

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique

Département d'Electrotechnique

Thèse de doctorat présentée par :

HANAFI Salah

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat 3ème cycle

Spécialité : Electrotechnique

Option : Convertisseurs électromécaniques

Intitulé de la thèse :

**Contribution à l'étude et à la commande des structures de
conversion d'énergie électrique de type convertisseur
multicellulaire**

Présentée devant le jury composé de :

Pr. BENDAOUD Abdelber	Professeur	(U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Président
Pr. FELLAH Mohammed-Karim	Professeur	(U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Encadrant
Pr. BOURAHLA Mohammed	Professeur	(U.S.T. Oran)	Examineur
Pr. ZERIKAT Mokhtar	Professeur	(E.N.P. Oran)	Examineur
Pr. MEZOUAR Abdelkader	Professeur	(U. Saida)	Examineur
Pr. BENAÏSSA Abdelkader	Professeur	(U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur

Soutenu le : 13 / 06 / 2016

Contribution à l'Etude et à la Commande des Structures de Conversion d'Energie Electrique de type Convertisseur Multicellulaire

Contribution à l'Etude et à la Commande des Structures de Conversion d'Energie Electrique de type Convertisseur Multicellulaire

Mots clefs

-
- | | |
|---|---|
| - Onduleur Multiniveaux | - MLI Sinus Triangle MLI/ST |
| - Convertisseur Multicellulaire Série FCMC | - Space Vector Modulation SVM |
| - Convertisseur Multicellulaire Superposé SMC | - Commande linéaire par modulation des rapports cycliques |
| - Convertisseur Multicellulaire Parallèle PMC | - Commande découplante avec retour d'état non-linéaire |
| - Transformateurs Inter-Cellules ICT | - Commande par mode glissant |
| | - Régulateur PI |
-

Résumé :

De nos jours, les convertisseurs statiques comme la structure multicellulaire occupent plusieurs domaines d'applications. Cette structure possède un potentiel très important qui lui permet d'être compétitive vis-à-vis des autres structures de conversions multiniveaux existant sur le marché et utilisées dans des applications industrielles de forte puissance.

Ce travail vise l'étude et la commande des onduleurs multicellulaires afin d'améliorer leurs fonctionnement. En premier lieu, il est donné un aperçu rapide des différentes structures de conversion d'énergie multiniveaux. Puis, une présentation et une modélisation des trois topologies du convertisseur multicellulaire (série, superposé et parallèle) est introduite.

Après modélisation, plusieurs techniques de commande en boucle fermée sont appliquées à l'onduleur multicellulaire série (FCMC) et à l'onduleur multicellulaire superposé (SMC). Ces stratégies de contrôle ont été regroupées en deux catégories. La première catégorie concerne les commandes en durée. La seconde, les commandes en amplitude.

Par la suite, une étude est menée sur les différentes techniques de couplage magnétique par ICT (Transformateurs Inter-Cellules) des inductances de liaison du convertisseur multicellulaire parallèle (PMC). Ainsi, deux commandes en boucle fermée (une en durée et l'autre en amplitude) sont utilisées pour contrôler le PMC à cellules magnétiquement couplées afin de réguler les courants traversant les inductances de liaison.

A la fin de cette thèse, un bilan du travail réalisé et une liste de perspectives sont dressés.

Contribution to the Study and the Control of the Electrical Energy Conversion Structures of the Multicellular converter type

Keywords

- Multilevel Inverter	- PWM Sinus Triangle PWM/ST
- Flying Capacitor Multicellular Converter FCMC	- Space Vector Modulation SVM
- Stacked Multicellular Converter SMC	- Linear control by modulation of duty cycles
- Parallel Multicellular Converter PMC	- Nonlinear feedback decoupling control
- Inter-Cells Transformers ICT	- Sliding mode control
	- PI regulator

Abstract :

Nowadays, the static converters as the multicellular structure occupy several application areas. This structure has great potential which allows it to be competitive among the other multilevel conversion structures existing in the market and used in high power industrial applications.

This work aims the study and the control of the multicellular inverters to ameliorate its functioning. In the first place, it's given a quick overview of the different multilevel energy conversion structures. Then, a presentation and a modeling of the three topologies of the multicellular converter (series, stacked and parallel) introduced.

After modeling, several control techniques in closed loop are applied to the flying capacitor multicellular DC/AC converter (FCMC) and the stacked multicellular DC/AC converter (SMC). These control strategies have been grouped into two categories. The first concerns the controls in duration. The second concerns the control in amplitude.

Thereafter, a study is conducted about the different magnetic coupling techniques with ICT (Inter-Cells Transformers) of the liaison inductances which constitutes the parallel multicellular converter (PMC). Thus, two controls in closed loop (the first one in duration and the other in amplitude) are used to control the PMC with magnetically coupled cells in order to regulate the currents through the liaison inductances.

At the end of this thesis, an assessment about the realized work and a list of prospects are prepared.

إسهام في الدراسة والتحكم في هياكل تحويل الطاقة الكهربائية من نوع المحولات متعددة الخلايا

كلمات مفتاحية

-	عاكس متعدد المستويات	-	تعديل عرض النبضة (MLI/ST)
-	محول متعدد الخلايا المتسلسلة FCMC	-	تعديل الفضاء الشعاعي (SVM)
-	محول متعدد الخلايا ذو الطوابق SMC	-	التحكم الخطي عن طريق تعديل العلاقات الدورية
-	محول متعدد الخلايا المتوازية PMC	-	التحكم الفاصل مع عودة الحالة غير الخطية
-	محول ما بين الخلايا ICT	-	التحكم بواسطة وضع الانزلاق
		-	منظم PI

ملخص:

في أيامنا هذه، المحولات الثابتة مثل المحول متعدد الخلايا تحتل عدة مجالات تطبيقية. هذا النوع من المحولات يمتلك خصائص هامة جدا تمكنه من أن يكون تنافسيا بالنسبة لأنواع الأخرى من المحولات متعددة الطوابق الموجودة في السوق و المستعملة في عدة تطبيقات صناعية ذات طاقة عالية.

العمل المنجز في هذه الأطروحة يتمحور حول الدراسة و التحكم في المحولات متعددة الخلايا العاكسة (من التيار المستمر الى التيار المتناوب) من أجل تحسين عملها. أولا، أعطيت نظرة خاطفة عن مختلف أنواع محولات الطاقة ذات المستويات، بعد ذلك عرفنا و استظهرنا مختلف النماذج الرياضية المستخدمة لمحاكاة الأنواع الثلاثة للمحول متعدد الخلايا.

بعد هذه النمذجة، عدة تقنيات قدمت للتحكم في المحولات متعددة الخلايا المتسلسلة العاكسة (FCMC) و المحولات متعددة الخلايا ذات الطوابق العاكسة (SMC). هذه التقنيات قسمت الى قسمين، القسم الأول يمثل التحكم وفقا للزمن، أما الثاني فيمثل التحكم وفقا للمدى.

بعد ذلك، قدمت دراسة عن مختلف تقنيات التوصيل المغناطيسي باستعمال الـ ICT (المحول ما بين الخلايا) للوشائع الموصلة التي تستعمل في تكوين المحولات متعددة الخلايا المتوازية (PMC). حيث، استعملت تقنيتان (الأولى تقنية تحكم وفقا للزمن و الثانية وفقا للمدى) للتحكم في الـ PMC ذي الخلايا الموصلة مغناطيسيا باستعمال الـ ICT، لضبط التيارات الكهربائية المارة في الوشائع.

في نهاية هذه الأطروحة نقدم تقرير عن العمل المنجز و لائحة تضم الأعمال المسطرة في المستقبل.

Contribution à l'Etude et à la Commande des Structures de Conversion d'Energie Electrique de type
Convertisseur Multicellulaire

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein du Laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems) au département d'électrotechnique de l'Université Djillali LIABES de Sidi-Bel-Abbès. Ce travail a été achevé grâce à l'aide de plusieurs personnes à qui j'adresse ces paragraphes de remerciements.

Mes grands remerciements sont adressés au Professeur FELLAH Mohammed – Karim, mon directeur de thèse. Il a su m'orienter dans le monde de la recherche grâce à ses précieux conseils, sa patience, sa disponibilité, son soutien inconditionnel et sa compréhension dans les moments difficiles. La discussion avec lui a toujours été agréable et motivante.

Je remercie Monsieur BENDAOUD Abdelber, Professeur à l'Université Djillali LIABES de Sidi-Bel-Abbès pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury.

Je remercie également Monsieur BOURAHLA Mohammed (Professeur à l'USTO d'Oran), Monsieur ZERIKAT Mokhtar (Professeur à l'ENP d'Oran), Monsieur MEZOUAR Abdelkader (Professeur à l'Université de Saida), Monsieur BENAÏSSA Abdelkader (Professeur à l'Université Djillali LIABES de Sidi-Bel-Abbès), pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ce modeste travail.

Je remercie aussi tous le personnel du laboratoire ICEPS et le personnel du département d'électrotechnique

Dédicace

A ma famille qui m'a aidé et soutenu.

A mes amies qui m'ont encouragé.

