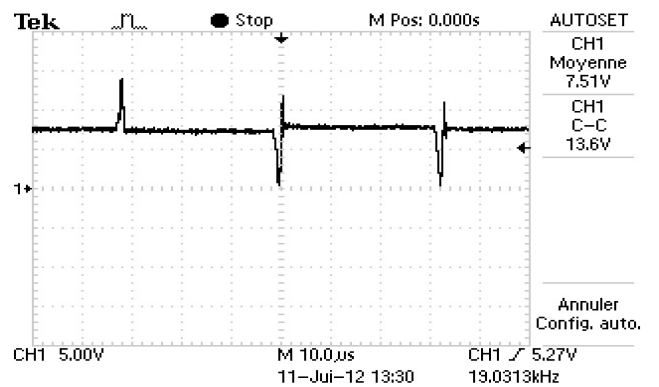
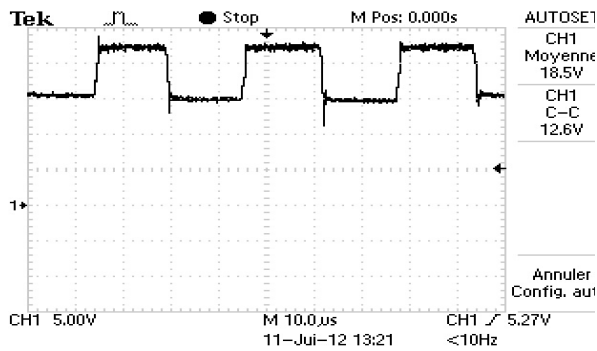
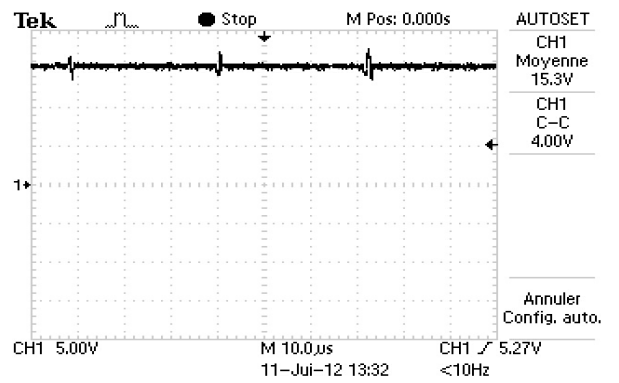
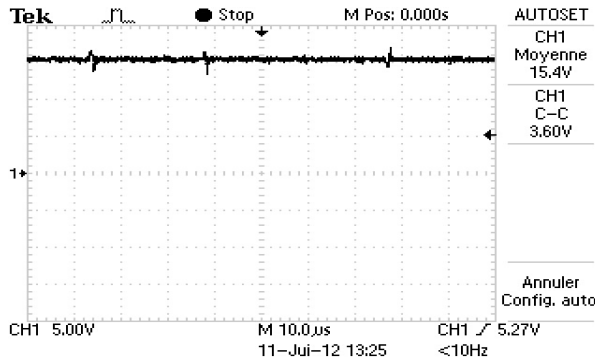
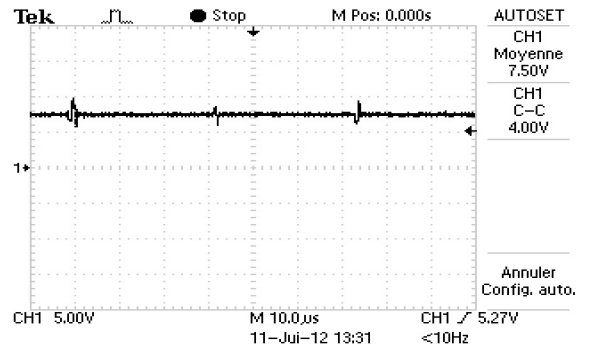
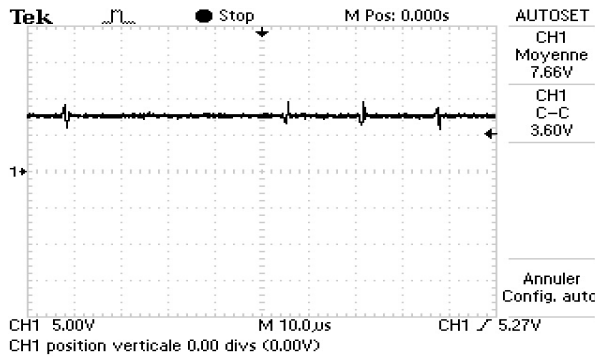


Figure 21. V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=0.8$

Figure 22 : V_{c1} , V_{c2} et V_s , $\alpha=1/3$

REFERENCES

1. Capitaneau, S. L., "Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux", thèse de Doctorat d'Etat en Génie Electrique,(2002), INPT de Toulouse.
