République Algérienne Démocratique et populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université YAHIA FARES DE MEDEA

Faculté de technologie
Département de Génie Electrique

THESE PRESENTEE EN VUE DE L'OBTENTION DU TITRE DE

Docteur

L.M.D EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Conversion d'énergie et entraînement électrique

Présenté par

SKENDER Mohamed Rédha

Master En Electrotechnique de l'Université De Médéa

Thème

COMMANDES NON-LINEAIRES ET OBSERVATIONS D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE : théorie et expérimentation.

Soutenue le 17/06/2017 devant le jury composé de :

Mr : GUESSOUM Abderrezak	Professeur à l'université de BLIDA	Président
Mr : TLEMÇANI Abelhalim	Professeur à l'université de MEDEA	Rapporteur
Mr : BENMANSOUR Khalifa	Professeur à l'université de MEDEA	Examinateur
Mr : KABACHE Nadir	Maître de conférences à l'université de MEDEA	Examinateur

2016/2017

Thèse préparée au sein du Laboratoire de recherche en électrotechnique et en automatique
Université du Médéa
Pôle urbain, Ain d'heb 26000, Médéa

AVANT-PROPOS

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de recherche en électrotechnique et en automatique, de l'université YAHIA FARES de Médéa en collaboration avec les laboratoires de hall de technologie de génie électrique de même université, par l'auteur Mohamed-Rédha SKENDER, sous la Direction Scientifique de Monsieur Abelhalim TLEMÇANI, professeur à l'université de Médéa.

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de recherche en électrotechnique et en automatique de l'université YAHIA FARES de Médéa, sous la Direction Scientifique de Monsieur **Abelhalim TLEMÇANI**, professeur à l'université de Médéa. En lui présentant mes très sincère reconnaissance pour ses précieuses directives, sa très grande disponibilité, ses fructueux conseils, son suivi constant, sa courtoisie si raffinée et ses qualités humaines.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés aussi à Monsieur **Abderezzak GUESSOUM** Professeur à l'université de BLIDA, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.
Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur **Khalifa BENMANSOUR**, professeur à l'université de Médéa pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury et pour les nombreux conseils qu'il m'a généreusement prodigués et, au-delà de sa rigueur et ses compétences scientifiques, j'ai pu apprécier son dynamisme et ses qualités humaines. Qu'il trouve en cette thèse le témoignage de toute ma reconnaissance.
Je suis très reconnaissant également à Monsieur **Nadir KABACHE**, Maître de Conférences à l'université de Médéa, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de siéger dans ce jury.
J'adresse mes chaleureux remerciements à Messieurs les membres qui ont bien voulu juger mon travail et d'honorer de leur participation dans le Jury.
Mes vifs remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, en particulier les membres de ***laboratoire de recherche d'électrotechnique*** pour l'aide et l'approvisionnement des composantes électroniques.
Je tiens, plus largement, à exprimer mes reconnaissances à toutes celles et à tous ceux qui ont contribué, directement ou indirectement, au bon déroulement de mes travaux, je souhaite pour cela mettre en avant les enseignants de la ***faculté de technologie*** de l'université de Médéa.
Sans oublier de remercier mes collègues de ***hall de technologie*** de l'université de Médéa et amis pour la bonne ambiance qu'ils ont su créer et les idées fructueuses que nous avons échangées, en particulier **OULD-CHERCHALI**, **GHEZALI ABDESSLEM, MORSLI, KHELILI**, **BATEL**, **MOULOUD**, **AMOKRANE**, **MAZARI, GEUDMANI, HANINI, MIMEN, HOUASIN, CHIBA, TRIKI, BENTOUATI, BENKIAR, ANIBA, YBDA, EULDJI, MAZOUN**.
A toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail et à l'impression de cette

thèse. Je les remercie tous, particulièrement ma famille, mes amis et le personnel de la bibliothèque de l'université de Médéa.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Je dédie tout particulièrement ce travail à mes parents, ma femme, mes enfants et à toute ma famille, qu'ils trouvent en cette thèse le modeste témoignage de ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier mes parents car ce travail représente un petit fruit de leur souffrance et qui sans eux je ne pourrais traverser ces longues années d'études et de travail.

Je remercier d'une façon très particulière ma femme pour leur soutien inconditionnel et leur patience illimitée jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Je tiens enfin à remercier tous mes frères et sœurs ainsi que tous proches pour leurs encouragements et leurs soutien moral.

RÉSUMÉS

ملخص–الهدف من عملنا هو تطوير مراقب التوتر على أساس تقنيات وضع الانزلاق، مطبق على محول متعددة الخلايا المتسلسلة. في تقنيات التحكم هذه، ركزنا عملنا لضمان تنظيم توترات المكثفات. للسماح من جهة لتوزيع بالتساوي الضغوط على كل قاطع، ومن جهة اخرى إلى الحفاظ على مستويات توتر الخروج. لوضع قوانين وضع الانزلاق استخدمنا نظرية ليابونوف. في المقاربة الأولى التي تم تطبيقها على المحول، وضع انزلاق بسيط يؤدي إلى اثارغير مرغوب فيها تسمى (شاتربنيغ)، للحد من هذه الظاهرة لدينا مقاربة الثانية باستخدام وضع انزلاق عالى (السوبرالتواستيغ). لكن، هذه الأساليب تتطلب حساسات التوترات عدد الذي يزيد مع عدد الخلايا. الحل هو توفير مراقبات حالة تقوم على نظرية وضع انزلاق بسيط وعالي. وتعرض نتائج المحاكاة لإظهار الأداء والنتائج التجريبية محققة الصحة بانجاز محول متعددة الخلايا المتسلسلة متحكمة في وسطMATLAB/SIMULINK/dSPACE

كلمات مفتاحية:*إلكترونيات القوى,وضع انزلاق بسيط, وضع انزلاق عالى,محول متعددة الخلايا المتسلسلة ,dSPACE, IGBT,*

Résumé – L'objectif poursuivi dans notre travail porte sur le développement des observateurs des tensions basées sur les techniques de mode de glissement, appliquée sur un convertisseur multicellulaire série. Dans ces techniques de commande, nous avons focaliser notre travail pour assurer la régulation des tensions de condensateurs ; Pour permettre d'une part de répartir équitablement les contraintes sur chaque interrupteur, et d'autre part de conserver les niveaux de tension de sortie. Pour établir des lois de mode glissant, nous avons exploité la théorie de Lyapunov. Dans une première, approche appliquée au convertisseur, le mode glissant d'ordre simple induit un effet indésirable appelé chattering, pour diminuer ce phénomène nous avons, pour une deuxième approche, utilisé les modes glissants d'ordre supérieur (super twisting). Cependant, ces approches nécessitent des capteurs de tensions dont le nombre augmente avec le nombre de cellules. La solution est de proposer des observateurs d'état basé sur la théorie des modes glissant d'ordre simple et d'ordre supérieur. Des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés pour montrer les performances des techniques de commande et d'observation proposées.la les résultats de simulation sont validé par la réalisation d'un convertisseur multicellulaire commandé par MATLAB / Simulink / dSPACE

Mots clés : *Modes glissant d'ordre simple, modes glissant d'ordre supérieur, convertisseur multicellulaire série, dSPACE, IGBT.*

Abstract –The objective pursued in our work concerns the development of voltage observers based on sliding mode techniques, applied on a series multicell converter. In these control techniques, we have focused our work to ensure the regulation capacitors voltages; To allow Firstly to evenly distribute the constraints on each switch, and secondly to keep the output voltage levels. To establish sliding mode control we used the theory of Lyapunov. In a first approach applied to the converter, the simple order sliding mode induces an adverse call chattering, to reduce this phenomenon we have for a second approach used the higher sliding mode of order (super twisting). By against, these approaches require sensors voltages which the number increases with the number of cells. The solution is to propose state observers based on the theory of a simple order sliding modes of and a higher order. Simulation results are presented to show its performance and experimental results validate by realization of a series multicell converter controller in a MATLAB / Simulink / dSPACE

Keywords: *Power Electronics, A Simple Order Sliding Mode, A Higher Order Sliding Mode, Multicellular Converter Series, dSPACE, IGBT*

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE I

LES CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX ET MULTICELLULAIRES

I-1. INTRODUCTION : **7**

I-2. STRUCTURES DE CONVERSION D'ENERGIE MULTI NIVEAUX : **8**

I-2.1. CONVERTISSEUR CLAMPE PAR LE NEUTRE (NPC) : 8
I-2.2. CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE : 11
I-2.3. CONVERTISSEURS AVEC DES SOURCES DE TENSIONS INDEPENDANTES 13

I-3. PRINCIPE DE BASE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE **15**

I-4. MODELISATION ET SIMULATION DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIES **20**

I-4.1. MODELE AUX VALEURS INSTANTANEES 21
I-4.1.1. FONCTIONNEMENT EN HACHEUR : 22
a. Formulation générale : *22*
b. Commande des interrupteurs par modulation de largeur d'impulsion *26*
c. Simulation d'hacheur à trois cellules : *28*
I-4.1.2. Fonctionnement en onduleur : *34*
a. Onduleur à point milieu : *34*
b. Onduleur multicellulaire série monophasée en pont complet : *38*
c. Onduleur multicellulaire série triphasé : *41*

I-4.2. MODELE HYBRIDE **45**

I-4.2.1. DEFINITION D'UN AUTOMATE HYBRIDE : 45
I-4.2.2. MODELISATION HYBRIDE D'UN CONVERTISSEUR A TROIS CELLULES 46
a- Modes de fonctionnement *47*
b- Automate hybride du convertisseur *49*
c- Modélisation hybride avec stateflow *51*
I-4.2.3. RESULTATS DE LA SIMULATION 52

I-4.3. COMMANDE DIRECTE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIE **55**

a- Choix du point de référence des tensions *56*
b- Evolution des tensions de condensateur et de cellule *56*

I-5. CONCLUSION : **63**

CHAPITRE II

COMMANDE PAR MODES DE GLISSEMENTS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE

II-1. INTRODUCTION : **65**

II-2. POSITION DU PROBLEME **66**

II-3. COMMANDE PAR MODES GLISSANTS D'ORDRE SIMPLE **67**

II-3.1. PRINCIPE : 67
II-3.2. CONCEPTION D'ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT 68
II-3.2.1. Choix de la surface de glissement *68*
II-3.2.2. Conditions de convergence et d'existence : *69*
a- Fonction discrète de commutation : *70*
b- Fonction de LYAPUNOV *70*

II-3.2.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant : ... 71
II-3.3. LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'UN CONVERTISSEUR STATIQUE ET CALCULE DE LA SURFACE DE GLISSEMENT ... 72
II-3.4. APPLICATION POUR UN CONVERTISSEUR A TROIS CELLULES : ... 74
II-3.4.1. Convertisseur à trois cellules : ... 74
II-3.4.2. Commandabilité d'un convertisseur à trois cellules : ... 75
II-3.4.3. Calcul des fonctions de commutation : ... 76
II-3.4.4. Structure de commande à fréquence variable : ... 77
II-3.4.5. Résultats de simulation ... 77
a- Commande par modes glissants d'ordre simple d'un hacheur à trois cellules : ... 78
b- Commande par modes glissants d'ordre simple d'un onduleur triphasé à trois cellules : ... 81

II-4. MODES DE GLISSEMENT D'ORDRE SUPERIEUR : ... 84

II-4.1. ALGORITHME DE TWISTING : ... 84
III-4.2 ALGORITHME SUPER TWISTING : ... 86
II-4.3. COMMANDE SUPER TWISTING D'UN CONVERTISSEUR A TROIS CELLULES : ... 87
a- Commande super Twisting d'un hacheur à trois cellules : ... 87
b- Commande Super Twisting d'un onduleur triphasé a trois cellules : ... 91

II-5. CONCLUSION : ... 95

CHAPITRE III

OBSERVATEURS PAR MODE DE GLISSEMENT POUR UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SÉRIE

III -1. INTRODUCTION : ... 96

III -1.1. INTERET D'OBSERVER LES TENSIONS FLOTTANTES : ... 97
III -1.2. PRINCIPE D'OBSERVATION ... 98

III -3. ETUDE DE L'OBSERVABILITE : ... 99

III -3.1. CONDITION DE RANG D'OBSERVABILITE ... 99
III -3.1. OBSERVABILITE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE A TROIS CELLULES ... 100

III -4. OBSERVABILITE A BASE DU MODELE HYBRIDE ... 102

III -5. OBSERVATEURS MODE GLISSANTS D'ORDRE UN : ... 106

III -5.1. PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DE L'OBSERVATEUR ... 106
III -5.2. ETAPES DE DIMENSIONNEMENT DE L'OBSERVATEUR ... 107

III -6. APPLICATION AU CONVERTISSEUR A QUATRE NIVEAUX : ... 109

III -6.1. LE MODELE D'ETAT D'UN HACHEUR A TROIS CELLULES ... 110
III -6.2. CONDITIONS D'OBSERVABILITE ... 110
III -6.3. LES EQUATIONS DE L'OBSERVATEUR A MODE GLISSANT ... 111
III -6.4. CONDITION DE GLISSEMENT ET LE MODE D'ATTEINTE ... 112
III -6.5. MODE DE GLISSEMENT ET DYNAMIQUES DES ERREURS D'OBSERVATION : ... 113
III -6.6. LE GAIN DE L'OBSERVATEUR LES VALEURS DES PARAMETRES ... 116
III -6.7. RESULTANTS DE SIMULATION ... 117

III -7. OBSERVATEUR SUPER TWISTING ... 118

III -7.1. APPLICATION A UN HACHEUR A TROIS CELLULES ... 119
III -7.2. LES CONDITIONS DE GLISSEMENT ... 120
III -7.3. RESULTANTS DE LA SIMULATION ... 121

III -8. CONCLUSION ... 123

CHAPITRE IV

REALISATION PRATIQUE DE CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE

IV -1. INTRODUCTION : 124

IV-2. LE CONVERTISSEUR DE PUISSANCE : 125

IV-2.1. PARTIE COMMANDE : 125
IV-2.1.1. Partie protection et mise en forme : 125
IV-2.1.2. Carte de commande : 126
IV-2.1.3. Carte d'allumeurs : 128
IV-2.2. PARTIE PUISSANCE : 130
IV-2.2.1. Le transistor IGBT « IRG4PF50 »: 131
IV-2.2.2. Condensateurs flottants: 131
IV-2.3. PARTIE MESURE : 132

IV-3. CARTE DSPACE : 134

IV-3.1. EMPLACEMENT DE LA CARTE : 135
IV-3.2. PANNEAU DE CONNEXION CP1104 ET D'INDICATEURS LED CLP1104 : 135
a- CP 1104 (Panneau de connexions) : 136
b- CLP 1104 (Panneau d'indicateurs LED) : 136
IV-3.3. AVANTAGES DE CARTE DSPACE : 137
IV-3.4. UTILISATION DU LOGICIEL SIMULINK DE MATLAB : 137
IV-3.4.1. Interface dSPACE sur MATLAB : 137
IV-3.4.2. Présentation des interfaces dSPACE : 138
IV-3.4.3. Utilisation Du Module Real Time Interface (RTI) : 139
IV-3.4.4. La bibliothèque d'applications RTI1104 : 139

IV-4. CONCLUSION : 140

CHAPITRE V

RESULTATS EXPERIMENTALES

V-1. DESCRIPTION DU BANC EXPERIMENTAL : 141
V-2. RESULTANTS EXPERIMENTAUX : 142
V-2.1. COMMANDE EN PWM NATURELLE : 143
a -Fonctionnement en hacheur : 143
c - Application sur une charge active (moteur à courant continu) : 150
V-2.2. Commande en onduleur de tension 151
a. Onduleur à point milieu : 151
b. Onduleur multicellulaire série monophasée en pont complet : 153
c. Onduleur multicellulaire série triphasé : 154
V-2.1. COMMANDE EN MODES GLISSANTS : 155
a. Commande en mode glissant d'ordre simple : 155

CONCLUSION GENERALE..... 159

LISTES DES FIGURES

Figure I-1 : Onduleur NPC 3 niveaux 8
Figure I-2 : Configurations possibles du convertisseur NPC. 9
Figure I.3 : Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux 11
Figure I-4: Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux 11
Figure I-5 : Convertisseur Multicellulaire Série (a) représentation 1, (b) représentation 2 12
Figure I-6 : quatre configurations pour un convertisseur multicellulaire 3 niveaux 13
Figure I-7 : Bras de convertisseur multiniveaux monophasé avec sources de tensions indépendantes 14
Figure I-8 : Hacheur dévolteur à 2 cellules 15
Figure I-9 : Les configurations possibles d'un hacheur dévolteur à 2 cellules 16
Figure I-10 : Séquences de commande et la tension de sortie pour différents rapports cycliques et différents déphasages entre les commandes des cellules 17
Figure I-11 : Hacheur dévolteur à p cellules associé à une charge R-L 22
Figure I-12 : hacheur a trois cellules avec la charge R-L 25
Figure I-13 : Bloque de simulation de la commande par MLI. 28
Figure I-14 : génération des signaux de porteuses et de 28
Figure I-15 : génération de signaux de commande 28
Figure I-16 : Bloque de simulation de hacheur à 3 cellules. 29
Figure I-19 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs 32
Figure I-20 : évolution des tensions de condensateurs avec charge auxiliaire. 33
Figure I-21 : Onduleur multicellulaire série à point milieu capacitif 35
Figure I-22 : l'allure de courant Ich et de tension Uch aux bornes de la charge en régime permanent. 37
Figure I-23 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs 38
Figure I-24 : Onduleur monophasé multicellulaire série en pont complet 40
Figure I-25 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs 40
Figure I-26 : l'allure de tension Uch et de courant Ich aux bornes de la charge en régime permanent. 41
Figure I-27 : Structure d'un onduleur triphasé multicellulaire série. 43
Figure I-28 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs 44
Figure I-29 : l'allure de tension Uch et de courant Ich aux bornes de la charge en régime permanent. 44
Figure I-30 : Les huit modes d'opération de convertisseur à 3 cellules avec la dynamique continue pour chaque mode 48
Figure I-31 : l'automate hybride d'un convertisseur trois cellules 51
Figure I-32 : Evolution de la tension de sortie par la commande stateflow 52
Figure I-37 : Structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur 56
Figure I-39 : Poursuite de la tension de sortie d'un convertisseur multicellulaire série commandé par la méthode de commande directe 63
Figure II-1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état 67
Figure II-2 : Filtres de dérivations permettant de générer e(x) 69
Figure II-3 : Phénomène de réticence 72
Figure II-4 : hacheur à trois cellules connecté à une charge R-L 75
Figure II-6 : Tension d'alimentation E et flottantes vc1 , vc2. 78
Figure II-7 : Zoom des tensions flottantes vc1et vc2. 78
Figure II-8 : Evolution des tensions flottantes vc1et, vc2. 79
Figure II-9 : Evolution du courant de charge Ich 79
Figure II-10 : Evolution de la tension de sortie Vs 80
Figure II-11 : Evolution des surfaces de glissement 81
Figure II-12 : Evolution des tensions flottantes vc1 et vc2 de premier bras. 82
Figure II-13 : Evolution de la tension de sortie Va de premier bras. 83
Figure II-14 : Evolution du courant de charge Ichde premier bras. 83
Figure II-15 : convergence en temps fini de l'algorithme Twisting 85
Figure II-16 : Structure de la commande Super Twisting 88
Figure II-17 : Evolution des tensions flottantes vc1 etvc2. 89
Figure II-18 : Evolution du courant de chargeIch 90
Figure II-19 : Evolution de la tension de sortie Vs 90

Figure II-20 : Evolution des surfaces de glissement. 91
Figure II-21 : Structure de la commande super twisting 92
Figure II-22 : Evolution des tensions flottantes Vc1 et Vc2 de premier bras. 93
Figure II-23 : Evolution de la tension de sortie Va de premier bras. 94
Figure II-24 : Evolution du courant de charge Ich de premier bras 94
Figure III-10 : Schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant 108
Figure III-11 : Schéma de commande avec observateur des tensions flottantes 109
Figure III-12 : estimation de la tension flottante Vc1 117
Figure III-13 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc1 117
Figure III-14 : estimation de Vc2 par l'observateur par mode glissant 118
Figure III-15 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc2 118
Figure III-16 : Erreurs d'observation pour l'observateur par mode glissant 118
Figure III-17 : Schéma de commande avec observateur des tensions par mode glissant d'ordre deux 120
Figure III-18 : estimation de Vc1 par l'observateur super Twisting 121
Figure III-19 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc1 121
Figure III-20 : estimation de Vc2 par l'observateur super Twisting 122
Figure III-21 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc2 122
Figure III-22 : Erreurs d'observation pour l'observateur par super Twisting 122
Figure IV-1 : Schéma de la carte de protection 126
Figure IV-2 : Circuit de la carte de commande 127
Figure IV-3 : photos de la carte de commande 127
Figure IV-4 : Brochage de Driver IR2111 128
Figure IV-5 : Allumeur (commande de base de l'IGBT) 129
Figure IV-6 : photo de l'allumeur 129
Figure IV-7 : Photo du circuit NMH1215D 129
Figure IV-8 : Brochage de HCPL3101 130
Figure IV-9 : photo de l'IGBT IRG4PF50 131
Figure IV-10 : photo de condensateur flottant. 131
Figure IV-11 : Mise en œuvre de la mesure 132
Figure IV-12 : photos globale du convertisseur multicellulaire série triphasé. 134
Figure IV-14 : Emplacement de la carte DSPACE DS1104 135
Figure IV-15 : Panneau de connexions CP1104 136
Figure IV-16 : photo de Panneau de connexions 136
Figure IV-17 : Panneau d'indicateurs LED CLP1104 137
Figure IV-18 : photo de Panneau d'indicateurs LED 137
Figure IV-19 : Développement d'une application temps réel sous MATLAB/SIMULINK/dSPACE. 139
Figure IV-20 : Bibliothèque RTI1104 représentant les outils d'acquisition de dSPACE DS1104 140
Figure V-1 : photo du banc expérimental d'un bras multicellulaire série 141
Figure V-2 : photos final du convertisseur multicellulaire série réalisé. 142
FigureV-3 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=0.2. 144
Figure V-4 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions Vc1 et Vc2 aux bornes des condensateurs pour λ=0.5. 145
FigureV-5 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=0.8. 146
FigureV-6 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=1/3. 147
FigureV-7 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=2/3. 148
Figure V-8 : La variation de la tension aux bornes des condensateurs V_{c1} et V_{c2} 149
Figure V-10 : moteur à courant continu utilisé avec le convertisseur 150
FigureV-9 : Relevée de la vitesse pour un moteur à courant continu. 151
FigureV-11 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs. 152
FigureV-12 : Evolution de la tension aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs. 153

Figure V-13 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs. 154
Figure V-14 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs. 156
Figure V-15 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs. 157

α	rapports cycliques
E	Tension alimentation
p	Nombre de cellules de convertisseur
s_i	signal de commande des interrupteurs
u_i	signal de commande des interrupteurs
v_{Ci}	Tensions flottantes aux bornes des condensateurs
tr_i	signaux triangulaires
f_{dec}	fréquence de découpage
f_{mod}	fréquence de la modulante
R	résistance de charge
L	inductance de la charge
C	capacités des sources flottantes
mod_i	Signaux modulantes
q_{i}	modes d'opération de convertisseur
$\boldsymbol{S(x)}$	surface de glissement
r	Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaitre la commande.
Λ	gains correctifs de l'observateur
$f(\hat{x},u)$	l'estimée de la fonction $f(x,u)$
$\hat{x}$	l'estimée du vecteur d'état x
$\tilde{y}$	vecteur relatif aux erreurs d'observation de la sortie
$\tilde{x}$	vecteur relatif aux erreurs d'observation d'état
$h_i(x)$	$i^{érne}$dérivées de Lie

1.
$$\begin{cases} \dot{x} = f(t,x,u) \\ s = s(t,x) \in \Re \\ u = u(t,x) \in \Re \end{cases}$$

- ✓ $x = [x_1, \dots \dots x_n]^T \in X$: représente le vecteur d'état, $X \subset \Re^n$, X est une variété différentielle ou un ouvert de $\Re^n$.
- ✓ u: représente la commande.
- ✓ f: est une fonction supposée suffisamment différentielle, mais connue de façon incertaine.
- ✓ t: est le temps.
- ✓ s: surface de glissement

2. La surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left[\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right]^{(r-1)} e(x)$$

- ✓ $e(x)$: L'écart de la variable à régler, $e(x) = X - X_{ref}$.
- ✓ λ: Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
- ✓ r: degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaitre la commande.

3. Considérons un système d'état non linéaire affine d'ordre n :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases}$$

Où $x \in \Re^n$ est le vecteur d'état et $y \in \Re^p$ est le vecteur de sortie mesuré du système. L'observateur à mode glissant d'un tel système est défini avec la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - \Lambda\Gamma_s$$

- ✓ $\hat{x} \in \Re^n$ représente l'estimé du vecteur d'état x

- ✓ u est le vecteur de commande
- ✓ $f(\hat{x}, u)$ est l'estimé 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

  $\Gamma_s = \left[sign(\tilde{y}_1), sign(\tilde{y}_2), \dots, sign(\tilde{y}_p)\right]^T$ avec $\tilde{y}_i = \hat{y}_i - y_i$ et $i = 1, \dots, p$.
- ✓ $\tilde{y} = \hat{y} - y$ le vecteur relatif aux erreurs d'observation de la sortie et $\tilde{x} = \hat{x} - x$ celui du vecteur d'état.

4. la fonction de Lyapunov définie positive : $\boldsymbol{V(s) = \frac{1}{2} s^T s}$

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électronique de puissance est devenue récemment, très présente dans l'industrie vu son très vaste champ d'application comme les alimentations réguliers, le filtrage actif ou le contrôle des machines électriques, Elle est actuellement une discipline fondamentale et extrêmement importante dans l'électrotechnique. Ce développement étincelant dû, notamment, aux grands progrès qu'ont connus les semi-conducteurs de puissance depuis la fin des années cinquante avec l'apparition du premier thyristor.

Dans les applications à haute puissance, on peut utiliser des structures permettant d'une part d'obtenir une haute tension de sortie, et d'autre part de pouvoir la faire varier. Pour cela, il est possible d'utiliser des structures composées uniquement de composants de faible tension en les plaçant en série, ainsi les contraintes de tension sont réparties équitablement sur plusieurs commutateurs. Les composants de faible tension présentent de meilleures performances et ils sont également plus simples à réaliser que ceux de haute tension. Il reste cependant difficilement maîtrisable à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamiques et statistiques.

Pour l'heure, les composants de l'électronique de puissance sont à base de silicium, leurs qualités dynamiques se détériorent avec l'élévation de leur contrainte en tension. La mise en série des interrupteurs et meilleur la mise en série des cellules de commutation offre donc la perspective prometteuse de l'utilisation de composants standards et adaptés à des commutations à fréquence élevé.

Le convertisseur multicellulaire est une proposition élégante et sure qui permet de profiter de composants basse tension. Par ailleurs, la multiplication des interrupteurs de commandes augmente des degrés de liberté, et, dans le cas d'un léger surdimensionnement, offre des possibilités de redondance synonymes d'une plus grande fiabilité.

L'apparition des convertisseurs multicellulaires séries, au début des années 90, apporte des solutions par la mise en série de cellules de commutations élémentaires. Cette topologie permet d'assurer la répartition des contraintes en tension sur les différents composants semi-conducteurs basses tensions connectés en série. Elle permet aussi, d'améliorer les formes d'ondes en sortie et notamment le contenu harmonique, par un déphasage adéquat des ordres de commande. La structure multicellulaire nécessite, toutefois, l'utilisation de capacités flottantes dont les tensions

aux bornes doivent être maîtrisées et maintenues à des niveaux bien définis afin de ne pas perdre ces avantages [BEN-01].

Afin de conserver un fonctionnement correct du convertisseur au cours du temps, sa commande doit assurer la régulation des tensions de condensateurs. Ainsi, la régulation permet d'une part de répartir équitablement les contraintes sur chaque interrupteur, et d'autre part de conserver les mêmes caractéristiques de point de vue des niveaux de tension de sortie.

Cette régulation est assurée par une commande convenable. Il existe une commande en boucle ouverte très simple permettant d'assurer la stabilité de ce convertisseur. Elle est connue sous le nom de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions). Cette commande permet l'équilibrage naturel des tensions aux bornes des condensateurs. Il apparaît cependant que pour certains points de fonctionnement, la commande MLI ne permet plus d'assurer la régulation des tensions condensateurs, ce qui peut conduire à la destruction du convertisseur. Pour pouvoir fonctionner quel que soit le point de fonctionnement, il est absolument nécessaire de développer de nouvelles commandes en boucle fermée. L'utilisation de commandes en boucle fermée prend en compte l'évolution des tensions condensateurs et permet de respecter la condition de maîtriser et maintenir ses tensions à des niveaux bien définis.

D'autre part, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. Ainsi que le convertisseur multicellulaire peut être classé dans les systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Dans cet objectif, plusieurs outils sont proposés dans la littérature, dont on cite la commande à structure variable (CSV) et la logique floue.

Plusieurs travaux ont été réalisés sur les convertisseurs multicellulaires, on peut citer :

Guillaume Gateau, 1997 [GAT-97] a utilisé la méthode de linéarisation exacte entrées/sorties. Cette méthode lui permet par une transformation algébrique de découpler le fonctionnement de chaque variable d'état les unes par rapport aux autres. Cette structure lui a permis notamment de mettre en évidence deux problèmes essentiels liés à la commande des convertisseurs multicellulaires série : la saturation des commandes et la commandabilité des tensions flottantes au voisinage d'un courant de charge nul. Le même auteur a étudié une loi de commande floue, il a construit pour chaque variable d'état un contrôleur flou de type classique pour le courant et de type proportionnel non linéaire pour les tensions. Cette approche heuristique

l'a conduit à l'écriture de bases de règles très simples permettant la régulation de chaque variable d'état. L'avantage certain de ce type d'approche est la facilité et la rapidité de développement de la procédure de régulation. Deux désavantages sont néanmoins à citer pour cette procédure. Le premier provient du fait que chacune des boucles a été conçue de façon indépendante des autres variables d'état. Autrement dit, les interactions entre les variables d'état n'ont pas été prises en compte. Le second se situe au niveau de l'implémentation de la procédure de régulation. Le codage de l'algorithme nécessite beaucoup d'optimisation afin de réduire son temps d'exécution.

Olivier Tachon, 1998 [TAC-98] a proposé deux lois de commande pour le convertisseur multicellulaire série. La première loi de commande de type proportionnel permet de contrôler les tensions des condensateurs aussi bien en fonctionnement hacheur qu'en fonctionnement onduleur. La seconde loi de commande met en oeuvre une commande non interactive qui permet de minimiser les interactions entre les tensions des condensateurs et le courant de charge, et d'imposer les dynamiques sur les grandeurs électriques.

Dominique Pinon, 2000 [PIN-00] a proposé trois techniques de commande. Dans la première technique de commande il a utilisé la méthode de linéarisation par bouclage statique, tandis que dans la deuxième et la troisième technique, il a exploité respectivement la théorie de la commande par mode de glissement en imposant une fréquence de commutation fixe.

Martin Aimé, 2003 [AIM-03] a présenté une nouvelle stratégie de commande inspirée de la commande du courant crête à fréquence de découpage fixe, et adaptée à un convertisseur multiniveau. Cette commande permet de contrôler le courant de sortie du convertisseur grâce à un système de double rampe de référence et un algorithme qui détermine en temps réel l'évolution du niveau de tension souhaité en sortie. Cette commande ne nécessite pas de capteur de tension aux bornes de la charge. Seul le courant dans l'inductance doit être mesuré, ainsi que les tensions flottantes, dans le cas d'un convertisseur multicellulaire. Par contre, la tension aux bornes de la charge ne doit pas subir de discontinuité, et elle ne doit pas varier de manière trop importante pendant chaque période de découpage. Cette condition est importante, afin de garantir que le courant dans l'inductance de sortie reste bien contrôlable, et varie de manière quasi linéaire par morceaux.

Olivier Bethoux, 2005 [BET-05] a montré comment élaborer un contrôle permettant d'assurer les meilleures dynamiques tout en préservant des régimes permanents optimaux. En particulier, le contrôle rapproché de convertisseurs à nombre pair de cellules est établi avec succès. La boucle de premier niveau est utilisée directement par des algorithmes contrôlant des processus par modes glissants. Ensuite la défaillance d'une cellule est envisagée dans ces travaux.

De ces différentes techniques de commande, mon intervention porte sur l'élaboration de nouvelle stratégie de commande et d'observation par mode de glissement pour reconstituer les tensions flottantes dans un convertisseur multicellulaire afin d'améliorer les performances de commande. On note que les tensions évoluent rapidement vers l'état d'équilibre quel que soit les changements subit par les paramètres de convertisseur.

La commande par mode de glissement fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c'est-à-dire des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes [SLO-91] [BAR-00].

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre les trajectoires du système à atteindre une surface donnée, surface de glissement, pour ensuite y rester.

Toutefois, la commande par mode de glissement induit en pratique des commutations à haute fréquence connue sous le nom de chattering. Ces commutations peuvent exciter des dynamiques non désirées qui risquent de déstabiliser, détériorer voire même de détruire le système étudié.

Il existe différentes méthodes pour diminuer ce phénomène dont l'une consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement (fonction saturation ou fonction sigmoïde). Une autre méthode consiste à utiliser les modes glissants d'ordre supérieur [BAR-00], [FRI-02], [BUH-91], [LEV-93], dont le principe est de rejeter les discontinuités au niveau des dérivées supérieures de l'entrée du système.

Mais la commande par mode glissant nécessite un recours à des capteurs de tensions flottantes dont le nombre augmente avec le nombre de cellules.

Par ailleurs, l'un des premiers succès incontestables de l'automatique a été de proposer des observateurs d'état, permettant ainsi de réduire le coût et l'encombrement (capteurs de tensions) de l'installation industrielle. L'observateur est donc un système dynamique qui permet d'estimer l'état à partir d'un nombre minimal de mesures et de la connaissance d'entrées du système.

Dans le cas linéaire, le problème de synthèse d'observateurs est bien maitrisé. Les solutions apportées telles que l'observateur de Luenberger ou le filtre de Kalman permettent de répondre à toutes les situations [BAR-07]. Cependant, le problème d'estimation d'état des systèmes non linéaires reste sans méthode prédéfinie dans un grand nombre de cas et cela, malgré les nombreuses méthodes proposées dans ce sens.

Une des classes les plus connues des observateurs robustes est celle des observateurs à mode glissant, ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variable. Ces derniers ont de bonnes propriétés de robustesse vis-à-vis des erreurs paramétriques et des perturbations bornées [SLO-86].

Elle entre dans la commande non linéaire, 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. Cependant le modèle hybride nous a permis de résoudre d'une manière simple le problème d'observabilité du système.

La partie expérimentale, des différents tests, a été assurer par la réalisation d'un banc d'essai d'un convertisseur multicellulaire série à base des transistors IGBT dont les différentes étages (drivers, allumeurs, temps mort, inverseur de sens de signal…) y composant les capacités flottantes qui sépare les cellules entre eux ; commandé par une carte Dspace 1104, et les mesures de courant et de tension sont assurer par les capteurs LEM.

L'objectif de ce mémoire est la présentation de quelques lois de commande assurant le contrôle des tensions condensateurs et du courant de charge. nous développerons également, par la suite, des observateurs d'états qui ont pour but de poursuivre l'état à chaque instant des condensateurs flottants de convertisseur et l'utilisation d'un minimum de capteurs de tensions et de courants.

La thèse est structurée comme suit :

Dans un premier temps, nous présenterons les différents types des convertisseurs multi niveaux les plus connue, puis une étude approfondie sur les convertisseurs multicellulaire série sera donnée. --

Dans la deuxième partie, on introduit les notions fondamentales des commandes par modes glissants d'ordre un et d'ordre supérieure, et l'application au convertisseur multicellulaire série dans différentes topologies en hacheur et en onduleur.

La troisième partie expose la théorie des observateurs et de la commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieur. L'association de ces deux théories a permis d'avoir de bonnes performances avec une réponse dynamique rapide et la supervision des condensateurs flottantes.

Dans la quatrième partie, la réalisation d'un banc d'essai avec ses différentes parties prendre la majorité de ce chapitre, sans oublier le fonctionnement de la carte Dspace 1104 qui sera le cerveau de la commande de convertisseur.

Et enfin, la dernière partie, est consacrée aux résultats expérimentaux de quelques commandes étudiées.

Chapitre I

LES CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX ET MULTICELLULAIRES :(MODÉLISATION ET SIMULATION)

I-1. Introduction :

Au début des années 90, une nouvelle structure de convertisseurs multi niveaux a été inventée [MEY-92] [GAT-97]. 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 I-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 courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique : c'est le courant de la charge. 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) [KHE-09] [GUI-97]. D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée [GAT-97].

I-2. Structures de conversion d'énergie multi niveaux :

Les structures de conversion d'énergie multi niveaux 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 multi niveaux : le convertisseur clampé par le neutre, le convertisseur multicellulaire série. Au niveau de ce paragraphe, les semi-conducteurs de puissance sont supposés parfaits (i.e. aucune perte n'est considérée en conduction et en commutation), ainsi que les sources de tension et de courant.

I-2.1. Convertisseur Clampé par le Neutre (NPC) :

Le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) 3 niveaux est apparu au début des années 1980 [BRE-80] (**Figure I-1**).

La répartition de la tension d'entrée sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à un point milieu C. Ces deux diodes imposent un potentiel à E/2 aux points A et B.

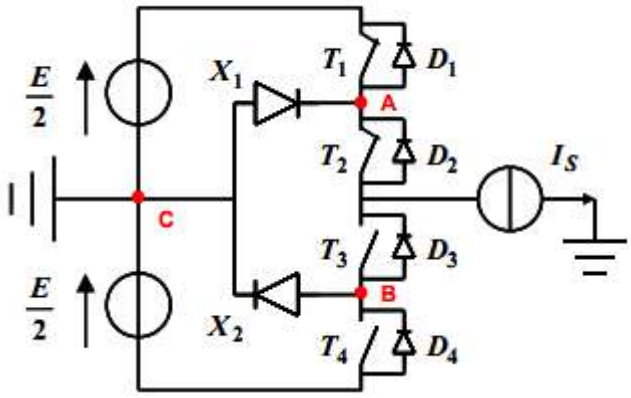


Figure I-1 : Onduleur NPC 3 niveaux

Les trois niveaux de tension possibles en sortie ($-E/2, 0$ et $E/2$) sont obtenus en fonction du choix des interrupteurs rendus passants.

La **Figure I-2** illustre les configurations possibles du convertisseur en fonction du signe du courant et de la tension de sortie. T_1 et T_3 (respectivement T_2 et T_4) sont commandés de manière complémentaire. Durant la moitié de la période de modulation T_{mod}, l'état de deux interrupteurs sur 4 est toujours figé :

- Pendant l'alternance positive de la référence, T_2 est toujours passant et T_4 toujours bloqué. Si T_1 est amorcé, alors T_3 est OFF et la tension de sortie est fixée à E/*2* (cas A) ; au contraire si T_3 est ON, alors T_1 est OFF, et la tension de sortie est égale à *0 V* (cas C).
- De manière analogue, pendant l'alternance négative de la référence, T_1 est toujours bloqué et T_3 toujours passant. Si T_4 est amorcé, alors T_2 est OFF et la tension de sortie est fixée à $-E/2$ (cas B) ; à l'inverse si T_2 est ON, alors T_4 est OFF, et la tension de sortie est égale à *0 V* (cas C).
- Le signe du courant de charge indique si celui-ci circule à travers une diode ou un transistor.

L'une des particularités de cette topologie est que les semi-conducteurs externes, T_1 et T_4, ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation. Les diodes X_1et X_2 n'interviennent pas pour les phases de fonctionnement A et B. En revanche, l'une d'entre elles est passante dans le cas C et permet de fixer le potentiel du point A ou du point B à 0 V. Le signe du courant de charge indique quelle diode est rendue passante : si $I_s > 0$, X_1 est amorcée et X_2 est bloquée ; la configuration est inversée pour $I_s < 0$.

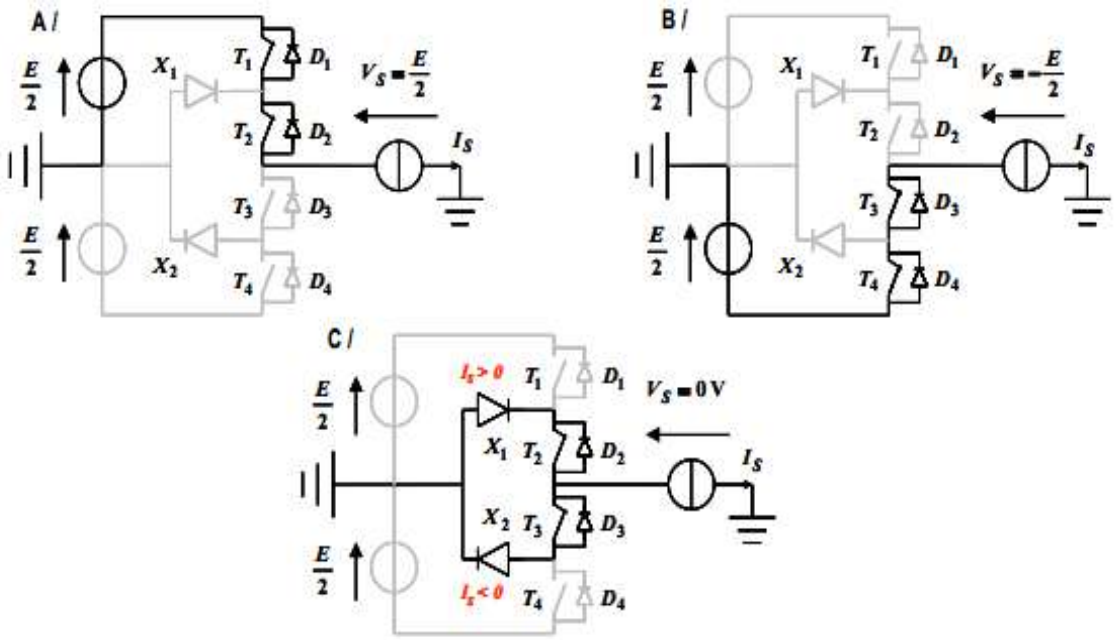


Figure I-2 : Configurations possibles du convertisseur NPC.

Le **tableau I-1** résume le fonctionnement de l'onduleur NPC 3 niveaux en fonction du sens de circulation du courant de charge.

Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

Tableau I-1 : Phases de fonctionnement de l'onduleur NPC 3 niveaux

Sens de courant	**Le courant circule à travers**	**Tension découpée**
Is>0	T_1,T_2	**E/2**
	X_1,T_2	**0**
	D_4,D_3	**-E/2**
Is<0	T_3,T_4	**-E/2**
	T_3,X_2	**0**
	D_2,D_1	**E/2**

Applications:

Le convertisseur NPC permet d'obtenir des performances statiques et dynamiques très intéressantes par rapport à une structure à deux niveaux et ses applications sont diverses de nos jours : entraînement moyenne tension pour l'industrie, appareillages pour la marine, activité minière et traction. Le NPC apparaît également prometteur dans le domaine de l'énergie éolienne, ainsi que pour les applications à basse tension [TEI-03]. Cependant, l'utilisation d'un pont diviseur capacitif fait apparaître des problèmes d'équilibrage du point milieu [CEL-00]. Le potentiel de celui-ci peut onduler avec une amplitude importante, voir diverger dans certains cas. De nombreuses solutions ont été étudiées et ont permis d'apporter des réponses à ce problème soit par utilisation de commandes actives [BRU2-05] soit par introduction de circuits annexes assurant une stabilité du potentiel du point milieu. Ces solutions, très performantes, sont également très pénalisantes en termes de complexité et de coût global du convertisseur et condamnent, dans la plupart des cas, l'utilisation de la topologie NPC pour un nombre de niveaux supérieur à trois (**Figure I-3** – onduleur NPC N niveaux).

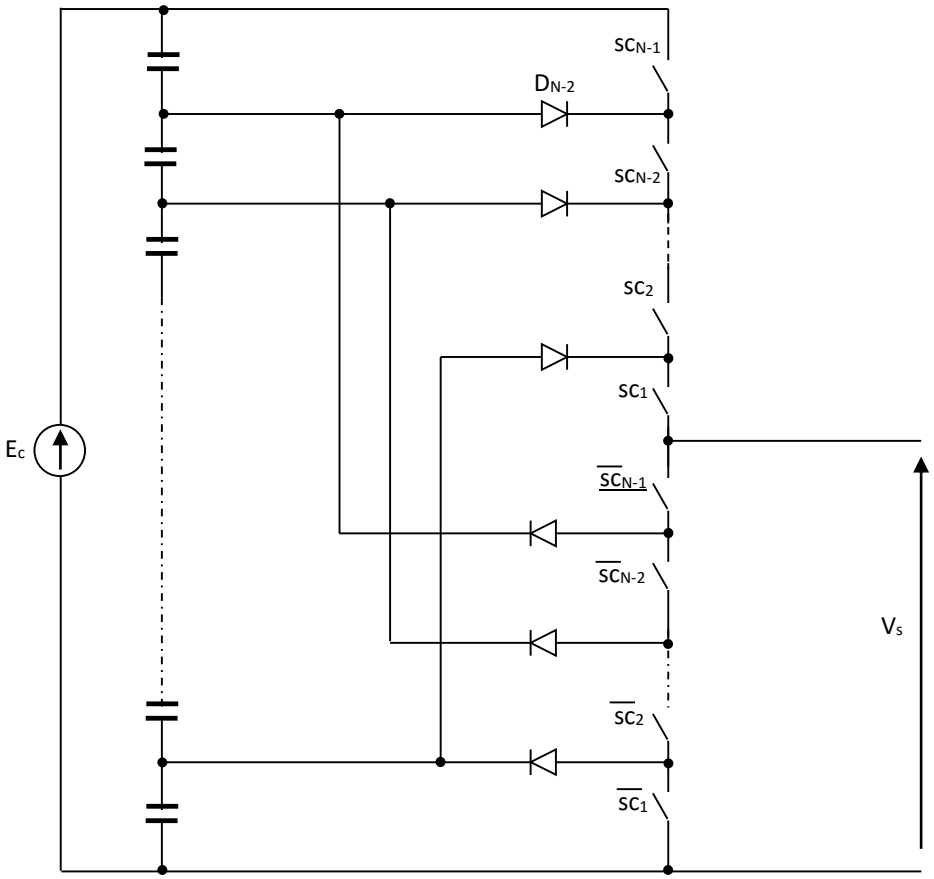


Figure I.3 : Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux

I-2.2. Convertisseur multicellulaire série :

Le convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Thierry A. Meynard et Henri Foch [MEY-92].

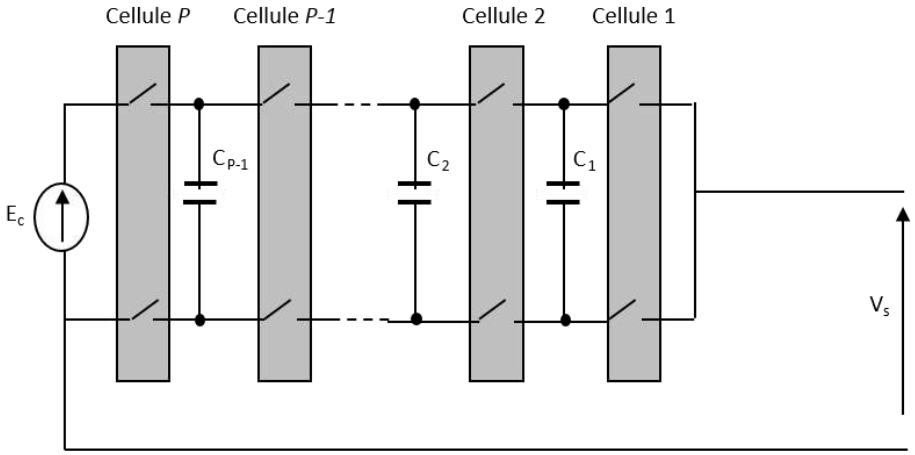


Figure I-4: Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux

La structure multicellulaire 3 niveaux est composée de 2 cellules, contenant chacune deux interrupteurs, et connectées entre elles par un condensateur flottant (**Figure I-5**). Il est important de constater que les interrupteurs T_1 et T_4, ou T_2 et T_3, ne doivent jamais être passants en même temps pour ne pas court-circuiter les sources de tension. Ainsi, les interrupteurs T_1 et T_4 (respectivement T_2 et T_3) sont commandés de manière complémentaire. Ces couples d'interrupteurs forment donc des cellules de commutation.

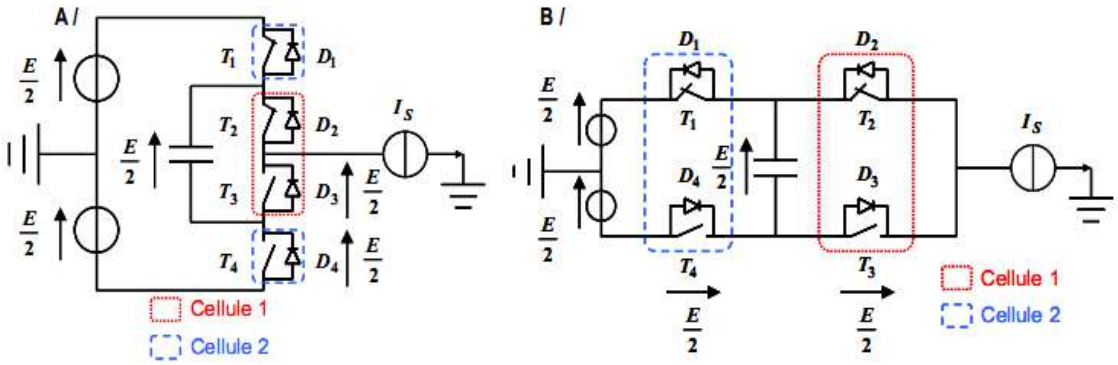


Figure I-5 : Convertisseur Multicellulaire Série (a) représentation 1, (b) représentation 2

Les tensions appliquées aux cellules de commutation sont imposées par les sources de tension flottantes ; ces dernières sont, dans le cas de la **Figure I-5**, égales à $^{E}/_{2}$ quel que soit l'état des interrupteurs. La contrainte en tension aux bornes des interrupteurs bloqués ne dépasse donc pas cette valeur. Les cellules de commutation sont indépendantes les unes par rapport aux autres et les semi-conducteurs découpent pendant l'intégralité de la période de modulation.

Il existe quatre configurations possibles pour un convertisseur multicellulaire 3 niveaux, configurations présentées par la **Figure I-6**. Cette structure permet d'obtenir trois niveaux de tension en sortie : *0* et $\pm {}^{E}/_{2}$. Le niveau de tension intermédiaire *(0 V)* peut être généré de deux manières différentes (cas C et D), ce qui implique un transit d'énergie en fonction du sens de circulation du courant de charge. Cette particularité permet de contrôler la tension aux bornes du condensateur flottant.

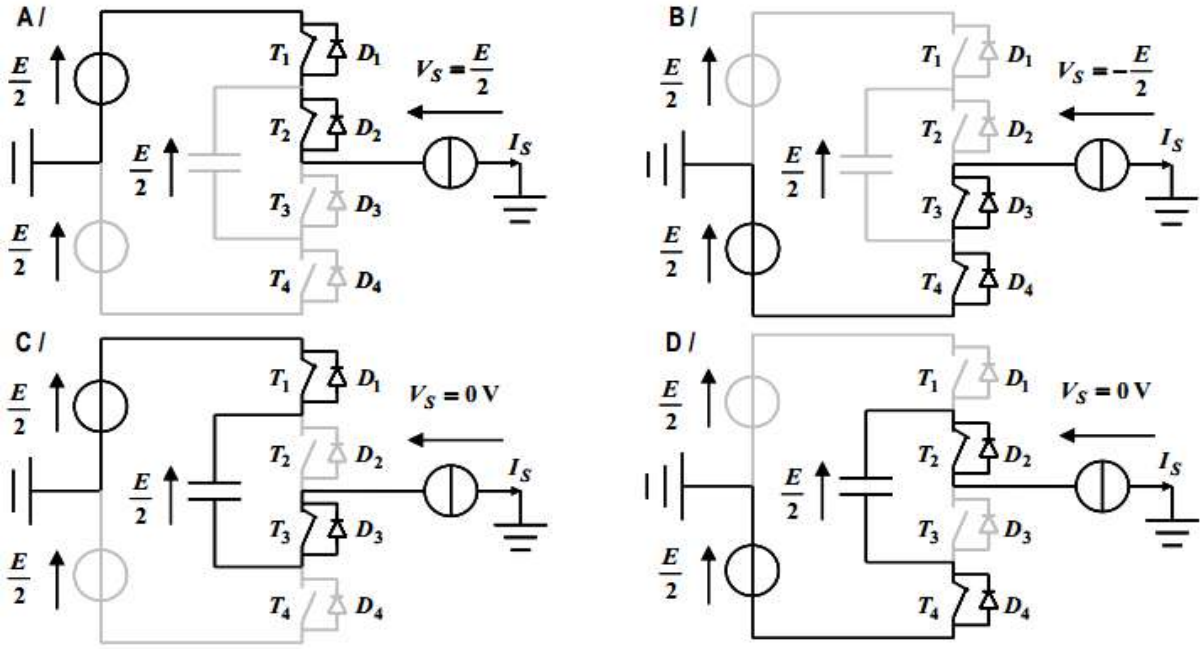


Figure I-6 : quatre configurations pour un convertisseur multicellulaire 3 niveaux

I-2.3. Convertisseurs avec des sources de tensions indépendantes

Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs onduleurs monophasés avec des sources de tension isolées et indépendantes. Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tensions. Les sources de tensions peuvent être assuré par des batteries, des cellules de combustible, des panneaux solaires ou par des condensateurs dont la charge sera obtenue d'une tension alternative redressée. Sur la **Figure I-7** on présente un bras d'onduleur monophasé représentatif de cette topologie.