Table des matières

Table des matières

Introduction générale	2
 <u>Chapitre I :</u> <i>Convertisseurs statiques multiniveaux</i>	
I-1-Introduction	6
I-2- Convertisseurs multiniveaux	7
I-2-1- Les convertisseurs multiniveaux en cascade	7
I-2-2- Les convertisseurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped)	9
I-2-3- Les convertisseurs multicellulaires	10
I-2-3-1- Les convertisseurs multicellulaires séries FCMC	10
I-2-3-2- Les convertisseurs multicellulaires superposés SMC	14
I-2-3-3- Les convertisseurs multicellulaires parallèles PMC	18
I-3-Conclusion	21
 <u>Chapitre II :</u> <i>Modélisation des convertisseurs multicellulaires</i>	
II-1-Introduction	23
II-2- Modèles existants	23
II-2-1- Modèle aux valeurs instantanées	23
II-2-2- Modèle aux valeurs moyennes	23
II-2-3- Modèle harmonique	23
II-2-4- Modèle hybride	23
II-3- Modélisation du convertisseur multicellulaire série	24
II-3-1- Modèle aux valeurs instantanées	24
II-3-1-1- Hypothèses	24
II-3-1-2- Formulation générale	24
II-3-1-3- Fonctionnement hacheur	24
II-3-1-4- Fonctionnement onduleur	26
II-3-2- Modèle aux valeurs moyennes	28
II-3-2-1- Hypothèses	28
II-3-2-2- Modèle moyen d'un bras multicellulaire série	28
II-4- Modélisation du convertisseur multicellulaire superposé	32
II-4-1- Modèle aux valeurs instantanées	32
II-4-1-1- Hypothèses	32
II-4-1-2- Formulation générale	32
II-4-1-3- Fonctionnement hacheur	32
II-4-1-4- Fonctionnement onduleur	34
II-4-2- Modèle aux valeurs moyennes	36
II-4-2-1- Hypothèses	36

II-4-2-2- Modèle moyen d'un bras multicellulaire superposé	36
II-5- Modélisation du convertisseur multicellulaire parallèle	40
II-5-1- Modèle aux valeurs instantanées	40
II-5-1-1- Hypothèses	40
II-5-1-2- Fonctionnement hacheur	40
II-5-1-3- Fonctionnement onduleur	42
II-6- Mise en évidence de la non-linéarité des convertisseurs multicellulaires	44
II-7-Conclusion	44

Chapitre III : ***Commande du convertisseur multicellulaire série***

III-1-Introduction	46
III-2- Commande en boucle ouverte	46
III-2-1- Commande par MLI (modulation de largeur d'impulsion)	46
III-2-2- Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs	48
III-2-3- Résultats de simulation	49
III-3- Commande en boucle fermée	53
III-3-1- Commande en durée	53
III-3-1-1- Commande linéaire par modulation des rapports cycliques	53
III-3-1-2- Commande découplante avec retour d'état non linéaire	61
III-3-1-3- Commande par SVM avec régulation des tensions flottantes	72
III-3-2- Commande en amplitude	79
III-3-2-1- Commande par mode de glissement	79
III-3-2-2- Application de la commande par mode de glissement au convertisseur multicellulaire série	82
III-4- Comparaison entre les commandes en boucle fermée utilisées	89
III-5-Conclusion	91

Chapitre IV: ***Commande du convertisseur multicellulaire superposé***

IV-1- Introduction	93
IV-2- Commande en boucle ouverte	93
IV-2-1- Commande par MLI (modulation de largeur d'impulsion)	93
IV-2-2- Résultats de simulation	95
IV-3- Commande en boucle fermée	99
IV-3-1- Commande en durée	100
IV-3-1-1- Commande linéaire par modulation des rapports cycliques	100
IV-3-1-2- Commande découplante avec retour d'état non linéaire	105
IV-3-1-3- Commande par SVM avec régulation des tensions flottantes	114
IV-3-2- Commande en amplitude	118
IV-3-2-1- Application de la commande par mode de glissement au convertisseur multicellulaire superposé	118
IV-4- Comparaison entre les commandes en boucle fermée utilisées	125
IV-5-Conclusion	127

Chapitre V: *Commande du convertisseur multicellulaire parallèle*

V-1- Introduction	129
V-2- Commande du PMC en boucle ouverte avec MLI-st (modulation de largeur d'impulsion)	129
V-2-1- Résultats de simulation	130
V-3- Problèmes liée à un parallélisme massif de cellules de commutation	133
V-4- Convertisseurs multicellulaires parallèles à inductances magnétiquement couplées...	135
V-5- Quelque structure de transformateur inter-cellules	136
V-5-1- Transformateurs inter-cellules monolithiques	136
V-5-2- Modélisation du transformateur inter-cellules monolithique à structure en échelle	137
V-5-3- Transformateurs inter-cellules séparés	141
V-5-4- Modélisation du transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique	142
V-6- Comparaison entre les différentes techniques présentées de couplage des Inductances	147
V-7- Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires parallèles à inductances magnétiquement couplées	147
V-7-1- Commande par SVM avec régulation des courants inductances (commande endurée)	148
V-7-2- Commande par mode glissant (commande en amplitude)	157
V-8- Comparaison entre les deux techniques de commande SVM et mode glissant	171
V-9-Conclusion	173
Conclusion générale	175
Bibliographie	178
Annexes	184

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I.1 : Tensions de sortie des bras des onduleurs 2, 3, 5 et 7 niveaux respectivement ...	7
Figure I.2 : Convertisseur en cascade à N niveaux	8
Figure I.3 : Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux	8
Figure I.4 : Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux	9
Figure I.5: Bras multicellulaire à P cellules de commutation	10
Figure I.6: Bras de convertisseur multicellulaire série à deux cellules de commutation	10
Figure I.7: Bras de convertisseur multicellulaire série à P cellules de commutations	11
Figure I.8: Association de deux cellules de commutation	11
Figure I. 9: Dynamique idéale de tensions flottantes	13
Figure I.10: Convertisseur multicellulaire superposé $P \times 2$	14
Figure I.11: Convertisseur multicellulaire superposé 1×2	15
Figure I.12: Configurations possibles du convertisseur SMC 1×2	15
Figure I.13: Convertisseur multicellulaire superposé 2×2	16
Figure I.14: Configurations possibles du convertisseur SMC 2×2	17
Figure I.15: Convertisseur multicellulaire parallèle à P cellules de commutation	18
Figure I.16: Convertisseur multicellulaire parallèle à 1 cellule	19
Figure I.17: Convertisseur multicellulaire parallèle à 2 cellules	20

Chapitre II :

Figure II.1: Hacheur à P cellules, associé à une charge $R-L$	25
Figure II.2: Bras onduleur à P cellules, à point milieu capacitif, associé à une charge $R-L$...	27
Figure II.3: Structure d'un bras multicellulaire P cellules	29
Figure II.4: Evolution des grandeurs électriques au sein d'une cellule i	29
Figure II.5: Représentation du modèle moyen d'un bras multicellulaire	30
Figure II.6: Convertisseur multicellulaire superposé $P \times 2$	32
Figure II.7: Bras d'un onduleur SMC à $P \times 2$, à point milieu capacitif, associé à une charge $R-L$	35
Figure II.8: Structure d'un bras multicellulaire SMC $P \times 2$ cellules	37
Figure II.9: Evolution des grandeurs électriques au sein d'une cellule $1i$	37
Figure II.10: Représentation du modèle moyen d'un bras multicellulaire superposé	38
Figure II.11: Convertisseur multicellulaire parallèle à P cellules de commutation	41
Figure II.12: Bras d'un onduleur multicellulaire parallèle à point milieu capacitif de P cellules de commutation	43

Chapitre III :

Figure III.1: Principe de la MLI-ST pour un onduleur multicellulaire série	46
Figure III.2: Commande en boucle ouverte par MLI-ST d'un convertisseur multicellulaire série	47
Figure III.3: Allure générale de la tension de sortie d'un onduleur P cellules (a), et spectre correspondant (b)	48
Figure III.4: Dispositif favorisant l'équilibrage naturel: circuit $r-l-c$ d'aide à l'équilibrage...	49
Figure III.5: Evolution des tensions flottantes (sans circuit auxiliaire)	50
Figure III.6: Tension de sortie et son THD (sans circuit auxiliaire)	50
Figure III.7: Courant de charge et son THD (sans circuit auxiliaire)	51
Figure III.8: Evolution des tensions flottantes (avec circuit auxiliaire)	51
Figure III.9: Tension de sortie et son THD (avec circuit auxiliaire)	52
Figure III.10: Courant de charge et son THD (avec circuit auxiliaire)	52
Figure III.11: Formes d'onde obtenues à l'échelle de la période de découpage	54
Figure III.12: Boucle de régulation de la tension condensateur V_{Ci}	55
Figure III.13: Commande linéaire par modulation des rapports cycliques d'un bras onduleur multicellulaire série	57
Figure III.14: Evolution des tensions flottantes	58
Figure III.15: Evolution de la tension de sortie et son THD	58
Figure III.16: Evolution du courant de charge et son THD	59
Figure III.17 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse)	59
Figure III.18 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	60
Figure III.19: Evolution du courant de charge (test de robustesse)	60
Figure III.20: Représentation du découplage par linéarisation exacte	63
Figure III.21: Système découplé	63
Figure III.22: Représentation fonctionnelle du découplage par retour d'état non linéaire	66
Figure III.23: Asservissement du système découplé à un vecteur de référence $X_{réf}$	66
Figure III.24: Principe de fonctionnement du limiteur de courant réalisé	66
Figure III.25: Courant de charge (a) et Courant de charge limité (b)	67
Figure III.26: Principe de la commande appliqué à l'onduleur multicellulaire série	68
Figure III.27: Evolution des tensions flottantes	69
Figure III.28: Evolution de la tension de sortie et son THD	69
Figure III.29: Evolution du courant de charge et son THD	70
Figure III.30 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse)	70
Figure III.31 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	71
Figure III.32 : Evolution du courant de charge (test de robustesse)	71
Figure III.33: Vecteurs de commutation des onduleurs à quatre et à trois niveaux respectivement	72
Figure III.34: Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système (g, h)	73
Figure III.35: Mise en évidence de deux cas différents de la position de vecteur de référence, en utilisant les mêmes quatre vecteurs les plus proches	74
Figure III.36: Boucle de régulation pour les tensions flottantes	76