2. Chen, J. W. and Liang, T. J., "A novel algorithm in solving nonlinear equations for programmed PWM inverter to eliminate harmonics," in Proc. 23rd Int. Conf. Industrial Electronics, Control, Instrumentation., vol. 2, (Nov 1997), 698–703.
3. Saeedifard, M., Bakhshai, A.,and Joos, G., "Low Switching Frequency Space Vector Modulators for High Power Multimodule Converters," IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 20, no. 6, (Nov. 2005), 1310-1318.
4. Bowes, S. R. and Grewal, S., "Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques", in Proc. Inst. Elect. Eng., Elect. Power Applicat., vol. 146,(Sep 1999),. 495–514.
5. Yongle, Ai., Wang, Y., and Marrten, K., "Modelling and control of six-phase induction machine under special current waveform", International Journal of Modelling, Identification and Control (IJMIC), vol. 10, n^o.2 ,(2010), 4-11.
6. Tsorng-Juu, L., O'Connell, R. M., and Hoft, R. G., "Inverter harmonic reduction using Walsh function harmonic elimination method," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, n^o. 6, (Nov 1997) 971–982.
7. Villarreal-Ortiz,R. A., Hernández-Angeles,M.C., Fuerte-Esquivel,R., and Villanueva-Chávez,R. O., "Centroid PWM technique for inverter harmonics elimination," IEEE Trans. vol. 20, n^o. 2, (April 2005), 1209–1210.
8. Wells,J.R., Nee,B.M., Chapman,P.L., Krein,P.T., "Optimal Harmonic elimination control," in Proceedings of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, (2004),4214-4219.
9. Park,S.J., Kang,F.S., Lee,M.H., and Kim, C.U., " A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme," IEEE Trans on Power Electronics, vol. 18, n^o.3, (May 2003), 831-843.
10. Czarkowski,D., Chudnovsky,D., Chudnovsky,G., and Selesnick, I. W. " Novel design and implementation of programmed PWM to eliminate harmonics" , IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental theory and applications, vol. 49, n^o.4,(April 2002), 465-475.
11. Enjeti,P.N., Ziogas,P.D., and Lindsay,J.F., "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation," IEEE Trans. on Industry applications, vol. 26, n^o.2, (Avril 1990), 302-316.
12. Meghriche,K., Mansouri,O., and Cherifi,A., "On the use of pre-calculated switching angles to design a new single phase static PFC inverter," in Proc. of the 31st IEEE IECON'05, Raleigh North-Carolina, (Nov 2005), 906–911.
13. Meghriche,K., Mansouri,O., and Cherifi,A., "A new single-phase static PFC inverter using pre-calculated switching angles," WSEAS Transactions on Circuits and Systems, issue.7, vol.4, (July 2005), 728-733.

14. Meghriche, K., "Etude et Optimisation de convertisseurs DC-AC à commutation pré-calculée, associée à un filter LC", thèse de Doctorat en Robotique, Université Versailles, France, (2006).