Chaque onduleur mis en cascade est alimenté par une source de tension indépendante. A la sortie de chaque onduleur on peut avoir trois niveaux différent de tension, $+V_{dc}, 0\ et\ -V_{dc}$, en connectant à la sortie la source de V_{dc} à l'aide de différentes configuration des S_i .

Les sorties des onduleurs individuels sont connectées en série de sorte que la forme d'onde en sortie du bras est égale à la somme des tensions de chaque onduleur individuel.

Cette structure présente la flexibilité de pouvoir ajouter des niveaux de tensions de manière facile, d'autre part, les éléments de définition des potentiels (diodes et condensateurs) ne sont pas nécessaires.

Du côté des contraintes il faut remarquer qu'une source de tension indépendante est nécessaire pour chaque pont, ce qui limite l'application de ce type de structure. Elle peut être

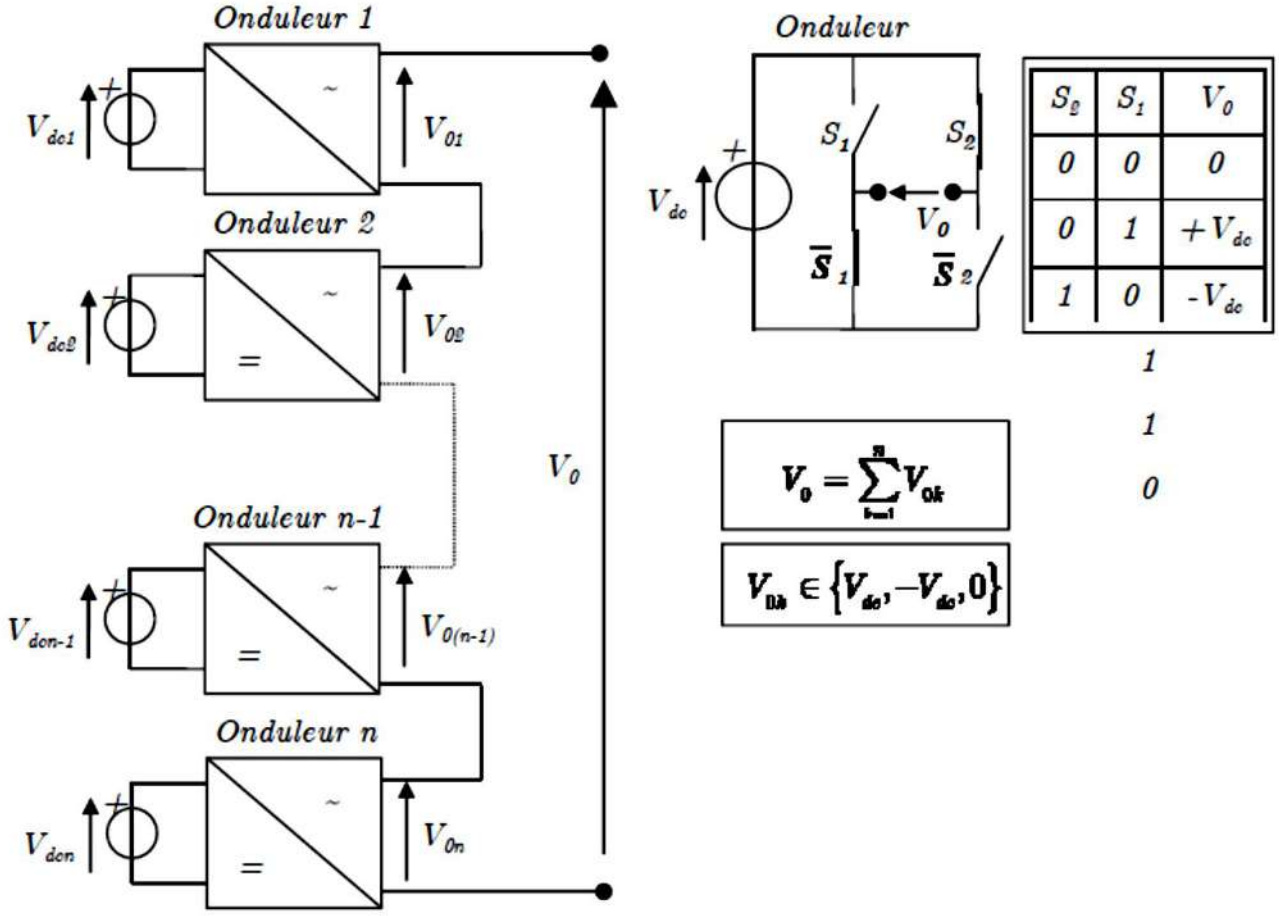


Figure I-7 : Bras de convertisseur multiniveaux monophasé avec sources de tensions indépendantes

intéressante pour des applications comme la compensation statique ou le filtrage actif. Aussi on pourrait l'utiliser pour les applications automobiles où la présence des batteries peut être favorable.

Egalement, en présence de sources d'énergies renouvelables cette structure pourrait être intéressante.

En résumé, les caractéristiques de cette structure sont :

a) Parmi les différentes structures multiniveaux, celle-ci utilise le moindre nombre de composants pour le même nombre de niveaux.

b) Expansion facile du nombre de niveaux.

c) Plus facile à commander.

d) Adapté pour des applications où plusieurs sources de tensions sont disponibles.

I-3. Principe de base d'un convertisseur multicellulaire série

Afin d'étudier le fonctionnement du convertisseur et l'effet des décalages des ordres de commande sur les formes d'ondes en sortie nous considérons l'hacheur à deux cellules présenté sur la **Figure I-8** puis nous généraliserons à p cellules. Dans cette structure, la cellule 1 est celle qui est connectée à la charge.

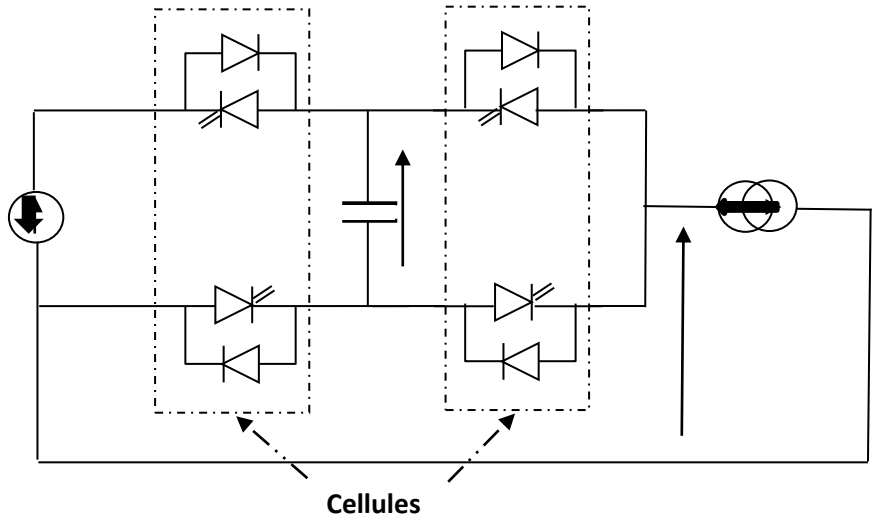


Figure I-8 : Hacheur dévolteur à *2* cellules

Pour simplifier l'étude on suppose que le condensateur est chargé et restera chargé à sa valeur d'équilibre $E/2$. La **Figure I-9** montre qu'il existe 4 configurations différentes selon les commandes des interrupteurs. Les configurations b et c, permettent d'avoir un niveau de tension supplémentaire de $E/2$par rapport à une structure classique.

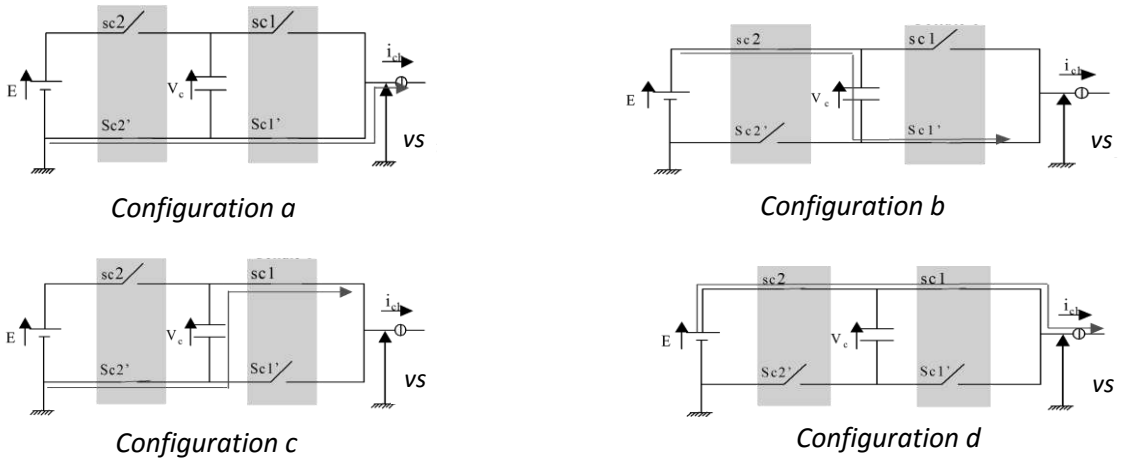
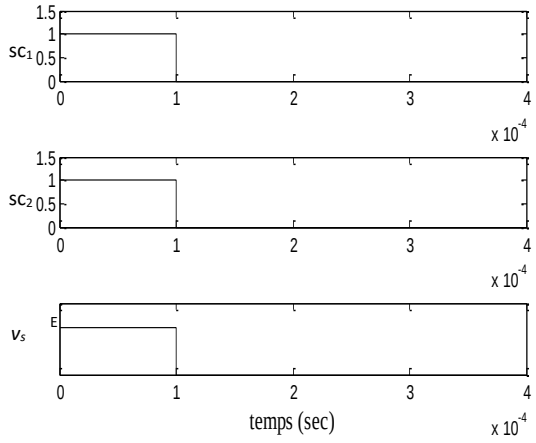
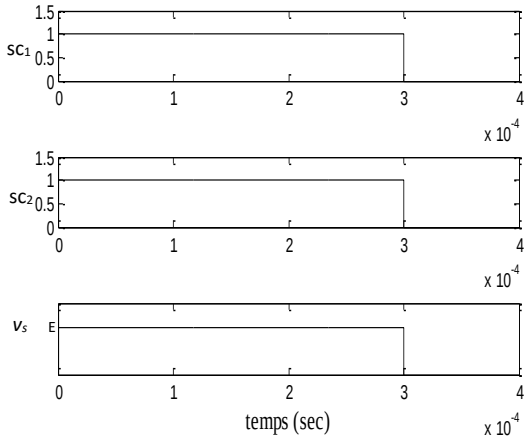


Figure I-9 : Les configurations possibles d'un hacheur dévolteur à *2* cellules

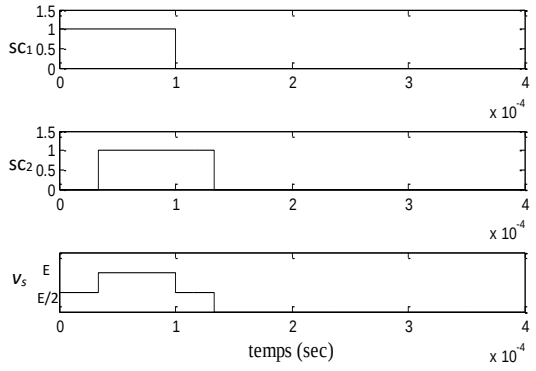
Dans la **Figure I-10**, j'ai présenté les séquences de commande des deux cellules sc_1 et sc_2 et la tension de sortie v_s obtenue pour les différents rapports cycliques α et différents déphasages δ entre les commandes des cellules sur une période de découpage.



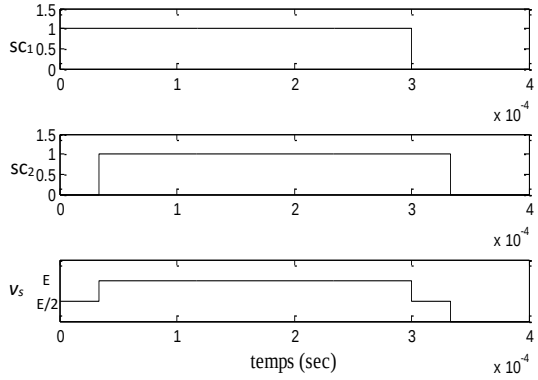
a)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.25$ et $\delta = 0$



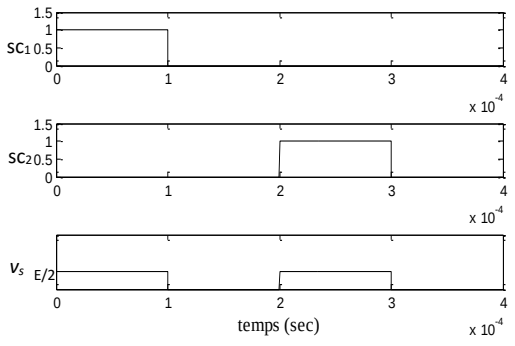
b)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.75$ et $\delta = 0$



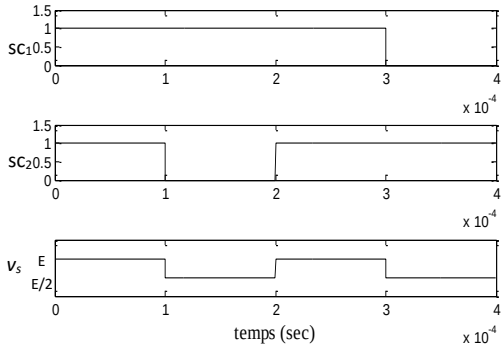
c)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.25$ et $\delta = {}^{\pi}/_{6}$



d)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.75$ et $\delta = {}^{\pi}/_{6}$



e)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.25$ et $\delta = \pi$



f)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.75$ et $\delta = \pi$

Figure I-10 : Séquences de commande et la tension de sortie pour différents rapports cycliques et différents déphasages entre les commandes des cellules

On remarque que pour un déphasage nul entre les signaux de commande et quelques soit le rapport cyclique, la tension de sortie oscille entre O et E. Ce type de fonctionnement est donc similaire en termes de formes d'onde, en cas d'un hacheur avec un seul interrupteur.

Lorsque l'on déphase légèrement les signaux de commande ($\pi/6$ dans notre exemple), on fait alors apparaître, quel que soit le rapport cyclique appliqué sur les cellules, les trois niveaux de tension ($O, E/2, E$). L'amplitude maximum des variations est donc toujours égale à E.

On remarque que pour un déphasage entre les signaux de commande de π, la tension vue par la charge oscille entre 0 et $E/2$ quand $\alpha = 0.25$ et entre $E/2$ et E quand $\alpha = 0.75$. Ceci démontre la possibilité de fonctionner en multi niveaux. Un autre résultat très intéressant obtenu avec ce déphasage est que la fréquence apparente vue par la charge est le double de la fréquence de découpage des interrupteurs. On remarque également que l'amplitude de variation de la tension de sortie est divisée par deux.

De plus, les variations de déphasage n'influencent pas la valeur moyenne de la tension de sortie qui dépend uniquement de la tension d'alimentation et de la valeur du rapport cyclique commun à toutes les cellules.

Nous pouvons donc en tirer les propriétés suivantes en généralisant à p cellules de commutations [GAT-97] :

Propriété 1 : *Pour un convertisseur multicellulaire série à p cellules de type hacheur, si on impose des rapports cycliques égaux et des déphasages réguliers de* $\frac{2\pi}{p}$ *entre les signaux de commande des cellules alors l'ondulation de la tension de sortie est divisée par* p.

Propriété 2 : *Pour un convertisseur multicellulaire série à p cellules de type hacheur, si on impose des déphasages réguliers de* $\frac{2\pi}{p}$ *entre les signaux de commande des cellules et si le rapport cyclique*α *est compris entre* $\frac{(i-1)}{p}$ *et* $\frac{i}{p}$ *avec* $i \in [1,2,\dots,p]$ *alors la tension de sortie prendra les valeurs* $\frac{(i-1)E}{p}$ *et* $\frac{iE}{p}$ *sur une période de hachage.*

Propriété 3 : *Pour un convertisseur à p cellules de type hacheur, si on impose des rapports cycliques égaux et des déphasages réguliers de* $\frac{2\pi}{p}$ *entre les signaux de commande des cellules alors la fréquence de commutation apparente de la tension de sortie est multipliée par* p.

Propriété 4 : *Dans le cas où le rapport cyclique est égale à* $\frac{k}{p}$ *avec* $k \in [1,2,\dots,p-1]$, *la tension de sortie n'est plus découpée car quand une des cellules de commutation passe à l'état haut, une autre passe à l'état bas en même temps. Ceci implique une tension de sortie du bras égale à* $k\frac{E}{p}$

On peut généraliser la méthode précédente pour exprimer les grandeurs principales d'une association de p cellules de commutation. Sur le tableau (**Tableau I-2**) on trouve les grandeurs principales pour l'association de p cellules de commutation.

Tableau I-2 : les grandeurs principales de p cellules de commutation

Nombre de cellules associées	$\boldsymbol{p}$
Nombre d'états possible	$2p$
Nombre de niveaux de tension en sortie	$p+1$
Valeur de la tension principale d'alimentation	E
Valeur de la source de tension de la cellule	$E_i = \frac{i}{p}E$

$$E_i = \frac{i}{p}E \qquad \text{(I.1)}$$

D'autre part, une fonction de commutation peut être définie afin de connaître la tension de sortie et la tension tenue par chaque interrupteur lors des différents états de l'ensemble de cellules.

La fonction de commutation est définie par une variable binaire, appelées signal de commande s_i qui représente l'état de $i^{ème}$cellule de commutation :

$$s_i \in 0{,}1 \qquad \text{(I.2)}$$

Ayant cette variable, on peut déterminer les différentes tensions présentes dans chaque état de l'association multi niveaux. On a les expressions suivantes :

Tension de sortie :

$$V_s = \sum_{i=1}^{p} (E_i - E_{i-1}).s_i \qquad \text{(I.3)}$$

Avec :$E_0 = 0\,, E_P = E$

Tension des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{s_i} = (E_i - E_{i-1}).s_i & (a) \\ v_{\overline{s_i}} = (E_i - E_{i-1}).\overline{s_i} & (b) \end{cases} \qquad \text{(I.4)}$$

Les courants débités par les sources de tension sont :

$$i_{Ei} = (s_i - s_{i+1}).\, i_{ch} \tag{I.5}$$

Etant donné la relation entre les différentes sources de tension (I.1)), les expressions des tensions citées ci-dessus peuvent être simplifiées :

$$\begin{cases} v_{s_i} = \dfrac{E}{p}.\,\overline{s_i} \\ v_{\overline{s_i}} = \dfrac{E}{p}.\,s_i \end{cases} \tag{I.6}$$

En résumé, l'association de cellules de commutation pour aboutir à une structure multi niveaux obéi à la définition des grandeurs établis sur le **Tableau I-2** ainsi qu'aux relations (I.1) et (I.6).

Nous considérerons toujours des rapports cycliques égaux appliqués sur les différentes cellules.

La tension obtenue aux bornes d'un bras est donnée par la relation suivante :

$$V_s = \sum_{i=1}^{p} (E_i - E_{i-1}).\, s_i = \frac{E}{p} \sum_{i=1}^{p} s_i \tag{I.7}$$

Afin d'étudier en détail les formes d'ondes obtenues, nous allons tout d'abord travailler avec un convertisseur à p cellules puis spécifier l'étude à un convertisseur a 3 cellules.

I-4. Modélisation et simulation des convertisseurs multicellulaires séries

L'aspect modélisation dans l'étude d'une commande de convertisseur statique revêt un intérêt tout particulier. En effet, un convertisseur statique (multicellulaire ou non) possède des variables continues (généralement courant et/ou tension) mais aussi des variables discontinues (états des interrupteurs).

Dans ce paragraphe, deux modèles du convertisseur multicellulaire série seront présentés [TAC-98] :

Le modèle aux valeurs instantanées : qui 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.

Le modèle hybride : qui prend en compte des variables continues (tensions, courants), et des variables discontinues (états des interrupteurs), ce qui le classe dans la catégorie des systèmes hybrides.

I-4.1. Modèle aux valeurs instantanées

Le modèle que nous présentons dans un premier temps permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs d'états régissant le fonctionnement des convertisseurs multicellulaires série tout en prenant en compte les commutations des interrupteurs. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage.

Le modèle aux valeurs instantanées nous permettra de mettre en évidence le phénomène d'équilibrage naturel des tensions condensateurs.

La présence des $p$cellules ayant chacune deux états possibles (interrupteurs s_i et$\acute{s}_i$étant à tout instant dans des états complémentaires) implique que le convertisseur peut avoir 2^p configurations possibles. Le signal de commande associé à l'interrupteur $s_i$sera à l'état *1* si l'interrupteur est passant ou à l'état *0* si l'interrupteur s_i est bloqué. Ces 2^p configurations peuvent être rassemblées dans un système d'équations différentielles représentant l'évolution des tensions v_{C_i} et du courant de charge i_{ch}.

Les hypothèses retenues pour la mise en œuvre du modèle aux valeurs instantanées d'un convertisseur multicellulaire série sont :

Les interrupteurs sont idéaux (tension de saturation, courant de fuite, temps morts et temps de commutation nuls),

Les interrupteurs d'une même cellule de commutation fonctionnent de façon complémentaire,

La tension d'alimentation E est constante.

I-4.1.1. Fonctionnement en hacheur :

a. Formulation générale :

Le modèle exact ou instantané 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 [TAC-98]. Ce modèle est utilisé pour valider en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen.

La **Figure I-11** présente un convertisseur multicellulaire série fonctionnant en hacheur dévolteur associé à une charge *R-L*. Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation. Chaque cellule est formée d'une paire d'interrupteur (s_i, s_i') dont l'état est complémentaire. L'ensemble des cellules constitue un bras. On remarque qu'entre chacune des cellules est inséré un condensateur flottant.

La mise en équation de cette structure met en œuvre $(p-1)$ équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des $(p-1)$ condensateurs flottants et une équation liée au courant de la charge.

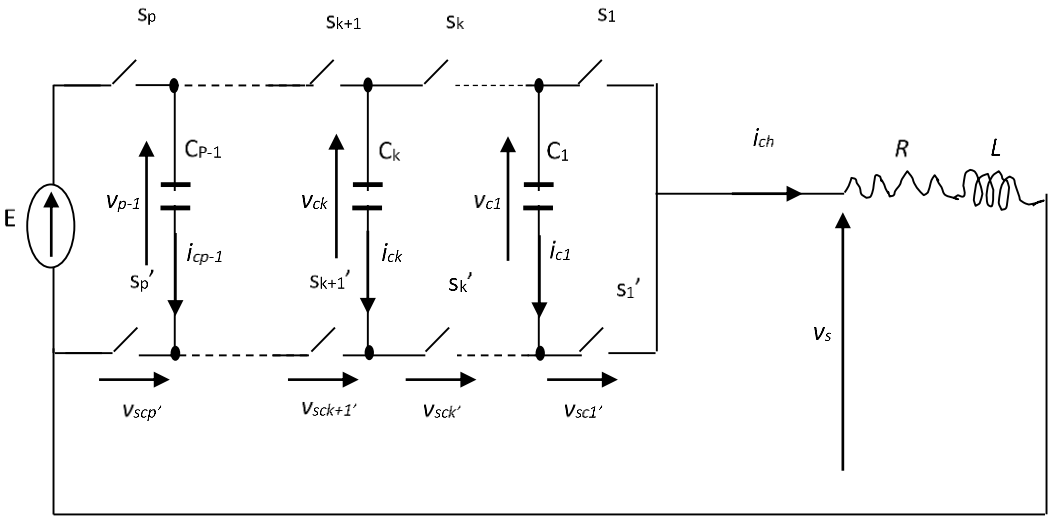


Figure I-11 : Hacheur dévolteur à p cellules associé à une charge *R-L*

Pour établir le modèle instantané de notre convertisseur, on prend deux cellules $(s_k - s_k' \; et \; s_{k+1} - s_{k+1}')$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 de courant de charge i_{ch}.

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

$$i_{ck} = (s_{k+1} - s_k) i_{ch} \tag{I.8}$$

La tension aux bornes du condensateur C_K est liée au courant i_{ck} par :

$$i_{ck} = C_K \frac{dv_{ck}}{dt} \tag{I.9}$$

Donc, il vient:

$$\frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{(s_{k+1} - s_k)}{C_K} i_{ck} \tag{I.10}$$

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 «$s_i{}'$». Ces tensions sont définies par:

$$v_{sck'} = (v_{C_i} - v_{C_{i-1}}) s_k \tag{I.11}$$

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

$$v_s = \sum_{k-1}^{p} v_{sck} = \sum_{k-1}^{p} (v_{C_i} - v_{C_{i-1}}) s_k \tag{I.12}$$

Avec $v_{C_0} = 0$ et $v_{C_p} = E$

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

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{v_s}{L} - \frac{R}{L} i_{ch} \tag{I.13}$$

Par substitution de l'équation (I.13) dans l'équation (I.12), nous trouvons :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(s_1 - s_2)}{L} v_{C_1} + \frac{(s_2 - s_3)}{L} v_{C_2} + \cdots + \frac{(s_{p-1} - s_p)}{L} v_{C_{p-1}} + \frac{s_p}{L} E - \frac{R}{L} i_{ch} \qquad \text{(I.14)}$$

Le modèle instantané représentant un bras multicellulaire série à p cellules fonctionnant en hacheur associée à une charge *R-L* est regroupé dans le système d'équation (I.15)suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_{c1} = \frac{(s_2 - s_1)}{C_1} i_{ch} \\ \frac{d}{dt} v_{c2} = \frac{(s_3 - s_2)}{C_2} i_{ch} \\ \quad \vdots \\ \frac{d}{dt} v_{cp-1} = \frac{(s_p - s_{p-1})}{C_{p-1}} i_{ch} \\ \frac{d}{dt} i_{ch} = \frac{(s_1 - s_2)}{L_{ch}} v_{c1} + \frac{(s_2 - s_3)}{L_{ch}} v_{c2} + \cdots + \frac{(s_{p-1} - s_p)}{L_{ch}} v_{cp-1} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} + \frac{s_p}{L_{ch}} E \end{cases} \qquad \text{(I.15)}$$

Avec :

$$s_2 - s_1 = \delta_1 \quad , s_3 - s_2 = \delta_2 \, , \ldots\ldots, \; s_p - s_{p-1} = \delta_{p-1}$$

$$\frac{1}{C_1} = a_1 \, , \frac{1}{C_2} = a_2 \, , \ldots\ldots , \frac{1}{C_{P-1}} = a_{P-1} \, , \frac{R_{ch}}{L_{ch}} = b_0 \, , \frac{1}{L_{ch}} = b_1$$

$v_{C_1} = x_1 \, , v_{C_2} = x_2 , \ldots\ldots , v_{C_{P-1}} = x_{p-1} \, , i_{ch} = x_p .$

Le système (I.15) devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x_1 = a_1 \delta_1 \, x_p \\ \frac{d}{dt} x_2 = a_2 \delta_2 \, x_p \\ \quad \vdots \\ \frac{d}{dt} x_{p-1} = a_{p-1} \delta_{1p-1} \, x_p \\ \frac{d}{dt} x_p = -b_1 \delta_1 \, x_1 - b_1 \delta_2 \, x_2 - \cdots - b_1 \delta_{p-1} \, x_{p-1} - b_0 x_p + b_1 s_p E \end{cases} \qquad \text{(I.16)}$$

En résumé : pour notre cas, ce qui suit, l'étude sera sur un hacheur à trois cellules **Figure I-12** qui est représenté par l'équation (I.17) :

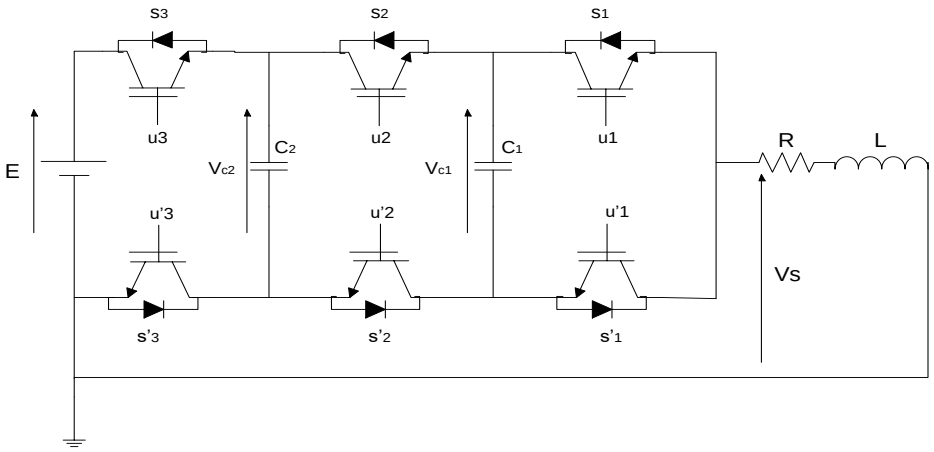


Figure I-12 : hacheur a trois cellules avec la charge *R-L*

A partir des équations (I.16), nous obtenons l'expression de l'équation d'état (I.17), pour un convertisseur à 3 cellules, Ce système peut être mis sous la forme de la représentation d'état non linéaire suivant : $\dot{X} = AX + B(X)U$

D'où: $$\begin{bmatrix} \dot{v_{C1}} \\ \dot{v_{C2}} \\ \dot{i_{ch}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{i_{ch}}{C_1} & \frac{i_{ch}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_{ch}}{C_2} & \frac{i_{ch}}{C_2} \\ \frac{v_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{v_{C_2}-v_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{E-v_{C_2}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad \text{(I.17)}$$

Les matrices *A* et *B* qui sont de dimension $p \times p$, sont définies par les expressions suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{bmatrix}, \; B(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_{ch}}{C_1} & \frac{i_{ch}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_{ch}}{C_2} & \frac{i_{ch}}{C_2} \\ \frac{v_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{v_{C_2}-v_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{E-v_{C_2}}{L_{ch}} \end{bmatrix}$$

$X = \left[v_{C1}, v_{C2}, \ldots\ldots\ldots, v_{Cp-1}, I_{ch}\right]^T$: représentent le vecteur d'état

$u = \left[u_1, u_2, \ldots\ldots\ldots\ldots, u_{p-1}, u_p\right]^T$: le vecteur de commande

L'intérêt d'une telle représentation est de pouvoir trouver un modèle rapidement quel que soit le nombre de niveau du convertisseur puisque la structure des matrices est très simple.

Ce système d'état peut également être mis sous la forme $\dot{x} = f(x) + g_i(X)U$, forme caractéristique d'un système non linéaire affine :

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_{ch} \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} \end{bmatrix}, g_i(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_{ch}}{C_1} & \frac{i_{ch}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_{ch}}{C_2} & \frac{i_{ch}}{C_2} \\ \frac{v_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{v_{C_2}-v_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{E-v_{C_2}}{L_{ch}} \end{bmatrix}$$

$$g_1(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_{ch}}{C_1} \\ 0 \\ \frac{v_{C_1}}{L_{ch}} \end{bmatrix}, g_2(X) = \begin{bmatrix} \frac{i_{ch}}{C_1} \\ -\frac{i_{ch}}{C_2} \\ \frac{v_{C_2}-v_{C_1}}{L_{ch}} \end{bmatrix}, \quad g_3(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{i_{ch}}{C_2} \\ \frac{E-v_{C_2}}{L_{ch}} \end{bmatrix}$$

Cette representation montre que les non-linéarités qui interviennent sont simplement dues au couplage des commandes.

b. Commande des interrupteurs par modulation de largeur d'impulsion

La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à découper la tension de sortie, générée par le convertisseur, en une série de motifs élémentaires de période très faible [AIM-03]. Les ordres de commande de chaque cellule sc_k, dans le cas de la MLI 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 MLI 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 δ.

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notéstr_k évoluant sur l'intervalle [0,1] sont [TAC-98] :

$$tr_1 = \frac{\arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi\right)\right) + \frac{\pi}{2}}{\pi}$$

$$tr_2 = \frac{\arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - \delta\right)\right) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \qquad \text{(I.18)}$$

$$\vdots$$

$$tr_p = \frac{\arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\delta\right)\right) + \frac{\pi}{2}}{\pi}$$

Si l'angle φprésent dans le système d'équations (I.18) est égale à $\frac{\pi}{2}$, le signal triangulaire sera centré sur la demi période de la porteuse (donc sur la demi période de découpage).

Dans le cas de la commande des interrupteurs d'un bras multicellulaires, 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 ces 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 (MLI) qui consiste à utiliser les intersections de *p* porteuses triangulaires est un signal modulant. La **Figure I-13** représente le bloque de simulation de la commande par MLI.

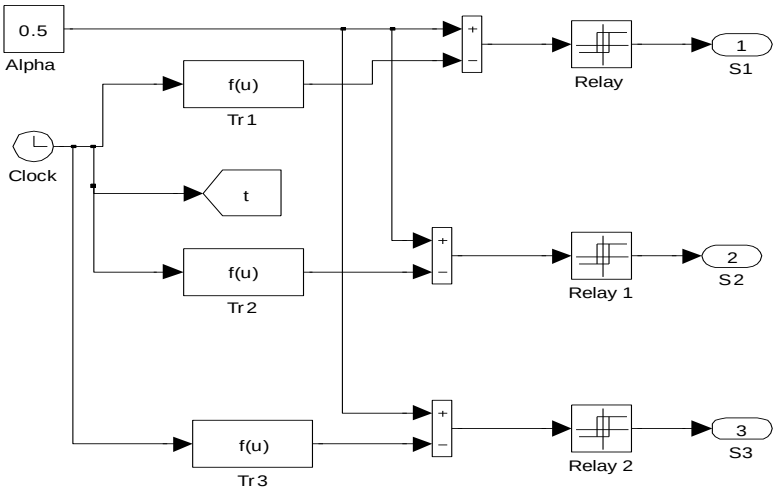


Figure I-13 : Bloque de simulation de la commande par MLI.

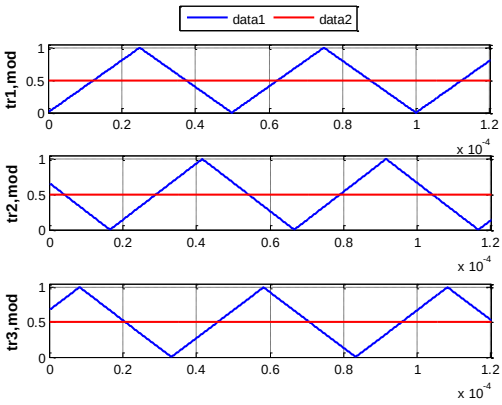


Figure I-14 : génération des signaux de porteuses et de modulante.

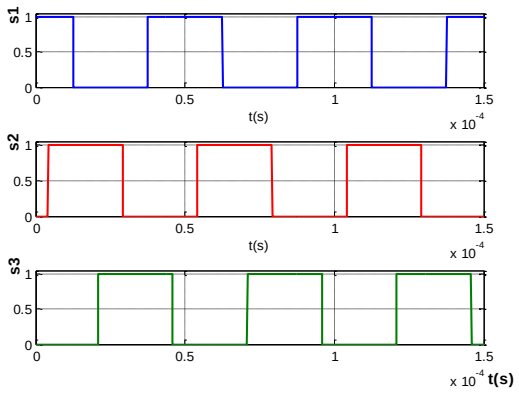


Figure I-15 : génération de signaux de commande

- ***Avantages et inconvénients:***

La commande par MLI présente l'avantage de la simplicité et la maîtrise de la fréquence de découpage, son inconvénient reste le fait qu'elle privilégie les évolutions lentes puisqu'elle se base sur la valeur moyenne.

c. Simulation d'hacheur à trois cellules :

Nous considérons un hacheur à 3 cellules, représente par la **Figure I-16**, dont les caractéristiques sont :

- La tension du bus continu $E = 1500V$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16kHz$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de la charge $L = 0{,}5mH$
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = 50\mu F$
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\alpha = 0{,}5$
- $\varphi = \frac{2\pi}{3}$

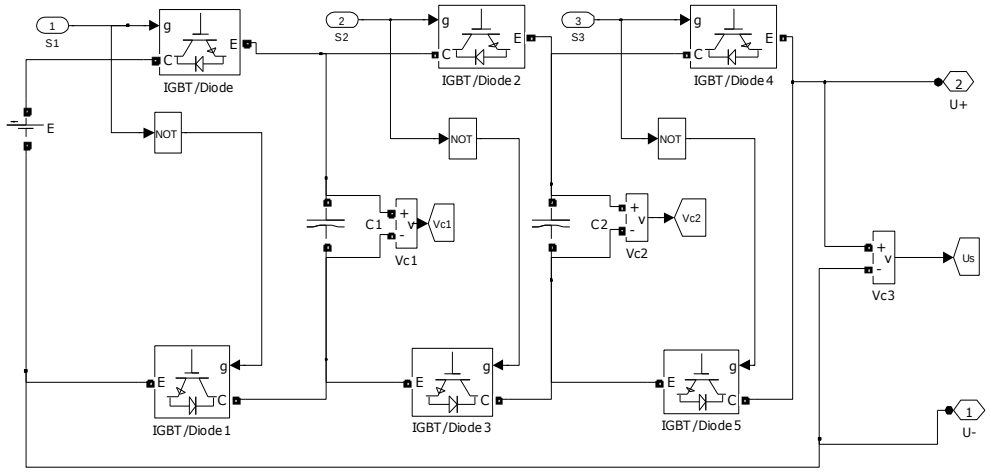


Figure I-16 : Bloque de simulation de hacheur à 3 cellules.

- ***Résultats de simulation:***

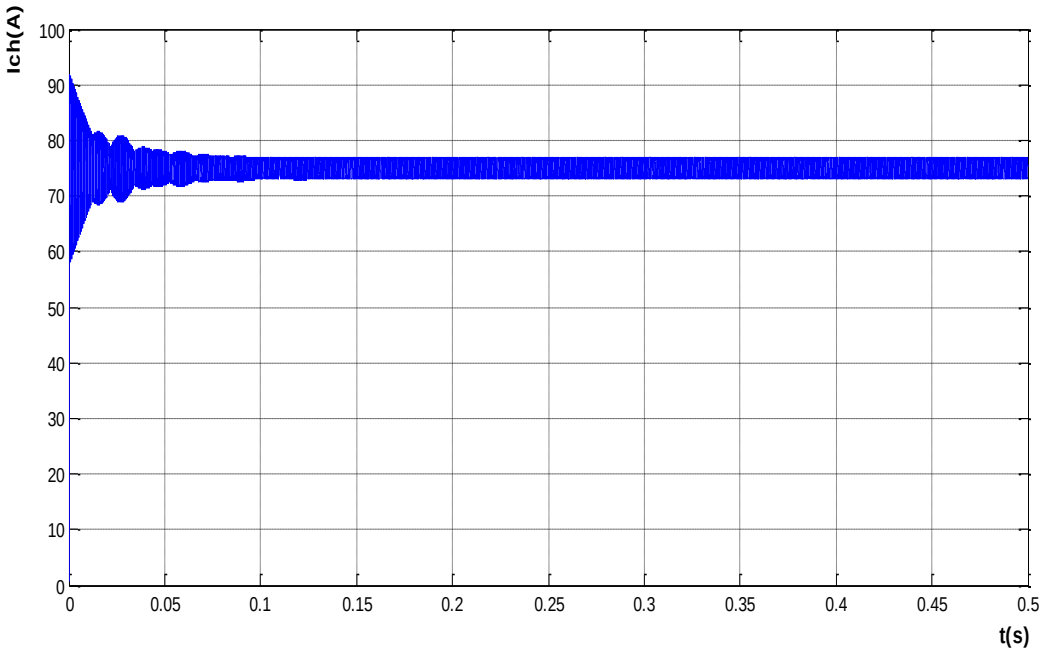


Figure I-17 : évolution de courant de charge I_{ch}.

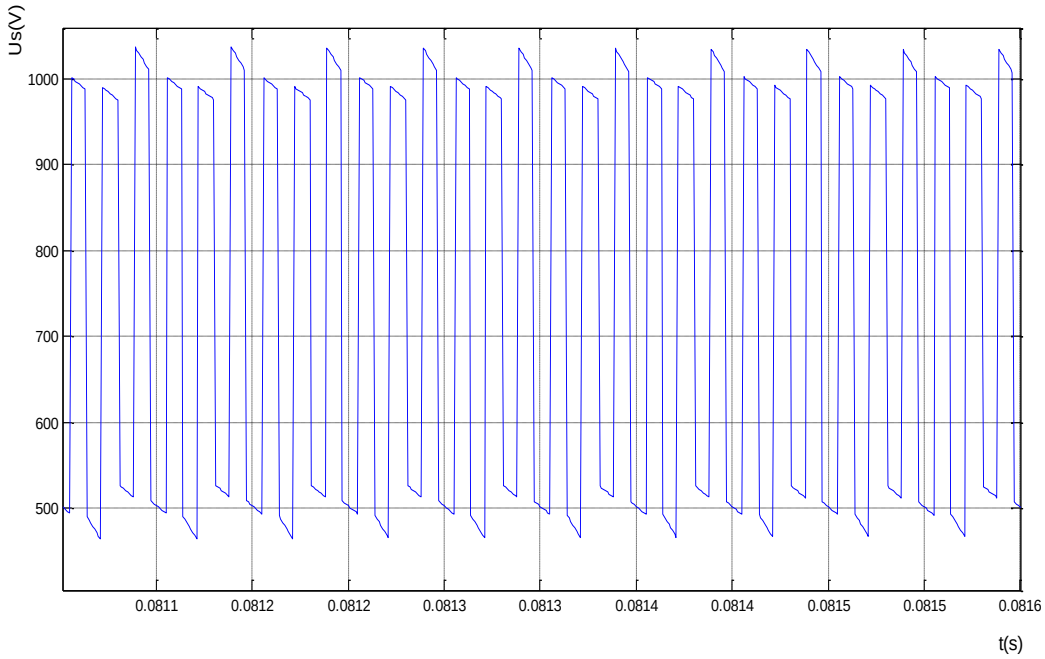


Figure I-18 : évolution de tension U_s en régime permanent.

- ***Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs :***

Pour que les sources de tension flottantes imposent sur chaque interrupteur bloqué une contrainte en tension égale à $\frac{E}{p}$, il faut que chaque condensateur C_k soit chargé à la tension $k\frac{E}{p}$ avec $k \in [1,2,\dots,p-1]$. Dans cette section on va voir comment assurer l'équilibrage en boucle ouverte de ces tensions.

- ***Equilibrage sans circuit auxiliaire:***

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur $k\frac{E}{p}$. Cet équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement, selon un mécanisme qu'on va rappeler brièvement, à condition que les rapports cycliques soient identiques et que le déphasage entre les signaux de commande soit égale à $2\pi/p$. Supposons qu'au moins l'une des tensions flottantes s'écarte de sa valeur souhaitée. La conséquence immédiate sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie. En effet, la tension de bras (notée v_s) est une combinaison

linéaire de la tension de bus continu E et des tensions flottantes $(v_{C_1}, v_{C_2}, \dots, v_{C_{p-1}})$. Dans un tel cas, le spectre de raies de la tension de sortie se trouve lui aussi dégradé. Il apparaît entres autres une raie harmonique à la fréquence f_{dec}, là où normalement la première famille harmonique se situe autour de pf_{dec}. Cette composante harmonique se retrouve dans le courant de sortie du convertisseur. C'est elle qui, en circulant à travers les condensateurs flottants, va rééquilibrer chaque tension flottante à $k\frac{E}{p}$ $(k = 1,2, \dots, p-1)$. Ceci permet de mettre en évidence que l'équilibrage est lié à la composante alternative du courant de charge [TAC-98]. Bien sûr, pour que le phénomène de rééquilibrage se produise, il faut qu'il existe une relation de causalité entre la tension de sortie et le courant débité. Cet équilibrage n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide.

Dans le cas d'une charge *R-L*, la dynamique d'équilibrage est conditionnée en partie [GAT-97] par la valeur de la constante de temps *L/R* de la charge régissant l'évolution du courant de charge i_{ch}. De plus, pour une résistance donnée, une valeur importante (respectivement faible) de l'inductance de charge *L* entraîne une dynamique d'équilibre lente (respectivement rapide).

La **Figure I.19** montre l'allure de la tension aux bornes des condensateurs dans le cas d'un hacheur dévolteur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension du bus continu $E = 1500V$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 10kHz$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de la charge $L = 0{,}5mH$
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = 50\mu F$
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\alpha = 0{,}5$

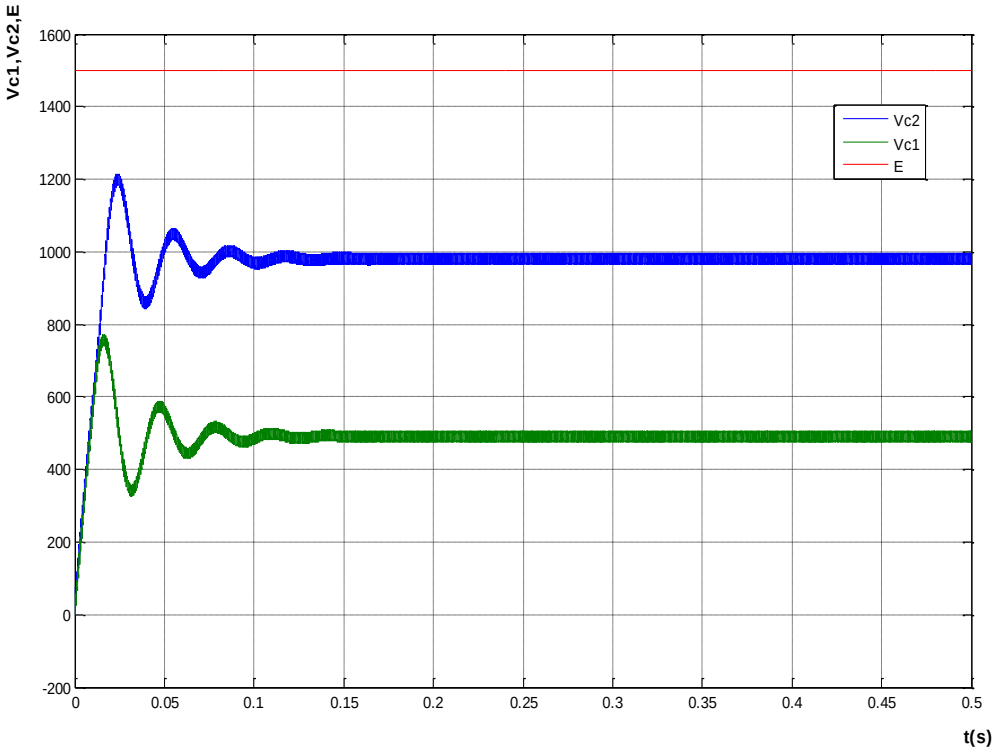


Figure I-19 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs

La **Figure I-19** montre un régime transitoire au début, puis les tensions flottantes prendront leurs valeurs de références dans la suite de régime permanent.

- ***Equilibrage avec un circuit auxiliaire :***

Dans le paragraphe précèdent, nous avons énoncé que l'équilibrage naturel n'est envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide. Pour assurer le rééquilibrage quel que soit le point de fonctionnement, un circuit auxiliaire a été mis en œuvre. Ce circuit, correspondant à un circuit *RLC* série résonnant, placé en parallèle sur la charge et interviendra uniquement en cas de déséquilibre. La fréquence de résonance du circuit auxiliaire f_{aux} est choisie telle que l'impédance du circuit soit minimale pour les harmoniques à kpf_{dec} (k entier positif non multiple de p) et maximale pour les harmoniques à kpf_{dec}[TAC-98]. Ainsi lors d'un déséquilibre, les harmoniques à kf_{dec} apparaissant sur la tension de sortie créent des harmoniques de courant aux mêmes fréquences et d'amplitudes importantes (en raison de la faible impédance du circuit *RLC* pour ces fréquences). Ceci implique un rééquilibre avec une dynamique satisfaisante [GAT-97].

Le nombre de circuits auxiliaires à mettre en œuvre est fonction du nombre de cellules du convertisseur car ce nombre fixe la bande passante comprise entre $f_{dec}\ et\ pf_{dec}$. Ainsi pour un convertisseur à trois cellules, un circuit *RLC* série accordé à la fréquence de découpage f_{dec} est suffisant. Par contre pour un convertisseur à sept cellules, trois circuit *RLC* en parallèle sur la charge accordés à $f_{dec}, 2f_{dec}\ et\ 3f_{dec}$ seront nécessaires.

Pour montrer l'apport du circuit auxiliaire en matière de dynamique d'équilibrage, nous présentons sur la **Figure I.20** résultat de simulation avec circuit auxiliaire dans le cas d'un hacheur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La résistance du circuit auxiliaire $R_{aux} = 30\Omega$
- L'inductance du circuit auxiliaire $L_{aux} = 0{,}5mH$
- Capacité du circuit auxiliaire $C_{aux} = 1\mu F$
- Fréquence de découpage $f_{dec} = 20kHz$
- Le facteur d'amortissement $\xi_{aux} = 0{,}03$

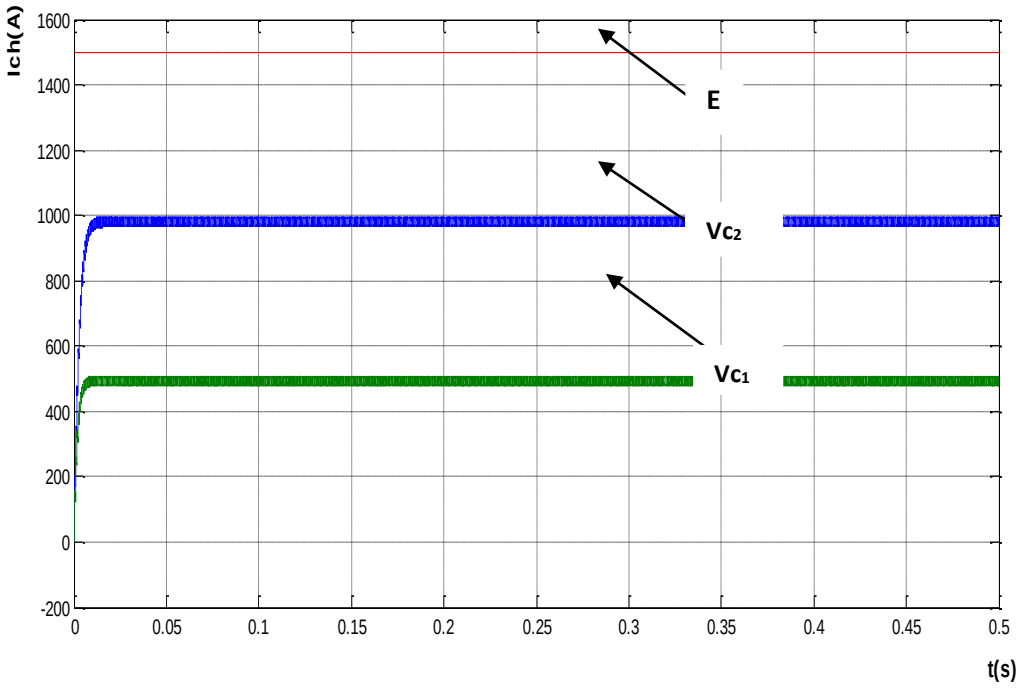


Figure I-20 : évolution des tensions de condensateurs avec charge auxiliaire.