Figure III.37: Evolution des tensions flottantes	76
Figure III.38: Evolution de la tension de sortie et son THD	77
Figure III.39: Evolution du courant de charge et son THD	77
Figure III.40 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse)	78
Figure III.41 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	78
Figure III.42 : Evolution du courant de charge (test de robustesse)	78
Figure III.43: représentation de la fonction <i>sign</i>	81
Figure III.44: Modes de fonctionnement	82
Figure III.45: Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire série	86
Figure III.46: Evolution des tensions flottantes	87
Figure III.47: Evolution de la tension de sortie et son THD	87
Figure III.48: Evolution du courant de charge et son THD	88
Figure III.49 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse)	88
Figure III.50 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	89
Figure III.51 : Evolution du courant de charge (test de robustesse)	89

Chapitre IV:

Figure IV.1: Principe de la MLI-ST pour un onduleur multicellulaire superposé	94
Figure IV.2: Commande en boucle ouverte par MLI-ST d'un convertisseur multicellulaire superposé	95
Figure IV.3: Evolution des tensions flottantes des deux étages (sans circuit auxiliaire)	96
Figure IV.4: Tension de sortie et son THD (sans circuit auxiliaire)	97
Figure IV.5: Courant de charge et son THD (sans circuit auxiliaire)	97
Figure IV.6: Evolution des tensions flottantes des deux étages (avec circuit auxiliaire)	98
Figure IV.7: Tension de sortie avec THD (avec circuit auxiliaire)	98
Figure IV.8: Courant de charge avec THD (avec circuit auxiliaire)	99
Figure IV.9: Boucle de régulation des tensions condensateurs V_{C1i} (a) et V_{C2i} (b)	100
Figure IV.10: Commande linéaire par modulation des rapports cycliques d'un bras multicellulaire supposé 3x2	101
Figure IV.11: Evolution des tensions flottantes des deux étages	102
Figure IV.12: Evolution de la tension de sortie avec THD	103
Figure IV.13: Evolution du courant de charge avec THD	103
Figure IV.14 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse)	104
Figure IV.15 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	104
Figure IV.16 : Evolution du courant de charge (test de robustesse)	105
Figure IV.17: Principe du découplage par retour d'état non linéaire	108
Figure VI.18: Intégration du limiteur de courant et asservissement du système découplé à un vecteur de référence $X_{réf}$	109
Figure IV.19: Courant de charge (a) et Courant de charge limité (b)	109
Figure IV.20: Principe de la commande appliqué à l'onduleur multicellulaire superposé 3x2	110
Figure IV.21: Evolution des tensions flottantes des deux étages	111
Figure IV.22: Evolution de la tension de sortie avec THD	112

Figure IV.23: Evolution du courant de charge avec THD	112
Figure IV.24 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse)	113
Figure IV.25 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	113
Figure IV.26 : Evolution du courant de charge (test de robustesse)	114
Figure IV.27: Boucle de régulation pour les tensions flottantes pour l'étage 1 (a) et l'étage 2 (b)	115
Figure IV.28: Evolution des tensions flottantes des deux étages	116
Figure IV.29: Evolution de la tension de sortie avec THD	116
Figure IV.30: Evolution du courant de charge avec THD	117
Figure IV.31 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse)	117
Figure IV.32 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	118
Figure IV.33 : Evolution du courant de charge (test de robustesse)	118
Figure IV.34: Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire superposé 3x2	122
Figure IV.35: Evolution des tensions flottantes des deux étages	123
Figure IV.36: Evolution de la tension de sortie avec THD	123
Figure IV.37: Evolution du courant de charge avec THD	124
Figure IV.38 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse)	124
Figure IV.39 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse)	125
Figure IV.40 : Evolution du courant de charge (test de robustesse)	125

Chapitre V:

Figure V.1 : Commande en boucle ouverte par MLI-ST d'un onduleur multicellulaire Parallèle	130
Figure V.2 : Evolution des courants d'inductances	131
Figure IV.3 : Courant de charge avec THD	132
Figure V.4 : Tension de sortie avec THD	132
Figure V.5 : Tension MLI (tension à la sortie des semi-conducteurs)	133
Figure V.6 : Courant inductance I_{L1} et courant de sortie I_s d'un PMC à 3 cellules	134
Figure V.7 : Bras multicellulaire parallèle entrelacé à phases magnétiquement couplées	135
Figure V.8 : Carte mère incluant un VRM à cinq phases parallèles entrelacées à phases magnétiquement couplées pour alimenter le microprocesseur "Intel Core Duo" (130W)	136
Figure V.9 : Transformateur inter-cellules à topologie en échelle	137
Figure V.10 : ICT monolithique à structure en échelle de P phases	137
Figure V.11 : Evolution des courants d'inductances	139
Figure V.12 : Courant de charge avec THD	140
Figure V.13 : Tension de sortie avec THD	140
Figure V.14 : Tension MLI (tension à la sortie des semi-conducteurs)	141
Figure V.15 : Différentes topologies de transformateurs inter-cellules séparés	142
Figure V.16 : Association cyclique cascade pour P cellules de commutation connectées en parallèle	143
Figure V.17 : Evolution des courants inductances	145
Figure V.18 : Courant de charge avec THD	145
Figure V.19 : Tension de sortie avec THD	146

Figure V.20 : Tension MLI (tension à la sortie des semi-conducteurs)	146
Figure V.21 : Boucle de régulation des courants d'inductances magnétiquement couplées par : a)-Transformateur monolithique à structure en échelle. b)- Transformateur inter- cellules séparé à structure cascade cyclique	148
Figure V.22 : Evolution des courants d'inductances	149
Figure V.23 : Courant de charge et son THD	150
Figure V.24 : Tension de sortie et son THD	150
Figure V.25 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs	151
Figure V.26 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse)	151
Figure V.27 : Courant de charge (test de robustesse)	152
Figure V.28 : Tension de sortie (test de robustesse)	152
Figure V.29 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse) ...	152
Figure V.30 : Evolution des courants d'inductances	153
Figure V.31 : Courant de charge et son THD	154
Figure V.32 : Tension de sortie et son THD	154
Figure V.33 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs	155
Figure V.34 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse)	155
Figure V.35 : Courant de charge (test de robustesse)	156
Figure V.36: Tension de sortie (test de robustesse)	156
Figure V.37: Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse)	156
Figure V.38: Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire parallèle P cellules	162
Figure V.39 : Evolution des courants d'inductances	163
Figure V. 40 : Courant de charge et son THD	163
Figure V.41 : Tension de sortie et son THD	164
Figure V.42 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs	164
Figure V.43 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse)	165
Figure V.44 : Courant de charge (test de robustesse)	165
Figure V.45 : Tension de sortie (test de robustesse)	166
Figure V.46: Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse)	166
Figure V.47 : Evolution des courants d'inductances	167
Figure V.48 : Courant de charge et son THD	167
Figure V.49 : Tension de sortie et son THD	168
Figure V.50 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs	168
Figure V.51 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse)	169
Figure V.52 : Courant de charge (test de robustesse)	169
Figure V.53 : Tension de sortie (test de robustesse)	170
Figure V.54 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse)	170

Notations et Abréviations

Notations et Abréviations

Notations :

A	:	Matrice dynamique d'un système d'état continu
B	:	Matrice de commande d'un système d'état continu
Cel_i	:	Cellule de commutation i
Cel_{1i}	:	Cellule de commutation i de l'étage 1
Cel_{2i}	:	Cellule de commutation i de l'étage 2
C_i	:	Condensateur flottant i lié à la cellule de commutation i
C_{1i}	:	Condensateur flottant i lié à la cellule de commutation i de l'étage 1
C_{2i}	:	Condensateur flottant i lié à la cellule de commutation i de l'étage 2
c	:	Condensateur du filtre auxiliaire
E	:	Tension d'alimentation
$f_{déc}$	:	Fréquence de découpage
i	:	Indice de numérotation des cellules de commutation
$1i$	:	Indice de numérotation des cellules de commutation de l'étage 1
$2i$	:	Indice de numérotation des cellules de commutation de l'étage 2
I_{Ci}	:	Courant traversant le condensateur flottant i
I_{C1i}	:	Courant traversant le condensateur flottant i de l'étage 1
I_{C2i}	:	Courant traversant le condensateur flottant i de l'étage 2
I_{ch}	:	Courant circulant dans la charge
I_{Li}	:	Courant traversant l'inductance de liaison i
l	:	Inductance du circuit auxiliaire
L_{ch}	:	Inductance de charge
L_i	:	Inductance de liaison i lié à la cellule de commutation i
$L_f h_j(X)$	:	Dérivée de Lie de h_j par rapport f
m	:	Indice de modulation
n	:	Nombre d'étage
P	:	Nombre de cellules de commutation
r	:	Taux de modulation
r	:	Résistance du circuit auxiliaire