15. Bouchhida, O., Cherifi, A., and Boucherit, M.S., "Novel harmonic elimination PWM Technique for reducing Torque-Ripple in Inverter-fed Induction motor", *Archives of Electrical Engineering (AEE)*, Vol: 56, N°: 3-4, 2007, pp. 197-212.
16. Bouchhida, O., Benmansour, K., Cherifi, A., and Boucherit, M.S., "Real-Time Implementation of harmonic elimination PWM technique for induction motor", *Int. Journal of Modelling, Identification and Control (IJMIC)*, vol. 4, n°. 3, (2008).
17. Meynard, Th., and al, "Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n°.5, (Oct 2002), 955-964.
18. Meynard, Th., Foch, H., "Multi-level choppers for high voltage applications", *EPE Journal*, V.1 N°.1, (1992).
19. Donzel, A., "Commande des convertisseurs multiniveaux : Application à un moteur asynchrone » Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
20. D. Pinon, "Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement " Thèse de Doctorat, INPT, 2000.
21. R. Bensaid, "Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série » Thèse de Doctorat, INPT, 2001.
22. Benmansour, K., Djemai, M., and Barbot, J.P., "commande et observation hybrides d'un Convertisseur multicellulaire", Edition Universitaire Européennes, ISBN978-613-1, (2011).
23. Saadaoui, H., "Contribution à la synthèse d'observateurs non linéaires pour des classes de systèmes dynamiques hybrides". Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie, Université de Cergy-Pontoise, (2007).
24. Benmansour, K., Zahraee, A.H., Djemai, M., "Hybrid Modelling of a Multicellular Converter ", in 41st Int. Universities Power Engineering Con. UPEC, Newcastle, UK , (2006).
25. Birouche, A., "Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, (2006).
26. Floquet, T., and Barbot, J.P., " Super twisting algorithm based step-by-step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown inputs ", *International Journal of Control*, IJC, (2007).
27. Djemai, M., Manamanni, N., Saadaoui, H., " Observer design for a class of hybrid discrete-continuous systems with jumps ", *Conference on Systems and Control ,CSC*, Marrakech, Morocco. (2007).
28. Benmansour, K., Benalia, A., Djemai, M., de Leon, J., " Hybrid Control of a Multicellular Converter ", in *Nonlinear Analysis : Hybrid systems*1, (2007), 16–29.
29. Barbot, J.P., Saadaoui, H., Djemai, M., Manamanni, N., " Nonlinear observer for autonomous switching systems with jumps", *Nonlinear Analysis Hybrid Systems Applications*, V. I, N° 4, (2007), 537-547.

30. M H Rashid "Power electronics handbook: devices, circuits, and applications", editor: Burlington, MA Butterworth-Heinemann, 3 rd edition ©2011.
31. Karshenas, H., Kojori, H.,and Dewan, S., "Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters," IEEE Trans. Power Electronics, 10: (5), (1995), 566–573.
32. Espinoza, J.R., Joos, G., Guzman, J.I., Moran, L.A., and Burgos, R.P., "Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified a unified [Gat_97] G. Gateau, "Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série ", thèse de doctorat I.N.P. Toulouse, 1997.
33. Ryan, M., Brumsickle, W., and Lorenz, R., "Control topology options for single-phase UPS inverters," IEEE Trans. Industry Applications, 33: (2), (1997), 493–501.
34. Bhowmik, S.,and Spée, R., "A guide to the application-oriented selection of ac/ac converter topologies," IEEE Trans. Power Electronics, 8: (2), (1993), 156–163.
35. Hava, A., Kerkman, R., and Lipo, T., "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: Analysis, comparison, and design," IEEE Trans. Power Electronics, 13: (4), (1998), 674–689.
36. Tallam, R.M., Naik, R., and Nondahl, T.A., "A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters," IEEE Trans. Industry Applications, 41: (6), (2005), 1734–1743.