La **Figure I-20** montre la suppression du régime transitoire au début, puis les tensions flottantes prendront leurs valeurs de références dans la suite de régime permanent à cause de l'ajout de circuit auxiliaire.

I-4.1.2. Fonctionnement en onduleur :

Comme on l'a vu dans le fonctionnement en hacheur, nous devons générer les ordres de commande pour les différentes cellules de l'association. Ces ordres de commande devront être déphasés entre eux de $2\pi/p$ (pour avoir un fonctionnement optimal). Plusieurs solutions sont à notre disposition et nous allons présenter la plus simple et la plus facile d'utilisation en pratique, c'est la MLI naturelle.

Dans la MLI naturelle, les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire de fréquence f_p et le signal modulant sinusoïdal de fréquence f_{mod}. Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle [-1,1] sont :

$$\begin{aligned} tr_1 &= \frac{\pi}{2}\arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi\right)\right) \\ tr_2 &= \frac{\pi}{2}\arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - \frac{2\pi}{p}\right)\right) \\ &\vdots \\ tr_p &= \frac{\pi}{2}\arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\frac{2\pi}{p}\right)\right) \end{aligned} \qquad \text{(I.19)}$$

L'angle φ sera choisi égal à $\frac{\pi}{2}$ comme nous l'avons vu dans le cas d'un fonctionnement en hacheur. La comparaison entre les signaux triangulaires tr_k et les modulantes, notées mod_k, permet d'obtenir les ordres de commande s_k :

Si $mod_k \geq tr_k \Longrightarrow s_k = 1$

Si $mod_k \leq tr_k \Longrightarrow s_k = 0$

a. Onduleur à point milieu :

L'onduleur à point milieu capacitif est un cas intéressant puisqu'à partir d'une structure hacheur comme le montre la **Figure I-21**, on alimente la charge par une entrée à point milieu ce qui nous permet cette fois de fonctionner en onduleur. Pour établir le modèle instantané on suppose que le point milieu est idéal (Ondulation de tension nulle).

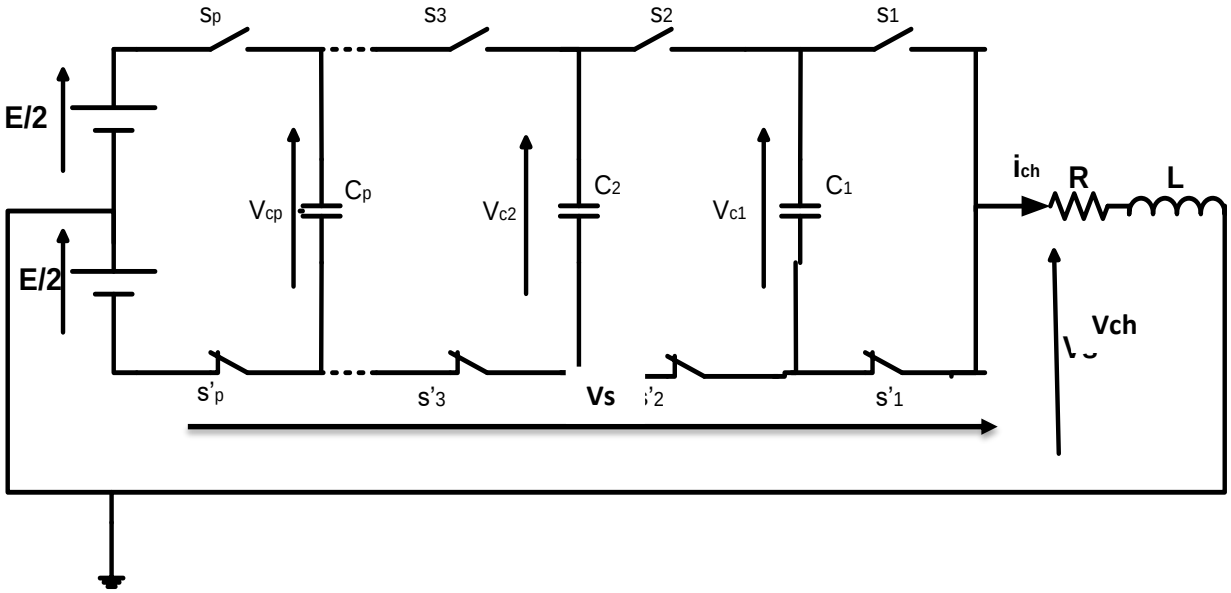


Figure I-21 : Onduleur multicellulaire série à point milieu capacitif

- Le point milieu est idéal,

La tension aux bornes de la charge v_{ch}, s'écrit :

$$v_{ch} = v_s - \frac{E}{2} = Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt} \tag{I.20}$$

Ce qui implique une nouvelle expression de l'évolution du courant i_{ch} :

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{v_s}{L} - \frac{R}{L}i_{ch} - \frac{E}{2L} \tag{I.21}$$

A partir de l'équation (I.21) nous obtenons l'expression générale de l'évolution du courant i_{ch} :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(s_1 - s_2)}{L}v_{C_1} + \frac{(s_2 - s_3)}{L}v_{C_2} + \cdots + \frac{(s_{p-1} - s_p)}{L}v_{C_{p-1}} + \frac{s_p}{L}E - \frac{R}{L}i_{ch} - \frac{1}{2L}E \tag{I.22}$$

Comme nous l'avons précisé au paragraphe (I- 4.2.1), l'évolution des tensions v_{c_i}est régie par l'équation (I.15). Ainsi le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantané d'un onduleur multicellulaire série à point milieu est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}v_{c1} = \frac{(s_2 - s_1)}{C_1} i_{ch} \\ \frac{d}{dt}v_{c2} = \frac{(s_3 - s_2)}{C_2} i_{ch} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt}v_{cp-1} = \frac{(s_p - s_{p-1})}{C_{p-1}} i_{ch} \\ \frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{(s_1 - s_2)}{L_{ch}} v_{c1} + \frac{(s_2 - s_3)}{L_{ch}} v_{c2} + \cdots + \frac{(s_{p-1} - s_p)}{L_{ch}} v_{cp-1} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} + \frac{s_p}{L_{ch}} E - \frac{1}{2L_{ch}} E \end{cases} \quad \text{(I.23)}$$

Avec :

$$s_2 - s_1 = \delta_1 \quad , s_3 - s_2 = \delta_2 , \ldots\ldots , s_p - s_{p-1} = \delta_{p-1}$$

$$\frac{1}{C_1} = a_1 , \frac{1}{C_2} = a_2 , \ldots , \frac{1}{C_{P-1}} = a_{P-1} , \frac{R_{ch}}{L_{ch}} = b_0 , \frac{1}{L_{ch}} = b_1$$

$v_{C_1} = x_1 , v_{C_2} = x_2, \ldots , v_{C_{P-1}} = x_{p-1} , i_{ch} = x_p.$

Le système (I.23) devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x_1 = a_1 \delta_1 x_p \\ \frac{d}{dt}x_2 = a_2 \delta_2 x_p \\ \vdots \\ \frac{d}{dt}x_{p-1} = a_{p-1} \delta_{1p-1} x_p \\ \frac{d}{dt}x_p = -b_1 \delta_1 x_1 - b_1 \delta_2 x_2 - \cdots - b_1 \delta_{p-1} x_{p-1} - b_0 x_p + b_1 s_p E - \frac{b_1}{2} E \end{cases} \quad \text{(I.24)}$$

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle et la modulante mod_k est sinusoïdale

$$mod = r\sin(2\pi f_{mod} t) \quad \text{(I.25)}$$

Avec *r* représente la profondeur de modulation comprise entre *0* et *1*. Dans notre application, nous avons choisi *r* = 0.9.

On remarque que la tension aux bornes de la charge évolue entre les tensions – *E/2* et *E/2*.

L'inconvénient de ce type de structure est que la tension de sortie ne peut atteindre que la moitié de la tension d'entrée *E*, puisque la charge est connectée au point milieu de l'alimentation. On résout ce problème en utilisant un onduleur en pont complet monophasé.

La **Figure I.22** et la **Figure I.23** montre les résultats de simulation d'un onduleur monophasé multicellulaire série, 3 cellules en demi pont, alimentant une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- La tension du bus continu $E = 1200V$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 20kHz$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de la charge $L = 0{,}5mH$
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = C_3 = 50\mu F$
- La fréquence de la modulante $f_{mod} = 500Hz$

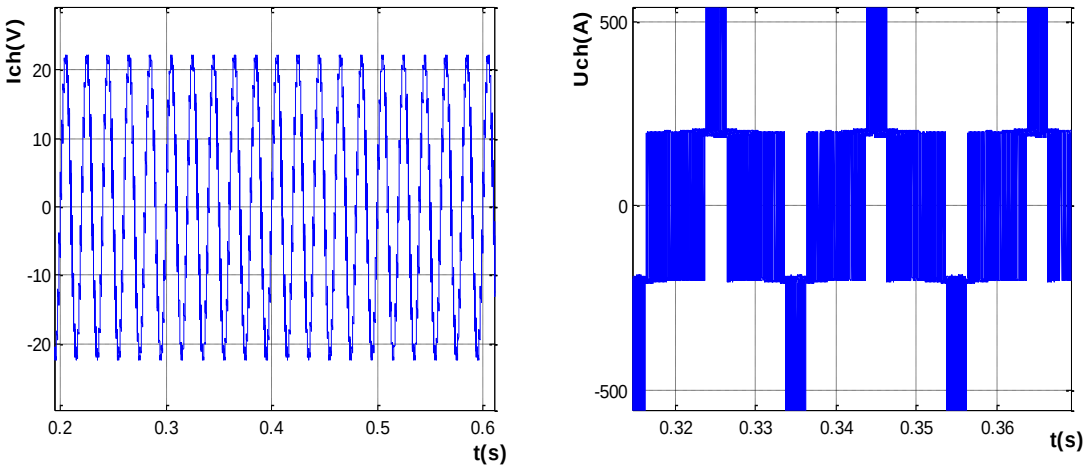


Figure I-22 : l'allure de courant I_{ch} et de tension U_{ch} aux bornes de la charge en régime permanent.

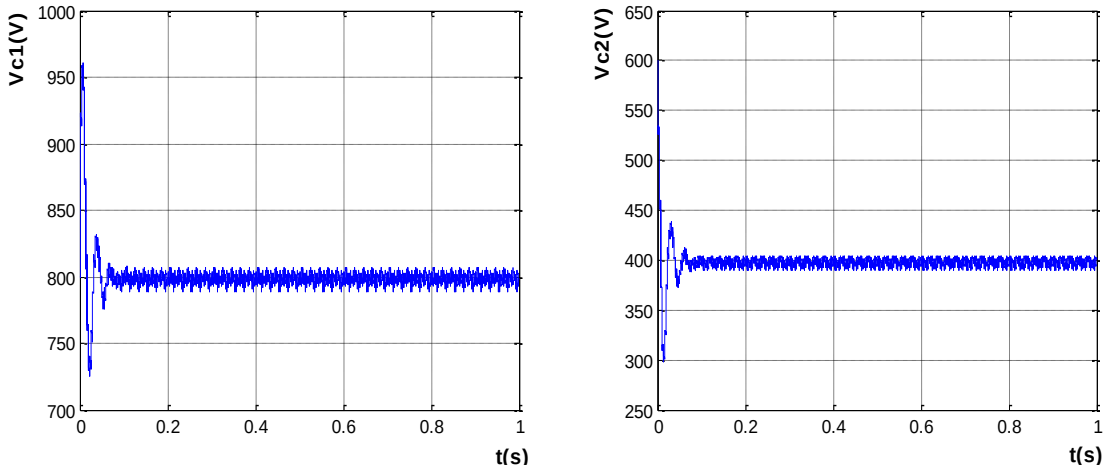


Figure I-23 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs

La **Figure I-22**, le courant évolue suivant une sinusoïde de valeur moyenne de 20A, en suivant leur référence choisie de 20A.les tensions vc1et vc2 dans la **Figure I-23** croit plus vite pour ce control naturel et reste correctement réglées à leurs références de E/3 et 2E/3.

On remarque un comportement très satisfaisant de la commande qui permet d'obtenir un équilibrage rapide des tensions des condensateurs.

b. Onduleur multicellulaire série monophasée en pont complet :

La structure d'un onduleur multicellulaire série monophasée en pont complet est représentée sur la **Figure I-24**. Cette structure contient deux bras, le premier bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,1}, C_{2,1}, \ldots, C_{p-1,1}$. Tandis que, le deuxième bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,2}, C_{2,2}, \ldots, C_{p-1,2}$. Les équations qui régissent le fonctionnement du premier bras sont :

$$\begin{aligned}
\frac{d\,v_{C_{1,1}}}{dt} &= \frac{\left(s_{2,1}-s_{1,1}\right)}{C_{1,1}} i_{ch} \\
\frac{d\,v_{C_{2,1}}}{dt} &= \frac{\left(s_{3,1}-s_{2,1}\right)}{C_{2,1}} i_{ch} \\
&\vdots \qquad\quad \vdots \qquad\quad \vdots \\
\frac{d\,v_{C_{p-1,1}}}{dt} &= \frac{\left(s_{p,1}-s_{p-1,1}\right)}{C_{p-1,1}} i_{ch}
\end{aligned} \tag{I.26}$$

Le fonctionnement du deuxième bras est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
\frac{d\,v_{C_{1,2}}}{dt} &= \frac{\left(s_{2,2}-s_{1,2}\right)}{C_{1,2}} i_{ch} \\
\frac{d\,v_{C_{2,2}}}{dt} &= \frac{\left(s_{3,2}-s_{2,2}\right)}{C_{2,2}} i_{ch} \\
&\vdots \qquad\quad \vdots \qquad\quad \vdots \\
\frac{d\,v_{C_{p-1,2}}}{dt} &= \frac{\left(s_{p,2}-s_{p-1,2}\right)}{C_{p-1,2}} i_{ch}
\end{aligned} \tag{I.27}$$

La tension aux bornes de la charge est exprimée par :

$$v_{ch} = v_{s1} - v_{s2} \tag{I.28}$$

Avec:

$$v_{s1} = v_{AM} = \left(s_{1,1}-s_{2,1}\right)v_{C_{1,1}} + \left(s_{2,1}-s_{3,1}\right)v_{C_{2,1}} + \cdots + \left(s_{p-1,1}-s_{p,1}\right)v_{C_{p-1,1}} + s_{p,1}E \tag{I.29}$$

(I.30)

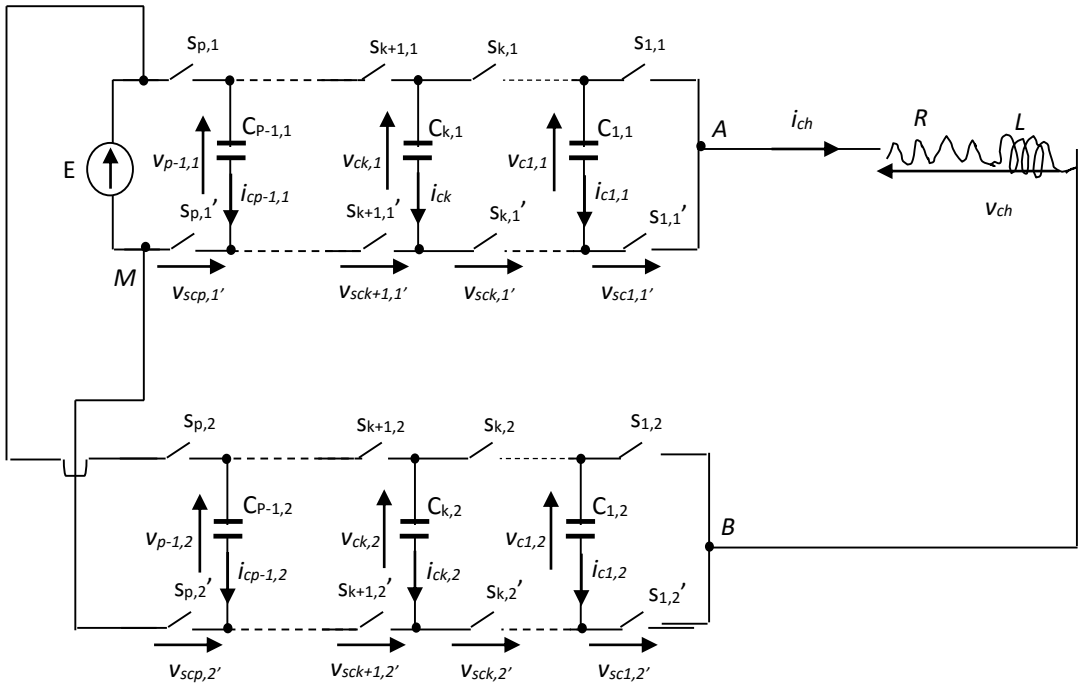


Figure I-24 : Onduleur monophasé multicellulaire série en pont complet.

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle. Les deux modulantes mod_1 (pour le premier bras) et mod_2 (pour le deuxième bras) sont données par :

$$mod_1 = 0.9\sin(2\pi f_{mod} t)$$
$$mod_2 = 0.9\sin(2\pi f_{mod} t - \pi) \qquad \text{(I.31)}$$

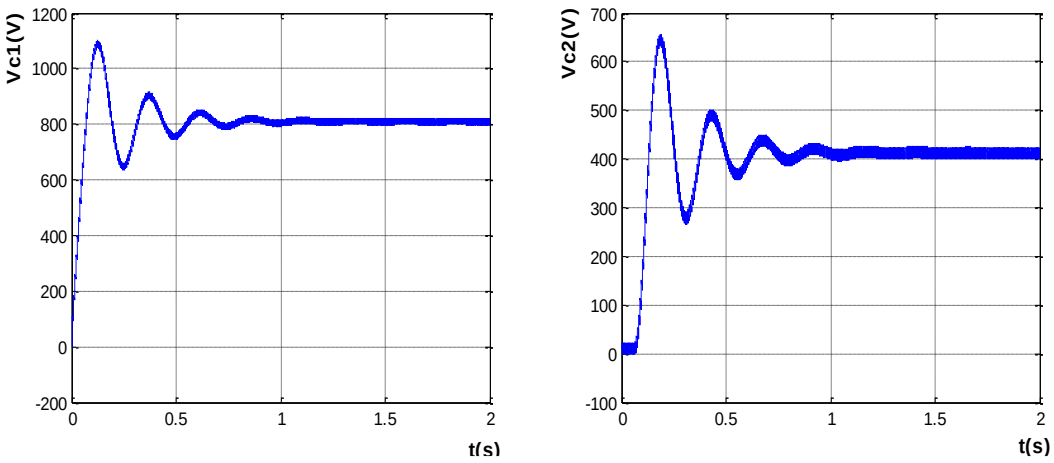


Figure I-25 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs

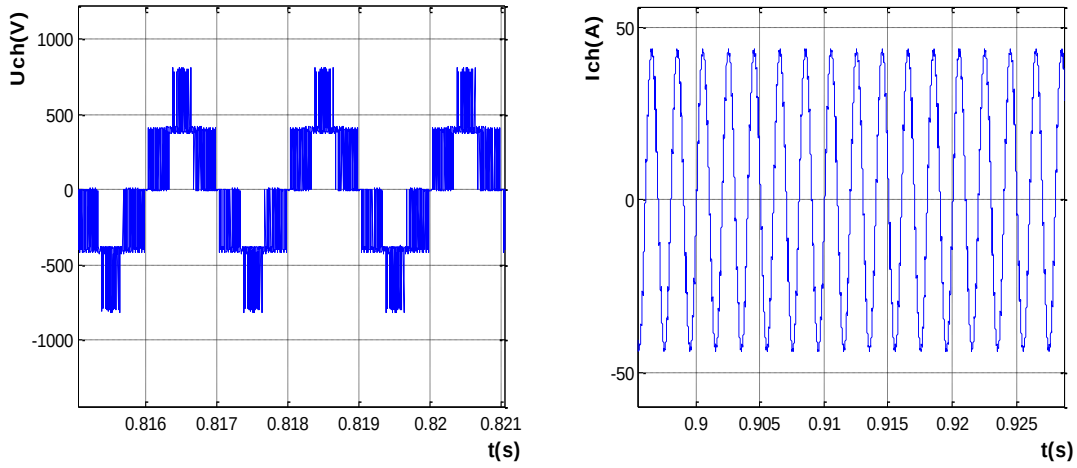


Figure I-26 : l'allure de tension U_{ch} et de courant I_{ch} aux bornes de la charge en régime permanent.

La **Figure I-25**, les tensions vc1 et vc2 croissent successivement, mais plus lentement, jusqu'à ce qu'elles atteignent leurs valeurs de références de E/3 et 2E/3, le courant de charge dans la **Figure I-26**, quant à lui, évolue suivant une sinusoïde respectant sa référence.

c. Onduleur multicellulaire série triphasé :

La structure d'un onduleur multicellulaire série triphasée est composée de trois bras multicellulaires, comme le montre la **Figure I-27**. En notant l'indice de la phase 'j' ($j = a,b,c$), on a la notation suivante :

$s_{i,j}$ pour la commande de la cellule i du bras j

$v_{C_{i,j}}$ pour la tension du condensateur i du bras j

Le fonctionnement des trois bras est régi par les équations suivantes :

Pour le bras a:

$$\begin{aligned}
\frac{d\,v_{C_{1,a}}}{dt} &= \frac{\left(s_{2,a}-s_{1,a}\right)}{C_{1,a}} i_a \\
\frac{d\,v_{C_{2,a}}}{dt} &= \frac{\left(s_{3,a}-s_{2,a}\right)}{C_{2,a}} i_a \\
\vdots \qquad & \qquad \vdots \qquad \qquad \vdots \\
\frac{d\,v_{C_{p-1,a}}}{dt} &= \frac{\left(s_{p,a}-s_{p-1,a}\right)}{C_{p-1,a}} i_a
\end{aligned} \tag{I.32}$$

Pour le bras b:

$$\begin{aligned}
\frac{d\,v_{C_{1,b}}}{dt} &= \frac{\left(s_{2,b}-s_{1,b}\right)}{C_{1,b}} i_b \\
\frac{d\,v_{C_{2,b}}}{dt} &= \frac{\left(s_{3,b}-s_{2,b}\right)}{C_{2,b}} i_b \\
\vdots \qquad & \qquad \vdots \qquad \qquad \vdots \\
\frac{d\,v_{C_{p-1,b}}}{dt} &= \frac{\left(s_{p,b}-s_{p-1,b}\right)}{C_{p-1,b}} i_b
\end{aligned} \tag{I.33}$$

Pour le bras c:

$$\begin{aligned}
\frac{d\,v_{C_{1,c}}}{dt} &= \frac{\left(s_{2,c}-s_{1,c}\right)}{C_{1,c}} i_c \\
\frac{d\,v_{C_{2,c}}}{dt} &= \frac{\left(s_{3,c}-s_{2,c}\right)}{C_{2,c}} i_c \\
\vdots \qquad & \qquad \vdots \qquad \qquad \vdots \\
\frac{d\,v_{C_{p-1,c}}}{dt} &= \frac{\left(s_{p,c}-s_{p-1,c}\right)}{C_{p-1,c}} i_c
\end{aligned} \tag{I.34}$$

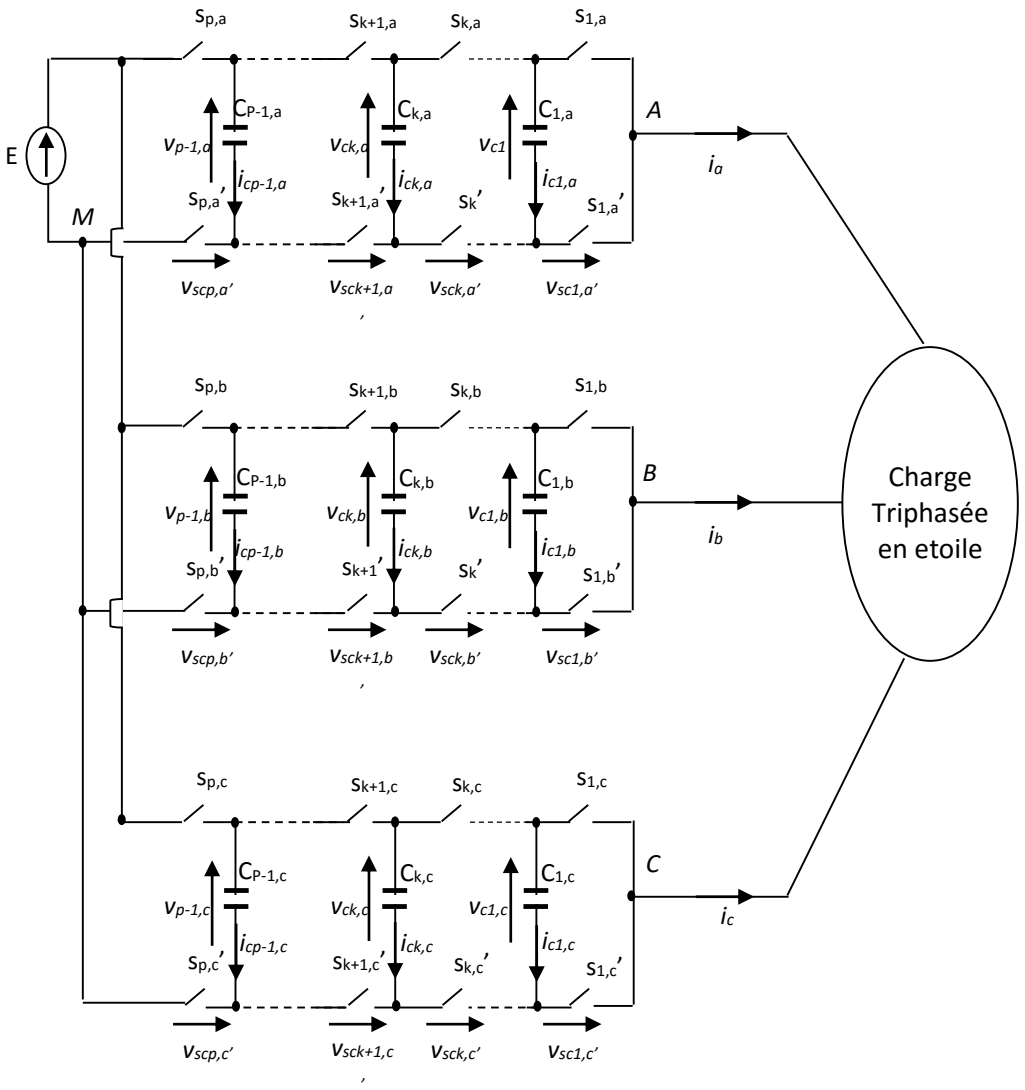


Figure I-27 : Structure d'un onduleur triphasé multicellulaire série.

Les tensions aux bornes de la charge sont données par :

$$\begin{aligned} v_a &= \left(2v_{AM} - v_{BM} - v_{CM}\right)/3 \\ v_b &= \left(-v_{AM} + 2v_{BM} - v_{CM}\right)/3 \\ vc &= \left(-v_{AM} - v_{BM} + 2v_{CM}\right)/3 \end{aligned} \tag{I.35}$$

Avec:

$$\begin{aligned} v_{AM} &= \left(s_{1,a} - s_{2,a}\right)v_{C_{1,a}} + \left(s_{2,a} - s_{3,a}\right)v_{C_{2,a}} + \cdots + \left(s_{p-1,a} - s_{p,a}\right)v_{C_{p-1,a}} + s_{p,a}E \\ v_{BM} &= \left(s_{1,b} - s_{2,b}\right)v_{C_{1,b}} + \left(s_{2,b} - s_{3,b}\right)v_{C_{2,b}} + \cdots + \left(s_{p-1,b} - s_{p,b}\right)v_{C_{p-1,b}} + s_{p,b}E \\ v_{CM} &= \left(s_{1,c} - s_{2,c}\right)v_{C_{1,c}} + \left(s_{2,c} - s_{3,c}\right)v_{C_{2,c}} + \cdots + \left(s_{p-1,c} - s_{p,c}\right)v_{C_{p-1,c}} + s_{p,c}E \end{aligned} \tag{I.36}$$

La **Figure I.28** et la **Figure I.29** présente les résultats de simulation d'un onduleur triphasé multicellulaire série à 3 cellules, alimentant une charge R-L triphasée ($R = 10\,\Omega$ et $L = 1\,\text{mH}$). L'onduleur est commandé par la technique MLI naturelle, et les trois modulantes mod_1 (pour le premier), mod_2 (pour le deuxième bras) et mod_3 (pour le troisième bras) sont données par :

$$\begin{aligned} mod_1 &= 0.9\sin(2\pi f_{mod} t) \\ mod_2 &= 0.9\sin\left(2\pi f_{mod} t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ mod_3 &= 0.9\sin\left(2\pi f_{mod} t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad \text{(I.37)}$$

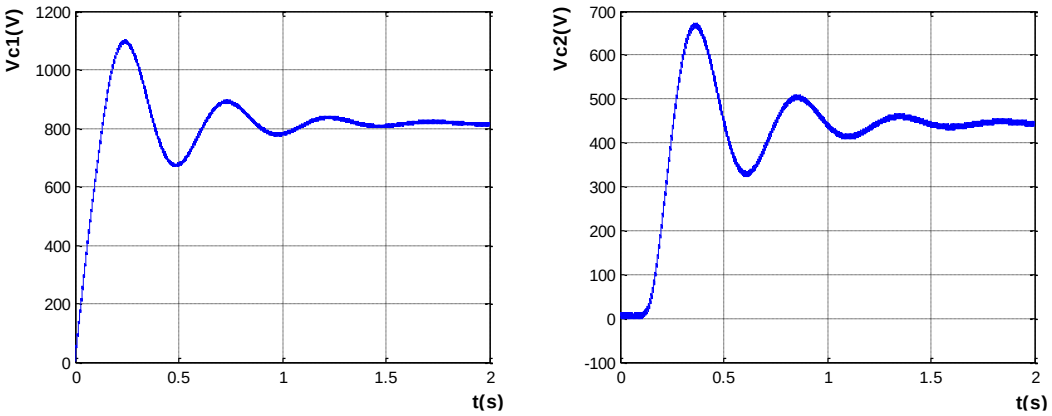


Figure I-28 : évolution des tensions aux bornes des condensateurs

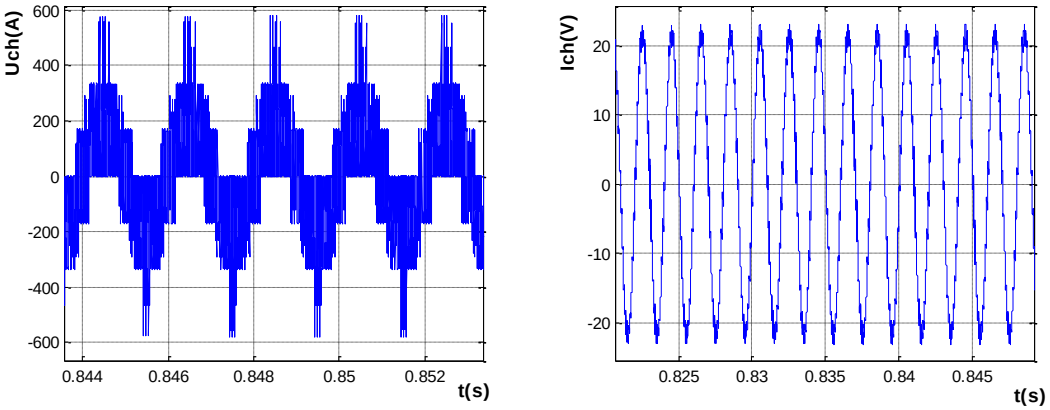


Figure I-29 : l'allure de tension U_{ch} et de courant I_{ch} aux bornes de la charge en régime permanent.

La **Figure I-28**, les tensions vc1 et vc2 croissent successivement, vc2 croit plus vite pour ce control alors que vc1 croit plus lentement. Le courant de charge dans la **Figure I-29**, quat a lui, évolue suivant une sinusoïde respectant sa référence.

I-4.2. Modèle hybride

Les processus dynamiques ayant une nature hétérogène mélangeant le continu et le discret dit systèmes "hybrides". Tels systèmes sont caractérisés par l'interaction des parties continues régies par des équations différentielles (ou de différence) et des parties discrètes, décrites par des machines à états finis (ou des règles logiques de type "si-alors-sinon" et des propositions logiques). Le caractère hybride d'un système peut provenir du système lui-même ou de sa commande. Les systèmes hybrides sont modélisés avec l'utilisation des automates hybrides. En combinant les changements de l'état continu, décrits par les équations différentielles, 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. [BEN-06]

I-4.2.1. Définition d'un automate hybride :

Un automate hybride **H** est une collection [BEN-06] :

$$H = \{Q, X, f, Init, D, E, G, R\} \tag{I.38}$$

Où:

Q est l'espace d'état discret ; (sommets de l'automate)

- $X = R^n$est l'espace d'état continu ; L'état continu est caractérisé à chaque instant par $x = [x_1 x_2 \dots x_n]^T$
- $f: Q \times X \to R^n$ est les champs de vecteur associés dans chaque état discret.
- $Init \subset Q \times X$ est l'ensemble des états initiaux.
- $D: Q \to P(X)$ est le domaine.
- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des bords.
- $G: E \to P(X)$ est l'état de garde.

- $R: E \times X \to P(X)$ est le rapport de réinitialisation des variables continues au moment d'une transition discrète.

Nous référons$(q, x) \in Q \times X$ comme l'état de H. En général, les automates hybrides définissent des évolutions possibles pour leur état. En commençant par la valeur initiale $(q_0, x_0) \in Init$,l'état continu$x$coule selon le champ de vecteur$f(q_0)$, alors que l'état discret q demeure constant. L'évolution continue peut continuer aussi longtemps que x demeure dans $D(q_0)$. Si Dans quelques points x atteintune garde $D(q_0, q_1)$,à partir de quelques $(q_0, q_1) \in E'$, l'état discret peut changer la valeur en q_1. En même temps l'état continu obtient la remise à une certaine valeur dans $R(q_0, q_1, x)$. Après cette transition discrète, l'évolution continue reprend et le processus entier est répété [BEN-06].

I-4.2.2. Modélisation hybride d'un convertisseur à trois cellules

Un convertisseur multicellulaire possède des variables continues (tensions, courants), et des variables discontinues (états des interrupteurs), ce qui le classe dans la catégorie des systèmes hybrides. 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 [BEN-06].

Nous allons appliquer cette méthode pour un convertisseur à trois cellules, illustrées dans la **Figure I-12.**

En pratique,il faut définir des seuils minimaux et maximaux qu'il ne faut pas dépassé (le choix de ces seuils est en fonction des caractéristiques physiques des éléments du convertisseur et de la fréquence de commutation). Ainsi les ordres de commutations ont donnés par les évolutions du courant et de la tension dans le circuit. De plus,la succession des configurations doit être choisie de façon à garantir la condition d'adjacence c'est-à-dire faire une succession des commandes qui ne différent entre elles que par une seule cellule de commutation [BEN-06]. On définit alors les limites des variables d'état comme suit :

$$I = I_{ref}, V_{c1ref} = \frac{2}{3}E, \qquad V_{c2ref} = \frac{1}{3}E,$$

$$V_{cref}^{+} = V_{c1ref} + \varepsilon, \qquad V_{cref}^{-} = V_{c1ref} - \varepsilon$$

$$I_{ref}^{+} = I_{ref} + \Delta_i, I_{ref}^{-} = I_{ref} - \Delta_i$$

a- Modes de fonctionnement

Les variables discrètes sont les interrupteurs (supposés parfaits), chaque interrupteur prend deux valeurs 0 ou 1. Ainsi, nous distinguons huit modes d'opération donnés par :

$$Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\} \tag{I.39}$$

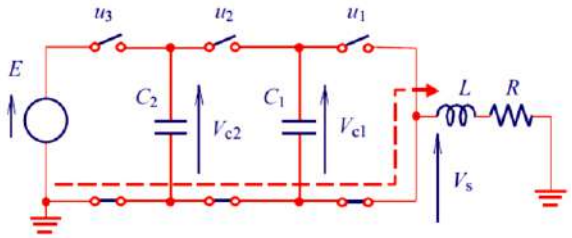
Chaque mode est défini sur l'espace de.

$$X_{qi} = R^3, \forall q_i \subset \mathrm{Q}$$

La dynamique continue pour chaque mode est donnée par :

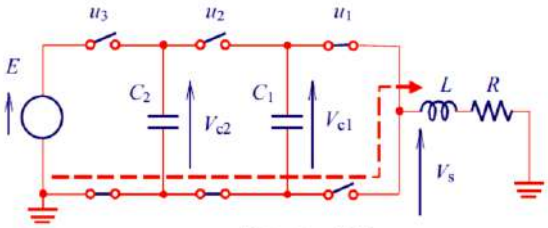
$$f_q(X) = A(q)X + B(q) \tag{I.40}$$

Où $X = [V_{c1}\ V_{c2}\ \ I]^T$ représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état :



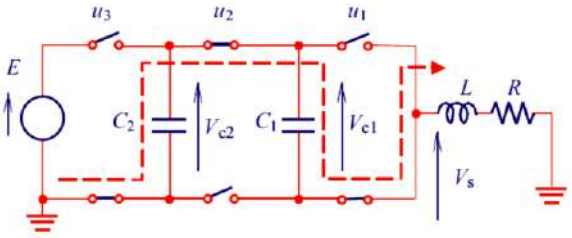
$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x$$

Fig. 1. Mode q_1, (u_1=0, *u2*=0, *u3*=0)



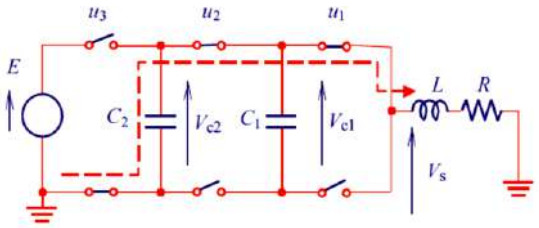
$$f_{q2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x$$

Fig. 2. Mode q_2, (u_1=1, *u2*=0, *u3*=0)



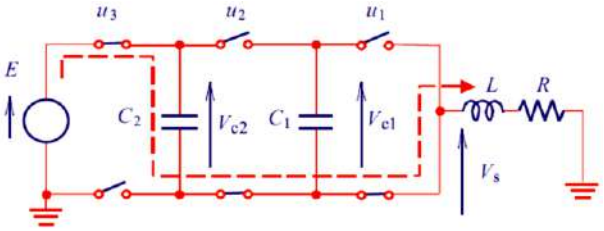
$$f_{q3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & -1'C_1 \\ -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x$$

Fig. 3. Mode q_3, (u_1=0, *u2*=1, *u3*=0)



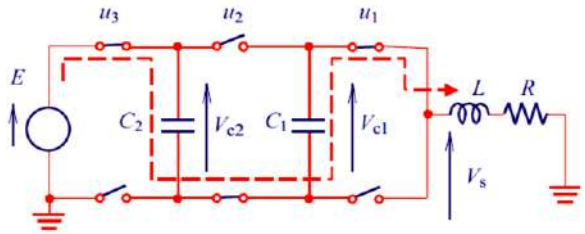
$$f_{q4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x$$

Fig. 4. Mode q_4, (u_1=1, *u2*=1, *u3*=0)



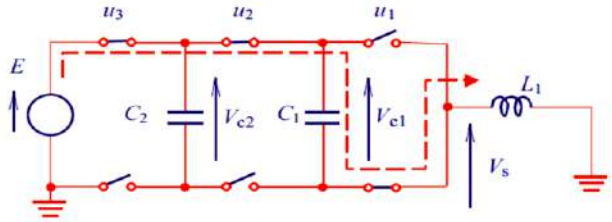
$$f_{q5}(x)= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

Fig. 5. Mode q_5, (u_1=0, *u2*=0, *u3*=1)



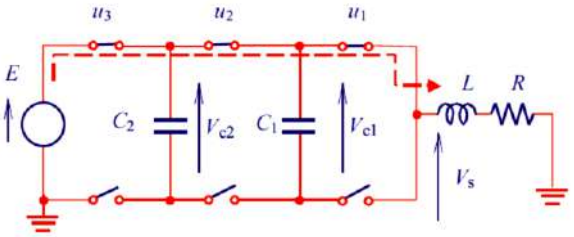
$$f_{q6}(x)= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

Fig. 6. Mode q_6, (u_1=1, *u2*=0, *u3*=1)



$$f_{q7}(x)= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x$$

Fig. 7. Mode q_7, (u_1=0, *u2*=1, *u3*=1)



$$f_{q8}(x)= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x$$

Fig. 8. Mode q_8, (u_1=1, *u2*=1, *u3*=1)

Figure I-30 : Les huit modes d'opération de convertisseur à 3 cellules avec la dynamique continue pour chaque mode

Pour chaque mode on définit donc trois transitions.Le **Tableau I-3** suivant illustre les transitions possibles pour chaque mode :

Tableau I-3 : Les transitions possibles du convertisseur multicellulaire

	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8
q_1	–	×	×	–	×	–	–	–
q_2	×	–	–	×	–	×	–	–
q_3	×	–	–	×	–	–	×	–
q_4	–	×	×	–	–	–	–	×
q_5	×	–	–	–	–	×	×	–
q_6	–	×	–	–	×	–	–	×
q_7	–	–	×	–	×	–	–	×
q_8	–	–	–	×	–	×	×	–

b- Automate hybride du convertisseur

Les ensembles de transitions sont définis par :

$$E = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j \; pour \; i, j = 1,2, \dots ,8\} \qquad \text{(I.41)}$$

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

$$G(q_1, q_2) = \{x \subset R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{C1} > V_{C1ref}) \wedge (V_{C2} > V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_2, q_1) = \{x \subset R^3 : [(I > I_{ref}^+)]\}$$

$$G(q_1, q_3) = \{x \subset R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{C1} < V_{C1ref}) \wedge (V_{C2} > V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_3, q_1) = \{x \subset R^3 : [(I > I_{ref}^+)]\}$$

$$G(q_1, q_5) = \{x \subset R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{C1} > V_{C1ref}) \wedge (V_{C2} < V_{C2ref})] \vee [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{C1} < V_{C1ref})]\}$$

$$G(q_5, q_1) = \{x \subset R^3 : [(I > I_{ref}) \wedge (V_{C2} < V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_2,q_4)=\{x\subset R^3:[(I<I_{ref}^{+})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref}^{-})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref}^{+})]\}$$

$$G(q_4,q_2)=\{x\subset R^3:[(I>I_{ref})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref}^{-})]\}$$

$$G(q_2,q_6)=\{x\subset R^3:[(I<I_{ref}^{+})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref}^{-})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref}^{-})]\}$$

$$G(q_6,q_2)=\{x\subset R^3:[(V_{C2}>V_{C2ref}^{+})]\}$$

$$G(q_3,q_4)=\{x\subset R^3:[(I<I_{ref}^{+})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref})]\vee[(I<I_{ref}^{+})\wedge(V_{C2}<V_{C2ref}^{-})]\}$$

$$G(q_4,q_3)=\{x\subset R^3:[(I<I_{ref}^{+})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref}^{-})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref}^{+})]\}$$

$$G(q_7,q_3)=\{x\subset R^3:[(I>I_{ref})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref})]\vee[(V_{C1}>V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref}^{+})]\}$$

$$G(q_3,q_7)=\{x\subset R^3:[(I<I_{ref}^{+})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}<V_{C2ref})]\vee[(V_{C2}<V_{C2ref}^{+})\wedge(I<I_{ref}^{+})]\}$$

$$G(q_4,q_8)=\{x\subset R^3:[(I>I_{ref})\wedge(V_{C1}<V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}<V_{C2ref}^{-})]\vee[(V_{C2}<V_{C2ref}^{-})\wedge(I<I_{ref})]\}$$

$$G(q_8,q_4)=\{x\subset R^3:[(I>I_{ref}^{+})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref})]\vee[(V_{C1}>V_{C1ref})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref})\wedge(I<I_{ref}^{-})]\}$$

$$G(q_5,q_6)=\{x\subset R^3:[(V_{C1}>V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_6,q_5)=\{x\subset R^3:[(V_{C1}<V_{C1ref}^{-})\wedge(V_{C2}<V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_5,q_7)=\{x\subset R^3:[(I<I_{ref})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref}^{+})]\}$$

$$G(q_7,q_5)=\{x\subset R^3:[(V_{C1}>V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}<V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_6,q_8)=\{x\subset R^3:[(V_{C1}<V_{C1ref}^{-})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_8,q_6)=\{x\subset R^3:[(I>I_{ref}^{+})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref})\wedge[(V_{C2}>V_{C2ref})]\vee[(V_{C1}>V_{C1ref})\wedge(I<I_{ref}^{+})]]\}$$

$$G(q_7,q_8)=\{x\subset R^3:[(V_{C1}>V_{C1ref}^{+})\wedge(V_{C2}>V_{C2ref})]\}$$

$$G(q_8,q_7)=\{x\subset R^3:[(I<I_{ref}^{-})\wedge(V_{C1}>V_{C1ref})]\vee[(V_{C1}<V_{C1ref})\wedge(V_{C2}<V_{C2ref})\wedge(I>I_{ref}^{+})]]\}$$

La **Figure I-31** présente l'automate hybride d'un convertisseur trois cellules (avec $T_{ij}=G(q_i,q_j)$). Quand un état de transition est vérifié, le système commute vers un autre mode. Les conditions des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage des tensions flottantes V_{c1}, V_{c2} et du courant I_{ch} autour des valeurs de référence.

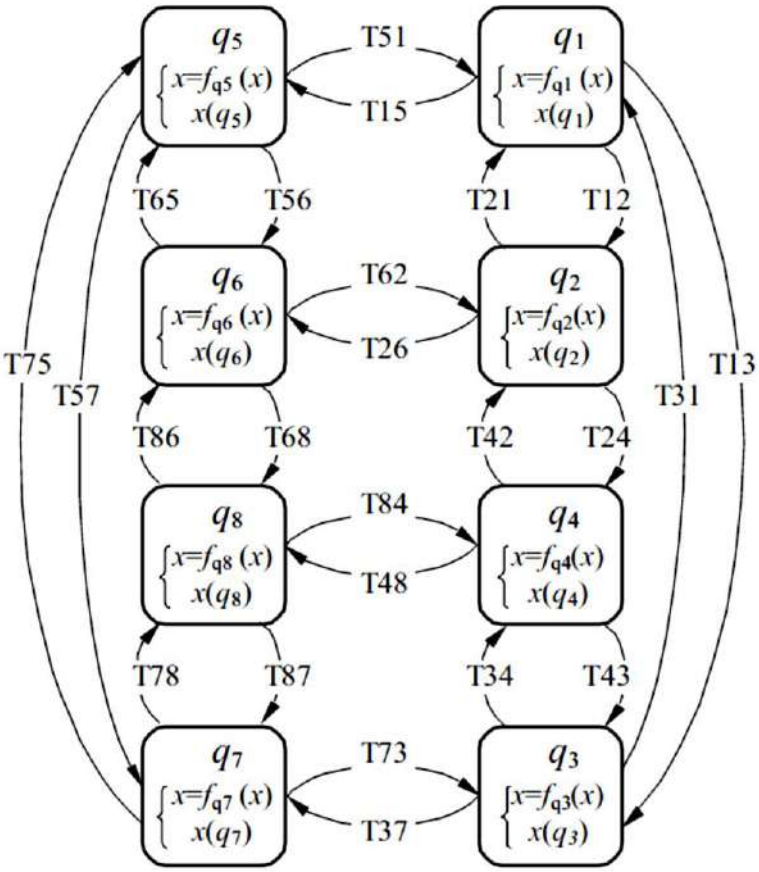


Figure I-31 : l'automate hybride d'un convertisseur trois cellules

c- 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 [BEN-06]. 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 savaient 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 Stateflow (**Figure I-32)**.

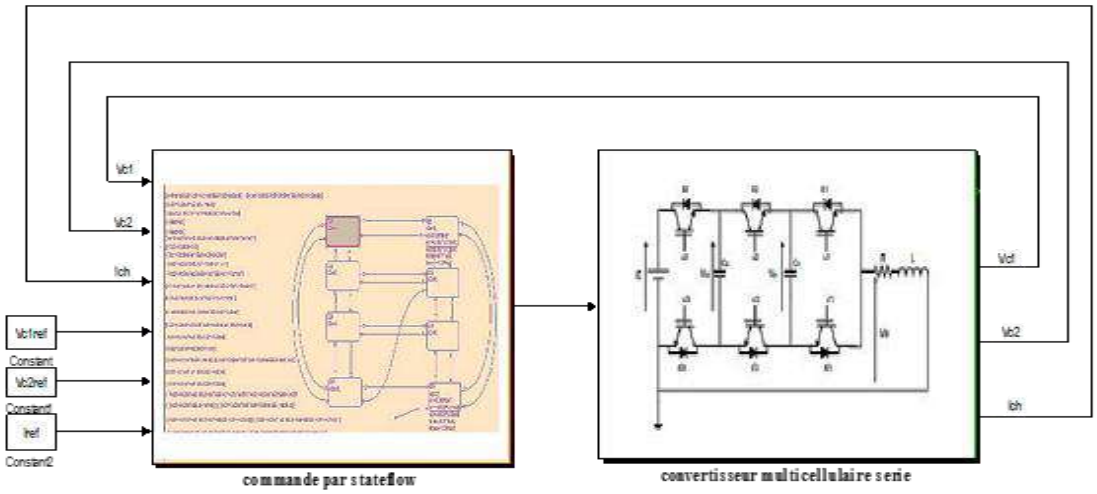


Figure I-32 : Evolution de la tension de sortie par la commande stateflow

I-4.2.3. Résultats de la simulation

Pour la validation de ces propositions, nous avons simulé le convertisseur à trois cellules avec Simulink - Stateflow, ayant les paramètres suivants :

Nous validons le modèle hybride proposé et la commande des variables d'états du système

[V_{c1ref} V_{c2ref} 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 :

$$V_{c1ref} = {}^{E}/_{3} \; ; V_{c2ref} = {}^{2E}/_{3} \; ; I_{ref} = 60A \; ; I_{max} = 80A$$

$$\varepsilon_1 = 0.02 \, V_{c1ref} \; ; \varepsilon_2 = 0.02 \, V_{c2ref} \; ; \Delta_i = 0.09 \, I_{ref}$$

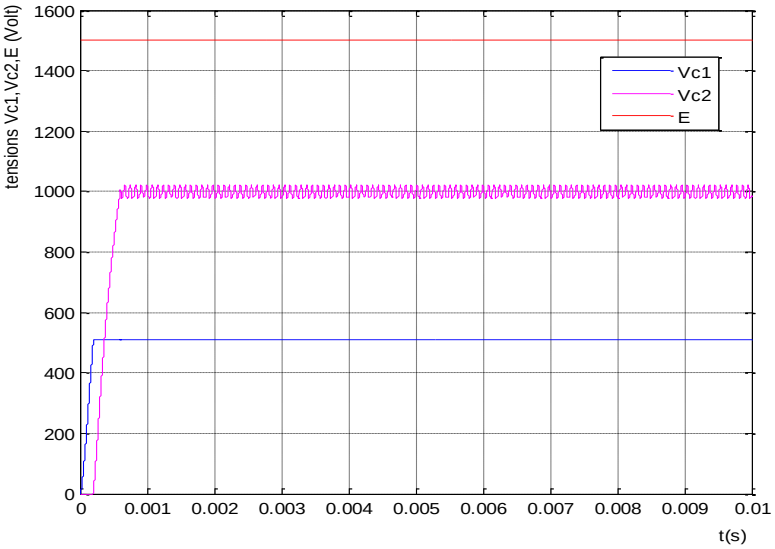


Figure I-33 : Évolution des tensions V_{c1} *et* V_{c2}

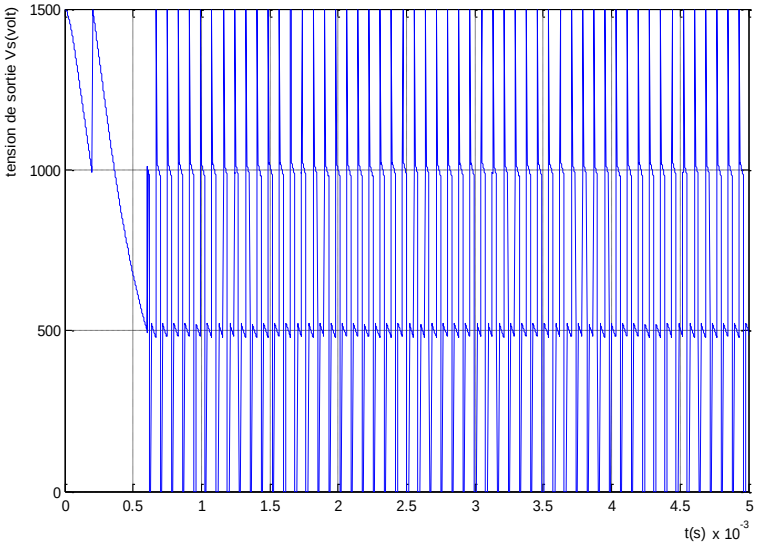


Figure I-34 : Évolution de la tension de sortie V_s

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 de 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}.