R_{ch}	:	Résistance de charge
r_j	:	Degré relatif
$u_i, i = 1, \dots, p$	:	Rapport cyclique de la cellule i
S	:	Vecteur de commande
s	:	Variable de Laplace
s_i	:	Signal de commande de l'interrupteur i
s_{1i}	:	Signal de commande de l'interrupteur i de l'étage 1
s_{2i}	:	Signal de commande de l'interrupteur i de l'étage 2
S_i	:	Interrupteur de haut de la cellule i
S_{1i}	:	Interrupteur de haut de la cellule i de l'étage 1
S_{2i}	:	Interrupteur de haut de la cellule i de l'étage 2
$\bar{S}_i$	:	Interrupteur de bas de la cellule i
$\bar{S}_{1i}$	:	Interrupteur du bas de la cellule i de l'étage 1
$\bar{S}_{2i}$	:	Interrupteur du bas de la cellule i de l'étage 1
$s(x)$	:	Surface de glissement
$T_{déc}$	:	Période de découpage
V_{Ci}	:	Tension aux bornes du condensateur flottant i
V_{C1i}	:	Tension aux bornes du condensateur flottant i de l'étage 1
V_{C2i}	:	Tension aux bornes du condensateur flottant i de l'étage 2
V_s	:	Tension de sortie du convertisseur
X	:	Vecteur d'état
$x_{réf}$	:	Le vecteur d'état de référence
Δx	:	Le vecteur d'état de l'erreur
u	:	La commande totale
u_n	:	La commande discrète
u_{eq}	:	La commande équivalente
$V(x)$	:	Fonction de Lyapunov
α_i	:	Différence entre les rapports cycliques des cellules $i+1$ et i
$\alpha(X)$	:	Vecteur retour d'état non linéaire
$\beta(X)$	:	Matrice retour d'état non linéaire
ε_{vci}	:	Erreur sur la tension du condensateur i
ε_{Ich}	:	Erreur sur le courant de charge
$\Delta(X)$	:	Matrice de découplage
$\Delta_0(X)$	:	Vecteur de découplage
$\tau_{1,2,\dots,p-1}$	:	Constante du temps liés aux dynamiques imposées sur les tensions condensateurs

τ_p : Constante du temps imposée sur le courant de charge

Abréviations

⋮

FCMC	:	Convertisseur multicellulaire série (Flying Capacitor Multicell Converter)
ICT	:	Transformateur inter-cellules (Inter-cells Transformer)
MLI-ST	:	Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle
NPC	:	Convertisseur clampé par le neutre (Neutral Point Clamped converter)
PI	:	Correcteur Proportionnel Intégral
PMC	:	Convertisseur multicellulaire parallèle (Parallel Multicell Converter)
SMC	:	Convertisseur multicellulaire superposé (Stacked Multicell Converter)
SVM	:	Modulation vectorielle (Space Vector Modulation)
THD	:	Taux de distorsion harmonique

Introduction générale

Introduction générale

La filière d'électronique de puissance connaît un développement rapide et incessant dû, principalement, à l'évolution réalisée dans la fabrication des semi-conducteurs de puissance. De nos jours cette discipline touche plusieurs domaines d'applications de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts, tels que la commande des machines électriques, la traction ferroviaire, le filtrage actif,...etc.

L'augmentation des calibres en tension et en courant des semi-conducteurs a permis aux structures de conversion d'énergie de commuter des puissances, de plus en plus importantes.

L'accroissement en puissance est obtenu par une augmentation du courant et/ou de la tension commutée. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégiée, afin d'améliorer le rendement de l'installation, elle reste, cependant, difficile à maîtriser à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamique et statique [MEY 92] [GAT 02] [FAD 96]. Par conséquent, un niveau de puissance élevé implique, soit une tension d'utilisation élevée, soit un fort courant d'utilisation, voire même les deux à la fois. De plus, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces derniers est lente à l'heure actuelle par rapport à la demande industrielle [POU 01], notamment au niveau des calibres en tensions disponibles. Ainsi, Les besoins en haute tension et moyenne tension n'ont cessé de croître durant ces dernières années et concernent des domaines tels que la traction ferroviaire (TGV-25kV), la propulsion de navire (navire grande vitesse) ou les réseaux de transport et de distribution d'énergie (220-440kV) [MEY 97] [FAD 96] [AIM 03].

Les structures de conversion multiniveaux, apparues aux débuts des années 1980 grâce à A. NABAE et son équipe, prennent rapidement une place importante dans le domaine de la conversion d'énergie. A cette époque, ces structures étaient les seules qui apportaient une solution pour diminuer les contraintes en tension appliquées sur les semi-conducteurs de puissance. Cette solution consiste à mettre en série les semi-conducteurs de puissance, ce qui assure une répartition des contraintes en tension sur les différents interrupteurs moyenne ou basse tension tout en améliorant les formes d'onde et les spectres harmoniques des grandeurs de sortie.

Au début des années 90, deux nouvelles structures voient le jour. Il s'agit de la structure multicellulaire série et parallèle qui s'intègrent dans la famille des convertisseurs multiniveaux. Ces deux topologies sont développées au sein du laboratoire LAPLACE (ex : LEEI) (Toulouse, France). Les deux structures multicellulaires série ou parallèle assurent une répartition équitable des contraintes en tension ou en courant appliquées sur les semi-conducteurs de puissance grâce à l'association en série ou en parallèle de plusieurs cellules de commutation. Il faut noter que l'association en série de cellules de commutation permet d'avoir une tension multiniveaux à la sortie du convertisseur. Cependant, la mise en parallèle de cellules de commutation permet de diminuer les fluctuations du courant de sortie. Ces deux

structures permettent d'avoir à la sortie des signaux qui possèdent une fréquence apparente de découpage plus importante.

Une autre topologie de convertisseur multicellulaire est développée au sein du laboratoire LAPLACE au début des années 2001 : le convertisseur multicellulaire superposé (SMC) rentre dans la famille des structures de conversion d'énergie multiniveaux. Cette nouvelle structure a la particularité d'assurer une distribution égale des contraintes en tension appliquées sur les semi-conducteurs et de fractionner la tension d'entrée du convertisseur en plusieurs fractions de manière à abaisser le nombre de commutation des Switch de puissance.

La réalisation de telles structures est possible grâce à l'utilisation d'éléments de stockage d'énergie. Pour les topologies série et superposée, des condensateurs flottants sont utilisés. Par contre, la topologie parallèle utilise des inductances séparées ou magnétiquement couplées. Le couplage magnétique des inductances, grâce aux Transformateurs Inter-Cellules (ICT) a permis d'améliorer le comportement des convertisseurs multicellulaires parallèles. Cette technique de couplage permet de diminuer les ondulations des courants d'inductances, ce qui réduit les pertes par commutation et les contraintes imposées sur les filtres qui se trouvent après le convertisseur.

Afin d'assurer un fonctionnement parfait des convertisseurs multicellulaires série et superposé, il faut s'assurer que la tension aux bornes de chaque condensateur flottant reste proche d'une fraction de la tension d'entrée pour que la tension et le courant de sortie possèdent une qualité spectrale optimale. Dans le cas d'un convertisseur multicellulaire parallèle, il faudrait que les courants à la sortie du Transformateur Inter-Cellules soient stables et réparties d'une façon égale sur les différentes bobines, sinon la somme des champs magnétiques produits par toutes les bobines dépasserait la valeur du champ critique de saturation, ce qui entraînerait le dysfonctionnement du système. Il est, alors, essentiel d'établir une régulation judicieuse des condensateurs flottants et des courants d'inductances afin de garantir un fonctionnement optimal des convertisseurs multicellulaires.

Jusqu'à ce jour, plusieurs travaux traitant les convertisseurs multicellulaires ont été réalisés. Certains d'entre eux étudient la commande du convertisseur multicellulaire. D'autres, l'observation et/ou l'estimation des différentes variables d'état.

Ce travail de thèse est une continuité des travaux déjà réalisés au laboratoire ICEPS sur les convertisseurs multiniveaux. Dans ce travail, nous allons nous intéresser aux convertisseurs multicellulaires. Dans un premier temps, nous allons appliquer des techniques de commande à la structure onduleur multicellulaire série, parallèle et superposée qui n'ont pas été utilisées pour commander cette configuration (onduleur) dans les travaux antérieurs. Ensuite, nous développerons une méthode pour commander les onduleurs multicellulaires série, parallèle et superposé de P cellules/ N niveaux. La méthode proposée consiste à utiliser un algorithme SVM (Space Vector Modulation) généralisé à N niveaux et lui associer des régulateurs PI pour réguler les tensions des condensateurs.