37. Hava, A. Sul, S., Kerkman, R., and Lipo, T., "Dynamic over modulation characteristics of triangle intersection PWM methods," IEEE Trans. Industry Applications, 35: (4), (1999), 896–907.
38. Mondal, S.K., Bose, B.K., Oleschuk, V., and Pinto, J.O.P., "Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into overmodulation region," IEEE Trans. Power Electronics, 18: (2), (2003), 604–611.
39. Chung, D., Kim, J., and Sul, S., "Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion," IEEE Trans. Industry Applications, 34: (2), (1998), 374–380.
40. Rahman, M., Radwin, T., Osheiba, A., and Lashine, A., "Analysis of current controllers for voltage-source inverter," IEEE Trans. Industrial Electronics, 44:(4), (1997), 477–485.
41. Joós, G.,and Espinoza, J., "Three phase series var compensation based on a voltage controlled current source inverter with supplemental modulation index control," IEEE Trans. Power Electronics,15: (3), (1999), 587–598.
42. Kazmierkowski, M., and Malesani, L., "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," IEEE Trans. Industrial Electronics, 45: (5), (1998), 691–703.
43. Patel, H., and Hoft, R., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters, Part I-Harmonic elimination," IEEE Trans. Industry Applications, IA-9: (3), (1973), 310–317.
44. Newman, M.J., Holmes, D.G., Nielsen, J.G., and Blaabjerg, F. "A dynamic voltage restorer (DVR) with selective harmonic compensation at medium voltage level," IEEE Trans. Industry Applications, 41: (6), (2005), 1744–1753

45. Salo, M., and Tuusa, H. " Vector-controlled PWM current-source inverter- fed induction motor drive with a new stator current control method," IEEE Trans. Industrial Electronics, 52: (2), (2005), 523–531.
46. Trzynadlowski, A. Kirlin, R., and Legowski, S. "Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate," IEEE Trans. Industrial Electronics, 44: (2), 173–181 (1997). 15 Inverters 403
47. Rodriguez, J., Lai, J.S. and Peng, F.Z. "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n^o. 4, pp. 724-738, August 2002.
48. Colak, I., Kabalci, E., Bayindir, R., "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes", Energy Conversion and Management journal, Volume 52, Issue 2, (Feb 2011), Pages 1114–1128
49. García, O., Martínez-Avial, M., Cobos, D., José A Uceda, J. González, J., and José, A., "Harmonic reducer converter," IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 50, n^o. 2, (April 2003), 322–327.
50. Wells, J. R., Nee, B.M., Chapman, P.L., and Krein, P.T., " Selective harmonic control: A general problem formulation and selected solutions," IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 20, n^o.6, (Nov 2005), 1337-1345.
51. Bendre, A., Wallace, I., Nord, J., and Venkataramanan, G., "A current source PWM inverter with actively commutated SCRs," IEEE Trans. Power Electronics, 17: (4), (2002),461–468.
52. Saad Mekhilef and Mohamad N. Abdul Kadir "Voltage Control of Three-Stage Hybrid Multilevel Inverter Using Vector Transformation", IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 25, N^o. 10, (October 2010). 2599-2606,
53. Bouchhida, O., Cherifi, A., Benmansour, K., and Boucherit, M.S., "Low switching-frequency and novel harmonic elimination for three-phase inverter", Fifth International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices SSD08, IEEE, Philadelphia University, Amman, Jordan, (July 2008).
54. Bouchhida, O., "Contribution à l'Optimisation de Structure des Convertisseurs pour la Commande des Machines Asynchrones: Réalisation expérimentale", thèse de Doctorat, Ecole Nationale polytechnique ENP d'Alger, Algerie, (July 2008).
55. Bouchhida, O., Cherifi, A., Benmansour, K., and Boucherit, M.S., «Real Time Implementation of Harmonic Elimination PWM Technique for Induction motor » International Journal of Modelling, Identification and Control (IJMIC), vol. 5, n^o. 2, (2008), 127-135.