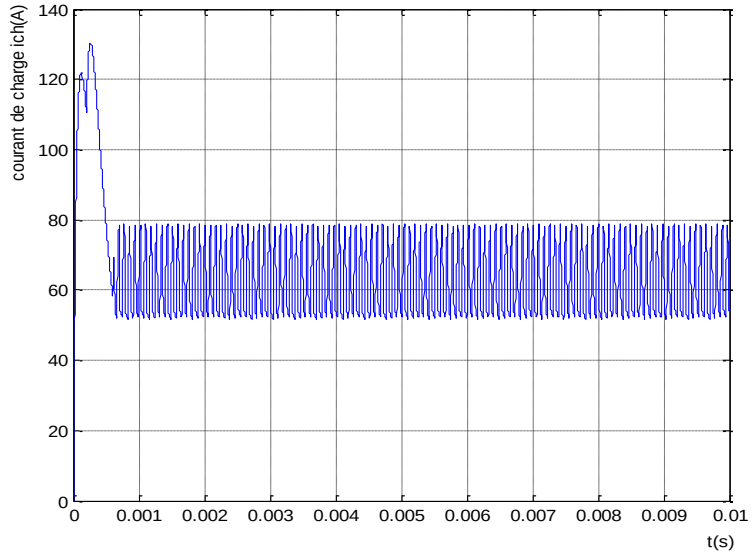


Figure I-35 : Évolution de courant I_{ch}

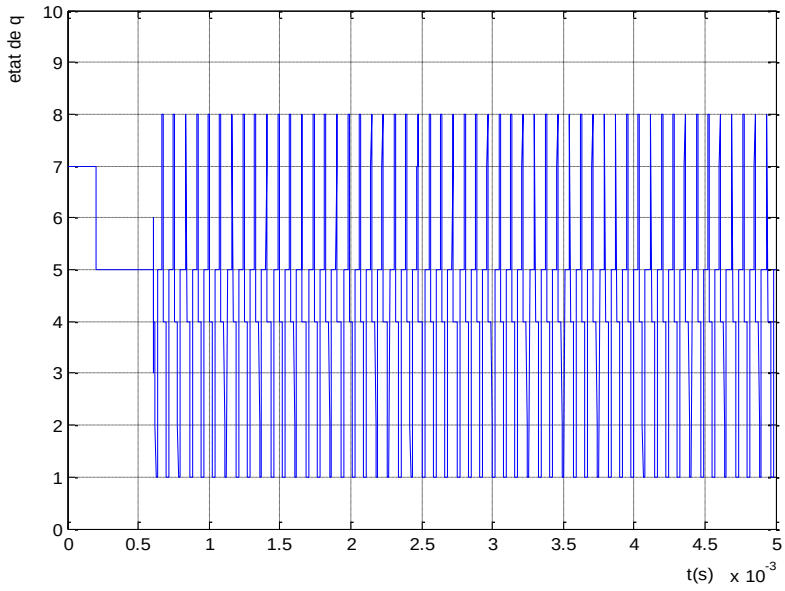


Figure I-36 : Évolution des transitions

Les **Figure I-34** et **Figure I-36**, montrent l'évolution de la tension de sortie, et l'évolution des transitions. Pour commencer, les valeurs initiales nulles sont données au système à l'état q8 • On commute vers le mode q7 pour charger le condensateur C_1 et vers le mode q5 pour charger le condensateur C_2. Après la stabilisation du courant, on répète le même cycle. On remarque aussi l'obtention des quatre niveaux de la tension de sorti 0, E/3, 2E/3, et E.

I-4.3. Commande directe des convertisseurs multicellulaires série

Les méthodes de commande basées sur la modulation des largeurs d'impulsion (MLI) se basent sur le changement des valeurs moyennes des tensions par un contrôle en durée de commutations. Or, pour certaines applications, ces méthodes de contrôle ne sont pas adaptées (comme dans le cas de la DTC), où la sélection des séquences de commande appliquées au convertisseur statique se fait d'une manière directe. Pour résoudre ce problème, nous présentons dans cette section la commande directe des convertisseurs multicellulaires série.

L'objectif de la commande directe est double. D'une part, elle doit assurer les tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs valeurs de référence, aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. D'autre part, le niveau discret de tension demandé en sortie du convertisseur doit être assuré. Ainsi, l'algorithme de commande va choisir l'état des cellules de commutation du convertisseur en se basant sur [TLE-07] :

- La connaissance du niveau discret de tension demandé. La tension de sortie peut prendre (p+1) valeurs dont l'amplitude idéale de chaque niveau est donnée par :

$$v_j = j\frac{E}{p};\quad j = 0,1,\ldots,p$$

Où v_j représente le niveau discret j de tension et p est le nombre de cellules

- La connaissance de l'état des tensions aux bornes des condensateurs flottants par rapport à sa valeur d'équilibre. La tension aux bornes de chaque condensateur flottant peut prendre trois états :

1. Lorsque son niveau de tension se trouve dans une bande autorisée, autour de sa valeur d'équilibre. C'est l'état d'équilibre.
2. Lorsque son niveau de tension se trouve au-dessus de la bande autorisée. C'est l'état de déséquilibre supérieur.
3. Lorsque son niveau de tension se trouve au-dessous de la bande autorisée. C'est l'état de déséquilibre inférieur.

Dans ce qui suit, nous allons appliquer la méthode de commande directe sur un bras convertisseur multicellulaire série à cinq niveau (quatre cellules $p = 4$).

a- Choix du point de référence des tensions

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

$$Vcel_{i_{ref}} = i\frac{E}{p}$$

p : représente le nombre de cellules du convertisseur.

$i \in [1 \dots p-1]$

b- Evolution des tensions de condensateur et de cellule

La **Figure I-37** indique la structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur.

L'état de deux cellules adjacentes influe sur la tension de condensateur V_{c_i}.

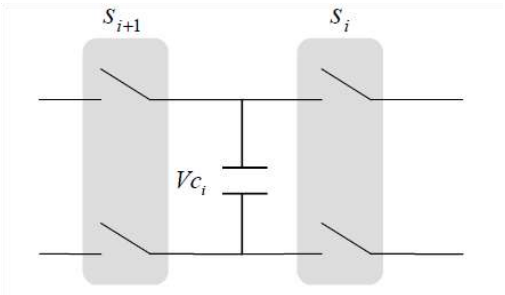


Figure I-37 : Structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur

La dérivée de la tension de condensateur est :

$$\frac{dV_{c_i}}{dt} = \frac{i}{C}\beta_i$$

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

Le **Tableau 1.4** résume les cas possibles :

Tableau I-4 : Différentes possibilités de la commande

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

D'après l'équation (I.10), on peut constater que le signe de la variation de la tension aux bornes du condensateur C_k est donné par :

$$sign(\Delta v_{C_k}) = sign(i_{ch})(s_{k+1} - s_k)$$

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

- Les deux cellules sont dans le même état $\Longrightarrow V_{c_i}$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 $\Longrightarrow V_{c_i}$ augmente.
- L'état de la cellule supérieure (U_{i+1}) est 0 et l'autre (U_i) est 1 $\Longrightarrow V_{c_i}$ diminue.

Sur le **Tableau I-5**, nous présentons les états possibles du convertisseur, l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs flottants (en considérant un courant de charge de signe positif) et le niveau de la tension de sortie du convertisseur pour chaque état.

Dans le **Tableau I-5** le signe (+) représente une variation positive, le signe (-) représente une variation négative et (0) pour aucune variation. Pour un sens négatif du courant, on remplace le signe (+) par le signe (-) et le signe (-) par le signe (+).

Tableau I-5 : Etats possibles et variations des tensions aux bornes des condensateurs flottants.

Etat	s_4	s_3	s_2	s_1	Sortie	Δv_{C_3}	Δv_{C_2}	Δv_{C_1}	Niveau
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	$E/4$	0	0	-	1
2	0	0	1	0	$E/4$	0	-	+	1
3	0	0	1	1	$E/2$	0	-	0	2
4	0	1	0	0	$E/4$	-	+	0	1
5	0	1	0	1	$E/2$	-	+	-	2
6	0	1	1	0	$E/2$	-	0	+	2
7	0	1	1	1	$3E/4$	-	0	0	3
8	1	0	0	0	$E/4$	+	0	0	1
9	1	0	0	1	$E/2$	+	0	-	2
10	1	0	1	0	$E/2$	+	-	+	2
11	1	0	1	1	$3E/4$	+	-	0	3
12	1	1	0	0	$E/2$	0	+	0	2
13	1	1	0	1	$3E/4$	0	+	-	3
14	1	1	1	0	$3E/4$	0	0	+	3
15	1	1	1	1	E	0	0	0	4

A partir du **Tableau I-5**, on constate que les niveaux 0 et 4 n'influent pas sur les variations des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Pour cela, dans la commande directe du convertisseur, on va exclure ces deux niveaux.

L'algorithme de la commande directe du convertisseur choisit l'état qui assure le niveau de tension demandé en sortie du convertisseur en maintenant les tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs valeurs d'équilibres ($v_{C_k} = kE/p$). Sur le **Tableau I-6** nous présentons les choix des états convenables (qui assurent l'asservissement des tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs valeurs d'équilibre) pour les niveaux 1, 2 et 3. Les notations LI_k et LS_k représentent l'état de la tension aux bornes du condensateur flottant C_k (si $LI_k = LS_k = 0$ la tension aux bornes du condensateur flottant C_k se trouve dans la bande de tolérance, si $LI_k = 1$ et $LS_k = 0$ la tension aux bornes du condensateur flottant C_k se trouve au-dessous de la bande de tolérance et si $LI_k = 0$ et $LS_k = 1$ la tension aux bornes du condensateur flottant C_k se trouve au-dessus de la bande de tolérance).

Tableau I- 6: choix des états convenables pour les niveaux 1, 2 et 3.

Etat des tensions aux bornes des condensateurs						**Etat des cellules de commutation à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 1**	**Etat des cellules de commutation à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 2**	**Etat des cellules de commutation à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 3**
LS_3	LI_3	LS_2	LI_2	LS_1	LI_1			
0	0	0	0	0	1	2	6	14
0	0	0	0	1	0	1	9	13
0	0	0	1	0	0	4	12	13
0	0	0	1	0	1	4	12	14
0	0	0	1	1	0	1	12	13
0	0	1	0	0	0	2	3	11
0	0	1	0	0	1	2	10	14
0	0	1	0	0	0	1	3	11
0	1	0	0	0	0	8	9	11
0	1	0	0	0	1	8	10	14
0	1	0	0	1	0	8	9	1 1
0	1	0	1	0	0	8	12	13
0	1	0	1	0	1	8	12	14
0	1	0	1	1	0	8	9	13
0	1	1	0	0	0	8	3	11
0	1	1	0	0	1	2	10	11
0	1	1	0	1	0	8	9	11
1	0	0	0	0	0	4	6	7
1	0	0	0	0	1	4	6	7
1	0	0	0	1	0	1	5	7
1	0	0	1	0	0	4	12	7
1	0	0	1	0	1	4	6	7
1	0	0	1	1	0	4	5	13
1	0	1	0	0	0	2	3	7
1	0	1	0	0	1	2	6	7
1	0	1	0	1	0	1	3	7

Lorsque les tensions aux bornes des condensateurs flottants se trouvent en équilibre ($\boldsymbol{LS_1 = LI_1 = 0}$, $\boldsymbol{LS_2 = LI_2 = 0}$ et $LS_3 = LI_3 = 0$), l'algorithme de commande va prendre une forme similaire à celle d'une commande par MLI naturelle. Dans ce cas, l'état des cellules de commutation va suivre une séquence similaire à celle obtenue en appliquant une commande MLI naturelle.

Sur la **Figure I-38** nous présentons les séquences des signaux de commande, sous conditions d'équilibre, des tensions aux bornes des condensateurs flottants. La **Figure I-38.a**, présente les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 0 et 1. Tandis que, les **Figure I-38.b**, **Figure I-38.c** et **Figure I-38.d** présentent les séquences des signaux de commande respectivement si la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 1-2, 2-3 et 3-4.

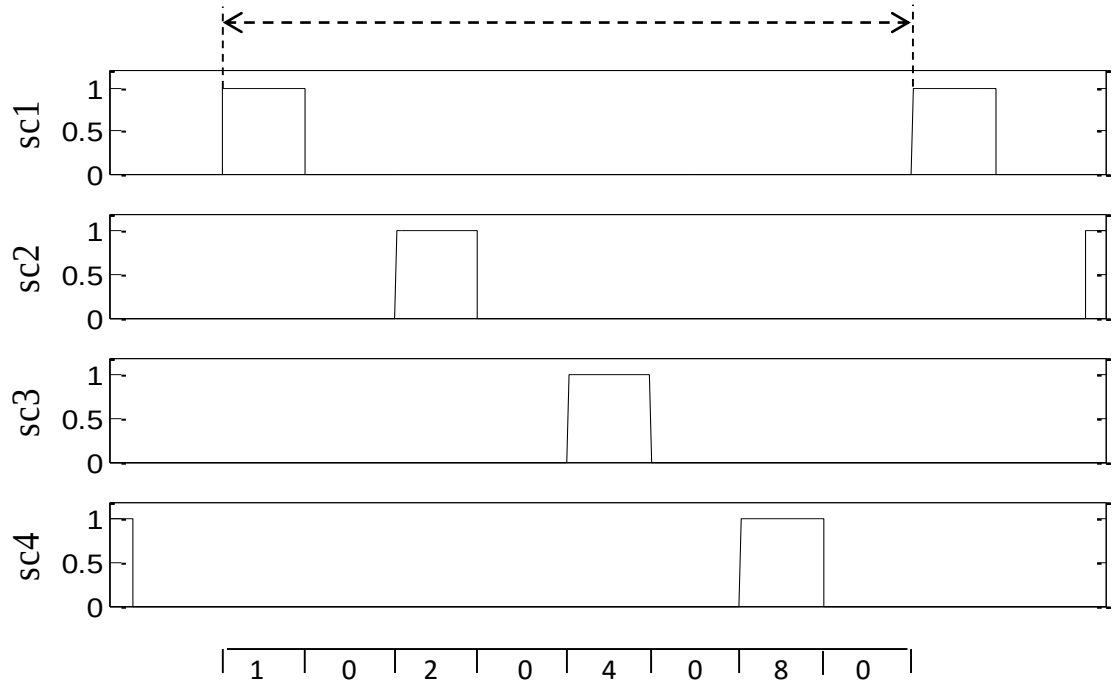


Figure I-38.a : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 0 et 1.

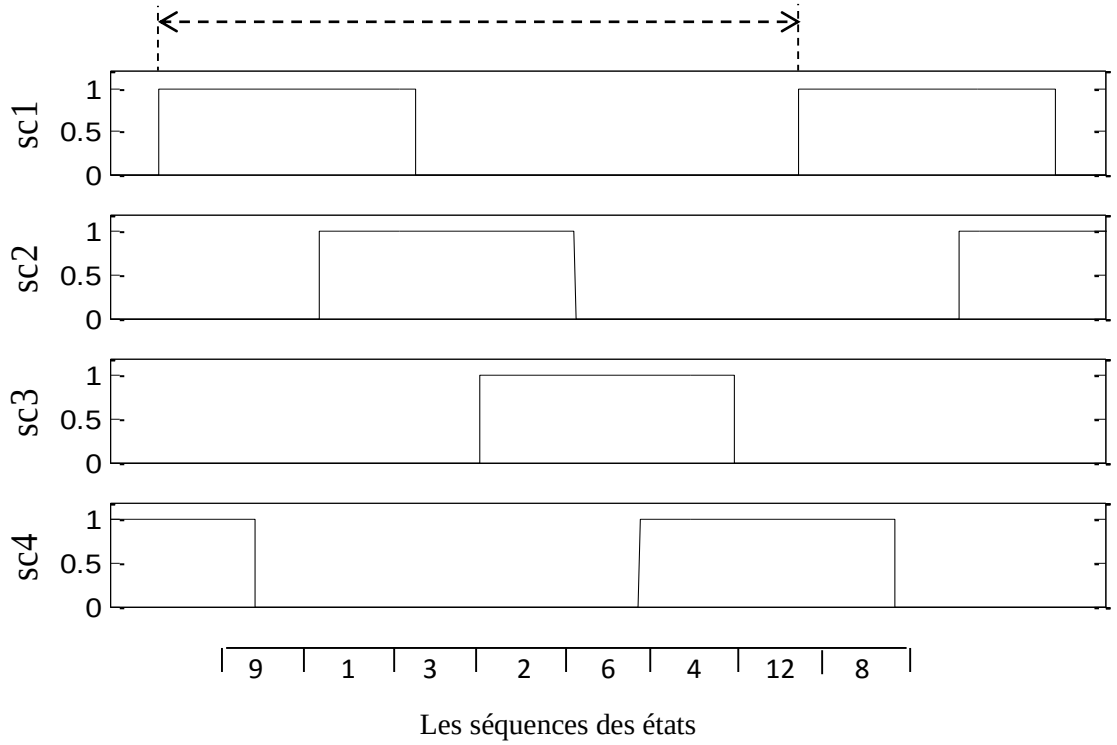


Figure I-38. b : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 1 et 2.

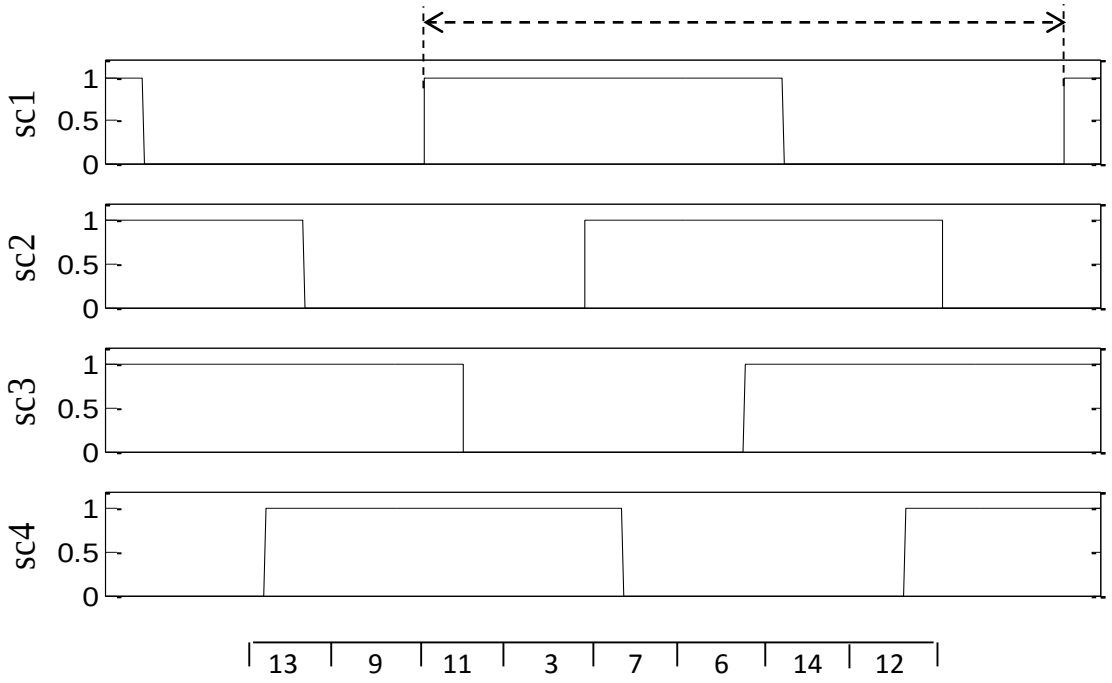


Figure I-38.c : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 2 et 3.

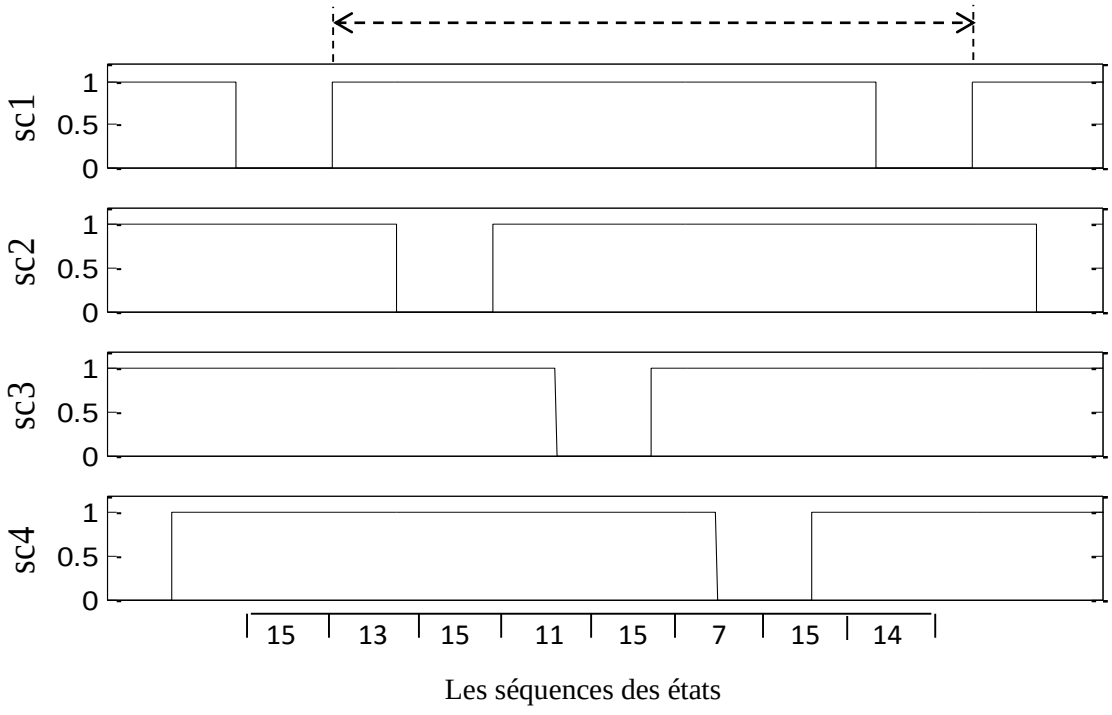


Figure I-38. d : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 3 et 4.

A partir des séquences des signaux de commande données par la **Figure I-38**, nous pouvons définir les séquences des ordres de commande qui sont utilisées à l'état d'équilibre (lorsque les tensions aux bornes des condensateurs flottants se trouvent dans les bandes autorisées). Ces séquences dépendent des états précédents et des niveaux des tensions de sortie demandés. Le **Tableau I-7** donne les états des cellules de commutation à choisir sous conditions d'équilibre.

Tableau I-7 : Les états des cellules de commutation à choisir sous conditions d'équilibre.

Etat précédent	**Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 0**	**Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 1**	**Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 2**	**Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 3**	**Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 4**
0	0	1,2,4,8	Pas possible	Pas possible	Pas possible
1	0	2	3	Pas possible	Pas possible
2	0	4	6	Pas possible	Pas possible
3	Pas possible	2	6	7	Pas possible
4	0	8	12	Pas possible	Pas possible
5	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible
6	Pas possible	4	12	14	Pas possible
7	Pas possible	Pas possible	6	14	14
8	0	1	9	Pas possible	Pas possible
9	Pas possible	1	3	11	Pas possible
10	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible
11	Pas possible	Pas possible	3	7	15
12	Pas possible	8	9	13	Pas possible
13	Pas possible	Pas possible	9	11	15
14	Pas possible	Pas possible	12	13	15
15	Pas possible	Pas possible	Pas possible	13,11,7,14	15

Sur la **Figure I-39**, nous présentons les résultats de simulation d'un convertisseur multicellulaires série à quatre cellules de commutation (cinq niveaux) fonctionnant en hacheur et alimentant une charge R-L. Le convertisseur est commandé par la méthode de commande directe présentée précédemment et caractérisé par :

- La tension d'alimentation $E = 400$ V
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 45\,\mu\text{F}$
- La résistance de charge $R = 12.5\,\Omega$
- L'inductance de charge $L = 5\,\text{mH}$

Nous avons fixé pour les trois condensateurs une bande de variation égale à 10 V. A partir des résultats de la **Figure I-39**, nous constatons que la tension de sortie du convertisseur suit la référence de tension et les variations des tensions aux bornes des condensateurs flottants restent à l'intérieur des bandes autorisées. Pendant la phase où la tension de référence égale la

tension d'entrée d'alimentation (la tension de référence égale le niveau 4), la tension de sortie du convertisseur et les tensions aux bornes des condensateurs flottants ne présentent aucune variation puisque le niveau 4 n'influe pas sur les tensions aux bornes des condensateurs flottants.

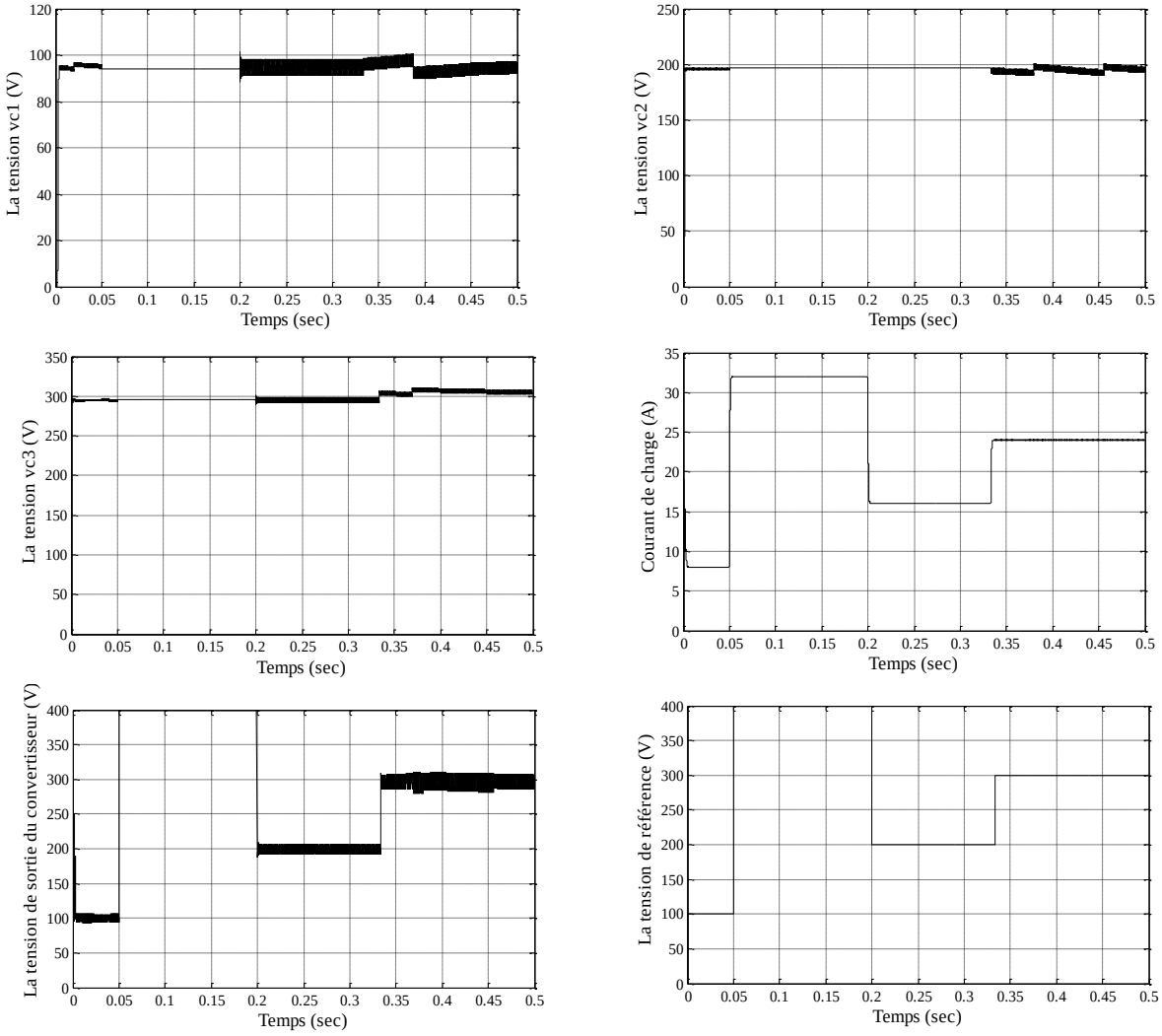


Figure I-39 : Poursuite de la tension de sortie d'un convertisseur multicellulaire série commandé par la méthode de commande directe.

I-5. Conclusion :

Dans ce chapitre, le principe des convertisseurs multicellulaires série a été présenté, et j'ai montré que les topologies multicellulaires, quant à elles, utilisent la mise

en série des interrupteurs, assurant la répartition de la contrainte en tension du convertisseur sur plusieurs cellules de commutation.

Deux modèles de ce convertisseur ont été développé pour permettre de poursuivre deux objectifs différents : dimensionnement de lois de commande (modèle moyen) et validation en simulation de ces lois de commandes dans des conditions proches du fonctionnement réel (modèle instantané).

Différents tests en commande MLI naturelle de simulation ont été faits pour le convertisseur multicellulaire fonctionnant en hacheur comme en onduleur.

Par simulation j'ai vu que les sources de tensions flottantes pourraient être remplacés par de simple condensateur si tous les rapports cycliques appliqués aux différentes cellules de commutation sont identiques.

Aussi, j'ai mis le point sur quelques concepts sur le convertisseur multicellulaire, je cite l'approche hybride, ou j'ai 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.

Un autre concept est la Commande directe du convertisseur qui est basées sur la modulation des largeurs d'impulsion (MLI) se basent sur le changement des valeurs moyennes des tensions par un contrôle en durée de commutations, et à partir des résultats de simulation, j'ai constaté que la tension de sortie du convertisseur suit la référence de tension et les variations des tensions aux bornes des condensateurs flottants restent à l'intérieur des bandes autorisées.

Dans cette partie, j'ai modélisé par l'approche hybride un convertisseur multicellulaire.

J'ai 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.

Chapitre II

COMMANDE PAR MODES GLISSANTS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE

II-1. Introduction :

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités.

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse. Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F.FILIPPOV [BUR-86].

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [BUR-86].

La commande et l'observation par mode glissant ont connu un essor considérable durant les dernières décennies [FRI-08] [BOI-07] [LEV-97]. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi, que la grande robustesse

par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations extérieures [PER-02] [UTK-77] [FLO-00] [GLU-96] [DJE-99] [HAM-03].

Emel'yanov, a proposé une nouvelle famille de modes glissants appelé les modes glissants d'ordre supérieur. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement, préservant les principaux avantages de la précédente approche, ils suppriment le phénomène de réticence en garantissant même une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections de modèle ou d'organes de commande. L'ordre de glissement caractérise en particulier le degré de continuité des dynamiques du système au voisinage de la surface et correspond au nombre de dérivées continues de la variable à contraindre. Pour cela, des algorithmes de commande capables de générer des régimes glissants de tout ordre doivent être synthétisés [BEN-09].

L'objectif de cette partie est de montrer que le convertisseur multicellulaire série est très bien adapté à la mise en œuvre de modes glissants d'ordre simple utilisant la notion de vecteur équivalent ou bien de lois de commande basées sur les modes glissants d'ordre supérieur.

II-2. Position du problème

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

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t,x,u) \\ s = s(t,x) \in \Re \\ u = u(t,x) \in \Re \end{cases} \qquad \text{(II-1)}$$

Où:

$x = [x_1, \dots \dots x_n]^T \in X$: représente le vecteur d'état, $X \subset \Re^n$, X est une variété différentielle ou un ouvert de $\Re^n$.

u : représente la commande.

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

t : est le temps.

$s(t,x)$: fonction de glissement ou fonction de commutation

Le système $\dot{x} = f(t, x, u)$ englobe ceux de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u,$$

Le problème posé est toujours de contraindre les trajectoires du système à évoluer sur la surface de glissement

$$S = \{x \in X : s(t, x) = 0\}$$

La fonction $s(t, x)$ est appelée fonction de glissement ou fonction de commutation. Elle sépare l'espace d'état en deux parties disjointes $s(t, x) > 0$ et $s(t, x) < 0$.

II-3. Commande par modes glissants d'ordre simple

II-3.1. Principe :

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement en fonction des objectifs de commande, fixant la dynamique en boucle fermée : c'est le mode de convergence, puis par la synthèse d'une commande discontinue qui permet aux trajectoires du système à atteindre et, ensuite, à rester sur cette surface : c'est le mode de glissement.

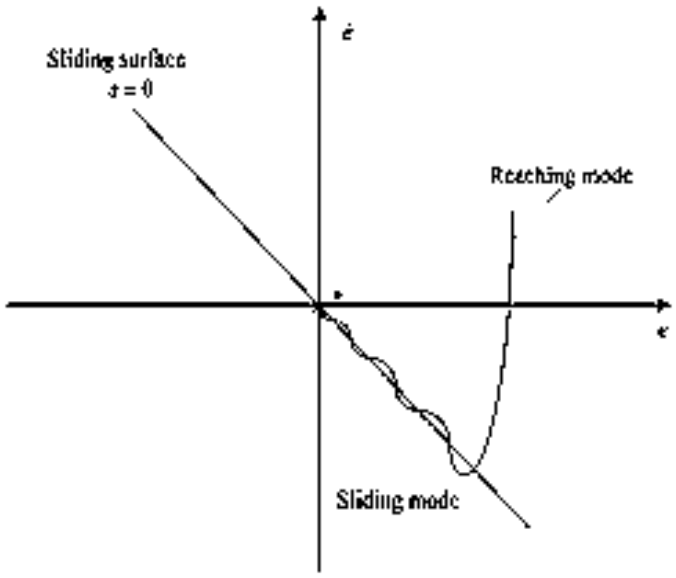


Figure II-1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement [UTK-93] :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant.

II-3.2. Conception d'algorithme de commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples ; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour le système ayant un modèle imprécis, [SLO-91].

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle, [GAO-93].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre, [HUN-93].

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

II-3.2.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A].[X] + [b].[u] \qquad \text{(II-2)}$$

Où $[X] \in \Re^n$ est le vecteur d'état,$[u] \in \Re^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$

J.J.Slotine [SLO-91] [ASA-86] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left[\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right]^{r-1} e(x) \qquad \text{(II-3)}$$

Avec,

$e(x)$: L'écart de la variable à régler, $e(x) = X - X_{ref}$.

λ : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaitre la commande.

L'avantage de cette expression par rapport à la précédente est que à partir de cette équation on peut déterminer l'état du système en passant par des filtres passe-bas du 1er ordre, en effet en posant « $p = \frac{\partial}{\partial t}$ opérateur de Laplace », on aura « $r - 1$ »éléments de filtres qui permettent de générer l'écart entre l'état du système et l'état désiré.

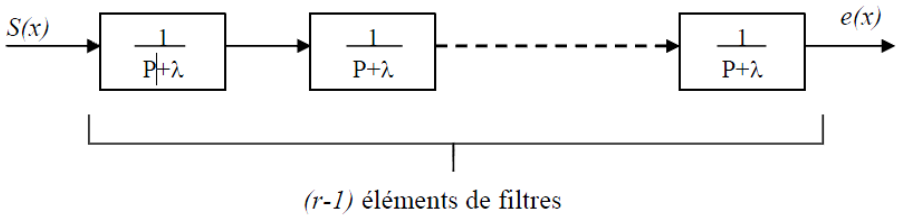


Figure II-2 : Filtres de dérivations permettant de générer e(x)

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est : $e(x) = 0$, ceci implique que l'état du système est égal à l'état désiré.

II-3.2.2. Conditions de convergence et d'existence :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y demeurer, indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence : une fonction discrète de commutation et La fonction de Lyapunov.

a- Fonction discrète de commutation :

Cette approche est la plus ancienne. Elle est proposée et étudiée par Emel'yanov et Utkin [EME-62] [UTK-77].

La définition classique du phénomène d'évolution en régime glissant est donnée par:

Définition : [UTK-77] [UTK-92]

On dit qu'il existe un régime glissant idéal sur s s'il existe un temps fini t_s tel que la solution du system satisfait $s(t,x)=0$ pour tout $t \geq t_s$

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. La surface de glissement doit être localement attractive, ce qui peut se traduire mathématiquement par :

$$\lim_{s\to 0^+} \frac{\partial s}{\partial x}(f+gu) < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s\to 0^-} \frac{\partial s}{\partial x}(f+gu) > 0$$

Cette condition traduit le fait que, dans un voisinage de la surface de glissement, les vecteurs vitesses des trajectoires du système doivent toujours pointer vers cette surface. Ainsi, une fois la surface intersectée, les trajectoires restent dans un ε^- voisinage de s, et on dit que le régime glissant est idéal si on a exactement $s(t,x)=0$. Cette condition est plus souvent rencontrée sous la forme

$$\dot{S}S < 0 \qquad \text{(II-4)}$$

est appelée condition d'attractivité.

Elle est globale mais ne garantit pas en revanche un temps d'accès fini.

Cette condition est toutefois difficile à utiliser pour faire la synthèse de la loi de commande, particulièrement dans le cas d'un système multi-entrées.

b- Fonction de LYAPUNOV

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $(V(x)>0)$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x)<0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^T(x) S(x) \qquad \text{(II-5)}$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (II.4) est vérifiée.

L'équation (II-5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^T(x)S(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [UTK-77].

II-3.2.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant :

Une fois la surface de glissement choisi, ainsi le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant le mode de glissement ; plusieurs approches ont été proposé pour cette commande, L'une des premières approches est la méthode de Philippov [PHI-64] [DEC-88]. Cette approche est basée sur les résultats des travaux effectués par ce dernier sur les équations différentielles à second membre discontinu. Il propose une loi de commande u qui est construite de façon à ce que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement (commutation) $s(x) = 0$ en un temps fini et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci. u est une loi de commande a structure variable qui prend deux valeurs suivant le signe de la surface de glissement définie comme suit (II-6) :

$$u = \begin{cases} u^+(x,t) & si \;\; s(t,x) > 0 \\ u^-(x,t) & si \;\; s(t,x) < 0 \end{cases}, \quad u^+ \neq u^- \qquad \text{(II-6)}$$

$u^+ et\, u^-$ étant des fonctions continues, sont choisies afin qu'une condition d'accès soit vérifiée.

Il est à noter que c'est le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations.

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (chattering), qui est indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes à hautes fréquences.

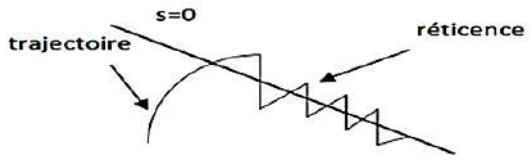


Figure II-3 : Phénomène de réticence

Pour réduire ce phénomène, différentes solutions sont proposées dans la littérature. Citant comme exemple la commande équivalente.

II-3.3. La commande par mode de glissement d'un convertisseur statique et calcule de la surface de glissement

Le convertisseur multicellulaire tel qu'il a été défini et modélisé au chapitre I, constitue un système non linéaire multi-entrées à structure variable. Définir une commande par mode glissant d'un tel système revient à définir p surfaces de glissement (à chaque cellule de commutation correspond une surface $s_i(x) = 0$ de dimension $n - 1$) qui associées à une loi de commutation appropriée permettent d'assurer la stabilité et l'existence d'un régime glissant sur l'intersection de toutes les surfaces. L'évolution de la trajectoire du système par rapport à la position des surfaces détermine l'état des interrupteurs.

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^{p} g_i(x)u_i = f(x) + G(x)U \qquad \text{(II-7)}$$

En faisant un changement de variable, on peut définir la dynamique du convertisseur en fonction de l'erreur :

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

Où : $\Delta U = U - U_{eq}$

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

Le choix de la fonction de Lyapunov V est basé sur la simplicité de mise en œuvre de la loi de commande. D'autres choix de la fonction de Lyapunov peuvent être envisagés et assurer de meilleures performances en imposant une dynamique ou en minimisant un critère quadratique [NIC-96]. La fonction de Lyapunov suivante:

$$V(\Delta x) = \frac{1}{2}\Delta x^T . Q . \Delta x \tag{II-8}$$

Et sa dérivée temporelle de V est :

$$\dot{V}(\Delta x) = \Delta x^T . Q . \Delta \dot{x} \tag{II-9}$$

Où : $Q = diag(C_1 C_2 \dots \dots \dots C_{P-1} L)$

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

$$X_{ref} = \left[\frac{E}{p} \frac{2E}{p} \dots \frac{(p-1)E}{p} I_{ref} \right]$$

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

$$\dot{V}(\Delta x) = \Delta x^T . Q . (f(x) + G(x)U) \tag{II-10}$$

Donc:

$$\dot{V}(\Delta x) = \Delta x^T . Q . f(x) + \Delta x^T . Q . G(x) U_{eq} + \Delta x^T . Q . G(x) \Delta U \tag{II-11}$$

Nicolas a démontré en utilisant le théorème de Tellegen [NIC-96] que :

$$\Delta x^T . Q . f(x) + \Delta x^T . Q . G(x) U_{eq} < 0 \tag{II-12}$$

Il ne reste alors plus que qu'à démontrer que :

$$\Delta x^T . Q . G(x) \Delta U < 0 \tag{II-13}$$

Pour assurer la stabilité en régime permanent d'équilibre.

Nous avons :

$$\Delta x^T . Q . G(x) \Delta U = \sum_{i=0}^{p} \Delta x^T . Q . g_i(x) \Delta u_i \qquad \text{(II-14)}$$

On définit alors une loi de commande vérifiant l'équation (II-13) comme suit :

$$\begin{cases} \Delta u_i > 0 \;\; si \;\; \Delta x^T . Q . g_i(x) < 0 \\ \Delta u_i < 0 \;\; si \;\; \Delta x^T . Q . g_i(x) > 0 \end{cases} \qquad \text{(II-15)}$$

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

$$\Delta u_i = \begin{cases} 0 - U_{eq} \;\; si \;\; \Delta x^T . Q . g_i(x) > 0 \\ 1 - U_{eq} \;\; si \;\; \Delta x^T . Q . g_i(x) < 0 \end{cases} \qquad \text{(II-16)}$$

Nous choisissons alors p fonctions de commutations :

$$s_i(x) = -\Delta x^T . Q . g_i(x)$$

Il en résulte que l'état des interrupteurs est fonction de p fonctions de commutation. L'état de chaque interrupteur est défini par : $u_i = \begin{cases} 1 & si \;\; s_i(x) > 0 \\ 0 & si \;\; s_i(x) < 0 \end{cases}$

Le choix de la fonction de Lyapunov V est basé sur la simplicité de mise en œuvre de la loi de commande. D'autres choix de la fonction de Lyapunov peuvent être envisagés et assurer de meilleures performances en imposant une dynamique ou en minimisant un critère quadratique [NIC-96].

II-3.4. Application pour un convertisseur à trois cellules :

II-3.4.1. Convertisseur à trois cellules :

Un hacheur à trois cellules connecté à une charge *R-L* **Figure II-4** est représenté par l'équation [SKE-14-a] [SKE-14-b] [SKE-15-a] :

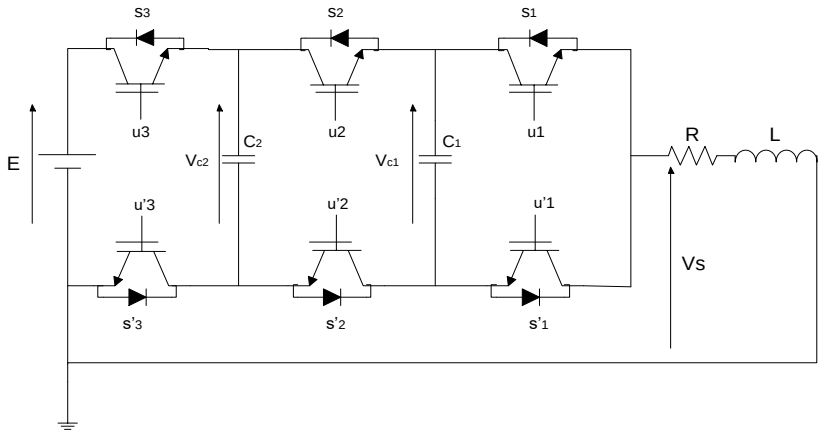


Figure II-4 : hacheur à trois cellules connecté à une charge *R-L*

$$\begin{bmatrix} \dot{V_{C1}} \\ \dot{V_{C2}} \\ \dot{I_{ch}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ i_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} \\ \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_2}-V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{E-V_{C_2}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad \text{(II-17)}$$

L'équation (II-17) peut être transformée sous forme affine comme suite :

$$\boldsymbol{f(x)} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ -\frac{\boldsymbol{R_{ch}}}{\boldsymbol{L_{ch}}} \boldsymbol{I_{ch}} \end{bmatrix} \boldsymbol{g_1(X)} = \begin{bmatrix} -\frac{\boldsymbol{I_{ch}}}{\boldsymbol{C_1}} \\ \mathbf{0} \\ \frac{\boldsymbol{V_{C_1}}}{\boldsymbol{L_{ch}}} \end{bmatrix}, \boldsymbol{g_2(X)} = \begin{bmatrix} \frac{\boldsymbol{I_{ch}}}{\boldsymbol{C_1}} \\ -\frac{\boldsymbol{I_{ch}}}{\boldsymbol{C_2}} \\ \frac{\boldsymbol{V_{C_2}-V_{C_1}}}{\boldsymbol{L_{ch}}} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{g_3(X)} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \frac{\boldsymbol{I_{ch}}}{\boldsymbol{C_2}} \\ \frac{\boldsymbol{E-V_{C_2}}}{\boldsymbol{L_{ch}}} \end{bmatrix}$$

II-3.4.2. Commandabilité d'un convertisseur à trois cellules :

Avant de pouvoir synthétiser une loi pour le convertisseur, il faut s'assurer qu'il est commandable, c'est-à-dire vérifier la condition d'accessibilité suivante :

$$Det(g_1(x)g_2(x)g_3(x)) \neq 0$$

Nous avons:

$$Det(g_1(x)g_2(x)g_3(x)) = Det\begin{bmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} \\ \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_2}-V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{E-V_{C_2}}{L_{ch}} \end{bmatrix} = \frac{EI_{ch}^2}{C_1C_2L} \neq 0 \; si \; I_{ch} \neq 0$$

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.

II-3.4.3. Calcul des fonctions de commutation :

On peut maintenant définir les lois de commandes qui assurent la stabilité du point d'équilibre X_{ref} en utilisant les résultats de la section précédente pour un convertisseur à 3 cellules.

On obtient les fonctions de commutations s_1 ,s_2 et s_3 suivantes :

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

on réécrit ces fonctions sous forme homogène à un courant comme suit :

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

II-3.4.4. Structure de commande à fréquence variable :

Pour écrire la loi de commande stabilisante, il faut s'assurer d'abord que la commande équivalente existe. On peut a présent écrire la loi de commutation:

$$u_i = \begin{cases} 1 & si\ s_i(x) > 0 \\ 0 & si\ s_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1,2,3$$

La structure de commande est représentée sur la **Figure II-5**.

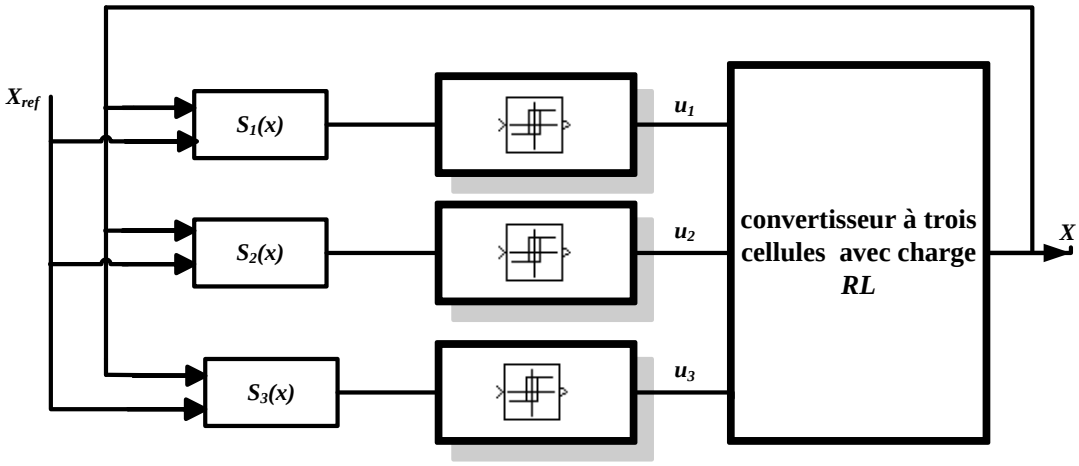


Figure II-5 : Structure de la commande par mode de glissement du convertisseur multicellulaire à 3 cellules.

II-3.4.5. Résultats de simulation

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

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 40_{\mu F} \\ L = 0.5mH \\ R = 10\Omega \end{cases}$$

On applique la séquence de commande suivante :

- La tension de source $1500V$, le courant de référence vaut $80A$.
- à $= 0{,}25s$, la tension de source prend la valeur $E = 1800V$.

Le courant de charge à une valeur I_{ref} indépendante de la charge. Nous avons obtenu les résultats suivants :

a- Commande par modes glissants d'ordre simple d'un hacheur à trois cellules :

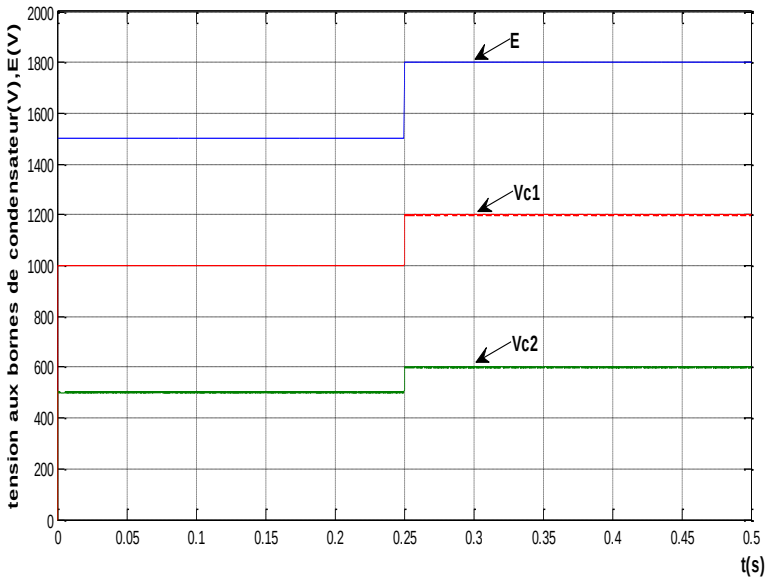


Figure II-6 : Tension d'alimentation E et flottantes v_{c1} , v_{c2}.

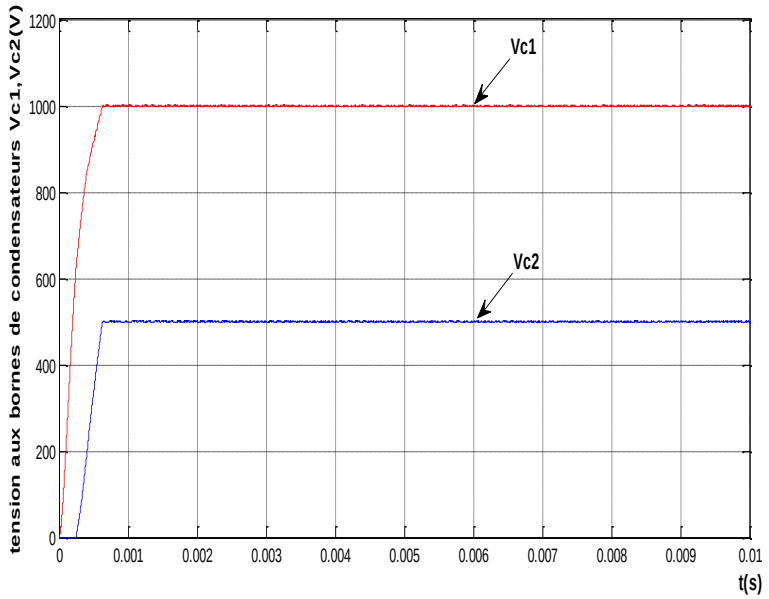


Figure II-7 : Zoom des tensions flottantes v_{c1}et v_{c2}.