Ce travail de thèse a été organisé en cinq chapitres :

- Le premier chapitre est une présentation des structures de conversion d'énergie multiniveaux, leurs principes de fonctionnement ainsi que l'analyse fonctionnelle des trois topologies du convertisseur multicellulaire.
- Au deuxième chapitre, nous présenterons différents modèles existants pour modéliser un convertisseur multicellulaire. Par la suite, deux modèles du convertisseur multicellulaire seront présentés ; le premier est le modèle aux valeurs instantanées, le deuxième est le modèle aux valeurs moyennes.
- Le troisième chapitre présente plusieurs techniques de commande en boucle ouverte et en boucle fermée appliquée à l'onduleur multicellulaire série. Ces stratégies de contrôle ont été divisées en deux catégories. La première catégorie regroupe les commandes en durée, la deuxième, regroupe les commandes en amplitude. Ces commandes sont validées par des résultats de simulation.
- Le quatrième chapitre est consacré à la commande du convertisseur multicellulaire superposé par les techniques de commandes présentées dans le chapitre précédent. Ces commandes vont être analysées à travers les résultats de simulation.
- Le cinquième chapitre est divisé en deux parties ; la première partie est une étude des différentes techniques de couplage magnétique par ICT (Transformateurs Inter-Cellules) des inductances de liaison du convertisseur multicellulaire parallèle (PMC). La deuxième partie consiste à commander le PMC à cellules magnétiquement couplées en boucle fermée. Nous utiliserons une commande en durée et une autre en amplitude afin de réguler les courants traversant les inductances de liaison.

A la fin, notre travail sera clôturé par une conclusion générale et une présentation de quelques perspectives.

Chapitre I :

Convertisseurs statiques multiniveaux.

I-1-Introduction :

Ces dernières années, des avancées technologiques remarquables ont été réalisées dans le domaine de l'électronique de puissance, particulièrement l'évolution des semi-conducteurs de puissance, ce qui a permis la présence des convertisseurs statiques dans des champs d'applications multiples. Parmi ces nouvelles applications, il y a ceux qui sont très exigeantes en termes de performances dynamiques comme le filtrage actif, la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation des machines à courant alternatif pour des applications particulières [AIM 03].

Les premières applications exploitaient les structures d'onduleurs à deux niveaux [SAH 04]. Très vite, il devenait nécessaire de monter en tension à cause de l'augmentation des puissances transitées [YAI 06], et d'améliorer le contenu harmonique des formes d'ondes de sortie des convertisseurs pour certaines applications. Pour cela, les chercheurs ont trouvé plusieurs solutions à ces problèmes.

Parmi ces solutions, la répartition équitable des contraintes en tension et en courant imposées aux interrupteurs. On utilise, alors, des associations séries et/ou parallèles de plusieurs interrupteurs au lieu d'un seul et on synchronise leurs commandes. La synchronisation des commandes des différents interrupteurs, n'a aucun effet sur la qualité spectrale des tensions délivrées. Elle est identique à celle générée par la structure classique à deux niveaux [YAI 06].

On trouve aussi, comme solution, les convertisseurs multiniveaux. Ces convertisseurs sont obtenus grâce à l'association d'un certain nombre de convertisseurs élémentaires. De nos jours, plusieurs topologies ont été proposées et réalisées.

Un convertisseur multiniveaux permet de générer une tension multiniveaux à la sortie du convertisseur. Plus le nombre de niveaux est important, plus le signal de sortie est proche d'une sinusoïde, ce qui améliore le contenu en harmoniques de la tension de sortie. Cette structure permet aussi d'atteindre des puissances très élevées, ceci grâce à la mise en série et/ou en parallèle des interrupteurs de puissances, où les contraintes en tension et en courant sont réparties équitablement sur les différents semi-conducteurs. Les convertisseurs multiniveaux ont plusieurs domaines d'applications tels que la traction ferroviaire, les variateurs de vitesse, le transport de l'énergie électrique en courant continu haute tension,...etc

Les convertisseurs multiniveaux ont permis d'améliorer les performances déjà acquises par les convertisseurs classiques à deux niveaux. Parmi ces avantages, on trouve :

- Amélioration de la forme du signal de sortie du convertisseur multiniveaux (amélioration du THD).
- Utilisation de composants de faible calibre (réduction des coûts).
- Equipements plus fiables et durée de vie des isolants augmentée.

D'autre part, il faut aussi remarquer que la réalisation de convertisseurs multiniveaux pose des contraintes et des problèmes, dont on peut citer [CHO 10] :

- Besoin d'un plus important nombre de composants.
- Nécessité d'une répartition équilibrée de la tension d'alimentation pour les interrupteurs mis en série.
- Commande plus complexe.

I-2- Convertisseurs multiniveaux :

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension de sortie découpée, composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages : D'une part, les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance, car, chaque composant à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension du bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, les qualités spectrales de la tension à la sortie du convertisseur multiniveaux sont remarquables. En fait, la multiplication du nombre de niveaux intermédiaires permet la réduction de l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Ce qui diminue l'amplitude des raies harmoniques. Une commande appropriée des semi-conducteurs de puissance du convertisseur multiniveaux permet de supprimer des familles entières de raies harmoniques [BAR 96].

La figure I.1 représente les formes d'ondes des tensions simples à la sortie des bras des onduleurs 2, 3, 5 et 7 niveaux respectivement.

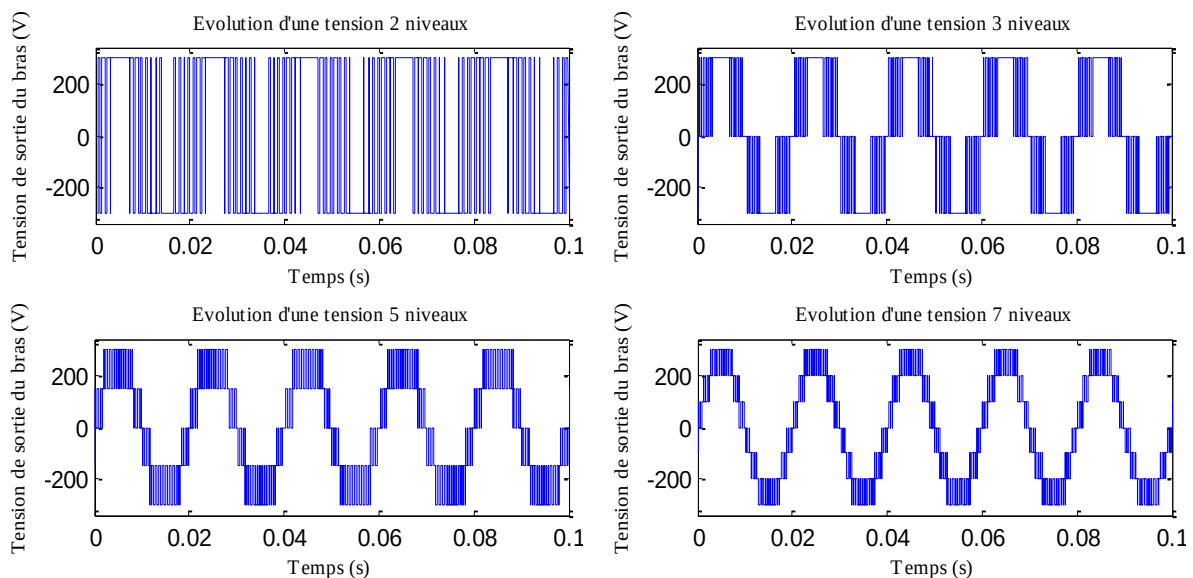
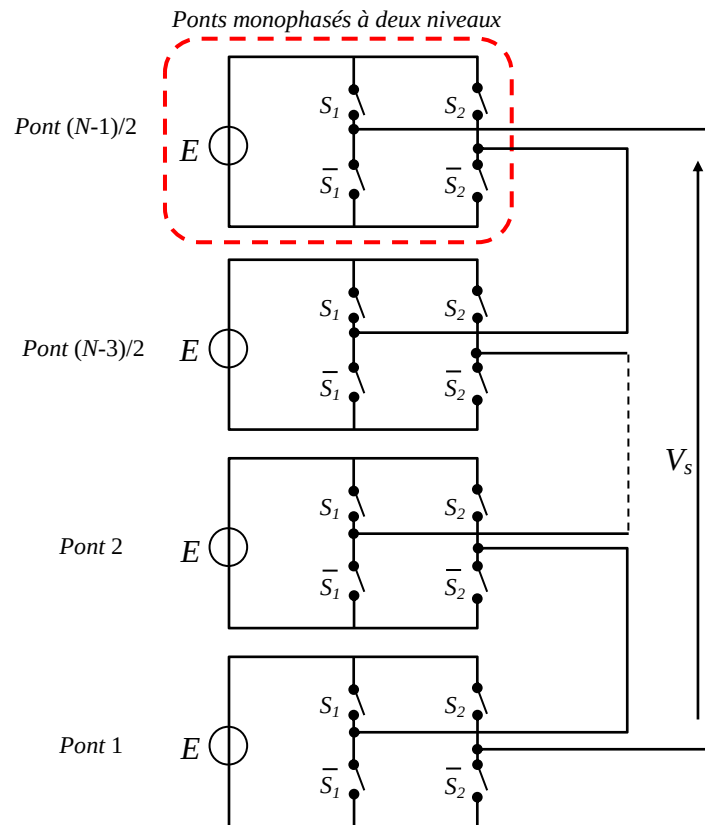


Figure I.1 : Tensions de sortie des bras des onduleurs 2, 3, 5 et 7 niveaux respectivement.