56. **Laidi, K.**, Bouchhida, O., and Ferdjouni, A., "Contribution to the Performance Optimization of Single-Phase Inverter with Pre-Calculated Switching", International Journal of Modelling, Identification and Control (IJMIC), vol. 17, n^o.1,(2012), 43-54.
57. **Laidi, K.**, and Bouchhida, O., "A Novel single phase inverter using precalculated switching and genetic algorithms", 2nd International Symposium on Friendly Energy and Applications (EFEA2012), Newcastle Upon Tyne, (June 2012), 487-492.
58. Makhlof, B., Bouchhida, O., Nibouche M., and **Laidi, K.**, "New Concept in Selective Harmonics Elimination for Power Electronics Converter", The 6th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC2014), Swinburne University of Technology (SUT), (Dec 2014), Melbourne, Australia.

59. Makhlof, B., Bouchhida, O., Nibouche, M., **Laidi, K.**, “ New Concept for Real Time Selective Harmonics Elimination Based on Lagrange Interpolation Polynomials”, International Journal of Energy and Power Engineering, Istanbul, Vol:2, No:9, 2015.
60. DS1103 PPC Controller Board Feature, dSPACE Realise 5.1, (2006),
61. How to implement user-specific functions on the DS1103 slave DSP (TMS320F240), dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH, Germany
62. DS1103 PPC Controller Board, Hardware Installation and Configuration, dSPACE Realise 5.1, (2006).
63. DS1103 PPC Controller Board RTLib Reference, dSPACE Realise 5.1, (2006).
64. Meynard, Th., and al “ Milticell converters: Derived topologies”, IEEE transactions on Industrial Electronics, V.49, N°5, Special Issue on Multilevel converters, (Oct 2002) 978-987,
65. Baker, R.H., Bannister, L.H., “Electric power converter” US Patent 3 867 643, (1975).
66. Baker, R. H., “ Bridge converter circuit ”, U.S. patent, N° 4 270 163, (1979).
67. Gateau, G., Meynard, Th., Delmas, L., Foch, H., “ Stacked Multi-cell converter : topology and control ”» EPE Journal, V.12, N°2, 2001, pp 14-18, 2001
68. P. Carrere, “ Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT” Thèse de Doctorat, INPT, 1996.
69. O. Tachon, “ Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série ” Thèse de Doctorat, INPT, 1998.
70. M.F.E. Gutiérrez, “ Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif ” Thèse de Doctorat, Supelec, 2001.
71. M. Aimé, “ Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires ” Thèse de Doctorat, INPT, 2003.
72. B.Nicolas, “Contribution à la commande des convertisseurs statiques : Définition de lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants”, thèse de Doctorat en Génie Electrique, INPT, Toulouse,(1996).
73. Benahdouga Seddik, “ Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur : Application à un Réseau Electrique multi-machines ”, thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, (2006).
74. Bethoux, O., Floquet, T., Barbot J.P., “Advances sliding modes stabilizing a levitation system”. IEEE, CCA/CACSD, GLASGOW, (2002).
75. Bruno, S., " Contribution à la commande des convertisseurs statiques" Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, (1996).
76. **Laidi, K.**, Benmansour, K., “ High Order Sliding Mode Controller of Mid-point Multicellular Converter”, 2nd International Symposium on Friendly Energy and Applications (EFEA2012), Newcastle Upon Tyne, (June 2012), 493-498

77. Hamerlain, F., "Stabilisation par modes glissants d'ordre supérieur de systèmes non holonomes: cas de robots mobiles à roues", Mémoire de Magister en Electronique, USTHB, Alger, (2005).
78. Levant, A., "Universal siso sliding-mode controller with finite-time convergence", IEEE Transactions on Automatic control, vol.x, N°.x, (2001).