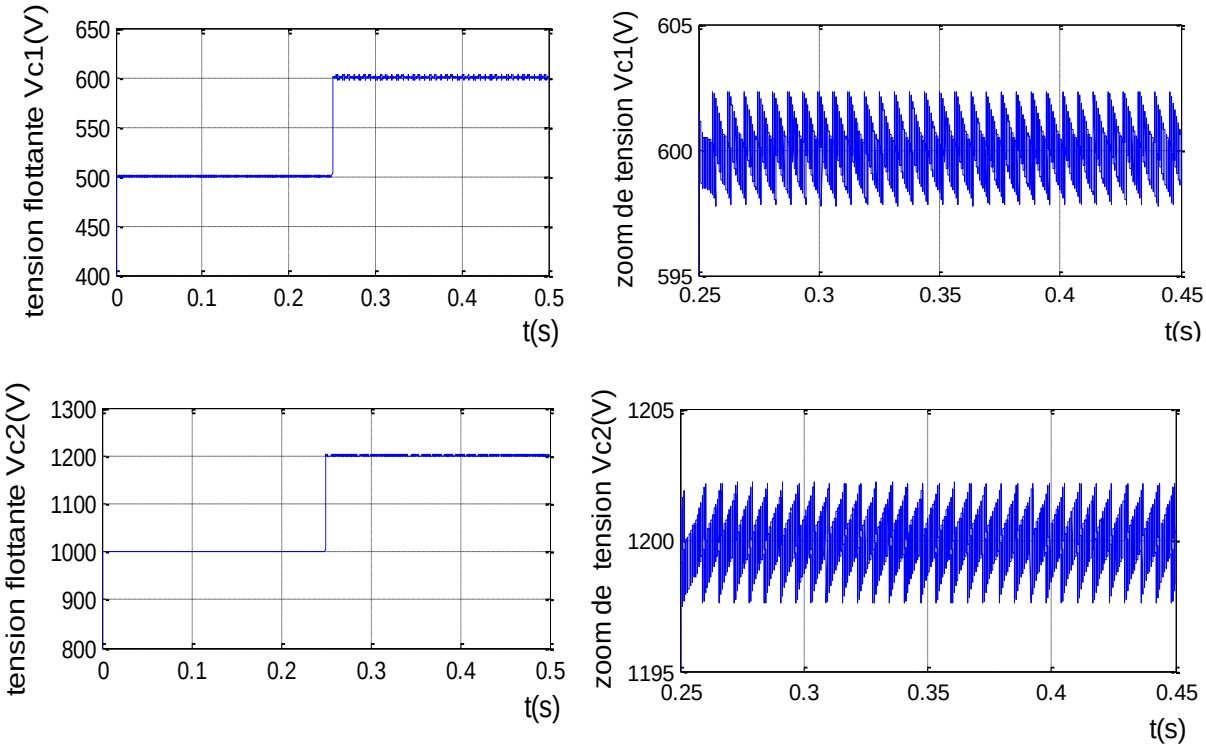


Figure II-8 : Evolution des tensions flottantes v_{c1}et, v_{c2}.

La **Figure II-8** représente l'évolution des tensions flottantes, ses tensions évaluent 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}, stabilisent respectivement à $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$.On note également sur cette commande une présence important d'harmonique, même en régime permanent. Ceci est dû au fait que la charge étant peu sélective, consomme de l'énergie, c'est bien la commande par mode glissant d'ordre simple n'aboutit pas à éliminer le phénomène appelé chattering.

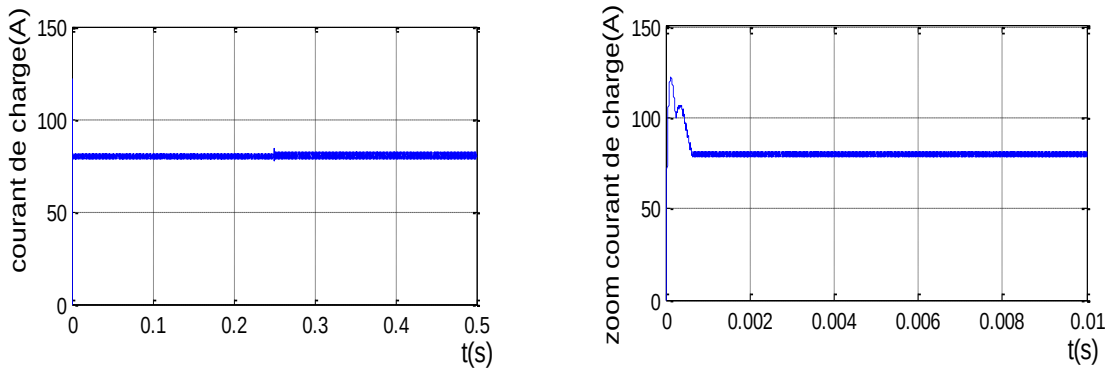


Figure II-9 : Evolution du courant de charge I_{ch}

La **Figure II-9** représente l'évolution du courant de charge I_{ch} , on voit bien que ce courant s'asservit a la valeur de 79.4A, c'est-à-dire l'erreur statique est égale à 0,4A.et après le zoom, le courant présente un dépassement à cause de la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de la commande par mode de glissement synthétisée.

On remarque que les deux tensions v_{c1}et v_{c2} *et courant de charge* I_{ch} *suivent leurs références.*

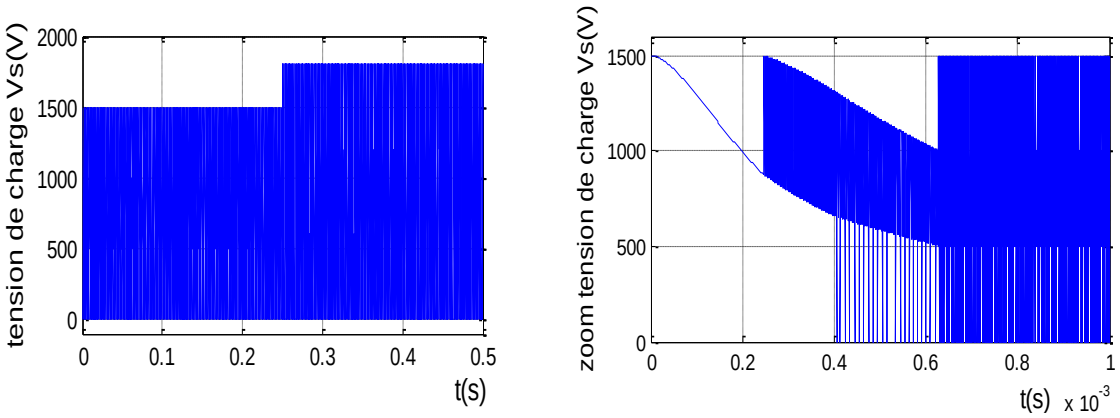


Figure II-10 : Evolution de la tension de sortie V_s

L'évolution de la tension de sortie est représentée sur la **Figure II-10**, et dans la figure du zoom il est clair que les quatre niveaux E, $\frac{2E}{3}$, $\frac{E}{3}$ et 0 sont bien présentes quel que soit les changements des séquences pour la tension de référence.

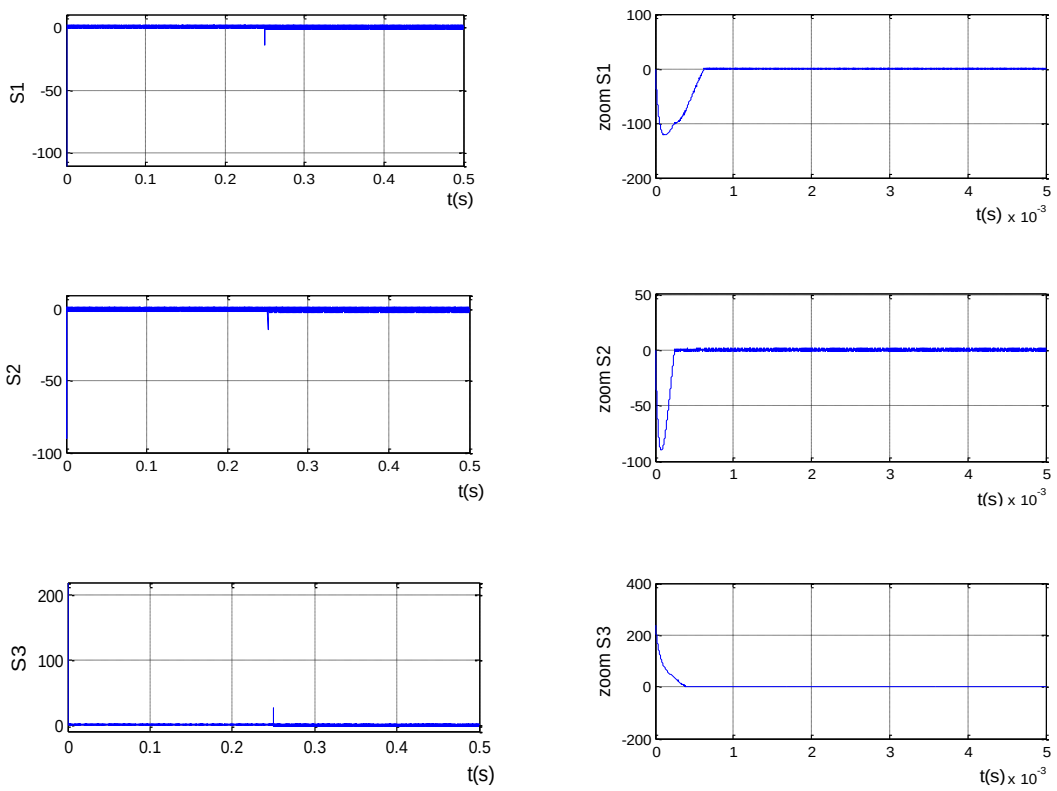


Figure II-11 : Evolution des surfaces de glissement

La **Figure II-11**représente l'évolution des trois surfaces de commutation, 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.

b- Commande par modes glissants d'ordre simple d'un onduleur triphasé à trois cellules :

Avec les mêmes paramètres que pour le hacheur, on applique la commande par mode glissant sur un onduleur triphasé.

La forme du courant de référence est la suivante:

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

On obtient:

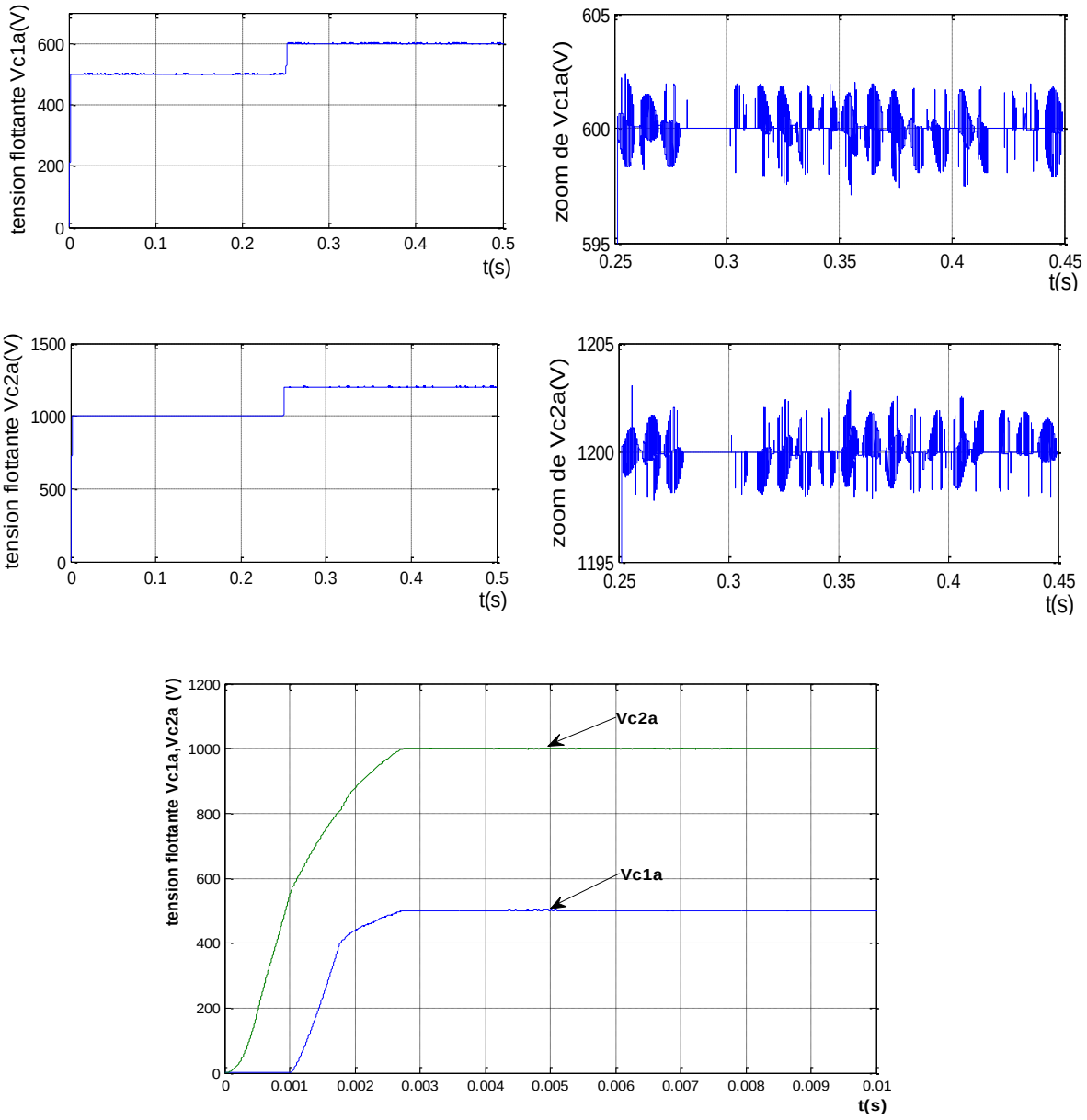


Figure II-12 : Evolution des tensions flottantes v_{c1} *et* v_{c2} de premier bras.

La **Figure II-12** représente l'évolution des tensions flottantes du premier bras, ces tensions évaluent vers l'état d'équilibre et se stabilise à la valeur de référence $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$.

On note également sur cette commande une présence importante d'harmonique, même en régime permanent. Ce qui conclue que ce mode glissant ne peut pas éliminer ces harmoniques « chattering ».

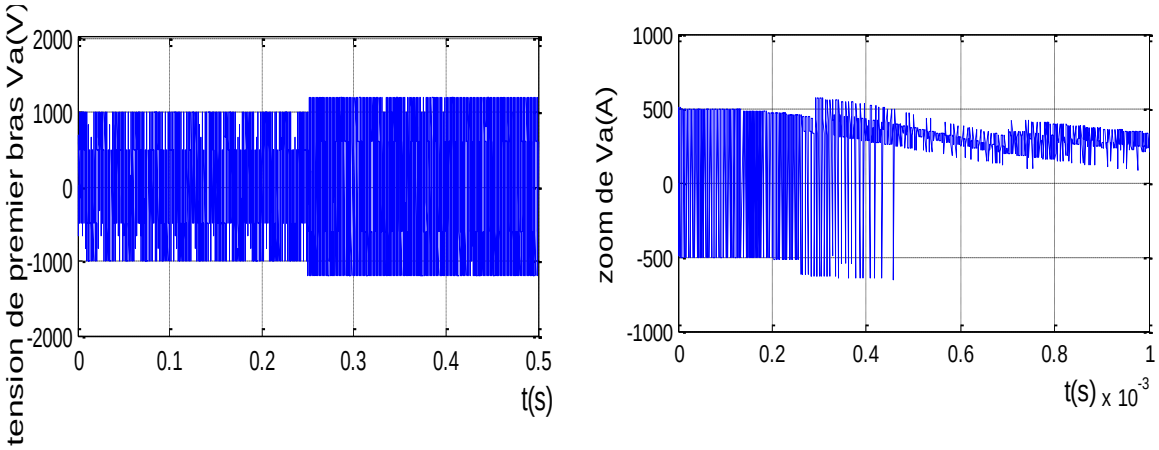


Figure II-13 : Evolution de la tension de sortie V_a de premier bras.

La **Figure II-13** représente l'évolution de la tension de sortie $V_a$de premier bras, nous constatons qu'elle évalue entre les tensions $\frac{2E}{3} et -\frac{2E}{3}$.

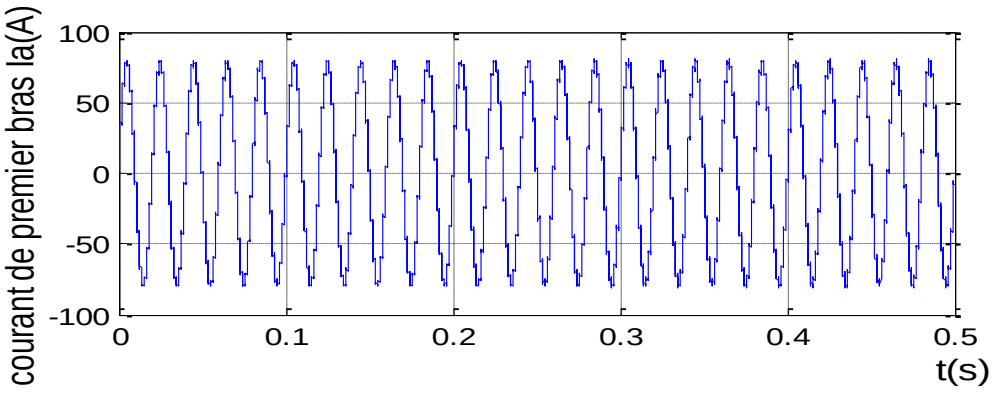


Figure II-14 : Evolution du courant de charge I_{ch}de premier bras.

La **Figure II-14** représente l'évolution du courant de charge I_{ch} ,il s'agit d'un courant sinusoïdal qui suit parfaitement sa référence.

II-4. Modes de glissement d'ordre supérieur :

L'inconvénient majeur de la commande à structure variable réside dans les oscillations appelé réticence ou chattering en anglais [BEH-06].

Des chercheurs russes ont proposés 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.Levant ovskyet M. Emel'yanov [ZER-10] ont généralisé le concept des modes glissants classiques à ce qui est appelé les modes glissants d'ordre supérieur. Les principaux avantages de la précédente approche, ils suppriment le phénomène de réticence dans la plupart des systèmes, amélioration des performances de la commande en termes de précision et garder les avantages du régime glissant d'ordre un.

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 [BEH-06].

Dans ce qui suit, nous allons décrire une loi de commande de second ordre $(r=2)$, telles que la technique Super Twisting. Cet algorithme est le plus utilisé dans la littérature, du fait qu'il a uniquement besoin de la connaissance de la surface s [SAL-04], [HAM-05].mais avant ça, on va définir l'algorithme de Twisting.

II-4.1. Algorithme de Twisting :

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme twiste autour de l'origine du plan de glissement d'ordre deux est appelé Twisting en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase $(s, \dot{s})$, avec un nombre infini de rotation, voir la **Figure II-15**. 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'abssise et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [SAL-04], [HAM-05].

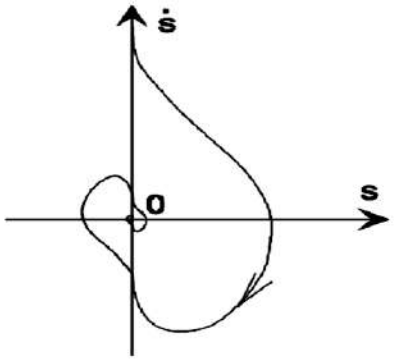


Figure II-15 : convergence en temps fini de l'algorithme Twisting

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 :

$$\begin{cases} y_1 = y_2 \\ y_2 = \psi(t,x) + \varsigma(t,x)\dot{u} \end{cases} \tag{II.18}$$

Où $\psi(t,x) \; et \; \varsigma(t,x)$ sont des fonctions mal connues mais bornées

$$\phi > 0, |\psi| \leq \phi, 0 < \Gamma_m \leq s \leq \Gamma_M \tag{II.19}$$

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

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & si \;\; |u| > 1 \\ -V_m sign(s) & si \;\; s\dot{s} \leq 0; |u| \leq 1 \\ -V_M sign(s) & si \;\; s\dot{s} > 0; |u| \leq 1 \end{cases} \tag{II.20}$$

Où $|u|$ est une valeur bornée de commande, donné pour $|u| \leq 1$

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

$$\begin{cases} -V_m sign(s) & si \;\; s\dot{s} \leq 0 \\ -V_M sign(s) & si \;\; s\dot{s} > 0 \end{cases} \tag{II.21}$$

Avec les conditions suffisantes assurant la convergence en temps fini sur la variété s.

$$V_M > V_m$$

$$V_m > 4\frac{\Gamma_M}{s_0}$$

$$V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m}$$

$$\Gamma_m V_m - \phi > \Gamma_M V_m + \phi$$

Si dans la pratique la dérivée de la surface n'est pas mesurable. Son signe peut être estimé par le signe de la dérivée de la surface s dans un intervalle de temps Δt . le $sign(\dot{s}(t))$ est calculé par l'expression $sign(\dot{s}(t) - s(t - \Delta t))$.

En considérant les incertitudes du système et les intervalles de temps entre les croisements successifs de l'axe des abscisses, il est possible de définir la borne supérieure du temps de convergence du système [8] :

$$t_{tw\infty} \leq t_{M1} + \Theta_{tm} \frac{1}{1 - \theta_{tm}} \sqrt{|y_{1M1}|} \tag{II.22}$$

Où y_{1M1} est la valeur de la surface s quand l'axe des abscisses est traversé pour la première fois, t_{M1}est la valeur de temps à cet instant.les expressions Θ_{tm} et θ_{tm}sont donnés par les formules suivantes :

$$\Theta_{tm} = \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_M + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \phi)\sqrt{\Gamma_M V_m + \phi}}$$
$$\theta_{tm} = \sqrt{\frac{\Gamma_M V_m + \phi}{(\Gamma_m V_M - \theta}} \tag{II.23}$$

III-4.2 Algorithme 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 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) [SKE-16-a] [SKE-16-b] :

$$u = u_1 + u_2 \tag{II.24}$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & si\ |u| > 1 \\ -W sign(s) & si\ |u| \leq 1 \end{cases} \tag{II.25}$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda_1 |s_0|^{p1} sign(s) & si\ |s| > s_0 \\ \lambda_1 |s|^{p1} sign(s) & si\ |s| \leq s_0 \end{cases}$$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont :

$$W > \frac{\phi}{\Gamma_M}$$

$$\lambda_1^2 \geq \frac{4\phi\Gamma_M(W+\phi)}{\Gamma_m^2\Gamma_m(W-\phi)} \qquad \text{(II.26)}$$

$$0 < p_1 \leq 0.5$$

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

$$\begin{cases} u = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} sign(s) + v \\ \dot{v} = -W sign(s) \end{cases} \qquad \text{(II.27)}$$

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

II-4.3. Commande Super Twisting d'un convertisseur à trois cellules :

a- Commande super Twisting d'un hacheur à trois cellules :

Le schéma de la commande est représenté sur la **Figure II-16**.

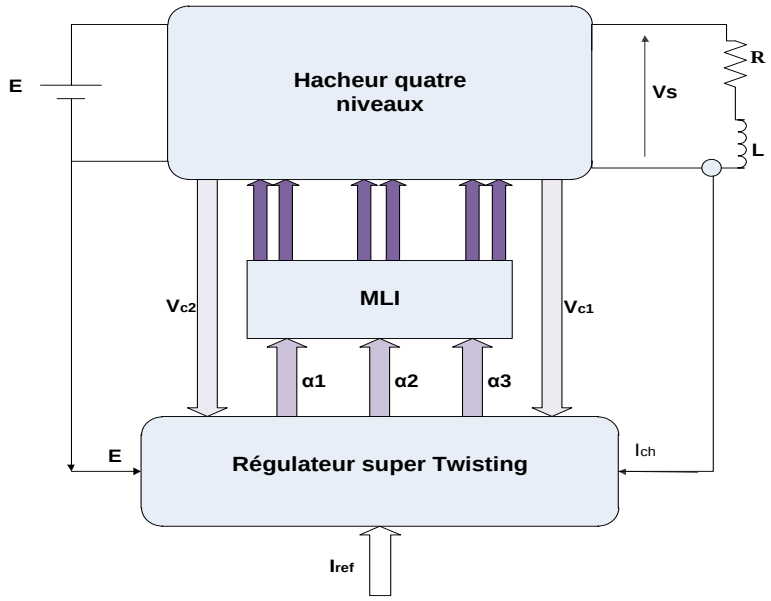


Figure II-16 : Structure de la commande Super Twisting

La stratégie de commande proposée [SKE-14-a] [SKE-14-b] [SKE-15-a] est basée sur l'algorithme Super Twisting. Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement suivantes :

$$\begin{cases} s_1(x) = \dfrac{3I_{ref}}{E} v_{c1} - I_{ch} \\ s_2(x) = \dfrac{3I_{ref}}{E} (v_{c2} - v_{c1}) - I_{ch} \\ s_3(x) = \dfrac{3I_{ref}}{E} (E - v_{c2}) - I_{ch} \end{cases}$$

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 :

$$\begin{cases} u_i = \lambda_i |s|^{\frac{1}{2}} sign(s_i) + v \\ \dot{v}_i = -W_i sign(s) \\ avec: \ \ i = 1,2,3 \end{cases}$$

- ***Résultats de simulation:***

Le convertisseur à trois cellules utilisé a pour éléments :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 40_{\mu F} \\ L = 0.5mH \\ R = 10\Omega \end{cases}$$

Il s'agit de simuler le convertisseur lorsque la tension d'alimentation change de $1500V$ à $1800V$ à l'instant $t = 0.25s$.

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 $v_{c1}\, et v_{c2}$ à leurs références $E/_3\, et\, 2E/_3$ ainsi que le courant de charge doit atteindre sa valeur de référence $I_{ref} = 80A$. Les figures suivantes représentent les résultats de simulation:

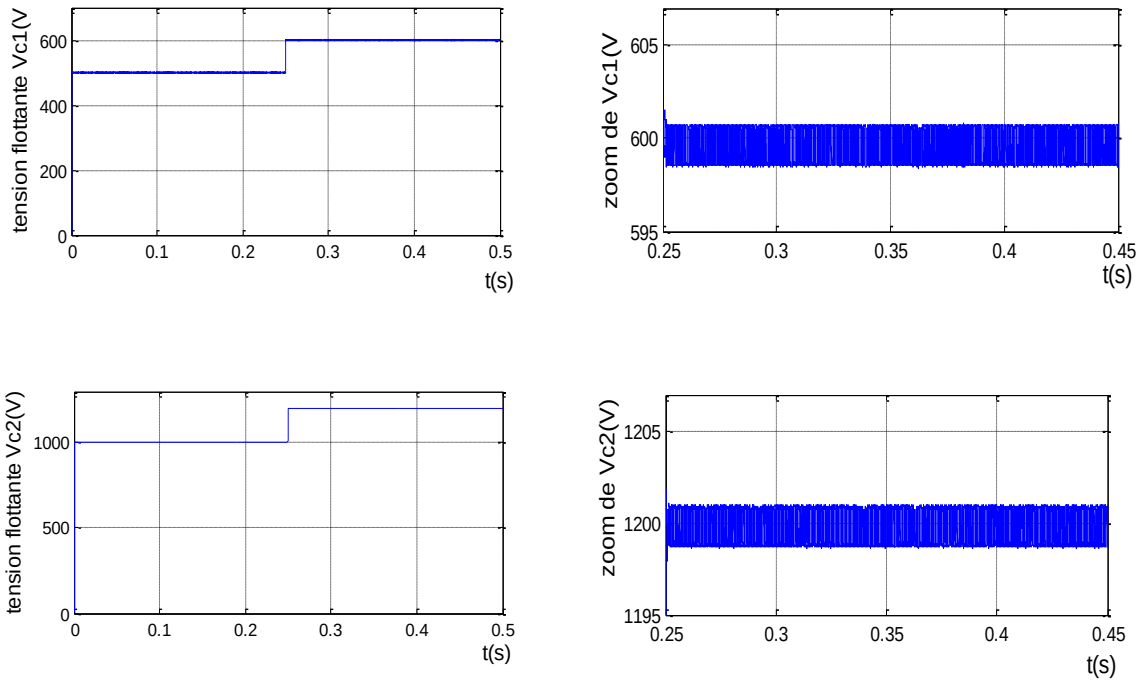


Figure II-17 : Evolution des tensions flottantes $v_{c1}\, et v_{c2}$.

La **Figure II-17** représente l'évolution des tensions flottantes, ses tensions évaluent rapidement vers l'état d'équilibre, avant et après du changement de la tension de référence à l'instant (t=0.25s) nous constatons que les deux tensions $v_{c1}\, et\, v_{c2}$ stabilisent respectivement a $\frac{E}{3}\, et\, \frac{2E}{3}$,ainsi que le phénomène de broutement est disparu.

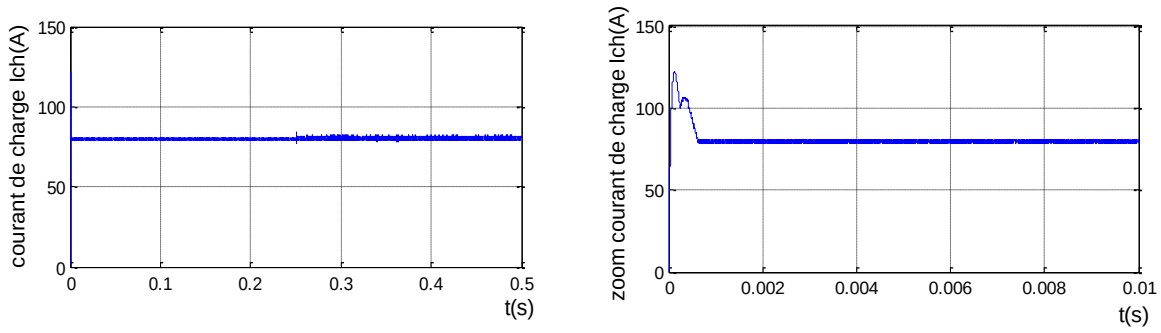


Figure II-18 : Evolution du courant de chargeI_{ch}

La **Figure II-18** représente l'évolution du courant de charge I_{ch} , on voit bien que ce courant s'asservit à la valeur de référence, c'est-à-dire l'erreur statique est égale à $0.4A$.et après le zoom, le courant présente un dépassement à cause de la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de la commande par mode de glissement synthétisée.

On remarque que les deux tensions v_{c1} et v_{c2} et le courant de charge I_{ch} suivent leurs références.

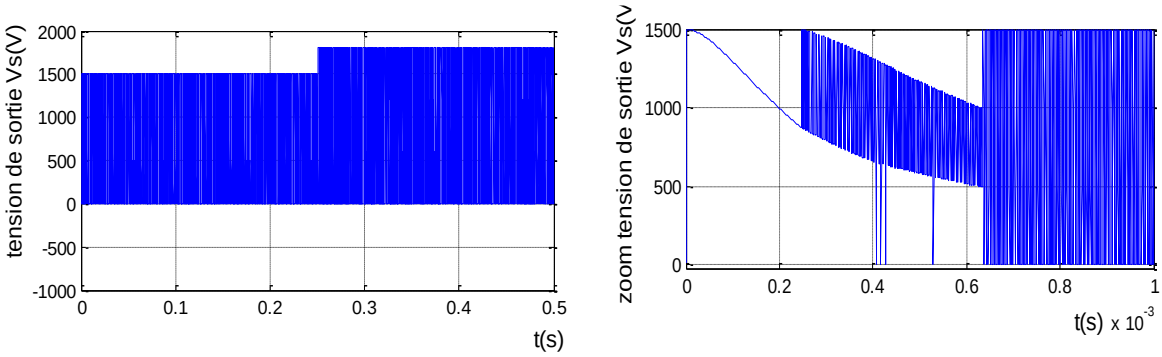


Figure II-19 : Evolution de la tension de sortie V_s

L'évolution de la tension de sortie est représentée sur la **Figure II-19**, et dans la figure du zoom il est clair que les quatre niveaux E, $2E/3$, $E/3$ et 0 sont bien présentes quelque soit les changements des séquences pour la tension de référence.

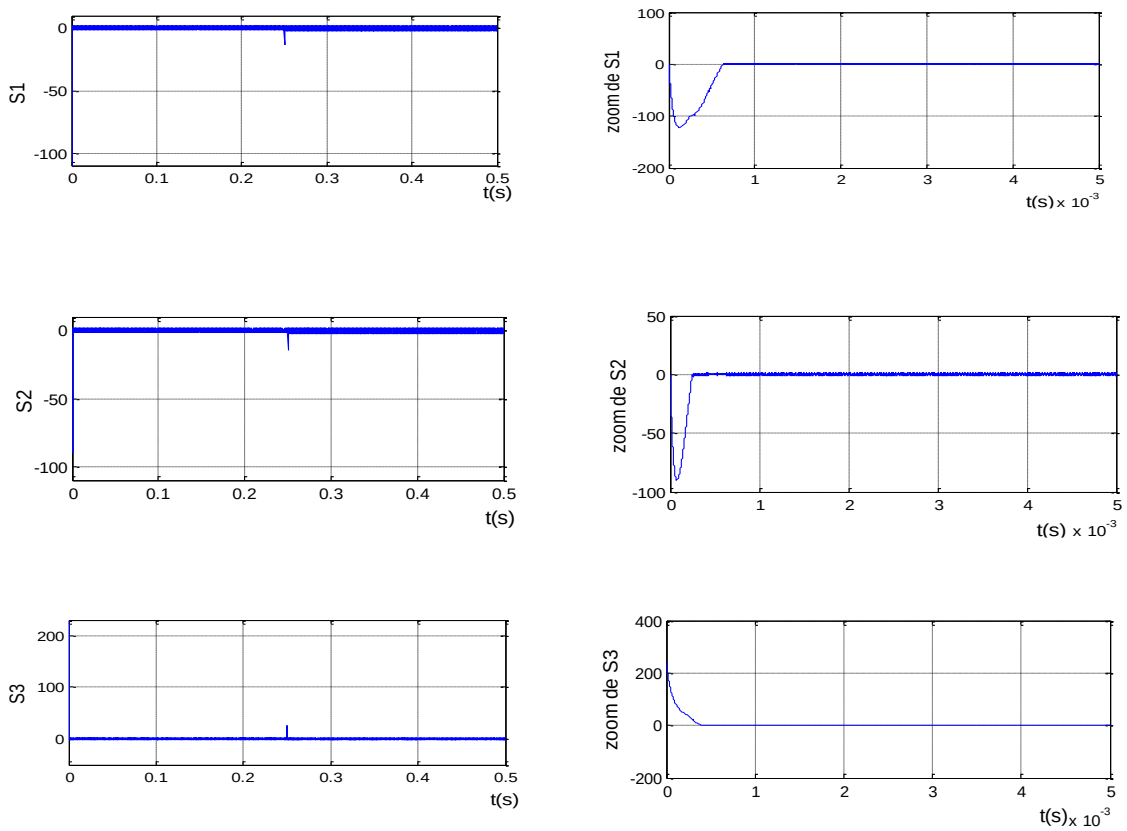


Figure II-20 : Evolution des surfaces de glissement.

La **Figure II-20** représente l'évolution des trois surfaces de commutation, 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.

b- Commande Super Twisting d'un onduleur triphasé à trois cellules :

Le schéma de la commande est représenté sur la **Figure II-21**.

Avec les mêmes paramètres que pour le hacheur, on applique la commande par mode glissant sur un onduleur triphasé.

Nous utilisons un régulateur ayant les paramètres suivants :

$$\begin{cases} \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 152 \\ W_1 = W_2 = W_3 = 5 \end{cases}$$

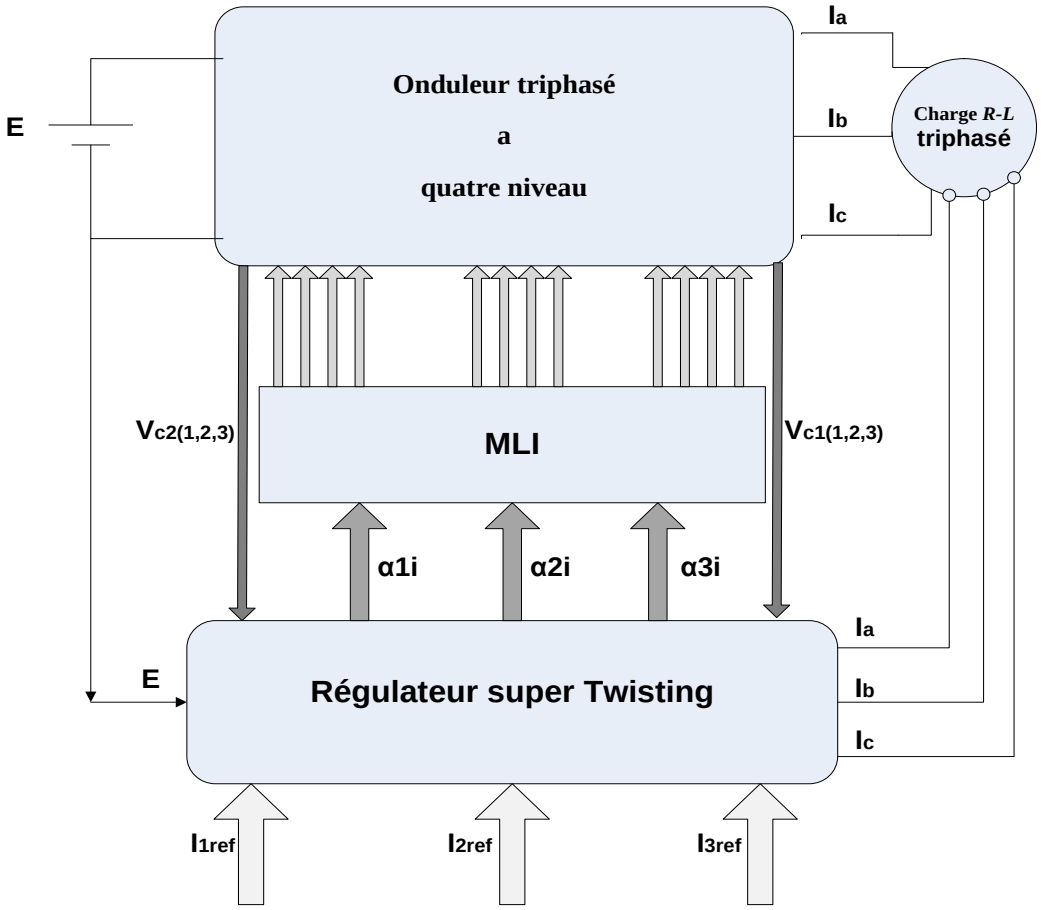


Figure II-21 : Structure de la commande super twisting

La forme du courant de référence est la suivante :

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

- ***Résultats de simulation :***

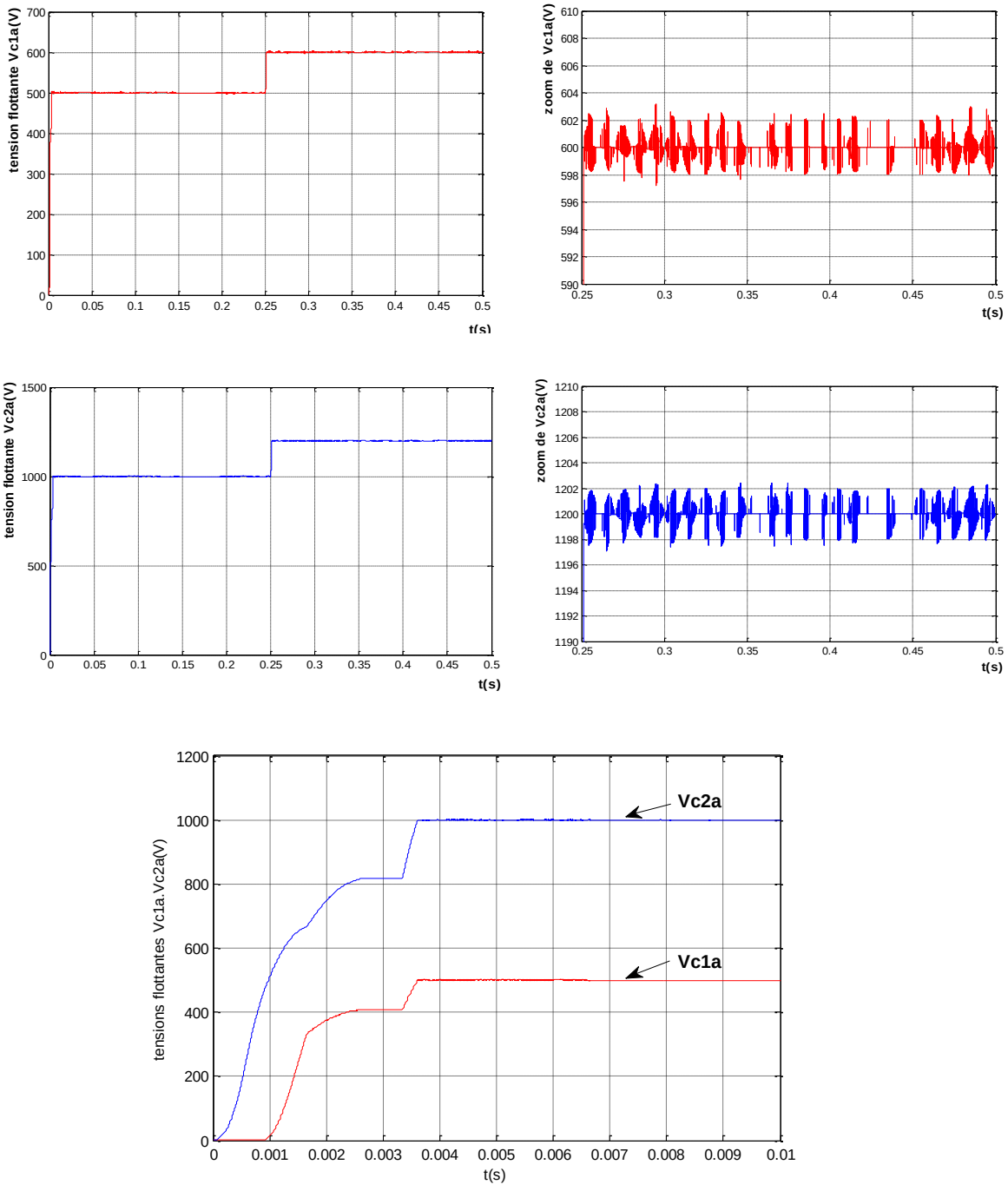


Figure II-22 : Evolution des tensions flottantes V_{c1} *et* V_{c2} du premier bras.

La **Figure II-22** représente l'évolution des tensions flottantes du premier bras, ces tensions évaluent vers l'état d'équilibre et se stabilise à la valeur de référence $\frac{E}{3}$ et $\frac{2E}{3}$.

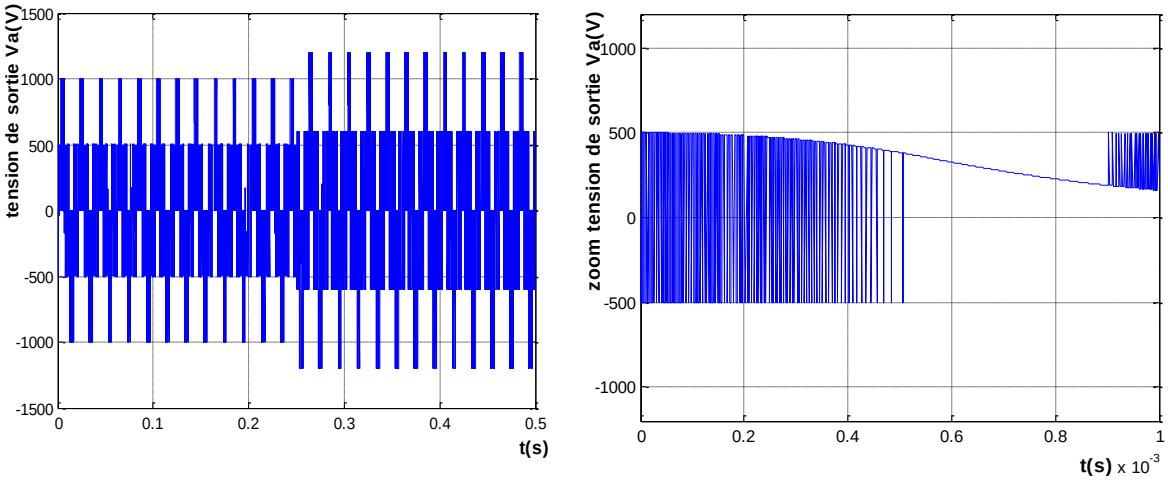


Figure II-23 : Evolution de la tension de sortie V_a de premier bras.

La **Figure II-23** représente l'évolution de la tension de sortie Va du premier bras, nous constatons qu'elle évalue entre les tensions $\frac{2E}{3} et -\frac{2E}{3}$.

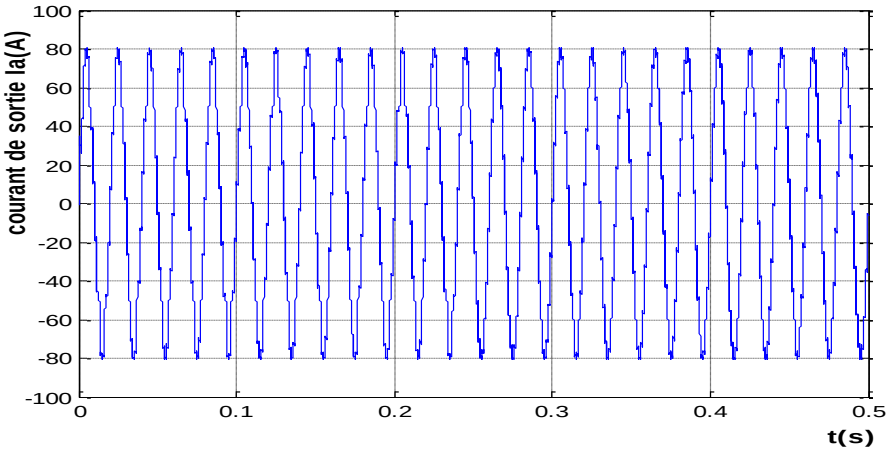


Figure II-24 : Evolution du courant de charge I_{ch} du premier bras

La **Figure II-24** représente l'évolution du courant de charge I_{ch}, il s'agit d'un courant sinusoïdale qui suit parfaitement sa référence.

II-5. Conclusion :

Dans ce chapitre, le mode de glissement est très présent par ces deux modes : simple et supérieur.

Nous avons constaté par simulation que le mode de glissement d'ordre simple à une bonne stabilité, une haute précision et robuste ; mais sur la surface de glissement génère un phénomène indésirable aux composantes à haute fréquence appelé (chattering).

Pour cela, la solution proposée pour réduire ce phénomène, on fait appelle à la commande par mode de glissement d'ordre supérieur qui s'ajoute aux avantages de la précédente approche.

Chapitre III

OBSERVATEURS PAR MODE DE GLISSEMENT DES TENSIONS

III -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 [HER-09].

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 [COR-96].

Pendant une opération normale du convertisseur, les tensions flottantes des condensateurs devraient demeurer constantes de sorte que les contraintes de tension soient dédoublées sur les interrupteurs de puissance [GAT-01], [DEL-02]. 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 couteux 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 consacrés 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 (super twisting) dans le cas d'un convertisseur à quatre niveau.

III -1.1. Intérêt d'observer les 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 chaines 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 chaine 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 [BEN-02].

Actuellement avec la venue des convertisseurs multicellulaires, on a vu que le nombre de variables à connaître était plus important et proportionnel au nombre de cellules de commutations. 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 [HER-09].

III -1.2. Principe d'observation

Un observateur est un système bouclé qui permet de reconstruire en temps réel l'état à partir des grandeurs de commandes appliquées sur le système et des mesures possibles d'autres grandeurs (**Figure III-1**).

L'action d'observation nécessite la connaissance de deux informations essentielles. La première information réside dans les grandeurs de commande appliquées au système et la deuxième information est constituée de l'erreur entre les grandeurs observées (variables d'état) et leurs mesures réelles. Cependant, on peut souvent distinguer deux modules différents dans un observateur (**Figure III-1**). Le premier module permet d'estimer les grandeurs d'états en fonction des grandeurs de commande appliquées au système en se servant du modèle du système. Le deuxième module, nommé gain d'observation, sert pour la mesure de l'erreur entre les grandeurs réelles du système et celles reproduites par le modèle. Cette erreur sera d'une importance primordiale pour la détermination du gain d'observateur afin de pouvoir injecter dans le premier module les informations et les conditions nécessaires à la convergence du modèle vers le système réel.

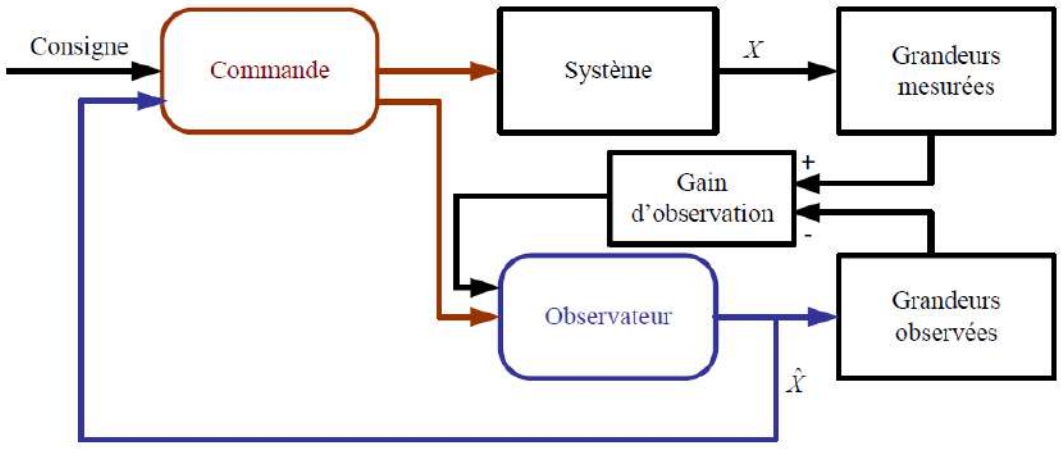


Figure III-1 : Schéma de principe d'un observateur

Actuellement, la théorie de l'observation d'état a atteint une grande maturité dans les domaines des systèmes continus et des systèmes à événements discrets. En revanche, beaucoup de points et de problématiques méritent d'être traités sur le concept de l'observabilité et de la synthèse d'observateurs de l'état discret conjoint à l'état continu.

III -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 $x(t_1)$. [BEN-02].

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 (Annexe A). L'une des différences majeures avec les systèmes linéaires est que l'observabilité des systèmes non linéaires peut dépendre de l'entrée [BAR-07].

III -3.1. Condition de rang d'observabilité

La condition de rang d'observabilité des systèmes non linéaires est une condition duale à la condition d'observabilité des systèmes linéaires.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x,u) \\ y &= h(x,u) \end{aligned} \tag{III.1}$$

L'application d'observabilité s'écrit par:

$$Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_f^0 h(x,u) \\ N_f^1 h(x,u) \\ \vdots \\ N_f^{n-1} h(x,u) \end{bmatrix} = q(x,u) \tag{III.2}$$

Ou l'opérateur différentielle N_f est définie par :

$$N_f h = \frac{\partial h}{\partial x} + \frac{\partial h}{\partial U}\frac{\partial U}{\partial t}, \qquad N_f^i h = N_f(N_f^i h), \qquad N_f^0 h = h$$

$$U = \begin{bmatrix} u \\ \dot{u} \\ \vdots \\ u^{(n-1)} \end{bmatrix} Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix}$$

Le système est globalement observable si l'application d'observabilité (III.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 [HER-77] que le système non linéaire (III.1) est localement faiblement observable, si la matrice Jacobienne de $Q(x,U)$ donnée par :

$$Q(x,U) = \frac{\partial q}{\partial x} \tag{III.3}$$

est régulière dans tout le domaine de définition de $x\ et\ U$ i. e. $rang\ Q(x,U) = n$

En introduisant la notion des dérivées de Lie (Annexe B), la matrice $Q(x,U)$ s'écrit :

$$Q(x,U) = \frac{\partial q}{\partial x}\begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ \vdots \\ h_n(x) \end{bmatrix} \tag{III.4}$$

Avec:

- ✓ $h_1(x) = h(x)$;
- ✓ $h_2(x) = L_f^1 h(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x,u)$;

  ⋮

- ✓ $h_n(x) = L_f^{n-1} h(x) = \frac{\partial h_{n-1}(x)}{\partial x} f(x,u)$;

III -3.1. Observabilité d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules.