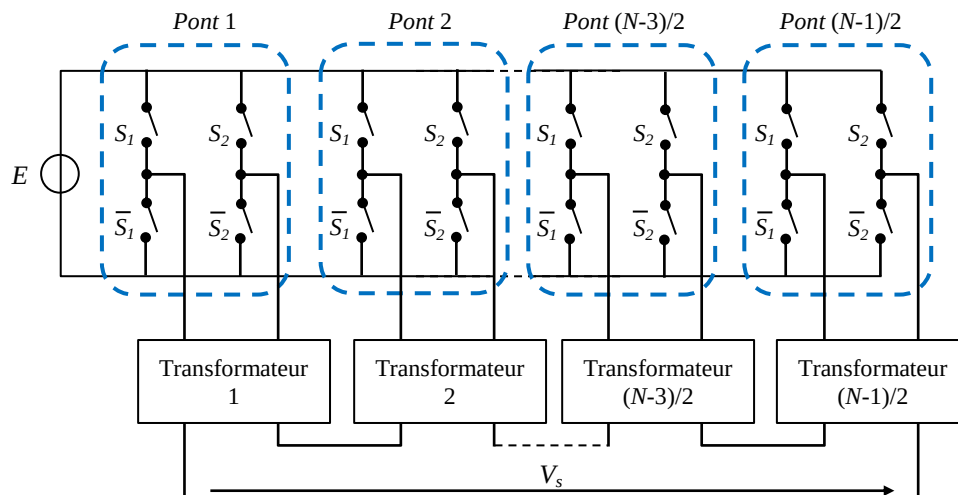
De nos jours, plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux ont été étudiées et réalisées. Dans ce qui suit, nous allons présenter les convertisseurs les plus utilisés.

I-2-1- Convertisseurs multiniveaux en cascade :

R. H. Baker et L. H. Bannister sont les premiers à avoir traité le convertisseur multiniveaux en cascade dans un article publié en 1975. Cette topologie est composée par la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés, alimentés par des sources de tension continues séparées. Un convertisseur multiniveaux en cascade générant une tension de sortie de N niveaux (Figure I.2) est constitué de $(N-1)/2$ ponts à deux niveaux connectés en série. La somme des tensions de sortie de chaque pont représentent la tension de sortie multiniveaux V_s [BEN 09].

Figure I.2 : Convertisseur en cascade à N niveaux.

Il existe une autre structure appelée « structure polygonale » qui est obtenue par la connexion en série de plusieurs ponts monophasés alimentés par la même source de tension continue E comme présenté sur la figure I.3. Il faut noter que cette structure utilise des transformateurs d'isolement à la sortie de chaque pont pour assurer la connexion entre les sorties alternatives de chaque pont [BEN 09].

Figure I.3 : Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux.

Il est à noter, cependant, que ces deux structures présentent un coût de réalisation et un volume important. Ces deux inconvénients diminuent leurs compétitivités sur le marché. En effet, la génération d'une tension de sortie de N niveaux nécessite l'utilisation de $(N-1)/2$

ponts monophasés pour chaque bras. Chaque pont doit être dimensionné afin de supporter le courant de charge et une tension continue égale à la valeur maximale de la tension de sortie du bras, divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire) [BEN 09].

I-2-2- Convertisseurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped):

Parmi les structures multiniveaux développées à la fin des années 70, nous avons le convertisseur clampé par le neutre. Cette topologie utilise des diodes (clamps) connectées à des points milieux capacitifs afin d'assurer une répartition équitable de la tension d'alimentation du convertisseur sur les différents interrupteurs connectés en série [BAK 79] [BEN 09].

Un onduleur monophasé à N niveaux (figure I.4) est composé de $N-1$ condensateurs permettant de créer un ensemble de $N-2$ points milieux capacitifs, dont les potentiels de tension vont de $E/(N-1)$, $2E/(N-1)$, ... jusqu'à $(N-2)E/(N-1)$. La connexion de chacun de ces points à la sortie grâce à l'intervention aux niveaux des signaux de commande $S_1, \bar{S}_1, S_2, \bar{S}_2, \dots, S_{N-1}, \bar{S}_{N-1}$ des interrupteurs de puissance, permet de créer des niveaux intermédiaires sur la tension de sortie du bras [BEN 09].

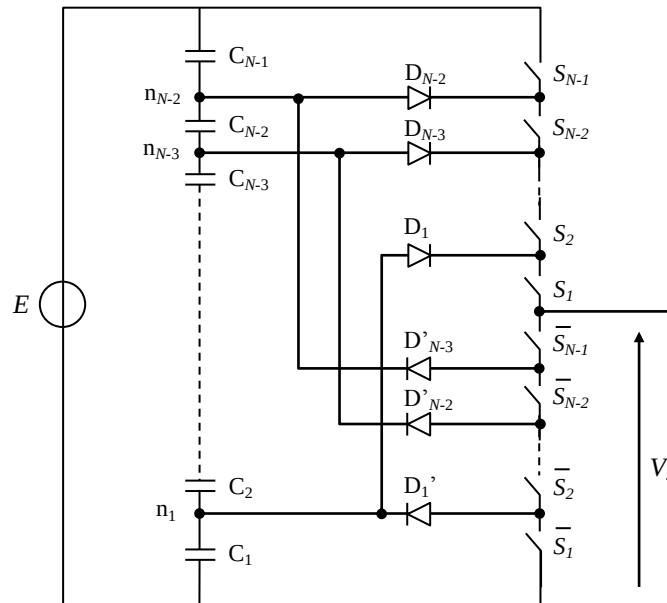


Figure I.4 : Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique à deux niveaux sont [GUT 01] :

- Amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Ce qui diminue le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie.
- Réduction de la contrainte en tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel au nombre de niveaux). Cette structure est donc adaptée pour les applications de haute tension.

Cette topologie compte aussi un inconvénient majeur qui est :

- Déséquilibre des tensions générées par les condensateurs, car des variations très importantes sont notées pendant certaines conditions de fonctionnement au niveau de la tension du point milieu capacitif. Donc, il faut prévoir une technique de contrôle

qui assure la stabilité de ces tensions afin de préserver les caractéristiques du convertisseur. Il faut noter que l'augmentation du nombre de niveaux est toujours associée à une difficulté au niveau de la régulation de ces tensions.

I-2-3- Convertisseurs multicellulaires :

I-2-3-1- Convertisseurs multicellulaires séries FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converters) :

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [MEY 92]. La topologie présentée dans la figure I.5 représente une structure multicellulaire à P cellules de commutation séparées les unes des autres par $(P-1)$ condensateurs flottants [AIM 03]. Cette structure peut être adaptée à toutes les configurations (montage en hacheur ou en onduleur, en demi-pont ou en pont complet) [ELM 12].

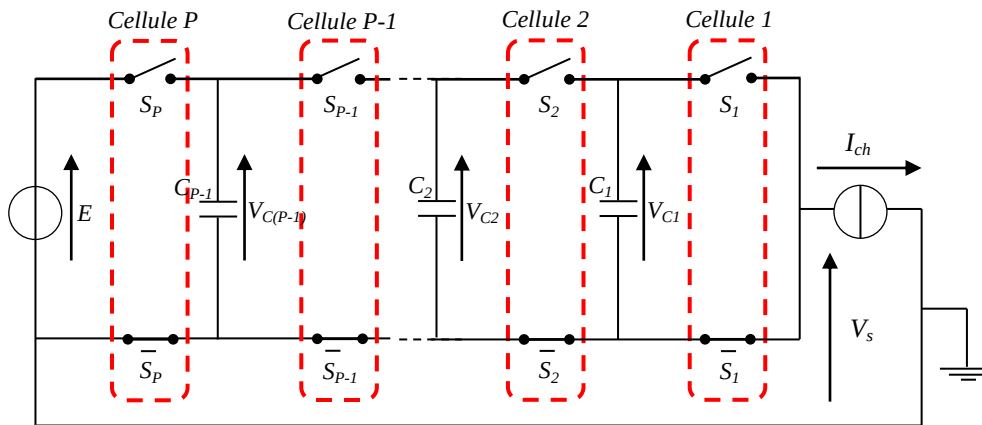


Figure I.5 : Bras multicellulaire à P cellules de commutation.

I-2-3-1-1- Principe de base d'un convertisseur multicellulaire série [CHO 10] :

Il est nécessaire, lors d'une association en série de composants semi-conducteurs, d'assurer une répartition équilibrée de la tension d'alimentation sur les différents interrupteurs.

Si nous considérons deux interrupteurs de tenue en tension $E/2$ à la place d'un seul capable de supporter E , il est nécessaire de faire en sorte que la tension appliquée sur ces interrupteurs soit équilibrée à $E/2$. Une solution consiste à insérer une source de tension, comme indiqué sur la figure I.6.

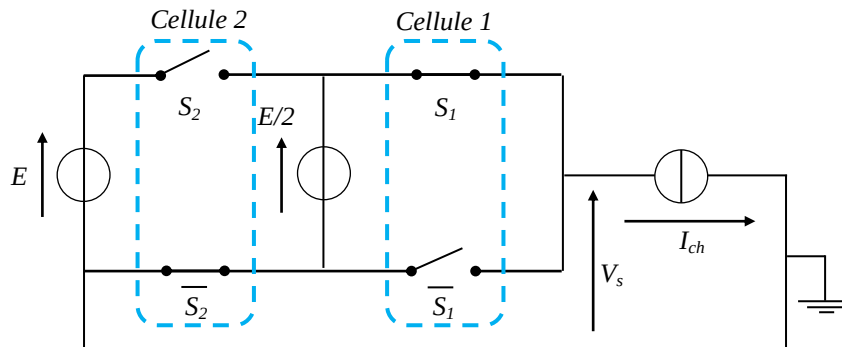


Figure I.6 : Bras de convertisseur multicellulaire série à deux cellules de commutation.

Si la source de tension flottante délivre une tension égale à $E/2$, alors la répartition est équilibrée.