79. Hamzaoui, A., Manamanni, N., Essounbouli, N., et Zaytoon, J., " Switching controller's synthesis: combination of a sliding mode and H-infinity control by a fuzzy supervisor", IFAC Conf. on Analysis and Design of Hybrid Systems (ADHS 03), Saint-Malo, (juin 2003), 247-252.
80. Goebel, R., Teel, A.R., "Solutions to hybrid inclusions via set and graphical convergence with stability theory applications", Automatica, vol. 42, 4, (2006), 573-587.
81. Prieur, C. Goebel, R. Teel, A.R., "Hybrid feedback control and robust stabilization of nonlinear systems", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.52, n°11, (2007), 2103-2117.
82. Barbot, J.P., Saadaoui, H., Djemai, M., Manamanni, N., " Nonlinear observer for autonomous switching systems with jumps", The International conference of hybrid system and applications, University of Louisiana Lafayette, LA, USA, (2006).
83. Alur, R. and al, "The algorithmic analysis of hybrid systems", Theoretical and Computer Science, (1995), 3-34.
84. Lygeros, J., Johansson, K.H., Simié, S.N., and Sastry, S.S., "Dynamical Properties modeling of Hybrid Automata ", IEEE Transactions on automatic control V.48, N°.1, , (2003),2-17.
85. Morel, F., Retif, J.M., Lin-Shi, X., et Valentin, C., " Commande Hybride d'un ensemble Onduleur-Machine synchrone " Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA, Bordeaux, France, (2006).
86. Morel, F., Retif, J.M., Lin-Shi, X., et Valentin, C., " Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control " Journal: IEEE Transactions on Industrial Electronics V.55, Issue 2, (2008), 501-512.
87. Fadel, M., Meynard, T.A., " Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: Modélisation ", EPF Grenoble, (1996),115-120,.
88. Gateau, G., et al. "Multicell Converters: Active Control and Observation of Flying-Capacitor Voltages". IEEE transaction on industrial electronics, V.49, N°5, (2002), 998-1008.
89. Hamzaoui, A., Essounbouli, N., Benmahammed K., et Zaytoon, J., " State observer based robust adaptive fuzzy controller for nonlinear uncertain and perturbed systems " IEEE transactions on systems, man and cybernetics, part B, 34(2), (2004), 942-950,.
90. Kolokolov, Y., Melikhov, A., Hamzaoui, A., et Essouboli, N., "Stability analysis of the "thyristor voltage converter – induction machine" model " The 3rd IEEE International Scientific Conference "Physics and Control 2007" (PhysCon'2007). Potsdam, Germany, (sep 2007).
91. Zaytoon, J., " Systèmes Dynamiques Hybrides ", Hermès Sciences Publications, Paris, (2001)

92. **Laidi, K.**, Benmansour, K., Ferdjouni, A., Bouchhida, O., “ Real-time implementation of an interconnected observer design for p-cells chopper ”, Archives Of Electrical Engineering (AEE), Vol. 59(1-2), (2010), 5-20.
93. HERIZI, K., “Synthèse d’observateurs hybrides dédiés à la commande tolérante aux défauts : application au convertisseur multicellulaire” thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, (2009).
94. Corriou, J.P., “Commande des procédés, Technique & Documentation”, ISBN 2-7430-0145-3, Paris, (1996).
95. Delmas, L., Gateau, G., Meynard, T. A., and Foch, H., “ Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control Balancing ”, IEEE P ESC 2002, Cairns, Australia, vol.2, (June2002) 689-694.
96. Saadaoui, H.,“ Contribution à la synthèse d’observateurs non linéaires pour des classes de systèmes dynamiques hybrides ”. Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie, Université de Cergy-Pontoise, (2007).
97. Skender, M., Benmouloud, S.,“ Réalisation et commande en temps réel d’un convertisseur multicellulaire serie ” ; Projet de Fin d’Etude, Master en Génie Electrique, Université de Médéa, (2011).