Soit un convertisseur à trois cellules connecte à une charge R-L, le modèle instantané sous forme d'équation d'état est défini par (III.5) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) = \dfrac{(u_2 - u_1)}{C_1} x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) = \dfrac{(u_3 - u_2)}{C_2} x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) = -\dfrac{R_{ch}}{L_{ch}} x_3 - \dfrac{(u_3 - u_2)}{L_{ch}} x_2 - \dfrac{(u_2 - u_1)}{L_{ch}} x_1 + \dfrac{E}{L_{ch}} u_3 \\ y = h(x) = x_3 \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

On peut voir clairement qu'ils existent plusieurs modes opératoires pour lesquelles le système devient inobservable i.e. étant donnée le courant de charge (i_s) mesure à l'aide d'un capteur de courant, on ne peut restituer les tensions des condensateurs, en effet pour les états de commutation Si donnons : $u_1 = u_2 = u_3 = 0$. Ce système résultant devient complètement non observable. Heureusement que ces états de commutation ne se produisent que dans une petite partie de la séquence de commande des interrupteurs. Si ces états se produisent dans toute la séquence de commande, ceci n'a aucun intérêt physique pour le convertisseur multicellulaire car il n'est pas fonctionnel. Les conditions algébriques d'observabilité (Annexe B) de f et h ne sont pas faciles à trouver comme dans le cas linéaire. Hermann et Krener [HER-77] ont discuté l'utilisation des dérives 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 exécutée pour obtenir x.

La matrice d'observabilité du système est donnée par :

$$Q = \frac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ h_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \dfrac{u_1 - u_2}{L} & \dfrac{u_2 - u_3}{L} & -\dfrac{R}{L} \\ -\dfrac{R}{L^2}(u_1 - u_2) & \dfrac{R}{L^2}(u_2 - u_3) & \dfrac{R^2}{L^2} - \dfrac{(u_2 - u_1)^2}{L.C} - \dfrac{(u_3 - u_2)^2}{L.C} \end{bmatrix} \quad \text{(III.6)}$$

Ou : $h_1(x) = h(x)$, et $h_{i+1}(x)$ est la $i^{ème}$ dérivée de Lie de la fonction $h(x)$

Le calcul de la matrice d'observabilité du système 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 $(Max\ rang[Q] = 2 \neq 3)$ et le système est alors non observable.

III -4. Observabilité à base du modèle hybride

Une nouvelle modélisation du système a été introduite en employant l'approche hybride, Afin de démontrer l'observabilité d'un convertisseur à trois cellules. Le convertisseur est composé par l'interconnexion de 2 cellules (i.e. sous système), impliquant la capacité C_1 (cellules 1 et 2) et C_2 (cellules 2 et 3). Chaque sous système, possède les états continus qui sont la tension V_{ck}, le courant de cellule i_{ck} pour $(k = 1,2)$. Le courant i_{ck} passant dans le condensateur C_k est relié au courant de charge i_s par :

$$i_{ck} = \delta_k . i_s$$

- u_1, u_2, u_3 sont les commandes des interrupteurs.
- $\delta_1 = u_2 - u_1, \delta_2 = u_3 - u_2, \delta_3 = u_3$

Quand la capacité C_k est conductrice le courant i_{ct} est égale *(is)* ou *(-is)* suivant la valeur de δ_k. Alors que, quand la capacité C_k est non-conductrice i_{ck} est nulle. Dans ce dernier cas, la tension V_{ck} est constante. Le modèle dynamique du sous-système pour un convertisseur à p cellules est donné par :

$$\sum_k \begin{cases} \dfrac{di_{ck}}{dt} = -\dfrac{R}{L} i_{ck} + \dfrac{E}{L} \delta_3 \delta_k - \dfrac{\delta_k}{L} \displaystyle\sum_{j=1}^{p-1} \delta_j v_{cj} \\ \dfrac{dv_{ck}}{dt} = -\dfrac{1}{C_k} i_{ck} \\ y_k = i_{ck} \end{cases} \qquad \text{(III.7)}$$

Puisque chaque sous système $\sum_k$ peut-être observable ou non à partir de sa sortie y_k , on peut distinguer $2p - 1$ situations d'observabilité. Pour notre étude on s'intéresse au convertisseur à trois cellules, du point de vu d'observabilité, on peut écrire le modèle dynamique de la façon suivante [BOU-08].

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{\delta_1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{\delta_2}{C_2} \\ \frac{-\delta_1}{L} & \frac{-\delta_2}{L} & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} u_3 \end{pmatrix} \quad avec\ \delta_1 = u_2 - u_1, \delta_2 = u_3 - u_2, \\ i = 0 \quad 0 \quad 1 \begin{pmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ i \end{pmatrix} \end{cases} \tag{III.8}$$

Ce modèle peut être alors écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\delta)X + G(u_3) \\ y = CX \end{cases} \tag{III.9}$$

Pour les différentes configurations, les condensateurs ne sont pas toujours parcourus par le courant de charge. Le courant peut passer par un ou deux condensateurs comme il peut ne parcourir aucun condensateur dans le cas où les interrupteurs du haut de chaque cellule sont tous fermés où tous ouverts. Donc, certaines configurations posent un problème d'observabilité du système étudié. Ceci peut être prouvé en effectuant le test de rang [HER77] suivant, dans les cas où, au moins, un condensateur est parcouru par le courant de charge :

$$rang \begin{pmatrix} C^T \\ (CA(q))^T \\ (CA(q)^2)^T \end{pmatrix} = 2 < 3 \tag{III.10}$$

Dans le cas où les tensions aux bornes des condensateurs restent constantes et seul le courant de charge varie (configurations *q1* et *q8*), le rang de la matrice d'observabilité défini par (III.10) sera égal à 1($r_1 = r_2 = 0$) et il ne sera pas possible d'observer ces tensions à partir de la mesure du courant de charge et du calcul de ses dérivées.

Donc le convertisseur n'est pas observable pour n'importe quelle configuration de commandes. Cependant, afin d'étudier les conditions pour lesquelles les tensions aux bornes des condensateurs sont observables à partir de la mesure de courant de charge, il faut analyser le fonctionnement du convertisseur pour les différentes configurations possibles. On peut distinguer 2^2 = 4 situations données par:

1) ***Situation Obs1 :*** correspondant aux modes *q2* et *q7,* dans ce cas seule la capacité C_1 est conductrice **(Figure III-2** et **Figure III-3)**, on obtient alors le modèle suivant :

Donc la tension v_{c1} va varier, alors que la tension v_{c2} reste constante, on obtient alors le modèle suivant (III.11).

$$\begin{cases} \dot{v}_{c1}(t) = \dfrac{i}{C_1} \\ \dot{v}_{c2}(t) = 0 \\ i(t) = -\dfrac{R}{L} i(t) - \dfrac{1}{L} v_{c1}(t) + \dfrac{E}{L} \end{cases} \qquad \text{(III.11)}$$

Donc la variable v_{c1} est observable en mesurant le courant de charge et en calculant sa dérivée alors que la tension v_{c2} ne l'est pas.

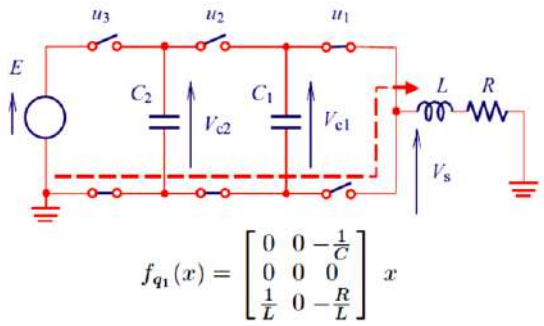


Figure III-2 : le mode q2

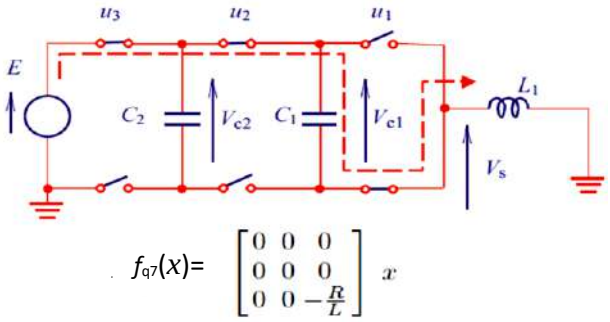


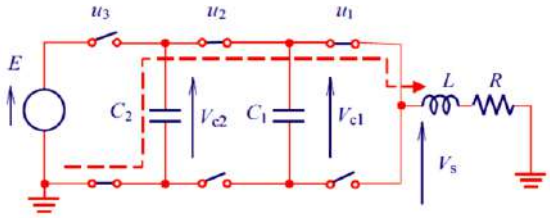
Figure III-3 : le mode q7

2) Situation Obs2 : correspondant aux modes q4 et q5, Pour ce mode de fonctionnement, le courant parcoure le condensateur C_2 en le chargeant **(Figure III-4** et **Figure III-5)**.

Cette conduction de C_2 va provoquer la variation de la tension v_{c2} alors que la tension v_{c1} reste constante on obtient alors la dynamique continue suivante (III.12).

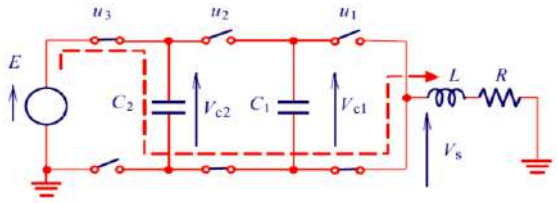
$$\begin{cases} \dot{v}_{c1}(t) = 0 \\ \dot{v}_{c2}(t) = \dfrac{i}{C_2} \\ i(t) = -\dfrac{R}{L} i(t) - \dfrac{1}{L} v_{c2}(t) + \dfrac{E}{L} \end{cases} \qquad \text{(III.12)}$$

Donc en mesurant le courant de charge, la variable v_{c2} est observable alors que la tension v_{c1} ne l'est pas.



$$f_{q4}(x)=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -1/C_2\\ 0 & 1/L & -R/L\end{bmatrix}x$$

Figure III-4 : le mode q4



$$f_{q5}(x)=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1/C_2\\ 0 & -1/L & -R/L\end{bmatrix}x+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ E/L\end{bmatrix}$$

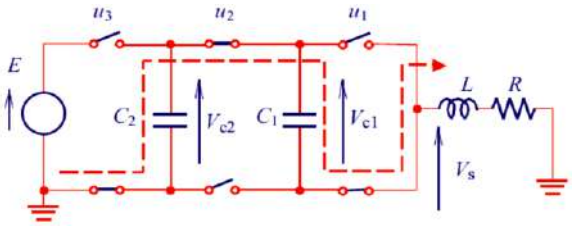
Figure III-5 : le mode q5

3) Situation Obs3 : correspondant aux modes q3 et q6, Pour cette configuration, le courant parcoure les deux condensateurs en provocant la charge de C_2 et la décharge de C_1 ou (la décharge de C_2 et la charge de C_1, dans ce cas les deux capacités C_1 et C_2 sont conductrices) **(Figure III-6** et **Figure III-7)**.

Cette configuration va provoquer l'augmentation de la tension v_{c2} alors que la tension v_{c1} va diminuer ou (inversement) on obtient alors la dynamique continue suivante (III.13).

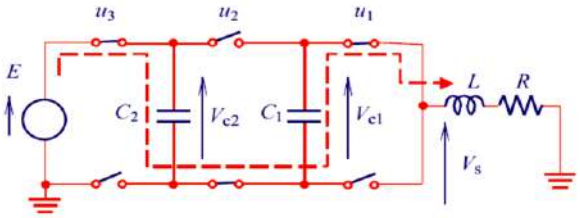
$$\begin{cases}\dot{v}_{c1}(t)=-\dfrac{i}{C_1}\\ \dot{v}_{c2}(t)=\dfrac{i}{C_2}\\ i(t)=-\dfrac{R}{L}i(t)-\dfrac{1}{L}(v_{c1}(t)-v_{c2}(t))+\dfrac{E}{L}\end{cases} \qquad \text{(III.13)}$$

Dans ce cas, seule la quantité $v_{c1}-v_{c2}$ est observable à partir de la mesure du courant de charge et du calcul de sa dérivée.



$$f_{q3}(x)=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1/C_1\\ 0 & 0 & -1'C_1\\ -1/L & 1/L & -R/L\end{bmatrix}x$$

Figure III-6 : le mode q3



$$f_{q6}(x)=\begin{bmatrix}0 & 0 & -1/C_1\\ 0 & 0 & 1/C_2\\ 1/L & -1/L & -R/L\end{bmatrix}x+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ E/L\end{bmatrix}$$

Figure III-7 : le mode q6

4) ***Situation Obs4 :*** correspondant aux modes q1 et q8, Pour cette configuration, le courant ne parcoure aucun condensateur, donc C_1 et C_2 ne sont pas conductrices, **(Figure III-8** et **Figure III-9).** Ainsi, les deux tensions v_{c1} et v_{c2} restent constantes, on obtient donc la dynamique continue suivante (III.14) :

$$\begin{cases} \dot{v}_{c1}(t) = 0 \\ \dot{v}_{c2}(t) = 0 \\ i(t) = -\dfrac{R}{L} i(t) + \dfrac{E}{L} \end{cases} \qquad \text{(III.14)}$$

Dans ce cas, aucune des tensions aux bornes des condensateurs n'est observable.

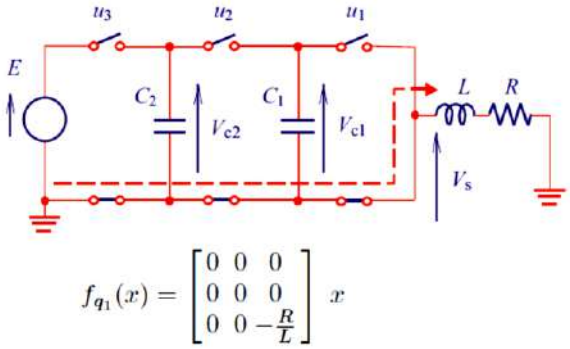


Figure III-8 : le mode q1

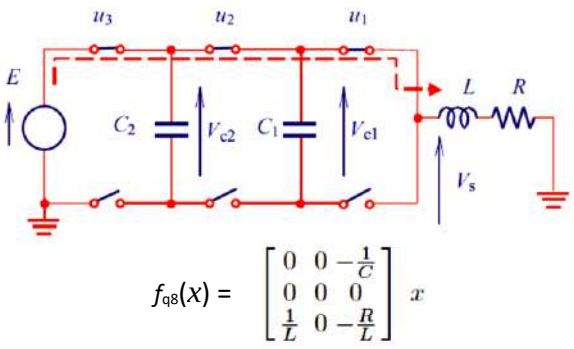


Figure III-9 : le mode q8

En résumé, pour n'importe quelle configuration active (le courant de charge parcoure au moins un condensateur) du système considéré, seule la quantité $\delta_1 v_{c1} + \delta_2 v_{c2}$ est observable. Cependant le modèle hybride nous a permis de résoudre d'une manière simple le problème d'observabilité du système. $\forall(\delta_1, \delta_2) \neq (0,0)$, et étant donné le courant de charge, le système est observable.

III -5. Observateurs mode glissants d'ordre un :

III -5.1. Principes de fonctionnement de l'observateur

Toute comme la commande par modes glissants, le principe des observateurs à mode glissant consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre « n » a convergé 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 convergentes vers les valeurs d'équilibre en deux phases [BEN-02].

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 appelé un 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.

III -5.2. 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 [SLO-86] et [SLO-87]. Ces dernières sont rappelées ci-dessous.

Considérons un système d'état non linéaire affine d'ordre n :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,u) \\ y = h(x) \end{cases} \tag{III.15}$$

Où $x \in \Re^n$ est le vecteur d'état et $y \in \Re^p$ est le vecteur de sortie mesuré du système. L'observateur à mode glissant d'un tel système est défini avec la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x},u) - \Lambda\Gamma_s \tag{III.16}$$

Où

- ✓ $\hat{x} \in \Re^n$ 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

$$\Gamma_s = \left[sign(\tilde{y}_1), sign(\tilde{y}_2), \dots, sign(\tilde{y}_p)\right]^T \text{ avec } \tilde{y}_i = \hat{y}_i - y_i \text{ et } i = 1, \dots, p.$$

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 :

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{\hat{x}} - \dot{x} = \Delta f - \Lambda\Gamma_s \qquad \text{(III.17)}$$

Avec

$$\Delta f = f(\hat{x}, u) - f(x, u)$$

La **Figure III-10** présente le schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant.

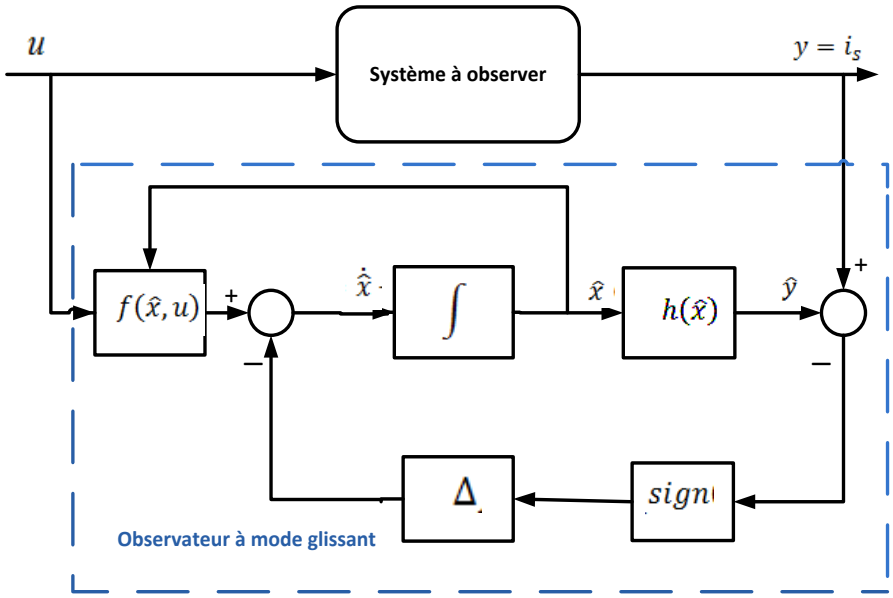


Figure III-10 : Schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant

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 $\dot{V}(x) < 0$, quand $s \neq 0$, et la condition d'invariance est satisfaite à l'aide des termes correctifs Λ de l'équation (III.16).

III -6. Application au convertisseur à quatre niveaux :

Cette section décrit la conception de l'observateur par mode glissant [SKE-15-b] [SKE-15-c], 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 III-11** montre le schéma de commande par mode de glissement d'un hacheur multicellulaire associé à un observateur par mode glissement.

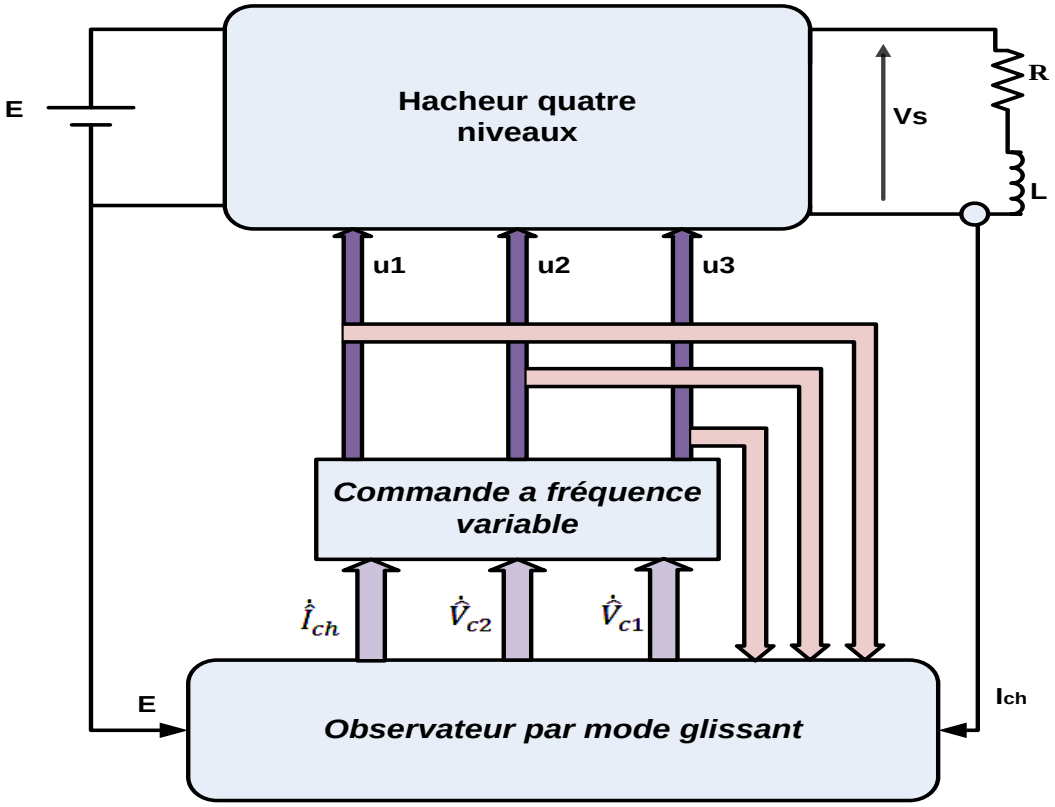


Figure III-11 : Schéma de commande avec observateur des tensions flottantes

III -6.1. 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 :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x,u) = \delta_1 a_1 x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x,u) = \delta_2 a_2 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x,u) = -b_0 x_3 - b_1(\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2 - u_3 E) \\ y = h(x) = x_3 \end{cases} \quad \text{(III.18)}$$

$(x_1, x_2, x_3)^T = (V_{c1}, V_{c2}, I_{ch})^T$ est le vecteur d'état tel que: $x \in \Re^3$

$y = h(x)$ est le vecteur de mesure $y \in \Re$.

(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.

III -6.2. Conditions d'observabilité

Le système (III.18) 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 faciles à trouver comme dans le cas linéaire.

Hermann et Krener [HER-77] 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 puisse être exécutée pour obtenir x.

La matrice d'observabilité du système est donnée par :

$$Q_0 = \frac{\partial}{\partial x}([h_1(x), h_2(x), h_3(x)]) \quad \text{(III.19)}$$

Où : $h_1(x) = h(x)$ et $h_{i+1}(x)$ est la $i^{érne}$dérivées de Lie de la fonction le long de la trajectoire de s

$$h_{i+1} = L_f^i h(x) \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x,u) \quad \text{(III.20)}$$

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 $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_1 x_1 + \delta_2 x_2, x_3)$ [BEN-02] et pour chaque combinaison de la commande des interrupteurs, le modèle d'état du système peut être réduit au modèle suivant

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = (a_1\delta_1^2 + a_2\delta_2^2)\varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 = -b_0\varepsilon_2 - b_1\varepsilon_1 + b_1 u_3 E \end{cases} \quad \text{(III.21)}$$

Une fois la stratégie de contrôle du convertisseur donné,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 des opérations du convertisseur, x_1 et x_2 sont observable indépendamment l'un de l'autre. En effet, ce phénomène est expliqué dans [GAT-97] : 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 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 $\tilde{x}_2$.

$(\delta_1, \delta_2) \neq (0,0)$, ε_1 est maintenant observable grâce au courant mesuré $(\varepsilon_2 = I_{ch})$.

Delà, le rang de la nouvelle matrice d'observabilité : $Q_0' = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -b_1 & -b_0 \end{pmatrix}$ est égale à 2.

III -6.3. Les équations de l'observateur à mode glissant

En appliquant la théorie des observateurs à modes glissants (VI.16) pour le convertisseur à trois cellules (III.18), on en déduit l'observateur à modes glissants du convertisseur à trois cellules :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{f}_1(\hat{x}, u) - \Lambda_1 sign(s) = \delta_1 \hat{a}_1 \hat{x}_3 - \Lambda_1 sign(s) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{f}_2(\hat{x}, u) - \Lambda_2 sign(s) = \delta_2 \hat{a}_2 \hat{x}_3 - \Lambda_2 sign(s) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \hat{f}_3(\hat{x}, u) - \Lambda_3 sign(s) = -\hat{b}_0 \hat{x}_3 - \hat{b}_1(\delta_1 \hat{x}_1 + \delta_2 \hat{x}_2 - u_3 E) - \Lambda_3 sign(s) \end{cases} \quad \text{(III.22)}$$

Où :

- $\hat{x} \in \Re^3$est le vecteur estimé de l'état x

- $\hat{a}_1 = \hat{a}_2 = \frac{1}{\hat{C}}$,$\hat{b}_0 = \frac{\hat{R}}{\hat{L}}$,$\hat{b}_1 = \frac{1}{\hat{L}}$ 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 (3×1)spécifiée grâce au critère qui sera donné par la suite.
- $sign(s)$ 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 :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 - \Lambda_1 sign(\tilde{x}_3) = \delta_1(\tilde{a}_1 \tilde{x}_3) - \Lambda_1 sign(\tilde{x}_3) \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 - \Lambda_2 sign(\tilde{x}_3) = \delta_2(\tilde{a}_2 \tilde{x}_3) - \Lambda_2 sign(\tilde{x}_3) \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \Delta f_3 - \Lambda_3 sign(\tilde{x}_3) = -\tilde{b}_0 \tilde{x}_3 - \tilde{b}_1(\delta_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 \tilde{x}_2 - u_3 E) - \Lambda_3 sign(\tilde{x}_3) \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

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.

III -6.4. 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 :

$$\dot{V}(s) = s.\dot{s} = \tilde{x}_3.\dot{\tilde{x}}_3 = \tilde{x}_3\big(\Delta f_3 - \Lambda_3 sign(\tilde{x}_3)\big). \quad \text{(III.24)}$$

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:

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \tilde{x}_3\big(\Delta f_3 - \Lambda_3 sign(\tilde{x}_3)\big) < 0 \quad \text{(III.25)}$$

Ainsi

$$\dot{V}(s) < 0 \Rightarrow \begin{cases} \Lambda_3 > \Delta f_3 & si \quad \tilde{x}_3 > 0 \\ \Lambda_3 > -\Delta f_3 & si \quad \tilde{x}_3 < 0 \end{cases} \quad \text{(III.26)}$$

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:

$$\Lambda_3 > \left|\hat{b}_0\hat{x}_3 - b_0x_3\right|_{max} + \left|\hat{b}_1\hat{x}_1 - b_1x_1\right|_{max} + \left|\hat{b}_1\hat{x}_2 - b_1x_2\right|_{max} + \left|\hat{b}_1 - b_1\right|_{max}E_{max} \quad \text{(III.27)}$$

Cette condition garantit l'attractivité de la surface de glissement $= \tilde{x}_3 = 0$, 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 $\Re^3$ pour lequel $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2$ vérifient la condition $\dot{V}(s) < 0$.

III -6.5. Mode de glissement et dynamiques des erreurs d'observation :

La dynamique des erreurs d'observation sur la surface de glissement provient des conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} \dot{s}(\tilde{x}) = \dot{\tilde{x}}_3 = \Delta f_3 - \Lambda_3\Gamma_s^{eq} = 0 \\ s(x) = \tilde{x}_3 - x_3 = 0 \end{cases} \quad \text{(III.28)}$$

Soit

$$\begin{cases} \dot{s}(\tilde{x}) = -\left(\hat{b}_0\hat{x}_3 - b_0x_3\right) - \delta_1\left(\hat{b}_1\hat{x}_1 - b_1x_1\right) - \delta_2\left(\hat{b}_1\hat{x}_2 - b_1x_2\right) + \left(\hat{b}_1 - b_1\right)u_3E - \Lambda_3(sign(\tilde{x}_3))_{eq} = 0 \\ s(\tilde{x}) = \hat{x}_3 - x_3 = 0 \end{cases}$$

Il en découle une condition d'équilibre :

$$\Gamma_s^{eq} = (sign(\tilde{x}_3))_{eq} = \frac{\Delta f_3}{\Lambda_3} = \frac{-\left(\hat{b}_0\hat{x}_3 - b_0x_3\right) - \delta_1\left(\hat{b}_1\hat{x}_1 - b_1x_1\right) - \delta_2\left(\hat{b}_1\hat{x}_2 - b_1x_2\right) + \left(\hat{b}_1 - b_1\right)u_3E}{\Lambda_3} \quad \text{(III.30)}$$

En remplaçant Γ_s^{eq} par sa valeur dans l'équation (III.23) décrivant les erreurs d'observation, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \Delta f_1 - \dfrac{\Lambda_1}{\Lambda_3}\Delta f_3 \\ \dot{\hat{x}}_2 = \Delta f_2 - \dfrac{\Lambda_2}{\Lambda_3}\Delta f_3 \\ \dot{\hat{x}}_3 = x_3 \end{cases} \quad \text{(III.31)}$$

Après quelques modifications (III.16), on trouve la dynamique des erreurs sous une expression plus simple :

$$\tilde{b}_0\tilde{x}_3 - \tilde{b}_1(\delta_1\tilde{x}_1 + \delta_2\tilde{x}_2 - u_3E)$$
$$\left|\hat{b}_0\hat{x}_3 - b_0x_3\right|_{max} + \left|\hat{b}_1\hat{x}_1 - b_1x_1\right|_{max} + \left|\hat{b}_1\hat{x}_2 - b_1x_2\right|_{max} + \left|\hat{b}_1 - b_1\right|_{max}E_{max}$$

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \Delta f_1 - \dfrac{\Lambda_1}{\Lambda_3}\Delta f_3 = \dfrac{\Lambda_1}{\Lambda_3}\delta_1\hat{b}_1\tilde{x}_1 + \dfrac{\Lambda_1}{\Lambda_3}\delta_2\hat{b}_1\tilde{x}_2 + d_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \Delta f_2 - \dfrac{\Lambda_2}{\Lambda_3}\Delta f_3 = \dfrac{\Lambda_2}{\Lambda_3}\delta_1\hat{b}_1\tilde{x}_1 + \dfrac{\Lambda_2}{\Lambda_3}\delta_2\hat{b}_1\tilde{x}_2 + d_1 \end{cases} \quad \text{(III.32)}$$

Avec:

$$\begin{cases} d_1 = \dfrac{\Lambda_1}{\Lambda_3}\left(\tilde{b}_0x_3 + \tilde{b}_1[\delta_1x_1 + \delta_2x_2 - u_3E]\right) + \tilde{a}_1\delta_1x_3 \\ d_2 = \dfrac{\Lambda_2}{\Lambda_3}\left(\tilde{b}_0x_3 + \tilde{b}_1[\delta_1x_1 + \delta_2x_2 - u_3E]\right) + \tilde{a}_2\delta_2x_3 \end{cases}$$

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 : $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (\delta_1x_1 + \delta_2x_2, x_3)$ fait apparaître la dynamique des erreurs d'observation pour le système d'ordre réduit, et plus particulièrement pourε_1

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = \hat{b}_1\dfrac{1}{\Lambda_3}(\delta_1\Lambda_1 + \delta_2\Lambda_2)\tilde{\varepsilon}_1 + \delta_1d_1 + \delta_2d_2 \\ \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 = \tilde{\varepsilon}_2 = 0 \end{cases} \quad \text{(III.33)}$$

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 :

$$p_2 = \hat{b}_1\frac{1}{\Lambda_3}(\delta_1\Lambda_1 + \delta_2\Lambda_2) \quad \text{(III.34)}$$

La variable $\tilde{\varepsilon}_1$ est régie par une dynamique du premier 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 ,$\delta_1\ ou\ \delta_2$ 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(respectiement 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 choisi $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$.

L'équation (III.33) devient alors:

$$\begin{cases}\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = \hat{b}_1\dfrac{1}{\Lambda_3}(\delta_1^2 + \delta_2^2)\tilde{\varepsilon}_1 + \delta_1 d_1 + \delta_2 d_2 \\ \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 = \tilde{\varepsilon}_2 = 0\end{cases} \qquad \text{(VI.35)}$$

Théoriquement, en négligeant les erreurs paramétriques, on cherche à imposer la dynamique suivante de $\tilde{\varepsilon}_1$:

$$\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = -\frac{1}{\tau}(\delta_1^2 + \delta_2^2)\tilde{\varepsilon}_1 \qquad \text{(III.36)}$$

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 :

$$\begin{cases} \Lambda_1 = -\dfrac{\Lambda_3}{\tau \hat{b}_1}\delta_1 \\ \Lambda_2 = -\dfrac{\Lambda_3}{\tau \hat{b}_1}\delta_2 \end{cases} \quad \text{(III.27)}$$

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.

III -6.6. Le gain de l'observateur les 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 :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 40_{\mu F} \\ L = 0.5mH \\ R = 10\Omega \end{cases}$$

La tension de source $1500V$, le courant de référence vaut $80A$.

La valeur du gain d'observateur est directement calculée d'après (III.27) $\Lambda_3 = 3.5.10^6\ {}^{A}/_{S}$: 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 deglissement. La dynamique théorique de la tension du condensateur flottant dépend du maximum du courant de charge et de la valeur du condensateur flottant :

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{|I_{ch}|_{max}}{C} \quad \text{(III.38)}$$

En prenant en considération (III.37), la constante de temps τdoit être à:

$$\tau = \frac{\Lambda_3}{\frac{dV_c}{dt}\hat{b}_1} \qquad \text{(III.39)}$$

Le résultat des gains d'observateur Λ_1 et Λ_2 sont égales à : $\Lambda_1 = \Lambda_1 = -2.10^6.\delta \ {}^{V}/_{S}$

III -6.7. Résultants de simulation

Les deux **Figure III-12** et **Figure III-14** 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.

Nous allons présenter un zoom sur une partie de la **Figure III-12** et **Figure III-14**, pour mieux voir les résultats obtenus.

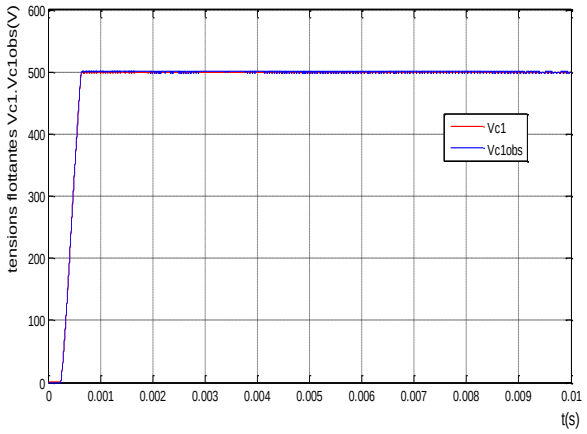


Figure III-12 : estimation de la tension flottante Vc1

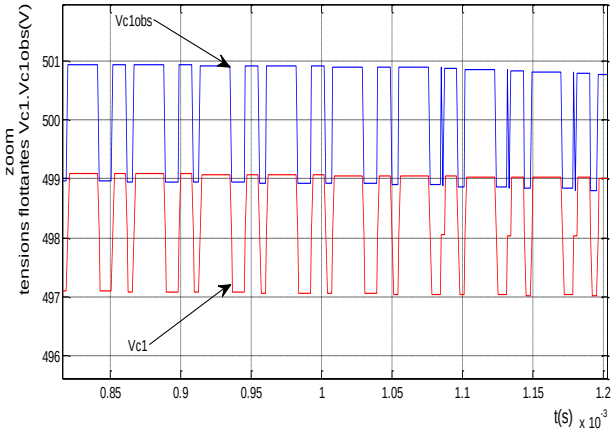


Figure III-13 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc1

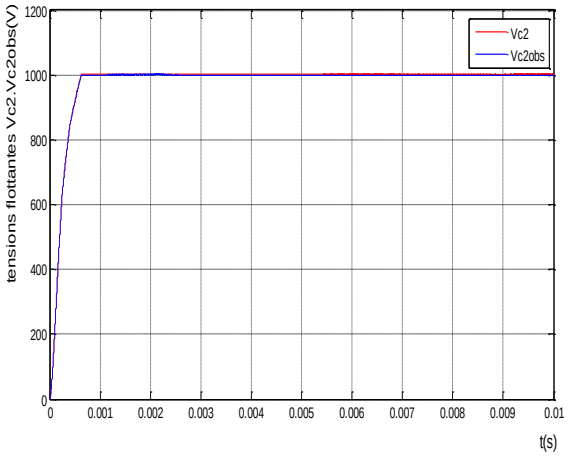


Figure III-14 : estimation de Vc2 par l'observateur par mode glissant

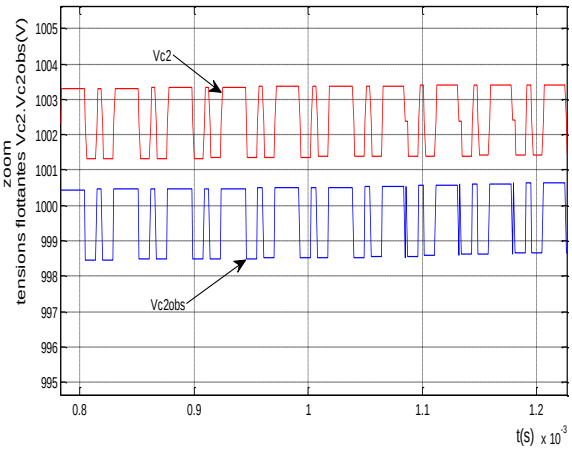


Figure III-15 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc2

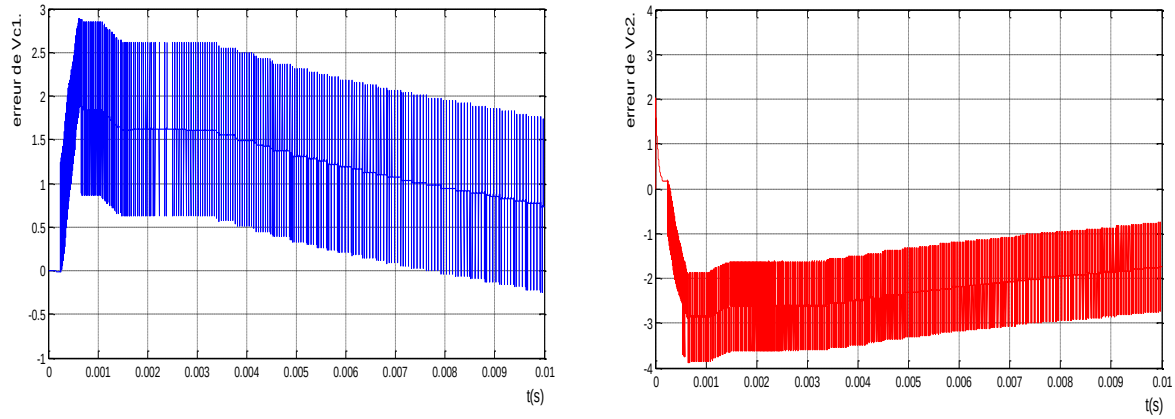


Figure III-16 : Erreurs d'observation pour l'observateur par mode glissant

III -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 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.

III -7.1. Application à un hacheur à trois cellules

La **Figure VI-17** 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 :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = f_1(\hat{x},u) - z_{1e} = \delta_1 \hat{a}_1 \hat{x}_3 - z_{1e} \\ \dot{\hat{x}}_2 = f_2(\hat{x},u) - z_{2e} = \delta_2 \hat{a}_2 \hat{x}_3 - z_{2e} \\ \dot{\hat{x}}_3 = f_3(\hat{x},u) - z_{3e} = -\tilde{b}_0 \hat{x}_3 - \tilde{b}_1(\delta_1 \tilde{x}_1 + \delta_2 \tilde{x}_2 - u_3 E) - z_{3e} \end{cases} \quad \text{(III.40)}$$

Avec :

La surface de glissement s est définie par: $s = \hat{x}_3 - x_3$.

z_{1e} , z_{2e} et z_{3e} sont les facteurs de correction basés sur l'algorithme Super Twisting (**Figure VI-17**). Ils sont donnés par les formules:

$$\begin{cases} z_{1e} = \Lambda_1 \, sign(s) \\ z_{2e} = \Lambda_2 \, sign(s) \\ z_{3e} = \Lambda_3 |s|^{1/2} \, sign(s) \end{cases} \quad \text{(III.41)}$$

La **Figure III-17** montre le schéma de commande par mode de glissement d'un hacheur multicellulaire associe à un observateur super Twisting.

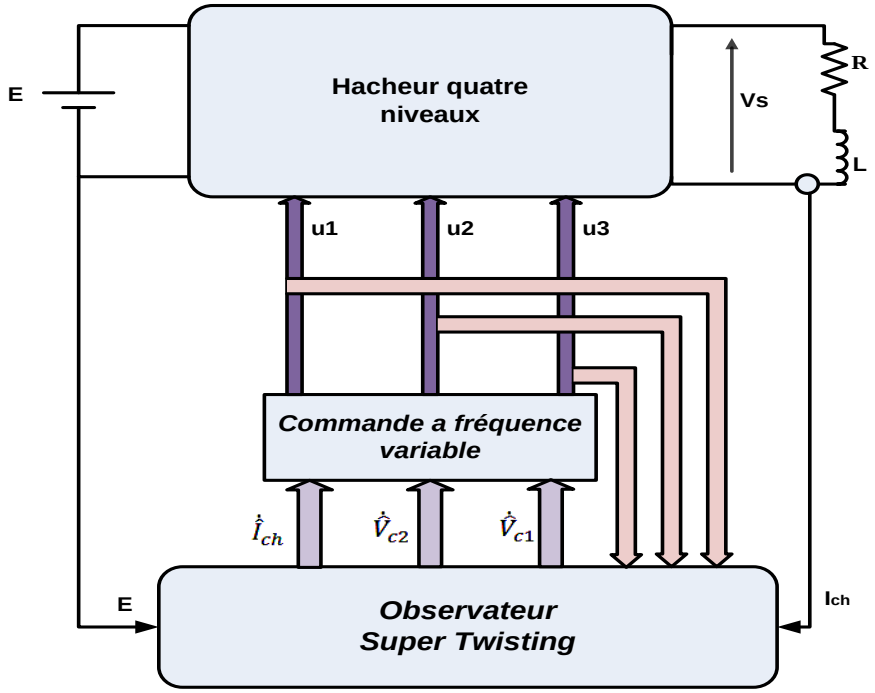


Figure III-17 : Schéma de commande avec observateur des tensions flottantes par mode glissant d'ordre deux

III -7.2. Les conditions de glissement

Soit la fonction de Lyapunov définie positive :

$$V(s) = \frac{1}{2}s^2 = \frac{1}{2}\tilde{x}_3^2 \tag{III.42}$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V}(s) = \dot{\tilde{x}}_3 x_3 \tag{III.43}$$

Selon la méthode directe de Lyapunov, la surface de glissement *s* est attractive si sa dérivée est semi définie négative $\dot{V}(s) < 0$.

$$\dot{V}(s) < 0 = \tilde{x}_3 \left(\Delta f_3 - \Lambda_3 |s|^{1/2}\, sign(\tilde{x}_3)\right) < 0 \quad tq \quad |s|^{1/2} > 0 \tag{VI.44}$$

$$\dot{V}(s) < 0 \Longrightarrow \begin{cases} \Lambda_3 |s|^{1/2} > -\Delta f_3 si\ \tilde{x}_3 \geq 0 \\ \Lambda_3 |s|^{1/2} > -\Delta f_3 si\ \tilde{x}_3 < 0 \end{cases}$$

Ce qui implique que $\forall \tilde{x}_3$ il suffit que $\Lambda_3 > |\Lambda f_3|_{max}$pour que $\dot{V}(s) < 0$.

On trouve la condition suffisante :

$$\Lambda_3|s|^{1/2} > b_0|\tilde{x}_3|_{max} + b_1|\tilde{x}_1|_{max} + b_1|\tilde{x}_2|_{max} + b_1 E_{min} \quad \text{(III.45)}$$

III -7.3. Résultants de la simulation

Le convertisseur à trois cellules utilisé a pour éléments :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 40_{\mu F} \\ L = 0.5mH \\ R = 10\Omega \end{cases}$$

La tension de source$1500V$, le courant de référence vaut $80A$.

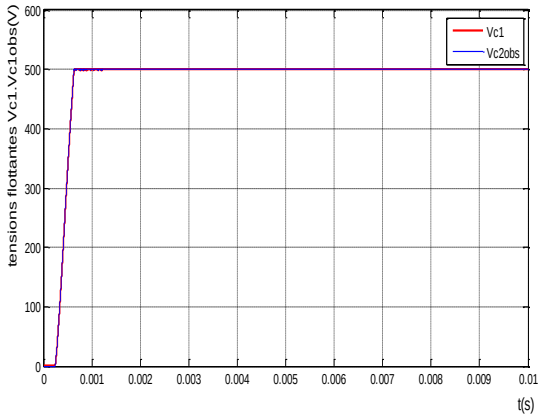


Figure III-18 : estimation de Vc1 par l'observateur super Twisting

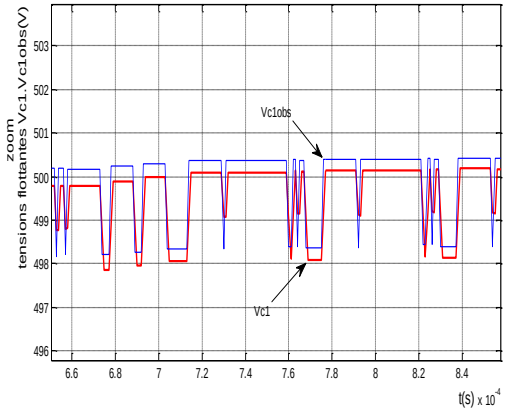


Figure III-19 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc1

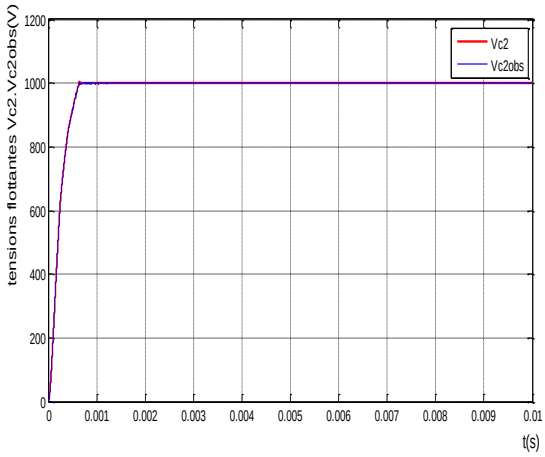


Figure III-20 : estimation de Vc2 par l'observateur super Twisting

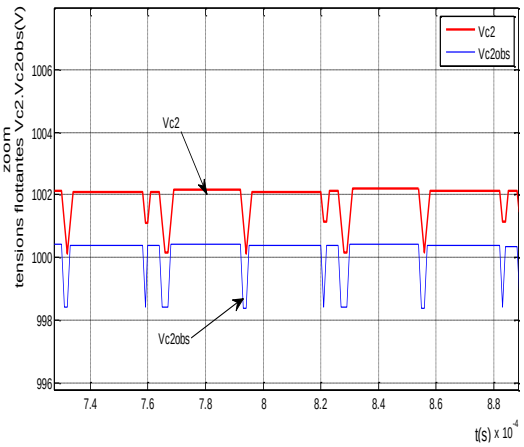


Figure III-21 : zoom sur estimation de la tension flottante Vc2

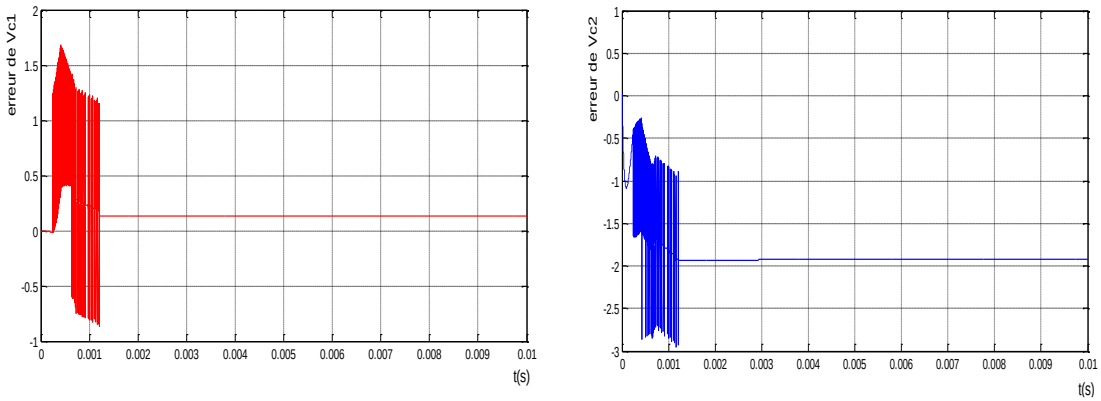


Figure III-22 : Erreurs d'observation pour l'observateur par super Twisting

Les deux **Figure III-18** et **Figure III-20** présentent les tensions observées et les tensions mesurée 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.

Nous avons présenté un zoom sur une partie des tensions observées on obtient la **Figure III-19** et **Figure III-21**, pour mieux voir les résultats obtenus.

III -8. Conclusion

Dans ce chapitre, deux différentes stratégies d'observateurs ont été appliquées. L'observateur par mode de glissement est basé sur la génération de surface de glissement 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 simple 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 supérieur (Super Twisting Algorithm). Les résultats de simulation sont nettement améliorés, tout en gardant les propriétés des modes de glissements.

Chapitre IV

RÉALISATION PRATIQUE

IV -1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons présenter la réalisation d'une maquette expérimentale constituée des éléments suivants :

- Le convertisseur de puissance avec sa commande rapprochée.
- Une carte d'interface, de conditionnement.

D'abord, nous allons présenter les différentes parties du montage en montrant le rôle de chacune des cartes utilisées. Ensuite, nous présenterons la mise en œuvre d'un convertisseur à 3 cellules. En fait, la maquette réalisée est une maquette dimensionnée pour les applications pédagogiques ou de recherche.

Le banc comporte une carte dSPACE 1104, un convertisseur multicellulaire, une charge R, L. Ce banc permet de :

- Définir et associer les différents éléments matériels et logiciels.
- Développer des programmes de commande pour un convertisseur multicellulaire, en utilisant une carte dSPACE DS1104.
- Tester les algorithmes de commande

.

IV-2. Le convertisseur de puissance :

Le convertisseur de puissance est composé en deux parties [SKE-14-c] :

- Partie commande;
- Partie puissance.

IV-2.1. Partie commande :

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, constituée d'une carte de contrôle DS1104 (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 :

IV-2.1.1. 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 IV-1** présente le schéma de principe de cette carte.

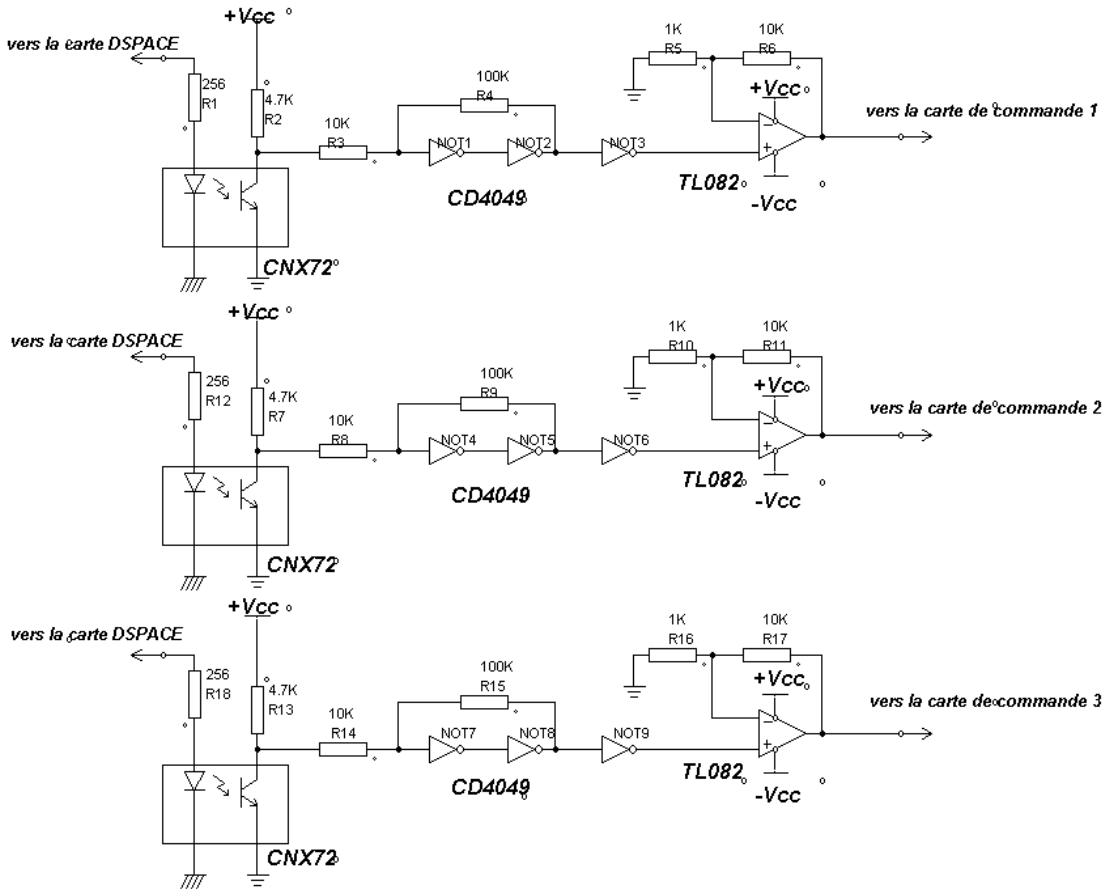


Figure IV-1 : Schéma de la carte de protection

IV-2.1.2. Carte de commande :

La carte de commande génère six signaux de commande, pour 3 cellules de commutation, 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.