En effet, $V_{cell1} = E/2$, $V_{cell2} = (E - (E/2)) = E/2$.

Ce type de convertisseur est facilement généralisable à P cellules de commutation (figure I.7).

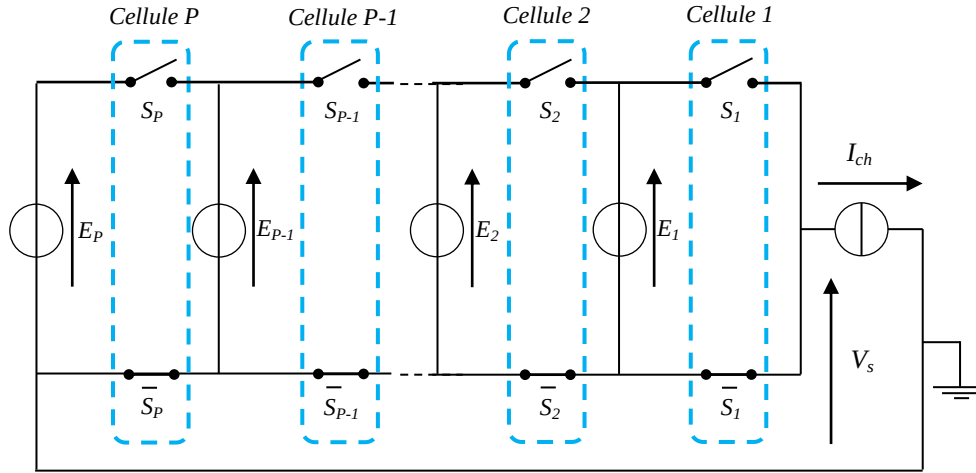


Figure I.7 : Bras de convertisseur multicellulaire série à P cellules de commutations.

Le convertisseur est à P cellules. Chaque cellule est constituée de deux interrupteurs et d'une source de tension.

Les interrupteurs fonctionnent de façon complémentaire : quand l'un est passant l'autre est bloqué. La fonction de chaque cellule i est représentée par S_i . Le S_i sera également appelé état de la cellule i . La tension de sortie est notée V_s .

La commande par les S_i donne 2^P configurations différentes. La tension en régime permanent est de $(P+1)$ niveaux.

I-2-3-1-2- Cas d'un convertisseur à deux cellules [CHO 10], [BENA 10] :

La structure de base du convertisseur multicellulaire série commence par l'association de deux cellules élémentaires de commutation, comme présenté sur la figure I.8.

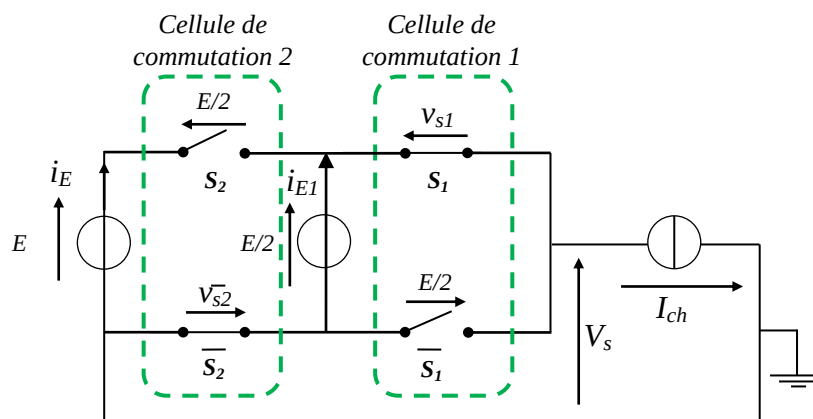


Figure I.8 : Association de deux cellules de commutation.

Etant donné que la cellule peut être considérée comme un système binaire, l'association de deux cellules donne 2^2 états possibles dont les caractéristiques principales sont résumées sur le tableau I.1.

Tableau I.1 : Caractéristiques principales de l'association de deux cellules.

S_2	S_1	v_{s2}	v_{s1}	i_{E1}	i_E	V_s
0	0	$E-E_1$	E_1	0	0	0
0	1	$E-E_1$	0	0	i_{ch}	E_1
1	0	0	E_1	i_{ch}	$-i_{ch}$	$E-E_1$
1	1	0	0	i_{ch}	0	E

Soit :

$$V_s = s_1(E_1) + s_2(E - E_1) \quad (I.1)$$

Où : s_1 et s_2 représentent l'état de la cellule 1 et de la cellule 2 respectivement.

Si la tension d'alimentation principale est égale à E , sachant qu'elle doit être partagée équitablement parmi les interrupteurs mis en série, on en déduit facilement que la source de tension E_1 doit être égale à $E/2$. Par ailleurs, cette même valeur de tension va nous permettre d'avoir une tension multiniveaux à la sortie du convertisseur dont les valeurs sont égales à 0, E et $E/2$.

Tableau I.2 : Caractéristiques principales de l'association de 2 cellules ($E_1=E/2$).

S_2	S_1	v_{s2}	v_{s1}	V_s
0	0	$\frac{1}{2} E$	$\frac{1}{2} E$	0
0	1	$\frac{1}{2} E$	0	$\frac{1}{2} E$
1	0	0	$\frac{1}{2} E$	$\frac{1}{2} E$
1	1	0	0	E

On peut généraliser la méthode précédente pour exprimer les grandeurs principales d'une association de P cellules de commutation.

Les grandeurs caractéristiques de l'association de P cellules de commutation sont définies dans le tableau I.3 :

Tableau I.3 : Définition des grandeurs caractéristiques de l'association de P cellules de commutation.

Nombre de cellules associées	P
Nombre de condensateurs associés	$P-1$
Nombre d'états possibles	2^P
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 i	$V_{ci} = (\frac{1}{P})E$

Nous avons, également, les expressions suivantes :
Tension de sortie :

$$V_s = \sum_{i=1}^P (E_i - E_{i-1}) \cdot S_i \quad (I.2)$$

Avec : $E_0 = 0$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{si} = (E_i - E_{i-1}) \cdot \bar{S}_i & (a) \\ V_{\bar{s}i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot S_i & (b) \end{cases} \quad (I.3)$$

Les courants débités par les sources de tension sont :

$$i_{Ei} = (S_i - S_{i+1})i_s \quad (I.4)$$

En utilisant la relation entre les différentes sources de tension exprimée par :

$$V_{ci} = \frac{i}{P} E \quad (I.5)$$

Les expressions des tensions citées ci-dessus peuvent être simplifiées :
Tension de sortie :

$$V_s = \frac{E}{P} \sum_{i=1}^P S_i \quad (I.6)$$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{si} = \frac{E}{P} \cdot \bar{S}_i & (a) \\ V_{\bar{s}i} = \frac{E}{P} \cdot S_i & (b) \end{cases} \quad (I.7)$$

En résumé, l'association de cellules de commutation pour aboutir à une structure multiniveaux obéit à la définition des grandeurs établies sur le tableau I.3 ainsi qu'aux relations (I.5) et (I.7).

I-2-3-1-3- Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants :

Afin d'assurer un bon fonctionnement du convertisseur multicellulaire, la dynamique des tensions flottantes doit suivre celle de la tension d'alimentation principale E , de sorte à maintenir une répartition équitable des contraintes en tension aux bornes des différents semi-conducteurs de puissance de la structure multiniveaux. Cet équilibrage de tensions doit être assuré dans les deux régimes, transitoire et permanent [GUT 01]. Il est préférable que les tensions générées par les condensateurs flottants suivent la tension d'alimentation continue selon l'équation I.7.

La figure I.9 présente une dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants dans le cas d'une association de 5 cellules de commutation.

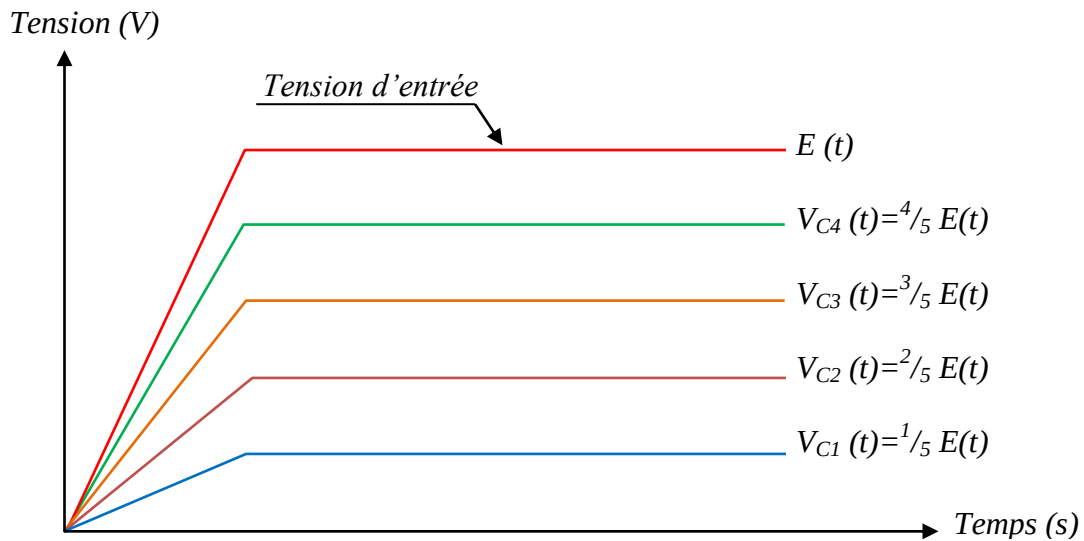


Figure I.9 : Dynamique idéale des tensions flottantes.