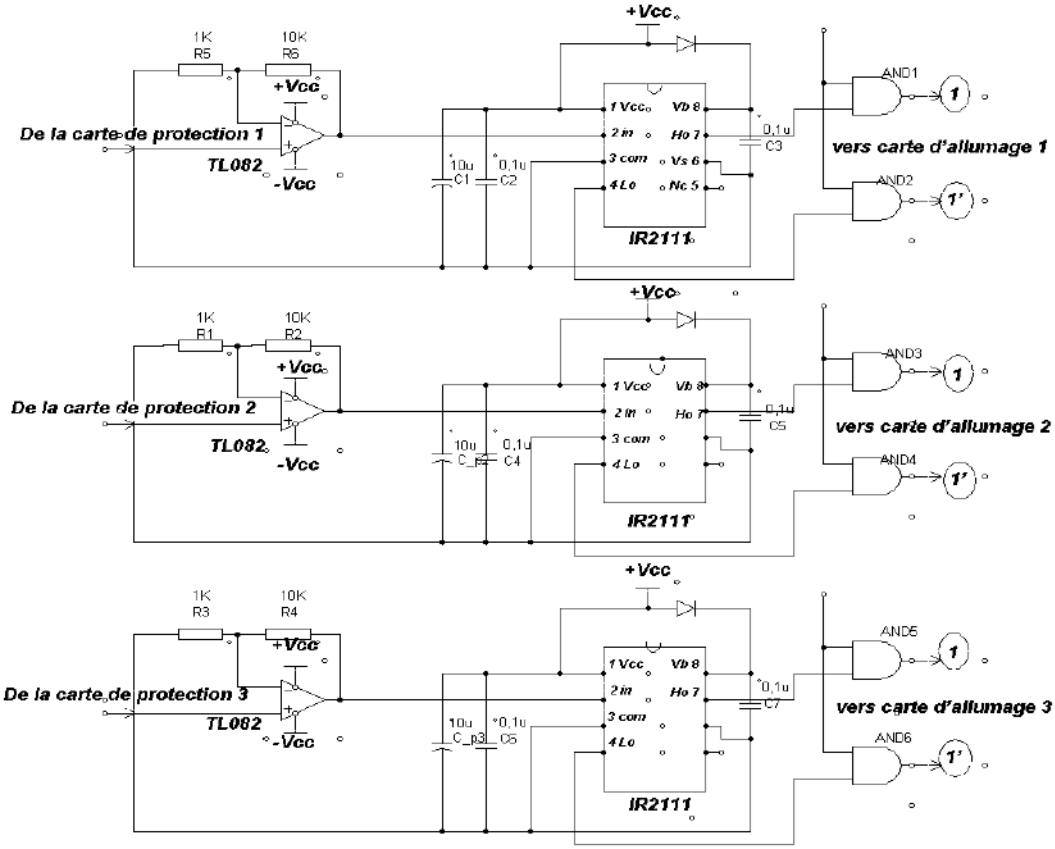


Figure IV-2 : Circuit de la carte de commande

Ainsi, 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 II-2**.

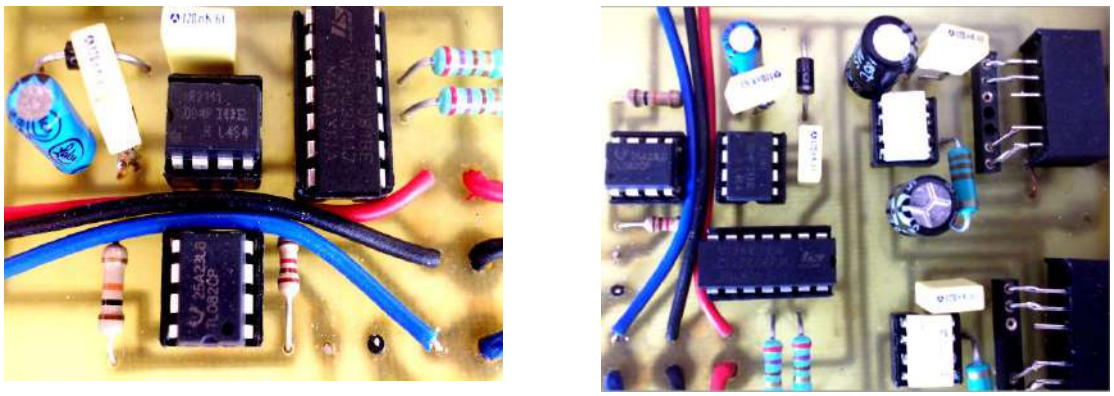


Figure IV-3 : photos de la carte de commande

- ***Driver IR2111 :***

Le circuit intégré IR2111 est un circuit monolithique de commande d'un convertisseur (hacheur) à MOSFET ou à IGBT. Il réalise :

• La mise en forme des impulsions : calibrage des impulsions

• La création des temps morts, la **Figure IV-4** démontre le brochage de ce circuit [MAR-03].

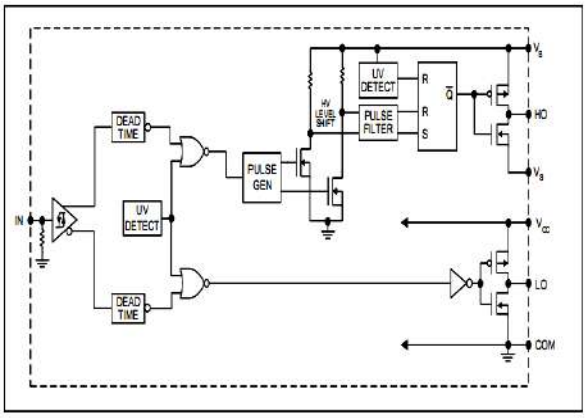


Figure IV-4 : Brochage de Driver IR2111

- Il détecte les sous tensions. Il s'agit d'une sécurité qui bloque le fonctionnement du circuit dans le cas où l'alimentation V_{cc} (+15) chutera durant le fonctionnement du circuit en dessous des 10V ou lors du démarrage tant que V_{cc} n'a 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 MLI, un signal tension proportionnel donc 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.

IV-2.1.3. 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 photodiode (TLP250) et une source de tension indépendante et isolée (en utilisant le circuit intégré NMH1215D) pour la commande de base du l'IGBT [NOU-04].

La **Figure IV-5** montre le schéma principal d'allumeur.

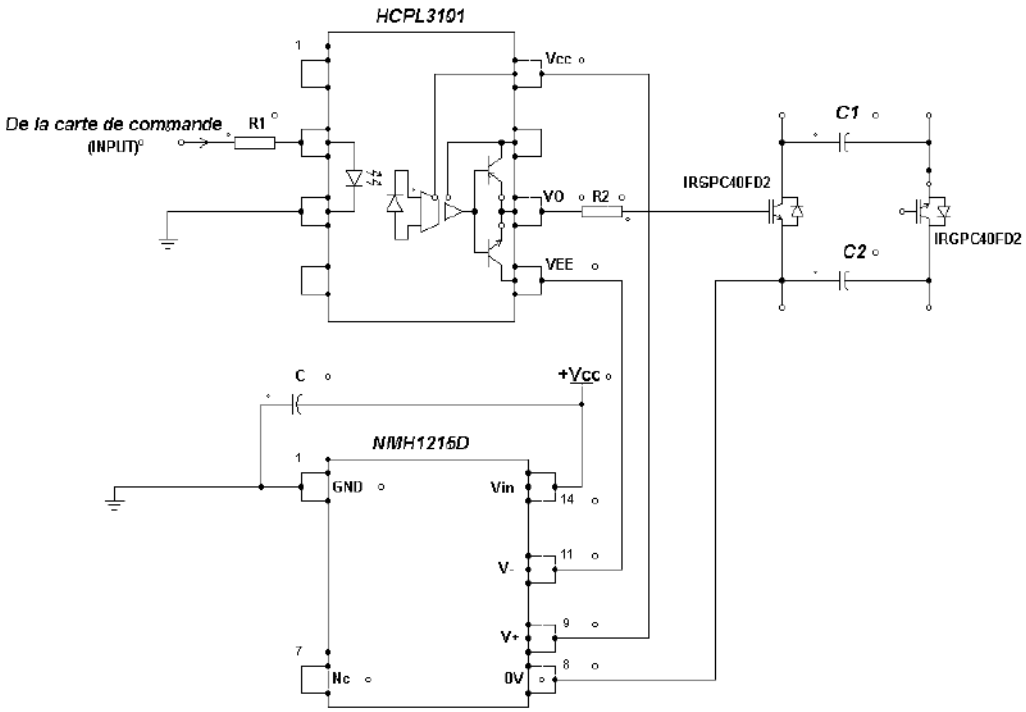


Figure IV-5 : Allumeur (commande de base de l'IGBT)

La photo du l'allumeur et du circuit intégré NMH1215D est donnée sur la **Figure IV-6** et **Figure IV-7.**



Figure IV-6 : photo de l'allumeur

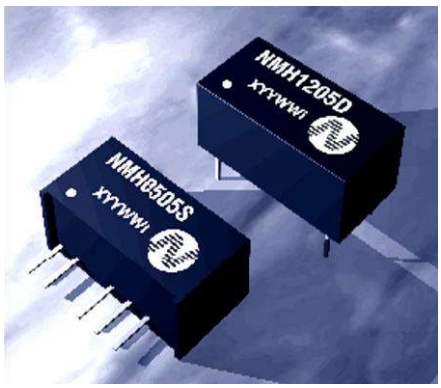


Figure IV-7 : Photo du circuit NMH1215D

- ***Optocoupleurs :***

La partie commande doit être isoler 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 ce qu'on appelle optocoupleur, c'est un composant unidirectionnel et intégré dans un circuit, il permet seulement le passage des impulsions de commande vers la grille des IGBT's et de ce fait, 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 optocoupleur HCPL 3101(ou TPL250) qui a une tension d'isolation de 1500V, sous une tension d'alimentation 5V et un courant de sortie qui peut atteindre 2A.

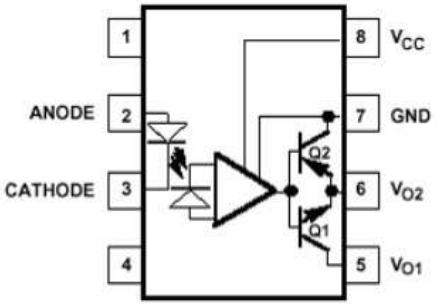


Figure IV-8 : Brochage de HCPL3101

O_2	O_1	Le HCPL3101 contient deux sorties dont l'une est l'inverse de l'autre, le tableau (IV.1) représente la table de vérité de l'optocoupleur. LED
OFF	ON	ON
ON	OFF	OFF

IV-2.2. Partie puissance :

La partie puissance regroupe:

- Le convertisseur multicellulaire à 2 cellules, interrupteurs et condensateurs.
- La charge

IV-2.2.1. Le transistor IGBT « IRG4PF50 »:

Le transistor de puissance IGBT (Insulated Gâte 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 **51A-900V.**

Le transistor ***IRG4PF50*** est un IGBT intégré une diode en antiparallèle fabriqué par « INTERNATIONAL RECTIFIER », avec une gamme de fréquence de travail de l'ordre de **20-100 kHz.**



Figure IV-9 : photo de l'IGBT *IRG4PF50*

IV-2.2.2. Condensateurs flottants:

Les condensateurs flottants sont également placés au plus près des cellules de commutation et chaque condensateur est soumis à une tension moyenne égale à k.E/p (k représente le rang de la cellule de commutation et p le nombre de cellules). La capacité des condensateurs flottants est calculée de l'équation $C_k = I_c.T_d / p.\Delta V_c$, où ΔV_c est l'ondulation admissible, en tension aux bornes de condensateur et T_d est la période de découpage.



Figure IV-10 : photo de condensateur flottant.

La **Figure IV-10** représente la photo du condensateur utilisé.

IV-2.3. Partie mesure :

- ***La carte des capteurs:***

La commande en temps réel du convertisseur 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 changement des grandeurs de réglage, même relativement faibles.

Afin 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 ; la plage de mesure de ces capteurs va jusqu' à 70A. Pour le capteur de tension, il peut être attaqué par un courant jusqu'à 10mA.

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), dont les caractéristiques se trouvent dans l'annexe F. Ce capteur a une bande passante de 200 KHZ et un rapport de conversion de 1/1000. La résistance de mesure R_M, est dimensionnée pour un courant secondaire de 50 mA. La **Figure IV-11** présente la mise en œuvre de la mesure, les photos des différents capteurs réaliser ainsi, des capteurs à utilisation directe.

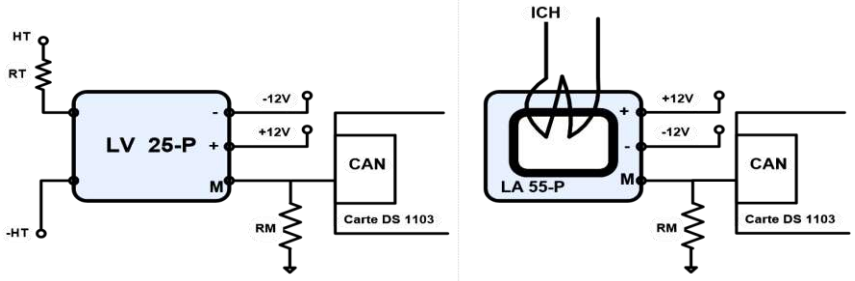


Figure IV-11 : Mise en œuvre de la mesure

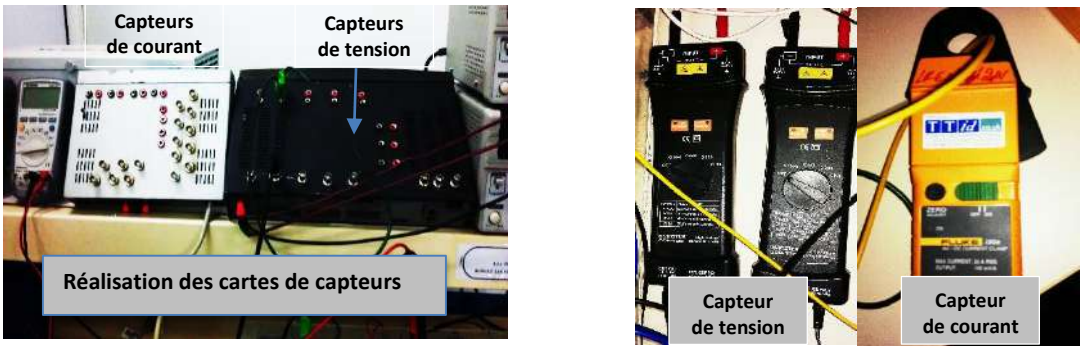
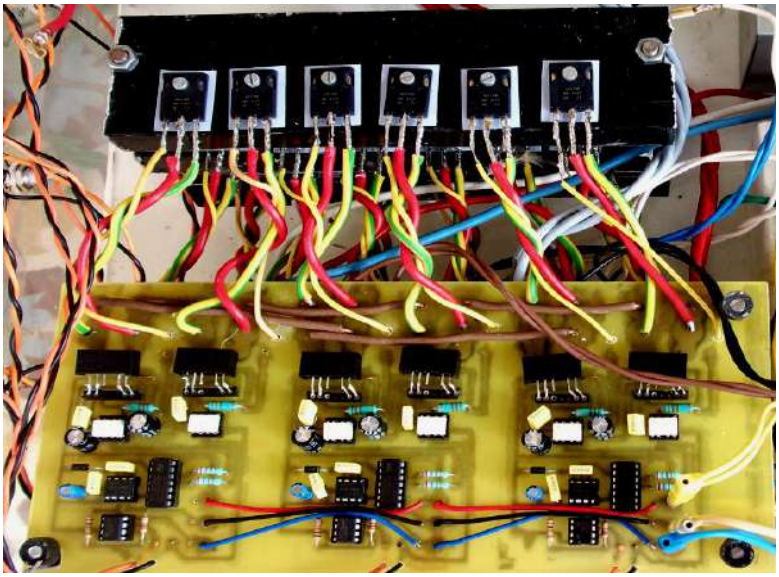


Figure IV-12 : photo des différents capteurs utilisés.

Les tensions aux bornes des condensateurs et la tension du tachymètre, sont mesurées grâce à un capteur à effet Hall (LEM LV-25P), dont les caractéristiques se trouvent dans l'annexe F. Ce capteur a un temps de réponse de 40µs et un rapport de conversion entre 1000: 2500. Les valeurs des résistances R_T, R_M, sont dimensionnées pour un courant primaire de 10 mA et un courant secondaire de 25 mA. La **Figure IV-12** présente les photos des trois cellules et la réalisation globale du convertisseur multicellulaire série triphasé.



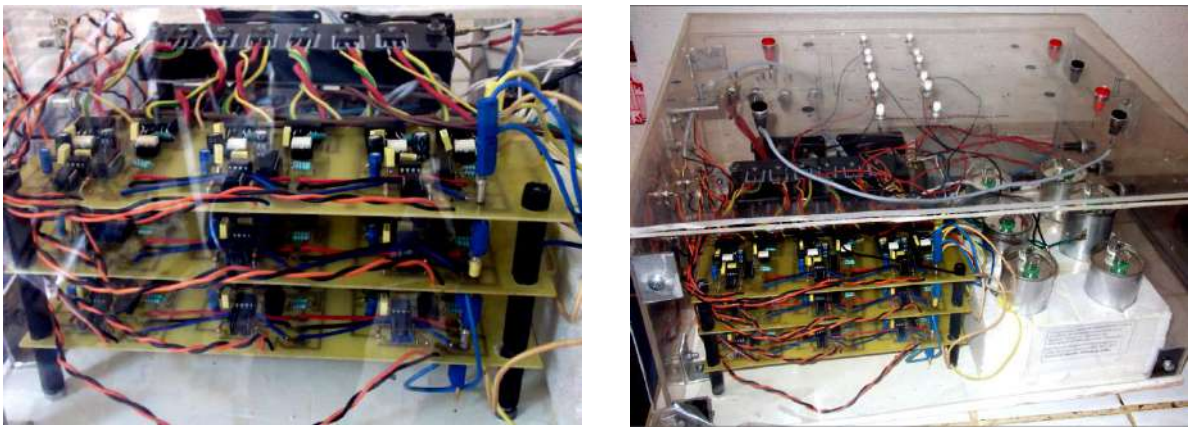


Figure IV-12 : photos globale du convertisseur multicellulaire série triphasé.

IV-3. Carte dSPACE :

La carte dSPACE 1104 est une carte très performante comportant plusieurs processeurs et dispose de nombreuses entrées et sorties analogiques ou numériques ainsi que des encodeurs incrémentaux pour la commande temps réel de machines. Chaque processeur possède son compilateur C approprié (un pour PPC Motorola, un pour Slave DSP de Texas Instruments et un autre pour le Slave de SIEMENS). La carte dispose aussi d'une barrette de mémoire RAM indépendante et qui peut être augmentée. Cette carte peut être insérée au bus ISA de la carte mère d'un ordinateur compatible IBM.

- **PPC :** La carte d'acquisition DS1104 est un système basé sur le processeur Maître (Master) Motorola 604e PPC (400MHZ clock), qui représente l'unité de traitement principale.
- **Unités d'Entrée/Sortie :** Un ensemble de périphériques à bord fréquemment utilisé dans des systèmes de commande numérique a été ajouté au PPC. Aussi bien que les convertisseurs A/D et D/A, les ports numériques d'E/S, l'interface série, PPC a aussi la commande des encodeurs incrémentaux, qui permettent le développement des contrôleurs avancés pour des robots avec jusqu'à six joints.
- **Le sous ensemble DSP :**(Digital Signal Processing) est un processeur esclave (Slave) basé sur Texas Instruments TMS320F240 DSP, est particulièrement conçu pour la commande des systèmes électriques. Parmi autres, les possibilités

d'Entrée/Sortie, le DSP fournit la génération triphasée de PWM faisant un sous ensemble utile pour le contrôle et le guidage d'applications.

- **Le sous ensemble CAN :** Un autre sous-ensemble, basé sur le microcontrôleur de Siemens 80C164 (MC), est employé pour les connections entre les différents ADC.
- **Master PPC, Slave DSP, Slave MC :** Le PPC a accès au DSP et aux sous-ensembles des CAN. Parlé en termes de communication d'inter processeur, le PPC est le maître, tandis que les DSP et le CAN MC sont des esclaves.

IV-3.1. Emplacement de la carte :

La carte d'acquisition est directement enfichable au Slot ISA d'un Auto-Box, il faut aussi prévoir 3 brackets libres pour le triple connecteur (P1, P2, P3). [Voir **Figure IV.14**]:



Figure IV-14 : Emplacement de la carte DSPACE DS1104

IV-3.2. Panneau de Connexion CP1104 et d'indicateurs LED CLP1104 :

Le panneau de connexion CP1104 fournit les raccordements faciles à utiliser entre le tableau de contrôle de DS1104 PPC et les dispositifs à relier à eux. Le connecteur et le panneau CLP1104 de LED fournit en plus une rangée de LED indiquant les états des signaux numériques connectés au panneau d'acquisition. [**Figure IV.15** et **Figure IV.16**]:

a- CP 1104 (Panneau de connexions) :

Le panneau de connexion CP1104 fournit les raccordements faciles à utiliser entre le tableau de contrôle de DS1104 PPC et les dispositifs reliés à lui. Des dispositifs peuvent être individuellement reliés, débranchés ou échangés sans soudure (liaison physique).

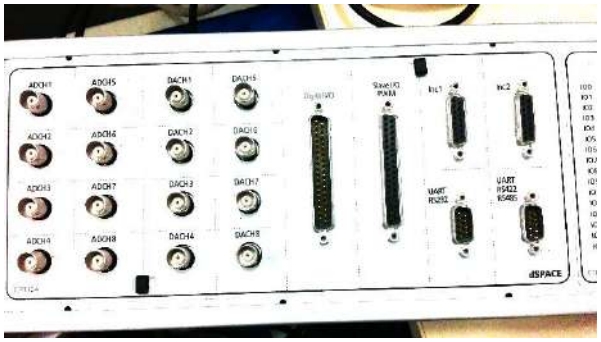


Figure IV-15 : Panneau de connexions CP1104



Figure IV-16 : photo de Panneau de connexions

Ceci simplifie la construction du système examinant et dépannant.

b- CLP 1104 (Panneau d'indicateurs LED) :

Le connecteur et le panneau CLP1104 de LED fournissent en plus une rangée de LED indiquant les états des signaux numériques. Les Signaux actifs de niveaux bas ne sont pas indiqués sur le panneau plan. Les LED ne montrent pas le statut actif du signal mais montrent le niveau de TTL à la place (TTL haute $\rightarrow$ la LED est allumée ; TTL basse $\rightarrow$ la LED est éteinte). Le CLP1104 est équipé de 54 LED qui indiquent les états des signaux numériques. Pour les signaux par accroissement de sonde, il y a des amortisseurs avec de véritables entrées différentielles. La puissance exigée pour courir la LED est prise de la tension d'alimentation (V_{CC}) du DS1104.

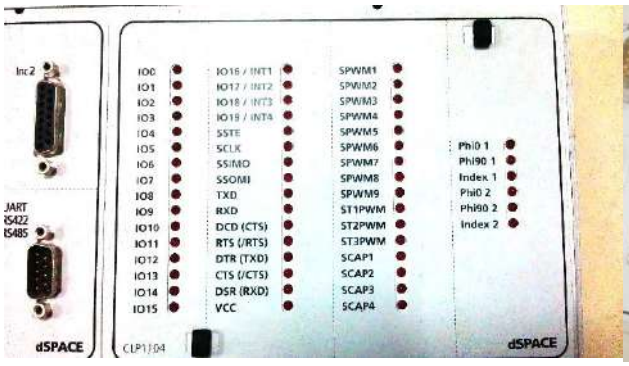


Figure IV-17 : Panneau d'indicateurs LED CLP1104

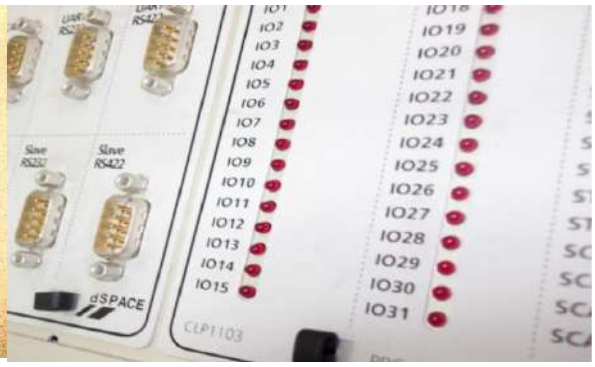


Figure IV-18 : photo de Panneau d'indicateurs LED

IV-3.3. Avantages de carte dSPACE :

-Souplesse de la programmation.

- Stabilité.
- Reproductibilité.

IV-3.4. Utilisation du logiciel SIMULINK de MATLAB :

dSPACE emploie différents logiciels externes, à part les compilateurs vus précédemment, le logiciel MATLAB est un logiciel de simulation très performant. Nous pouvons par exemple, lancer une acquisition de signaux ou encore le contrôle d'un robot mais aussi associer différentes opérations de traitement du signal se trouvant dans la bibliothèque « SIGNAL PROCESSING TOOLBOX » de SIMULINK pour le filtrage du signal en temps réel.

IV-3.4.1. Interface dSPACE sur MATLAB :

MATLAB est une plate-forme pour les calculs, les analyses et la visualisation numérique de MATHWORKS. MATLAB peut être étendu à souhaiter avec de nombreuses boîtes à outils ainsi que des outils tels que SIMULINK et STATEFLOW.

SIMULINK est un environnement interactif pour la modélisation et la simulation off line avec des schémas blocs faciles à utiliser. Avec STATEFLOW, vous pouvez également intégrer des diagrammes d'état dans SIMULINK.

Le Real Time Workshop et le STATEFLOW Coder génèrent automatiquement un code C à partir des schémas blocs SIMULINK et des systèmes STATEFLOW. Ensemble avec l'Interface Temps Réel dSPACE, ces outils fournissent une transition sans couture de votre schéma bloc à votre système temps réel dSPACE.

IV-3.4.2. Présentation des interfaces dSPACE :

Les interfaces développées par dSPACE permettent une implantation rapide des schémas SIMULINK sur processeur DSP INSTRUMENTS. Le module dSPACE Real Time Interface (RTI) assure la compilation et le transfert du code généré par Real Time Workshop (RTW) de SIMULINK dans l'environnement temps réel (**Figure IV-19**).

Le module cockpit permet de superviser l'exécution du programme implanté dans le DSP. Il est possible de visualiser ou modifier en temps réel toutes les variables mémoire de la carte mère DS 1104. Le module TRACE permet d'afficher les courbes d'évolution de ces variables. Il est possible d'exporter les fichiers de points au format binaire MATLAB pour une exploitation ultérieure.

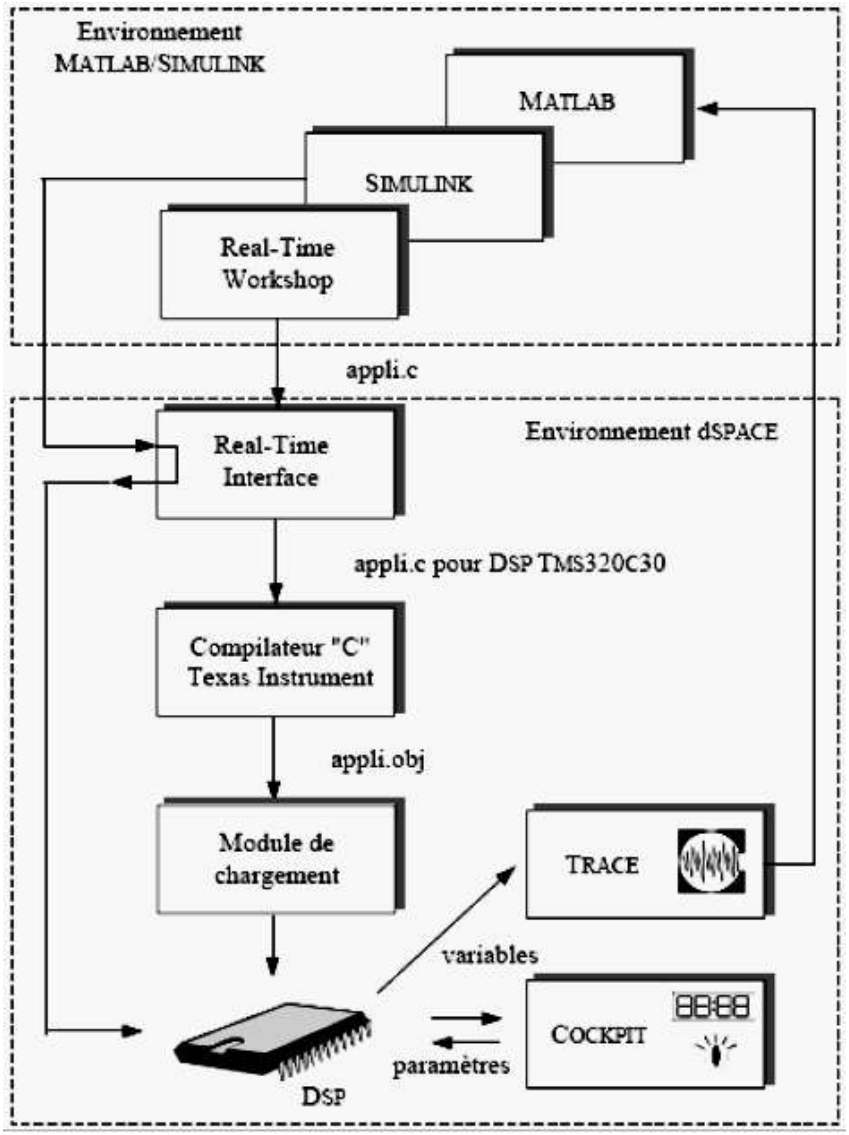


Figure IV-19 : Développement d'une application temps réel sous MATLAB/SIMULINK/dSPACE.

IV-3.4.3. Utilisation Du Module Real Time Interface (RTI) :

Des bibliothèques de modèles d'entrées/sorties sous forme de blocs SIMULINK pour chacune des cartes dSPACE sont fournies avec l'interface RTI. Ces blocs sont donc utilisés lors de l'adaptation du schéma de simulation à l'environnement temps réel dSPACE.

IV-3.4.4. La bibliothèque d'applications RTI1104 :

En tapant *rti1104* dans l'interpréteur de MATLAB on aura la bibliothèque suivante pour la création de modèles sous SIMULINK **Figure IV-20**.

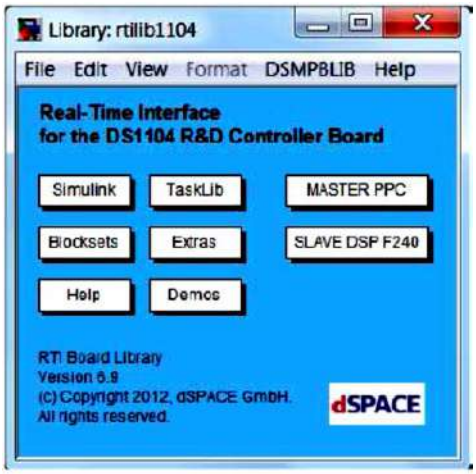


Figure IV-20 : Bibliothèque RTI1104 représentant les outils d'acquisition de dSPACE DS1104

Comme nous le voyons, il y a différentes bibliothèques et chaque bloc représente une série de composants contenant en variété de programmes MATLAB qui, après BUILD seront traduits en langage C pour être ensuite compilés et exécutés puis chargés et liés au processeur temps- réel de la carte DS1104, que ce soit le processeur MASTER PPC de Motorola, le Slave DSP de Texas Instruments ou bien l'autre processeur Slave de SIEMENS.

Dans toute notre expérimentation, nous avons utilisé uniquement un seul Processeur de la carte DS1104 qui est le MASTER PowerPC Motorola puisqu'il nous suffit largement.

Donc la bibliothèque d'applications implémentée à cet effet est la rtilib1104 « MASTER PPC » de la figure précédente.

IV-4. Conclusion :

Est très intéressant de valider les résultats de simulation de convertisseur multicellulaire série par des essais expérimentaux. Pour cela, on a fait la conception et la réalisation d'une maquette expérimentale constituée des interrupteurs de puissance et de ces cartes de commandes. Les cartes électroniques de commande du convertisseur multicellulaire ont été testées et vérifiées séparément ; chaque carte fonctionne correctement. L'interface utilisé pour générer les signaux de commande, est une interface développées par dSPACE DS1104 permettent une implantation rapide des schémas SIMULINK sur processeur DSP.

Chapitre V

RÉSULTATS EXPÉRIMENTALES

V-1. DESCRIPTION DU BANC EXPERIMENTAL :

La photo du banc expérimental est donnée sur la **Figure V-1.** Le système expérimental est constitué d'un bras multicellulaire série et une charge R-L. Le bras multicellulaire est composé de trois cellules constituées chacune de deux IGBT. Les IGBT sont associés â des modules de commande gérant les temps morts et la protection contre les court-circuits. Les signaux de commande des IGBT sont issus d'une carte dSPACE DS1104.



Figure V-1 : photo du banc expérimental d'un bras multicellulaire série.

La carte DS1104 se connecte directement sur la carte du micro-ordinateur par sa liaison bus extensible. Les options logicielles complémentaires à Matlab/Simulink pour la carte DS1104 sont :

- RTW (Real Time Workshop).

- RTI (Real Time Interface).

Cet ensemble permet à l'utilisateur de développer les algorithmes de commande en simulation, puis de les expérimenter directement sur le banc d'essai.

La photo finale du convertisseur multicellulaire série réalisée dans notre expérience est représentée sur la **Figure V-2**.

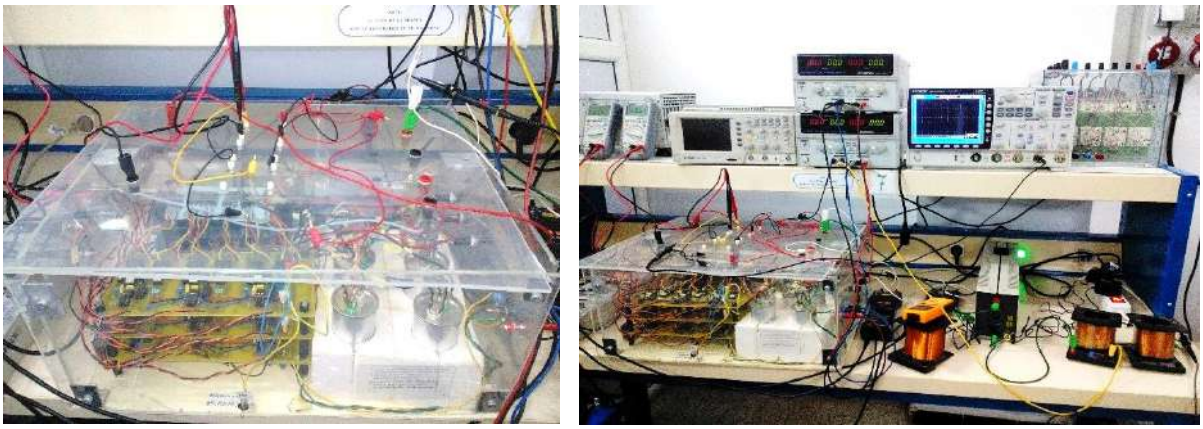


Figure V-2 : photos final du convertisseur multicellulaire série réalisé.

V-2. Résultants expérimentaux :

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux obtenus sur un bras multicellulaire série à trois cellules (quatre niveaux). La charge étant de type R-L avec R=470 Ω et L=2.5mH. La tension d'entrée est fixée à 60 V. Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la technique MLI.

***Note** : les résultats sont pris par une sonde extérieure d'oscilloscope à échelle × 10.*

V-2.1. Commande en PWM naturelle :

a -Fonctionnement en hacheur :

Les mêmes caractéristiques de la charge RL que pour le fonctionnement en onduleur.

Les **figures V-4, V-5** et **V-6** montrent la tension et le courant de sortie, la tension d'entrée E et l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs, respectivement pour un signal modulant λ égale 0.2, 0.5, 0.8, 1/3 et 2/3.

Teste 1 : On prendra λ=0.2, on aura les résultats suivants :

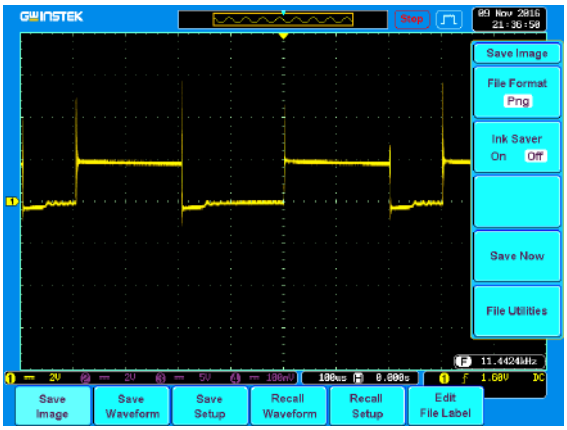


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL

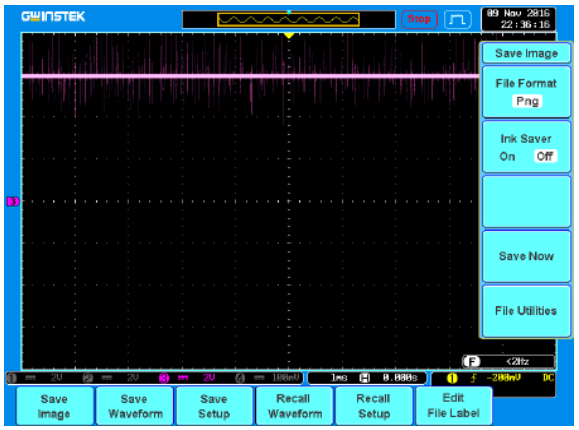
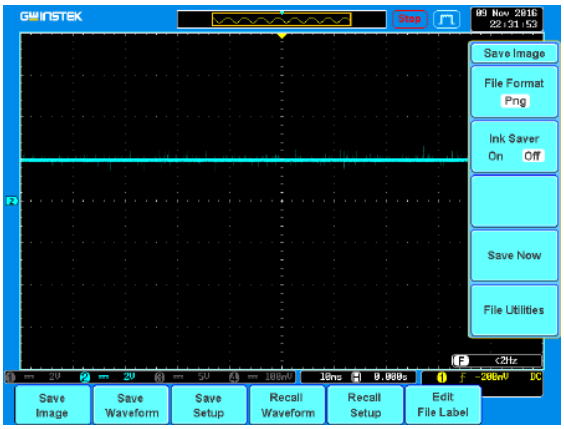


Figure (b) : Tension d'entrée E



Figure(c) : Tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1

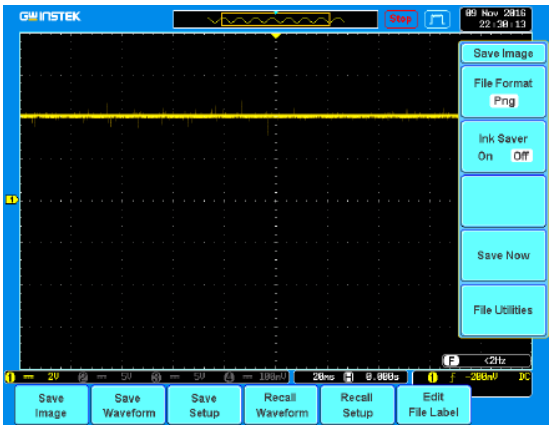
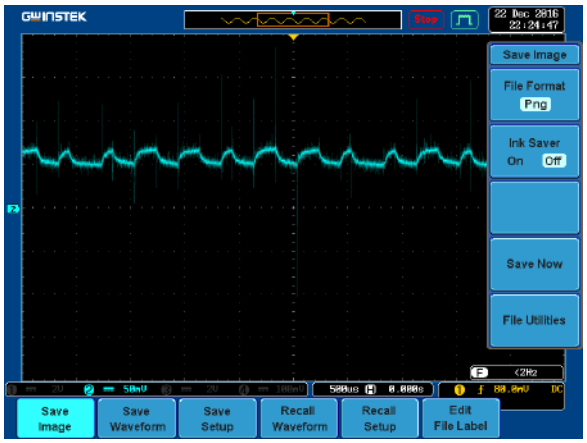


Figure (d) : Tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) : zoom de courant I_{ch}

FigureV-3 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=0.2.

Teste 2 : On prendra λ=0.5, on aura les résultats suivants :

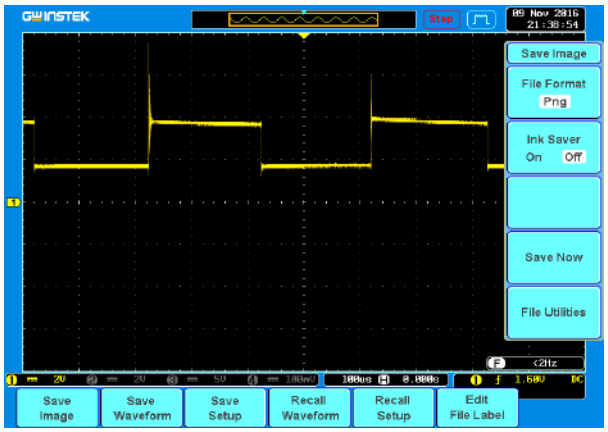


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL

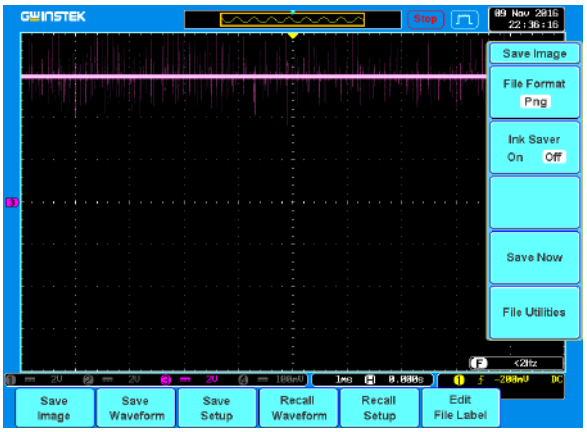
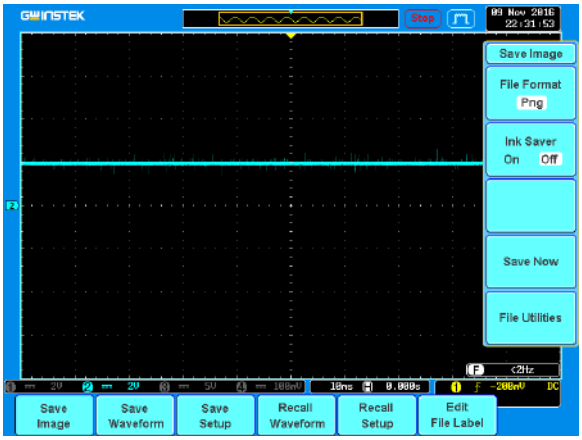


Figure (b) : Tension d'entrée E



Figure(c) : Tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1

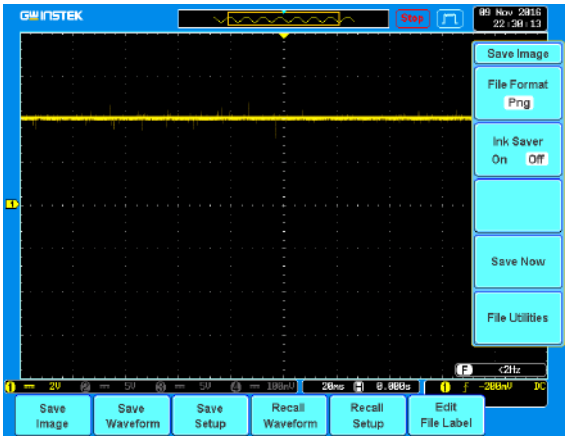


Figure (d) : Tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) : zoom de courant I_{ch}

Figure V-4 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions Vc1 et Vc2 aux bornes des condensateurs pour λ=0.5.

Teste 3 *:* On prendra λ=0.8, on aura les résultats suivants :

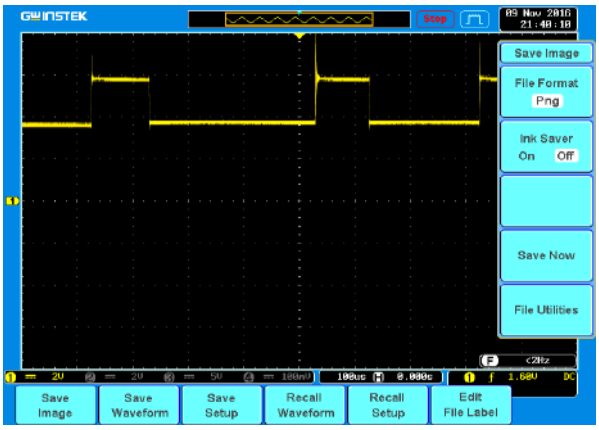


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL

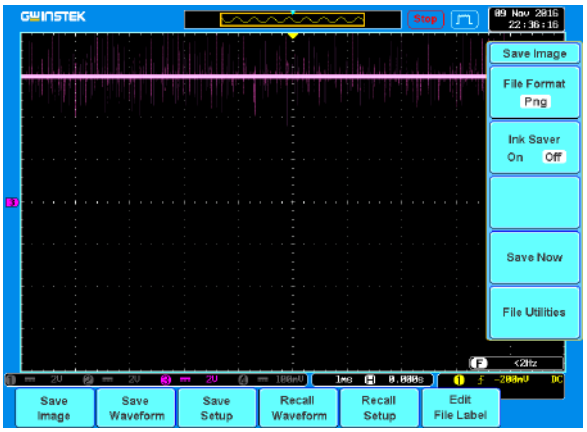
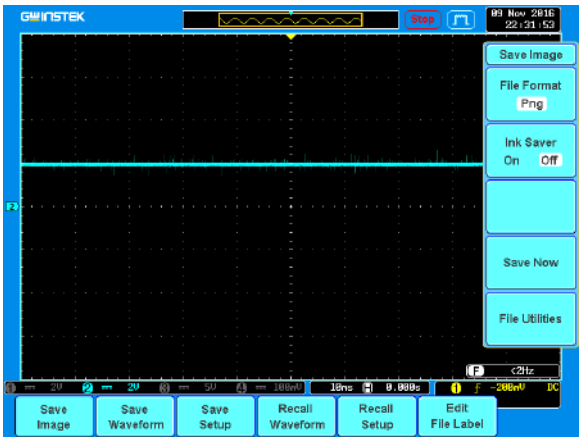


Figure (b): Tension d'entrée E



Figure(c) : Tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1

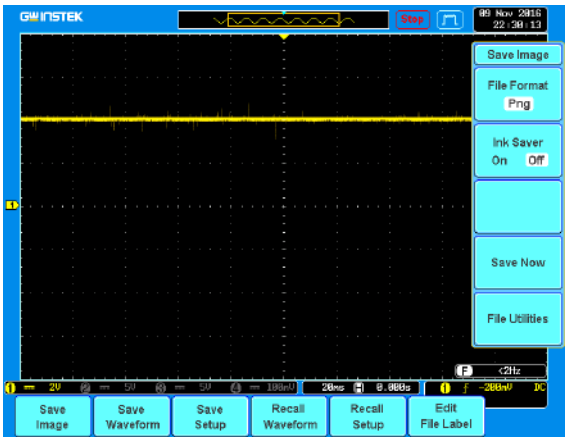
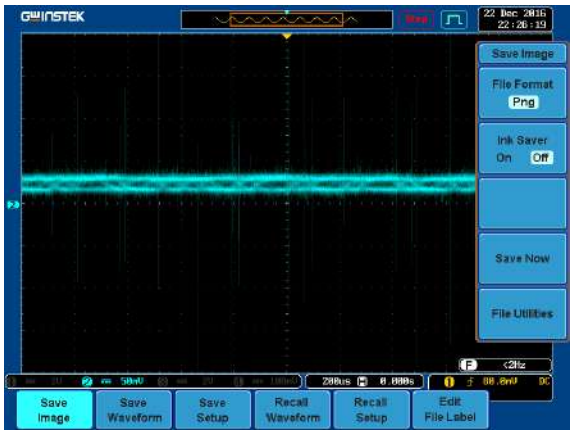
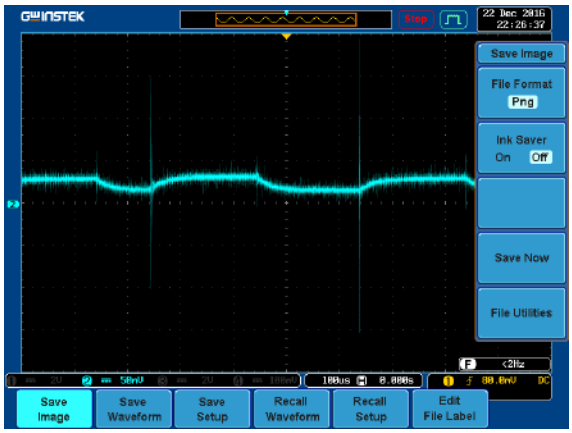


Figure (d) : Tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) : zoom de courant I_{ch}

FigureV-5 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=0.8.

Teste 4 : On prendra λ=1/3, on aura les résultats suivants :

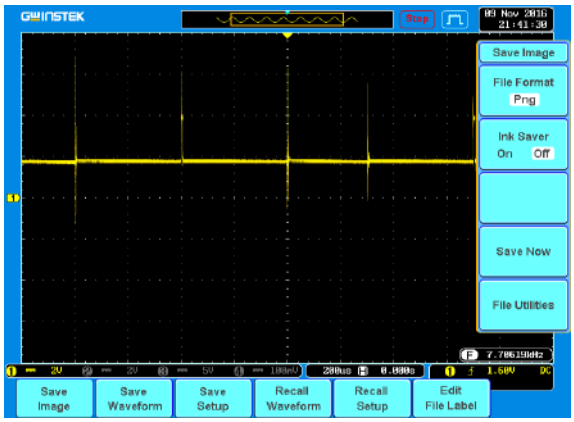


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL

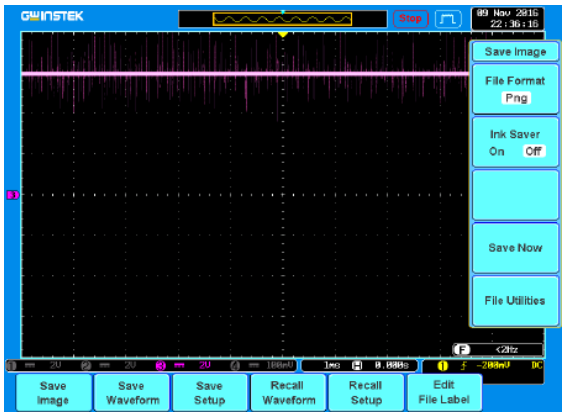
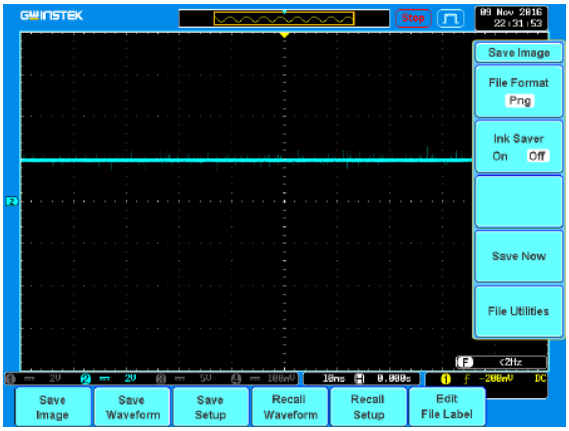


Figure (b) : Tension d'entrée E



Figure(c) : Tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1

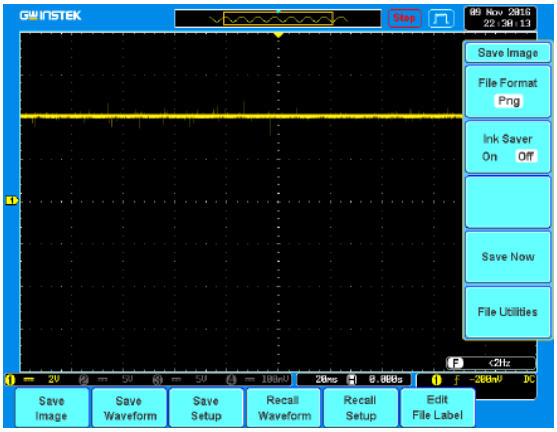


Figure (d) : Tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) : zoom de courant I_{ch}

FigureV-6 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=1/3.

Teste 5 : On prendra λ=2/3, on aura les résultats suivants :

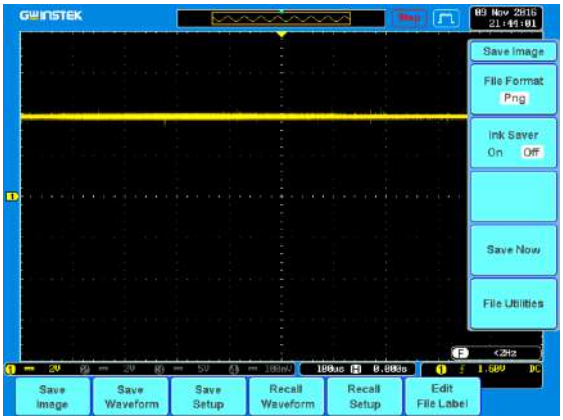


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL

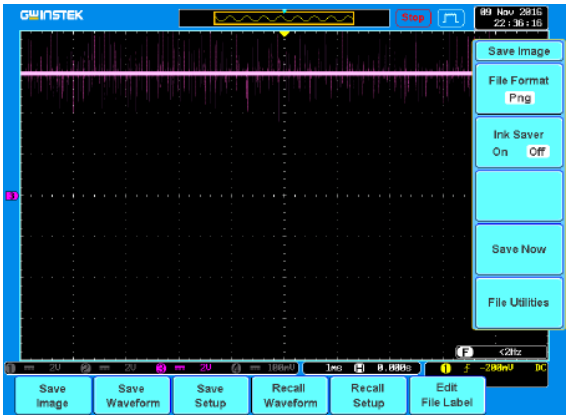
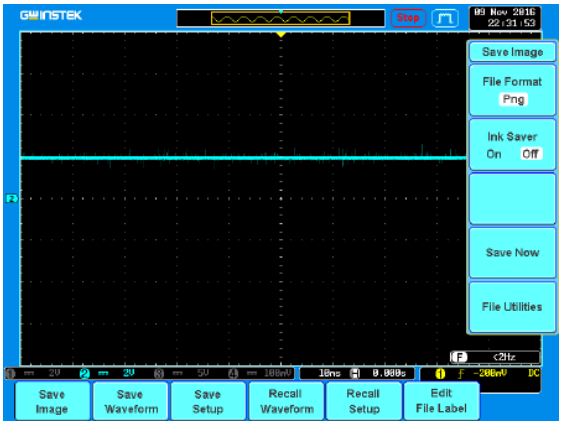


Figure (b) : Tension d'entrée E



Figure(c) : Tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1

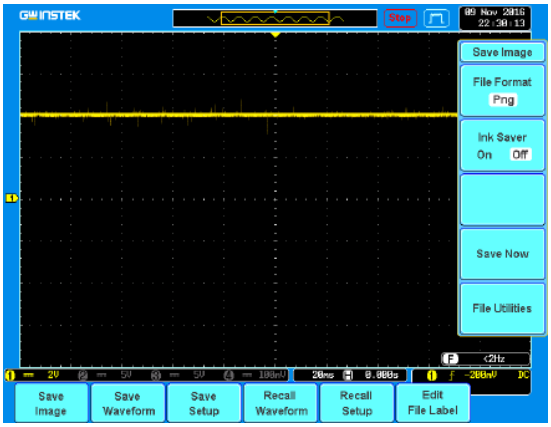


Figure (d) : Tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) : zoom de courant I_{ch}

FigureV-7 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs pour λ=2/3.

Des résultats obtenus, on constate que la tension de sortie bascule entre le niveau 1 et le niveau 2, entre le niveau 2 et le niveau 3, entre le niveau 3 et le niveau 4, respectivement pour un signal modulant λ égale à 0.2, 0.5 et 0.8. Ces résultats confirment l'étude théorique de la section I-3. Pour les trois cas on remarque un comportement satisfaisant de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs et l'ondulation de la tension de sortie est divisée par trois.

Sur les **Figures V-3, V-4** et **V-5** montre l'influence de la valeur du signal modulant λ sur la forme de la tension de sortie. Nous avons pris une valeur du α comprise entre 2/3 et 1 puis une valeur comprise entre 1/3 et 2/3. Pendant le premier intervalle la tension de sortie prend les valeurs 2E/3 et *E*, et pendant le deuxième la tension de sortie commute entre E/3 et 2E/3, avec la tension d'entrée *E* égale à 60V. Ce résultat confirme la propriété 2 de la section I-3.

Et pour une valeur du signal modulant λ égal à 1/3 ou 2/3 sur les **Figures V-6** et **V-7**, la tension de sortie prendra les valeurs constantes E/3 et 2E/3 respectivement. Ce résultat confirme la propriété 4 de la section I-3.

Teste 6 :

Le dernier teste est le teste de la variation de la tension d'entrée E de 60V à 30V. Les résultats expérimentaux sont donnés par la **Figure V-8** suivante :

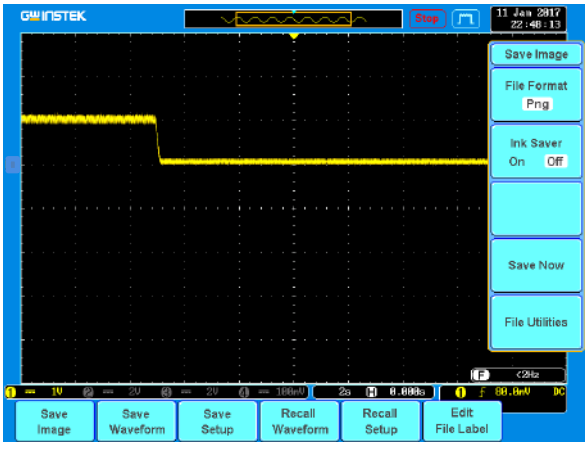


Figure (a) : tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1

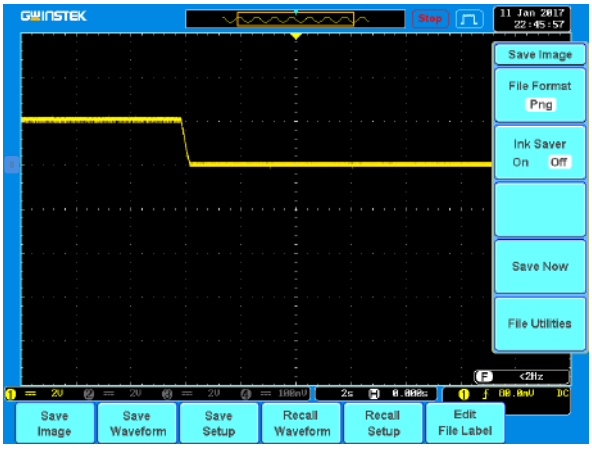


Figure (b) : tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2

Figure V-8 : La variation de la tension aux bornes des condensateurs V_{c1} et V_{c2}

c - Application sur une charge active (moteur à courant continu) :

Sur la **Figure V-9** nous présentons les résultats expérimentaux concernant un hacheur multicellulaire série à 3 cellules, alimentant une charge active (moteur à courant continu).



Figure (a) : moteur à courant continu utilisé

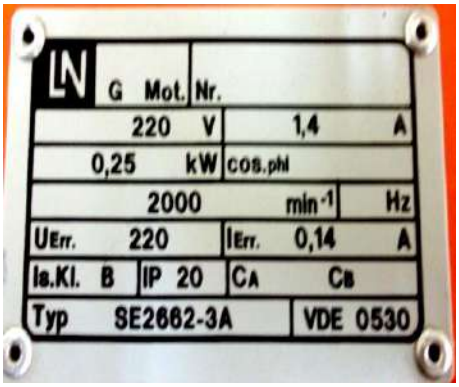


Figure (b) : caractéristique du moteur

Figure V-10 : moteur à courant continu utilisé avec le convertisseur.

On constate que la vitesse du moteur varie en fonction de λ, par conséquent en fonction de la valeur moyenne de la tension de sortie.

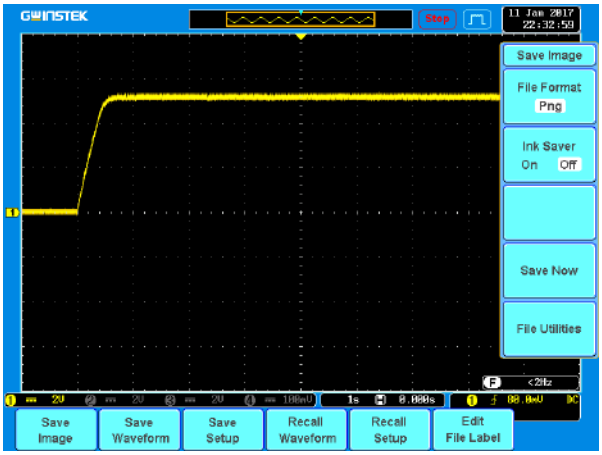


Figure (a) : la vitesse de moteur pour λ=0.8

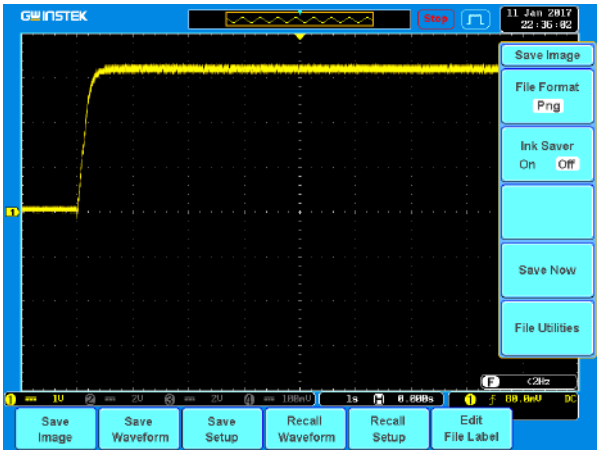


Figure (b) : la vitesse de moteur pour λ=0.5

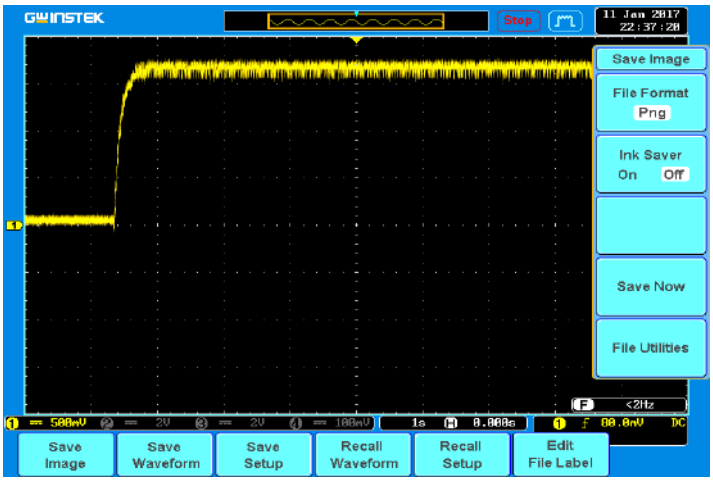


Figure (c) : Vitesse du moteur pour λ=0.2

FigureV-9 : Relevée de la vitesse pour un moteur à courant continu.

Note : les résultats sont relevés avec un capteur de tension de rapport 400/2.5 et un tachymètre a coefficient de 0.02.

V-2.2. Commande en onduleur de tension

a. Onduleur à point milieu :

Sur la **Figure V-11** nous présentons les résultats expérimentaux concernant un onduleur multicellulaire série a 3 cellules à point milieu, alimentent une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- tension d'alimentation E=60V
- Valeurs des condensateurs C1=C2=50µF
- Fréquence de découpage $f_{déc}$=1000Hz
- Résistance de charge R=470Ω
- Inductance de charge L=2,5mH
- Fréquence de la modulation f_{mod} =100Hz

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle et la modulante *mod* est sinusoïdale :

$$mod = r\sin(2\pi f_{mod} t)$$

Avec *r* représente la profondeur de la modulation comprise entre 0 et 1. Dans notre application, nous avons choisi *r* = 0.9.

***Note** : les résultats sont pris par une sonde extérieure d'oscilloscope à échelle × 10.*

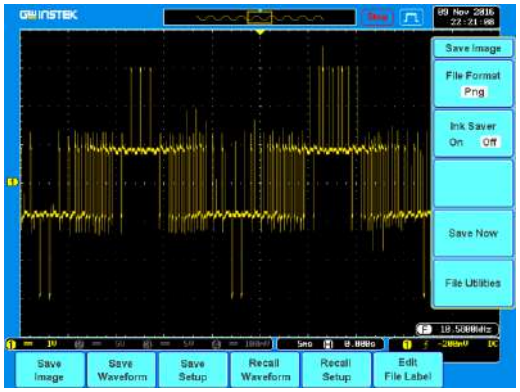


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL (*f*=50 Hz).

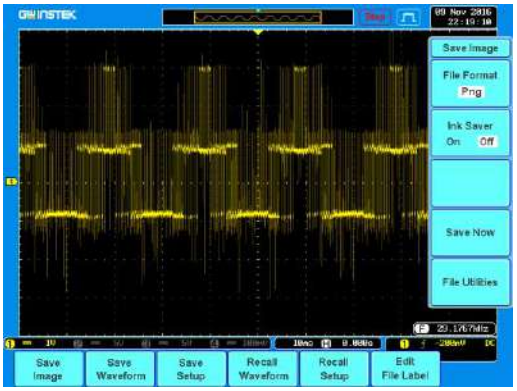


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL (*f*=100 Hz).

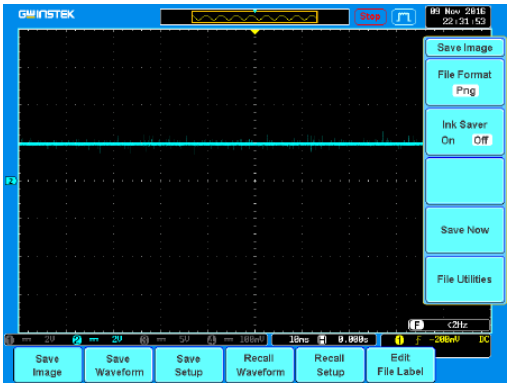


Figure (b) : Tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1.

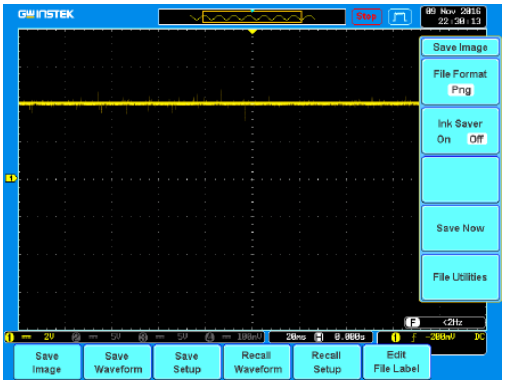
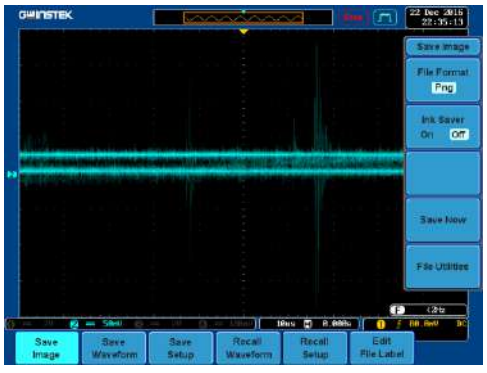
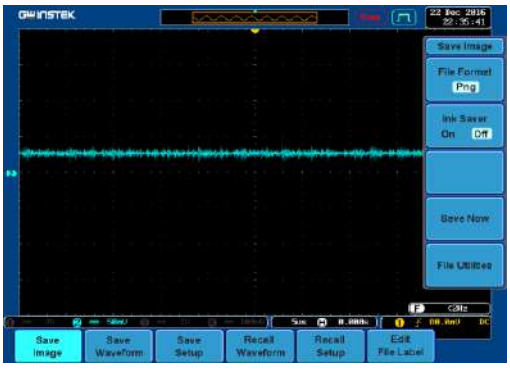


Figure (c) : Tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2.



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) : zoom de courant I_{ch}

FigureV-11 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs.

On remarque que la tension aux bornes de la charge évolue entre les tensions $-E/2$ et $E/2$ (-60/2 et +60/2) volts. Le fondamental de cette tension est en phase avec la modulante et sa fréquence est identique à la fréquence f_{mod}.

b. Onduleur multicellulaire série monophasée en pont complet :

Sur la **Figure V-12** nous présentons les résultats expérimentaux concernant un onduleur multicellulaire série a 3 cellules à point milieu, alimentent une charge RL, dont les caractéristiques sont les mêmes que celui l'onduleur à point milieu.

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle. Les deux modulantes mod_1 (pour le premier bras) et mod_2 (pour le deuxième bras) sont données par :

$$mod_1 = 0.9\sin(2\pi f_{mod} t)$$
$$mod_2 = 0.9\sin(2\pi f_{mod} t - \pi) \quad \text{(I.31)}$$

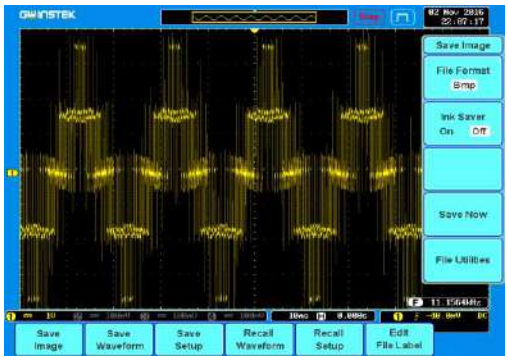


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge RL

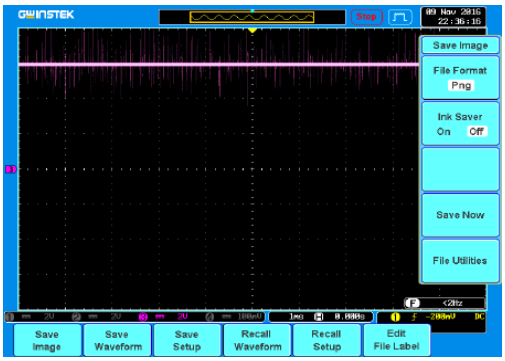


Figure (b) : Tension d'alimentation E

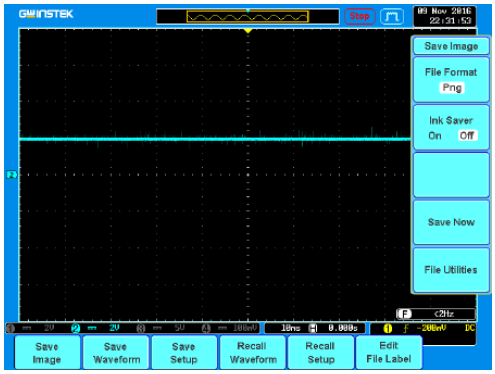


Figure (c) : Tension V_{c1} aux bornes de condensateur C_1

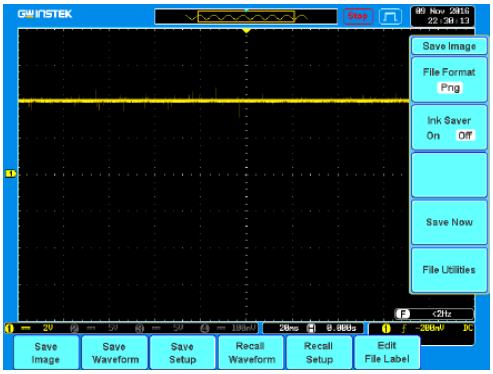


Figure (d) : Tension V_{c2} aux bornes de condensateur C_2

FigureV-12 : Evolution de la tension aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs.

c. Onduleur multicellulaire série triphasé :

La **Figure V-13** présente les résultats de simulation d'un onduleur triphasé multicellulaire série à 3 cellules, alimentant une charge R-L triphasée. L'onduleur est commandé par la technique MLI naturelle, et les trois modulantes mod_1 (pour le premier), mod_2 (pour le deuxième bras) et mod_3 (pour le troisième bras) sont données par :

$$\begin{aligned} mod_1 &= 0.9\sin(2\pi f_{mod}t) \\ mod_2 &= 0.9\sin\left(2\pi f_{mod}t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ mod_3 &= 0.9\sin\left(2\pi f_{mod}t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad \text{(I.37)}$$

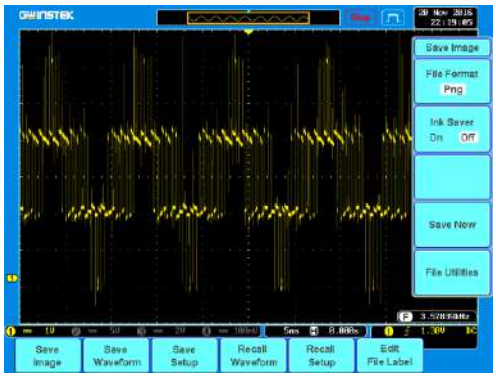


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge R_1L_1 (f=50hz)

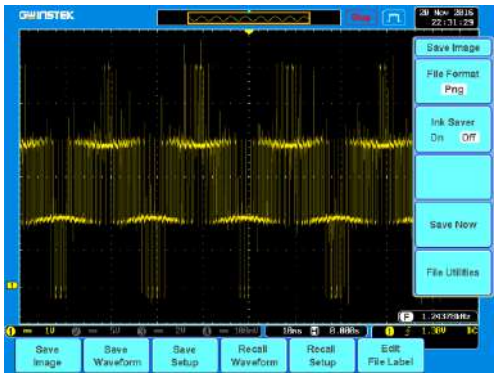


Figure (b) : Tension aux bornes de la charge R_1L_1 (f=100hz)

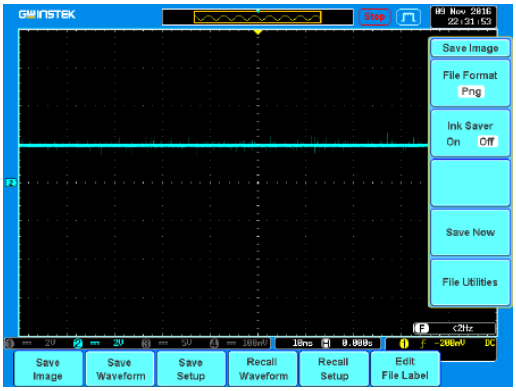


Figure (c) : Tension V_{c11} aux bornes de condensateur C_1

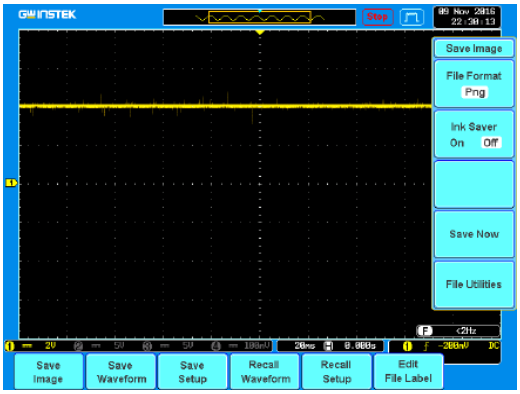


Figure (d) : Tension V_{c12} aux bornes de condensateur C_2

Figure V-13 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs.

V-2.1. Commande en modes glissants :

a. Commande en mode glissant d'ordre simple :

Nous allons valider les performances dynamiques de cette loi de commande en utilisant un hacheur a trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 40_{\mu F} \\ L = 2.5mH \\ R = 10\Omega \end{cases}$$

On applique la séquence de commande suivante :

➢ La tension de source $60V$, le courant de référence vaut $0.5A$.

Le courant de charge à une valeur I_{ref} indépendante de la charge. Nous avons obtenu les résultats suivants :

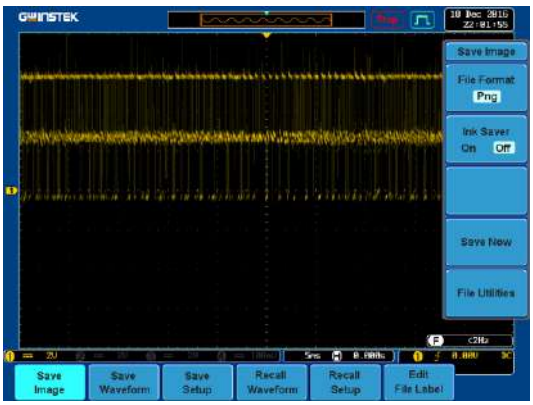


Figure (a) : Tension aux bornes de la charge R_1L_1 (f=50hz)

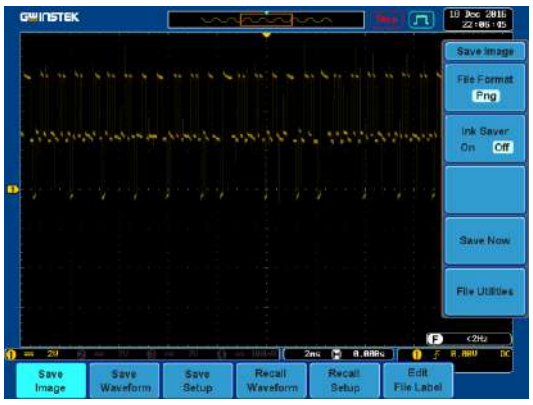


Figure (b) : Tension aux bornes de la charge R_1L_1 (f=100hz)

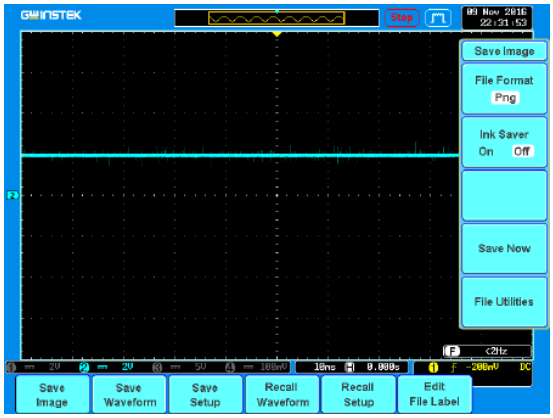


Figure (c) : Tension V_{c11} aux bornes de condensateur C_1

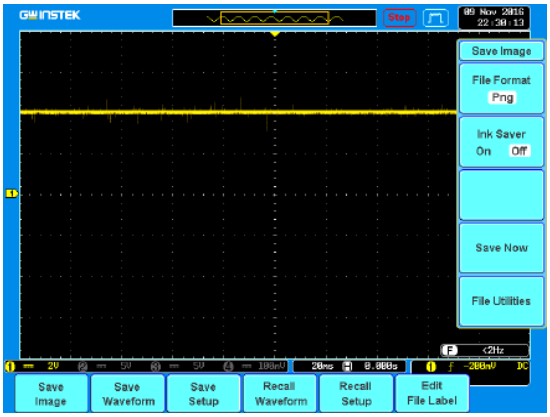
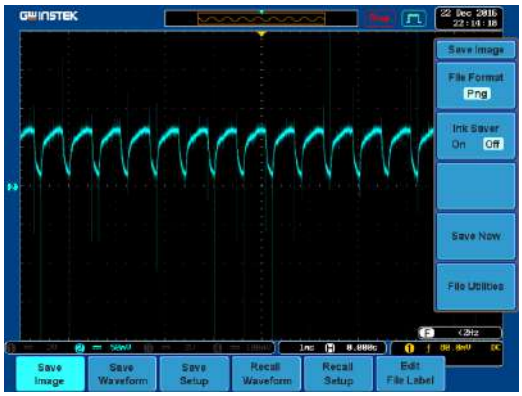


Figure (d) : Tension V_{c12} aux bornes de condensateur C_2



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) :zoom de courant I_{ch}

Figure V-14 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs.

La **Figure V-14** représente l'évolution des tensions flottantes $v_{c1}\ et\ v_{c2}$, ses tensions évaluent rapidement vers l'état d'équilibre, se stabilisent respectivement a $\frac{E}{3}\ et\ \frac{2E}{3}$. L'évolution de la tension de sortie évolue rapidement aux quatre niveaux $E, 2E/3, E/3$ et 0 . et pour l'évolution du courant de charge I_{ch} , on voit bien que ce courant s'asservit a la valeur de référence.

b. Commande en mode glissant d'ordre supérieure :

Nous utilisons un régulateur ayant les paramètres suivants :

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



Figure (a) : Tension aux bornes de la charge R_1L_1 (f=50hz)

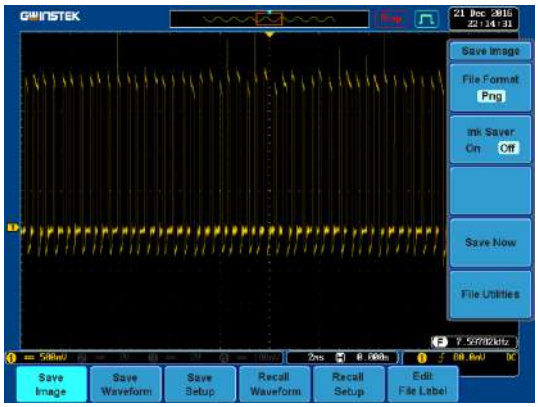


Figure (b) : Tension aux bornes de la charge R_1L_1 (f=100hz)

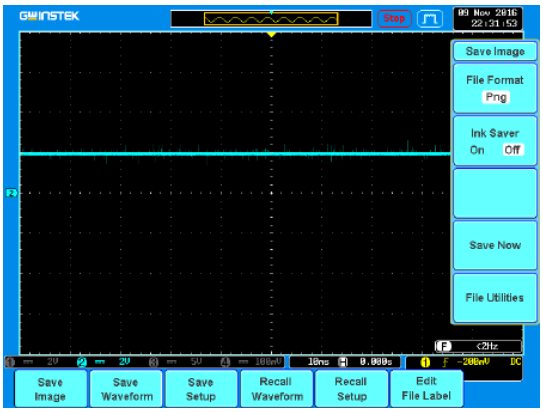


Figure (c) : Tension V_{c11} aux bornes de condensateur C_1

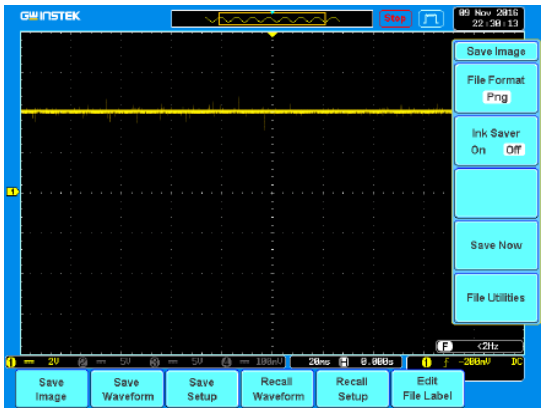
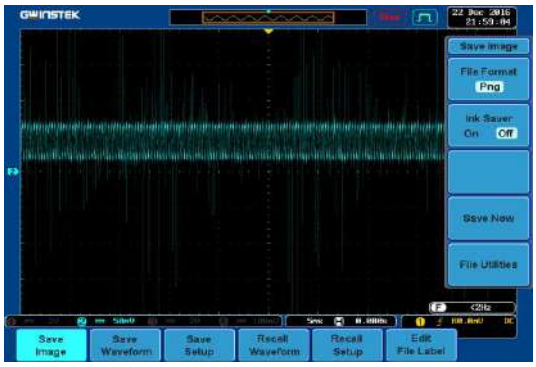
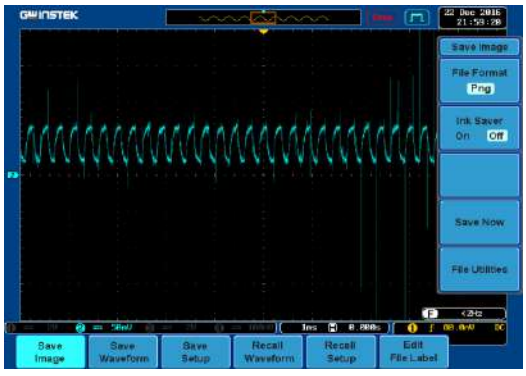


Figure (d) : Tension V_{c12} aux bornes de condensateur C_2



Figure(e) : courant I_{ch} aux bornes de la charge



Figure(f) : zoom de courant I_{ch}

Figure V-15 : Evolution de la tension et du courant aux bornes de la charge et les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des condensateurs.

La **Figure V-15** représente l'évolution des tensions flottantes $v_{c1}\ et\ v_{c2}$, ses tensions évaluent rapidement vers l'état d'équilibre, se stabilisent respectivement a $\frac{E}{3}\ et\ \frac{2E}{3}$. L'évolution

de la tension de sortie évolue rapidement aux quatre niveaux $E, 2E/3, E/3$ et 0 . et pour l'évolution du courant de charge I_{ch} , on voit bien que ce courant s'asservit a la valeur de référence.

V-3.Conclusion :

Dans ce chapitre on a entamé la partie test expérimental du convertisseur multicellulaire que nous avons réalisé, pour cela nous avons utilisé une carte dSPACE DS1104 pour générer les signaux de commande. Après les différents tests faits, que ce soit en fonctionnement en onduleur ou en hacheur, en mode naturelle ou en mode de glissement ; on constate que les résultats expérimentaux sont très satisfaisants par rapport aux résultats de simulation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le bon fonctionnement d'un convertisseur multicellulaire nécessite l'équilibrage des tensions flottantes. D'où il est indispensable de mesurer les différentes grandeurs à réguler pour assurer que les tensions aux bornes des condensateurs sont à leurs valeurs désirées.

L'utilisation de capteurs de tensions pose de gros problèmes de réalisation pour un résultat souvent décevant et cela pour un cout significatif.

Au cours de ce travail nous avons appliqué des algorithmes de commande et d'observations dédiées au convertisseur multicellulaire série.

L'objectif est de remédier à la problématique citée au début, tel qu'il faut régler les tensions flottantes à leurs valeurs désirées et asservir le courant de charge avec un minimum de capteurs.

Dans une première partie, nous avons cité les différents types des convertisseurs multiniveaux, où on a positionné notre convertisseur multicellulaire série parmi eux, avec plus de détaille qui sera nécessaire pour la commande et l'observation en se basant sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs, d'états en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur.

En premier lieu, la commande du convertisseur est en boucle ouverte, elle est basée sur la commande naturelle des interrupteurs, où nous avons appliqué la MLI naturel pour les différentes structures de convertisseur, en hacheur, ou en onduleur en demi-pont, en pont complet et triphasé. Cette commande a donné de bon résultats quant à la régulation des tensions flottantes ; elle nécessite cependant de charger initialement les condensateurs à leurs tensions de fonctionnement. Ainsi pour un chargement de tension de référence, les condensateurs doivent être rechargés aux nouvelles valeurs de fonctionnement, et c'est le majeur inconvénient pour la commande.

En deuxième lieu, la nature hybride du convertisseur définie par la présence de variables continues (tension et courant) et de la variable discrète (états des interrupteurs). Nous avons développé ce modèle, basé sur la subdivision du système en plusieurs sous-systèmes ; pour le convertisseur, il est très bien adapté à ce modèle où il a montré de bons résultats ; ainsi qu'il conduit à faciliter l'étude de l'observabilité au troisième chapitre.

L'inconvénient de la commande en boucle ouverte nous a incité à chercher une autre commande permettant la régulation des tensions flottantes quelle que soit la charge initiale des condensateurs. C'est le but de la deuxième partie où nous avons développé une commande par mode de glissement (d'ordre un et d'ordre supérieur) adaptable au convertisseur (en fonctionnement en hacheur et en onduleur) qui a montré son efficacité tant pour la poursuite de la référence du courant de charge que pour l'équilibrage des tensions flottantes malgré les changements brusques de la tension d'entrée et du courant de référence.

En se basant sur la commande en boucle fermée, développée en deuxième chapitre, et par une simple mesure de courant de charge , on peut estimer la valeur des tensions flottantes de convertisseur et cela par la conception des observateurs, synthétisés en premier lieu par le modèle hybride, puis par les notions des modes glissants d'ordre un et d'ordre supérieur (super twisting). Les résultats obtenus montrent que ces observateurs sont capables de reproduire fidèlement les tensions flottantes avec des dynamiques intéressantes et sont complètement compatibles avec les deux types de la commande par mode glissante proposée.

La validation expérimentale des algorithmes de commande étudiés, nous a obligé à la conception et la réalisation d'un banc d'essai d'un convertisseur multicellulaires à trois cellules, composé de deux parties ;partie de commande (circuit d'adaptation, circuit d'inversion, temps mort, allumeur) et partie de puissance(isolation des alimentations, IGBT, condensateurs flottantes), donc différentes parties de réalisation ont été mentionnées à ce quatrième chapitre, avec un tours d'horizon de la carte dSPACE 1104 qui génère les signaux aux interrupteurs IGBT et l'acquisition des signaux sortant du convertisseur sous l'environnement MATLAB/SIMULINK/CONTROLDESK.

En dernière partie, en chapitre cinq, nous avons présenté les résultats expérimentaux validant les algorithmes de commande développés.

OBSERVABILITÉ DES SYSTÈMES NON LINÉAIRES ANNEX A

Observabilité des systèmes linéaires

L'existence d'un observateur pour un système donné n'est conditionnée que par la propriété d'observabilité. Dans le cas des systèmes linéaires invariants dans le temps, le problème d'observabilité et de l'observateur a été complètement résolu.

Systèmes linéaires continus

Soit le système linéaire défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

Où $x \in \Re^n$ représente l'état, $u \in \Re^p$ représente l'entrée et $y \in \Re^m$ représente la sortie du système.

L'analyse de l'observabilité est basée sur une application des variables d'état et des entrées aux sorties, dite application d'observabilité du deuxième type :

$$\begin{aligned} y &= Cx \\ \dot{y} &= CAx + CBu \\ \dot{y} &= CA^2x + CABu + CB\dot{u} \\ &\vdots \\ y^{(n-1)} &= CA^{n-1}x + \sum_{i=2}^{n} CA^{i-2}Bu^{(n-i)} \end{aligned}$$

Où $(.)^i$ représente la i^{eme} dérivée de $(.)$.

Cette application s'écrit alors sous la forme :

$$Y = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} x + U \Longrightarrow x \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix}^{-1} (Y - U)$$

Où Y et U sont définis dans l'équation (A.2)

Une condition nécessaire et suffisante pour 1'observabilité d'un système linéaire est donc la régularité de la matrice d'observabilité de Kalman Q_0 de dimensions $(n \times p) \times n$

$$Q_0 = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix}$$

Notons que cette condition ne dépend que des matrices $A\ et\ C$. l'observabilité d'un système linéaire est donc indépendante des entrées u.

Supposons que le système (A.1) soit observable. Il est donc possible de construire un observateur pour ce système. Cet observateur est un système dynamique auxiliaire dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer, et dont le vecteur de sortie $\hat{u}$ constitue l'état estimé.

Systèmes linéaires discrets

Considérons maintenant le système linéaire échantillonné suivant :

$$\begin{cases} x(k+1) = F.x(k) + gG.u(k) \\ y(k) = C.x(k) \end{cases}$$

Où $x(k) \epsilon \Re^n$ représente l'état à l'instant $t = kT_e, u(k) \epsilon \Re^n$ représente l'entrée à l'instant $t = kT_e$et $y(k) \epsilon \Re^m$ représentela Sortie du Système à l'instant $t = kT_e, T_e$ étant la période d'échantillonnage du système.

Les expressions de la sortie $y(k)$ aux instants $k = 0 \ldots (n-1)$ sont données par :

L'état initial $x(0)$ (et donc l'état à l'instant k vu que la dynamique du système est connu) peut donc être réduit de la connaissance des entrées et des sorties du système sur un intervalle de temps fini, si et seulement si, la matrice d'observabilité :

$$Q_0 = \begin{pmatrix} C \\ CF \\ \vdots \\ CF^{n-1} \end{pmatrix}$$

Est régulière, i.e.

$$rang Q_0 = n$$

On arrive donc aux mêmes conclusions que pour le cas continu, sauf qu'un mauvais choix de la période d'échantillonnage (non respect du théorème de Shannon) peut entraîner une perte d'observabilité.

Dérivées de Lie

Soit h une application de $\Re^n$ dans $\Re$ et f un champ de vecteurs défini par l'équation (B.1).

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix}$$

Définition :

On appelle dérivée de Lie de h dans la direction de , notée $L_f h(x)$, la fonction définie par (2).

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^{n} f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x)$$

Notations:

Les dérivées de Lie successives de l'application h suivant f seront notées par :

$L_f^0 h = h \; et \; L_f^k h = L_f\left(L_f^{k-1} h\right) \qquad \forall k \geq 1$

Par exemple, nous aurons :

$$L_f^2 h = \sum_{i,j=1}^{n} (f_i \frac{\partial f_i}{\partial x_i} \frac{\partial h}{\partial x_j} + f_i f_j \frac{\partial^2 h}{\partial x_i \partial x_j})$$

BIBLIOGRAPHIE

[AIM-03] M.AIME,**“ Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques”**, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.

[ASA-86] H. ASADA , J.J.E. SLOTINE, “**Robot Analysis And Control**”, John Wiley And Sons, 1986.

[BAR-00] Bartolini, G., Ferrara, A., Usai, E., and Utkin, V.I., “**On multi-Input chattering free second order sliding mode control**”, IEEE Trans. Auto. Control. vol. 45, n˚9, pp 1711-1717, 2000.

[BAR-07] J.P.Barbot,"**observateur pour le diagnostique**", ECS-EA 649ENSEA, Paris.France ,2007

[BEH-06] BENAHDOUGA Seddik, «**commande par mode de glissement d’ordre supérieur : application a un réseau électrique multi-machines** »,thèse de magister , école national polytechnique , Algérie,2006

[BEN-02] Ridha bensaid "**observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série**" thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 2002.

[BEN-06] Khelifa BENMANSOUR, « **contributions à l’application des Commandes robustes et intelligentes a une MSAP et de la théorie des systèmes Hybrides a un Convertisseurs** »,Thèse De Doctorat, école national polytechnique , Algérie,2006

[BEN-09] Khelifa BENMANSOUR, « **Réalisation d’un banc d’essai pour la Commande et l’Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride** »,Thèse De Doctorat, Université de Cergy Pontoise, France,2009

[BEN-09] KHELIFA BENMANSOUR, “**Réalisation d’un banc d’essai pour la Commande et l’Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride”**, Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2009, France.

[BET-05] O. Bethoux, «**Commande se détection de défaillance d’un convertisseur multicellulaire série** ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie,
Université de Cergy-Pontoise. 2005.

[BOI-07] I. Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and E Usai. "**Analysis of chattering in systems with second order Sliding Modes**", IEEE Transactions on Automatic Control,v 52, no. 11, pp. 2085-2102, 2007.

[BOU-08] M.F.Bouaziz,F.Taibi. "**commande robuste et observateur hybride pour les convertisseurs multicellulaires** ",PFE, Ecole national polytechnique d'ALGER,2008

[BRU-05] T. BRÜCKNER, S. BERNET, H.GÜLDNER, "**The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control**", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, June 2005.

[BUH-91] H. Bühler, "**Réglage par mode de glissement** ", traité d'électricité, 1ère édition, presses,1991.

[BUR-86] H. BUHLER, **Réglage par mode de glissement**, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.

[CEL-00] N. CELANOVIC , D. BOROYEVICH, "**A comprehensive study of neutral point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters**", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 2, pp. 242–249, March 2000.

[COR-96]: J.P. Corriou, "**Commande des procédés, Technique & Documentation**", ISBN 2-74300145-3, Paris, 1996.

[DEC-88] R.A. Decarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, "**Variable Structure Control of nonlinear multivariable systems: A tutorial**", IEEE, Vol.76, N°3 , pp. 212-232 , 1988.

[DEL-02]: L. Delmas, G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch, " **Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control Balancing** ", IEEE P ESC 2002, Cairns, Australia, vol.2, pp. 689-694,June2002

[DJE-99] M. Djemai, J.P Barbot, T. Boukhobza, «**Some comment son higher order sliding modes** »,European control conference'99,Karlshruhe,Germany,1999.

[EME-62] S.V. Emel'yanov, V.A. Taran, " **Sur une classe de systèmes de régulation automatique à structure variable**", Journal de l'académie des sciences d'URSS, Energétique et Automatique N°3, 1962.

[FLO-00] T. Floquet, W. Perruquetti, and J.P. Barbot, « **Second order sliding mode control for induction motor** », 39th Proceedings Conference on Decision and Control 2000.

[FRI-02] L. Fridman et A. Levant. "**High-Order Sliding Modes Sliding Modes Control in Engineering**", Ed. W. Perruquetti, J.P. Barbot, M. Dekker, Inc. New York, 2002.

[FRI-08] L. Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards and Xing-Gang Yan, "**Higher-order sliding-mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems**", International Journal of Robust and Nonlinear Control 18(4-5):399-413, 2008.

[GAO-93] W. Gao, J.C. Hung, "**Variable structure control of nonlinear systems: A new approch**", IEEE Trans., Ind electron, pp.45-55, 1993.

[GAT-01]: G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch,"**Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control** ", EPE 2001, Graz, Austria, August 2001.

[GAT-97] G.GATEAU, "**Contribution à la commande des convertisseurs statiquesMulticellulaires série, commande non linéaire et commande floue"**, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.

[GLU-96] A. Glumineau, C.H. Moog, and F. Plestan «**New algebra-geometric conditions for the linearization by input-output injection** »,IEEE Transaction son Automatic Control AC-41, 1996.

[HAM-03] A. Hamzaoui, N. Essounbouli et J. Zaytoon,« **Commande par mode glissant flou d'un système non linéaire incertain** », SEE, Revue électronique des sciences et technologies de l'automatique, e-STA, 2003.

[HAM-05] F.HAMERLAIN, « **Stabilisation Par Modes Glissants D'ordre Superieur De Systèmes Non Holonormes :Cas De Robots Mobiles A Roues** »,Mémoire De Magister ,Universite Des Sciences Et De La Technologie Houari Boumediene,Electronique,2005.

[HER-09] Karima HERIZI, "**Synthèse d'observateurs hybrides dédiés à la commande tolérante aux défauts application au convertisseur multicellulaire**" thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2009

[HER-77] R. HERMAN. "**Nonlinear controlability and observability** ". IEEE Trans. Autom. Contr., AC-22(5):728-740, 1977.

[HUN-93] J.Y. Hung, W. Gao , J.C. Hung, , " **Variable structure control: A survey** ", IEEE trans. Ind. Electron. , Vol. 40 , N°1 , pp. 2-21 , 1993.

[LEV-93] Levant, A., "**Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control**", International Journal of Control, vol 58, no 6, pp 1247–1263, 1993.

[LEV-97] A. Levant « **Higher order sliding: collection of design tools** », Proceedings of the 4th European Control Conference,Bruxelles,Belgique. 1997.

[MEY-92] T.A. MEYNARD and H. FOCH, "**Dispositif Electronique de Conversion d'Energie Electrique**", French Patent n° 91.09582 du 25 Juillet 1991 ; Europe, Japon, USA, Canada n°92/00652 du 8 Juillet 1992.

[NIC-96] Bruno NICOLAS, « **Contribution A La Commande Des Convertisseurs Statiques** »,Thèse De Doctorat, Institut National Polytechnique De Toulouse, 1996.

[PER-02] W. Perruquetti, J.P. Barbot, Marcel Dekke, "Sliding modes control in engineering", 2002

[PIN-00] D. Pinon, « **Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement** » Thèse de Doctorat, INPT, 2000.

[SAL-04] T.Salgado.Jimenez, « **contribution a la commande d'un robot sous-marin autonome de type tropille** »,thèse de doctorat, l'Université montpellier II ,2004.

[SLO-83] J.J.E Slotine and S.S. Sastry, "**Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators**", I.J.C., Vol.38, N°2, pp.465- 492, 1983.

[SLO-84] J.J.E.Slotine « **Sliding controller design for non-linear systems** », International Journal of Control » V.40, N°.2, pp.421-434, 1984.

[SLO-86] J.-J. E. Slotine, J. K. Hedrick, and E. A. Misawa. "**On sliding observers for nonlinear systems** ". American Control Conference, pp. 1794-1800, June 1986.

[SLO-87]: J.-J. E. Slotine, J. K. Hedrick, and E. A. Misawa, " **On Sliding Observers for Nonlinear Systems**". Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control, vol. 109, pp. 245-252, September 1987.

[SLO-91] J.J.E. Slotine and W. Li, " **Applied Nonlinear control**", Englewood cliffs, New jersey, Prentice Hill, 1991.

[TAC-98] O.TACHON, "**Commande découplante linéaire des convertisseurs multi Cellulaires séries"**, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.

[TEI-03] R. TEICHMANN and S. BERNET, "**Three-level topologies for low voltage power converters in drives, traction, and utility applications**". IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 160–167, Salt Lake City, UT, 2003

[TLE-07] A. Tlemcani, « **Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série** », Thèse de doctorat, Ecole National Polytechnique d'Alger,2007.

[UTK-77] V.I. Utkin « **Variable structure systems with sliding modes** »,IEEE Transactions on Automatic Control, V.22, N°.2, pp.212-222, 1977.

[UTK-78] V.I. Utkin, "**Sliding modes and their Application in variable structure systems**", MIR Publishers, Moscow, 1978.

[UTK-92] V.I. Utkin « **Sliding Modes in Control Optimization** », Communication and Control Engineering Series, Springer-Verlag, 1992.

[UTK-93] Utkin, V, "**Sliding mode control design principles and applications to electric drives**", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40, 26-36, 1993.

[ZER-10] M.ZERKOUT,S.AOUAR, « **Commande Et Observation Par Mode Glissant Des Convertisseurs Multicellulaires Séries** »,mémoire d'ingénieur, Université Yahia Farès,Médéa,Algerie,2010.

Productions personnelle :

[SKE-14-a] M.R. SKENDER, A. TLEMCANI, « **A higher order sliding mode control of a series multi-cells converter** », International Journal on Advance Electrical IJAEE, Vol 2, Issue N° 2 Djelfa university, Algeria,juin 2014

[SKE-14-b] M.R. SKENDER, A. TLEMCANI, « **Comparison between a higher order sliding mode control and simple order of a series multi-cells converter** », International Conference on Power Electronics and Electrical Drives - CPEED'2014, , University of Oran, Algeria,10-11 December 2014

[SKE-14-c] M.R. SKENDER, A. TLEMCANI, « **Simulation and Realization an arm of series multicells converter** », Séminaire National d'Electromécanique SNEM14', Annaba, Algeria, Mai 14—15, 2014

[SKE-15-a] M.R. SKENDER, A. TLEMCANI, « **Application on the Series Multi-cells Converter for Implementation and Comparison between a Higher Order Sliding Mode Control and Simple Order**», Journal of Electrical and Electronics Engineering. Volume 8, Number 1, May 2015

[SKE-15-b] M.R. SKENDER, A. TLEMCANI, « **Observer based sliding mode control for nonlinear systems: application to series multi-cell converter**», International Conference on automatics and mechatronics - CIAM'2015, University of Oran, Algeria ,10-11 November 2015

[SKE-15-c] M.R. SKENDER, A. TLEMCANI, « **sliding mode Observer control founded to series multi-cell converter** », The 4th International Conference On Electrical Engineering-ICEE'15, Boumerdes, Algeria, December 13th to 15th ,2015

[SKE-16-a] M.R.SKENDER,A.TLEMCANI, « **Implementation of a New Super Twisting Mode Algorithm Controlled by Dspace: Application to Series Multicell Converter**», Studies in Informatics and Control, Vol. 25, No. 2, June 2016.

[SKE-16-b] M.R. SKENDER, A. TLEMCANI, « **Nouvel Algorithme D'observation A Mode Glissant D'ordre Supérieur Appliqué Au Convertisseur Multicellulaire Série** », Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg.Vol. 61, 2, pp. 126–130, Bucarest, 2016