Ainsi, l'évolution de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs doit être similaire à celle de la figure I.9, pour préserver le bon fonctionnement du convertisseur. Car, la stabilité des tensions condensateurs assure un partage égal des contraintes en tension sur les semi-conducteurs mis en série et permet aussi à la tension de sortie d'atteindre tous ces niveaux avec une amplitude des niveaux égale à [ELM 12]:

$$E_{niv}(t) = \frac{E(t)}{i} \quad (I.8)$$

I-2-3-2- Convertisseurs multicellulaires superposés SMC (Stacked Multicellular Converters) :

Le convertisseur multicellulaire superposé (SMC) est apparu au début des années 2000. Il est constitué de n étages. Chaque étage est formé par la connexion en série de P cellules de commutation séparées entre elles de $P-1$ condensateurs flottants (Figure I.10) [HAN1 14]. Un convertisseur multicellulaire superposé de n étages et de P cellules est noté SMC $P \times n$. Ce convertisseur permet de générer $(P \times n) + 1$ niveaux.

Cette nouvelle topologie hybride permet de répartir les contraintes en tension du convertisseur entre plusieurs cellules de commutation. Elle permet également de diviser la tension d'entrée en plusieurs fractions de manière à abaisser le nombre de commutation des semi-conducteurs de puissance. Comparativement aux topologies concurrentes dans ce domaine d'application, le convertisseur SMC a d'excellentes performances dynamiques grâce à la multiplication de la fréquence de tension découpée et l'augmentation du nombre de niveaux [GAT1 01], [GAT2 01]. De plus, cette topologie permet de réduire considérablement l'énergie stockée dans les condensateurs flottants par le convertisseur, ainsi que les pertes dans les semi-conducteurs de puissance [LIE 05]. La structure multicellulaire superposée peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur.

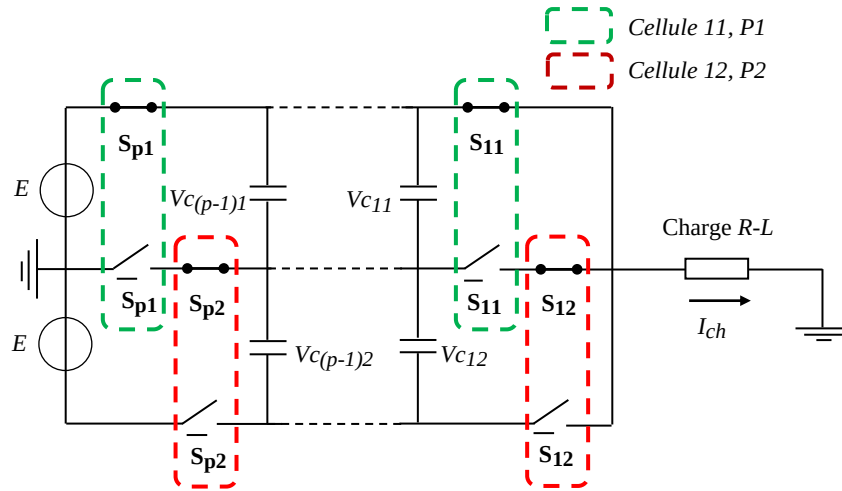


Figure I.10 : Convertisseur multicellulaire superposé $P \times 2$.

I-2-3-2-1- Principe de base d'un convertisseur SMC 1×2 (3 niveaux) :

La figure I.11 représente un convertisseur multicellulaire superposé 3 niveaux. Ce convertisseur est constitué de 4 à 6 interrupteurs. Les semi-conducteurs de la branche médiane sont connectés en série et tête-bêche de manière à former un interrupteur bidirectionnel au blocage. La répartition de la contrainte en tension est liée à l'état des interrupteurs (passant ou bloqué) [LIE 06].

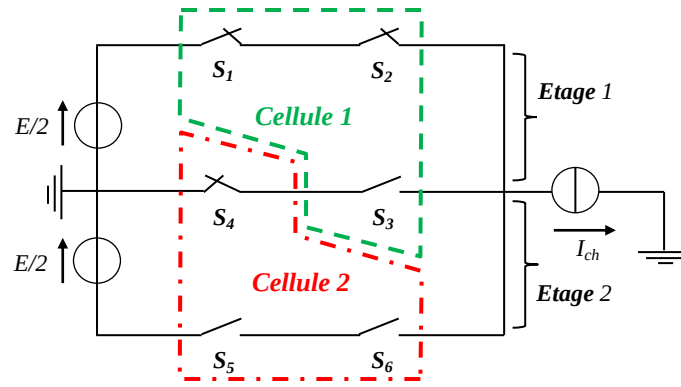


Figure I.11 : Convertisseur multicellulaire superposé 1x2.

Toutes les configurations possibles du convertisseur SMC 1x2 sont représentées sur la figure I.12. Les interrupteurs S_1 et S_2 , de même que S_5 et S_6 , peuvent être considérés comme un seul interrupteur du point de vue de la circulation du courant. Les switches S_1 et S_3 (respectivement S_4 et S_5) sont commandés de manière complémentaire [LIE 06]:

- Pendant l'alternance positive de la référence, S_4 est toujours amorcé et S_5 et S_6 toujours bloqués. Si S_1 et S_2 sont ON, alors S_3 est OFF et la tension de sortie est fixée à $E/2$ (cas 1); Au contraire, si S_3 est ON, alors S_1 et S_2 sont OFF, et la tension de sortie est égale à 0V (cas 3).
- De manière analogue, pendant l'alternance négative de la référence, S_1 et S_2 sont toujours bloqués et S_3 toujours passant. Si S_5 et S_6 sont amorcés, alors S_4 est OFF et la tension de sortie est fixée à $-E/2$ (cas 2) ; A l'inverse, si S_4 est ON, alors S_5/S_6 sont OFF, et la tension de sortie est égale à 0V (cas 3).
- Le signe du courant de charge détermine si celui-ci circule à travers une diode ou un transistor. Tout comme ceux de l'onduleur NPC, les semi-conducteurs externes ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation.

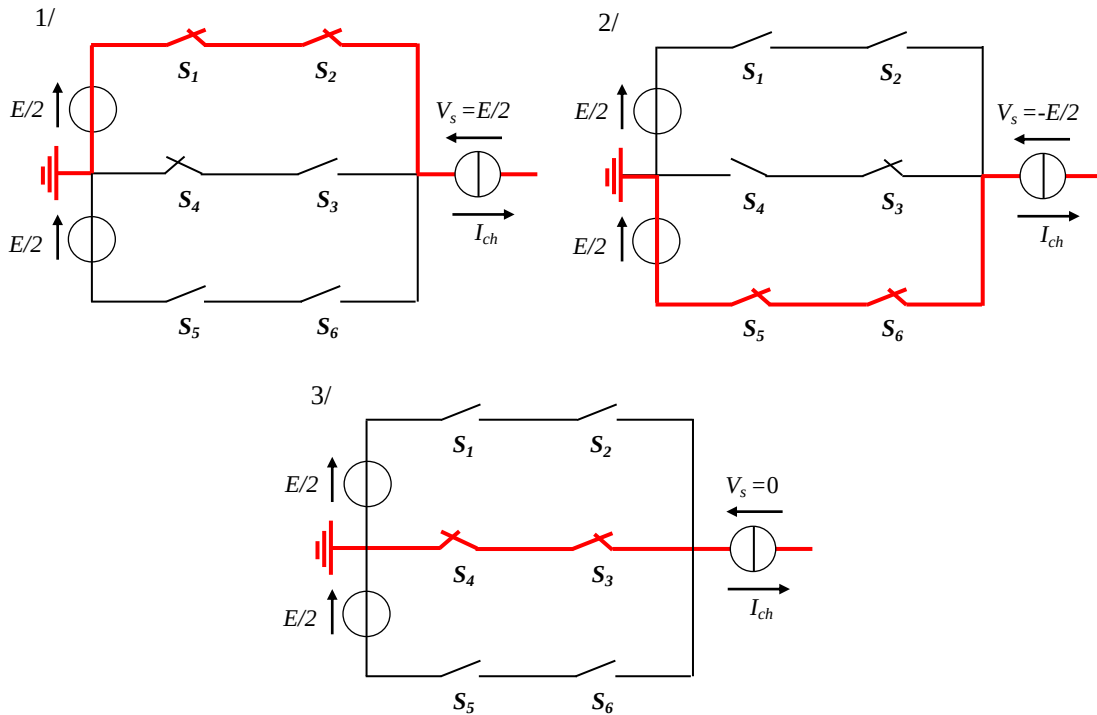


Figure I.12 : Configurations possibles du convertisseur SMC 1x2.

Le Tableau I.4 résume le fonctionnement du convertisseur SMC 1x2 (3 niveaux) en fonction de la tension découpée requise.

Tableau I.4 : Caractéristiques principales du fonctionnement de l'onduleur SMC 1x2.

S_1	S_2	S_3	S_5	S_6	S_4	V_s
1	1	0	0	0	1	$E/2$
0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	1	0	$-E/2$

La structure 3 niveaux est toutefois un peu particulière, car elle ne contient aucun condensateur flottant et ne possède pas de redondances au niveau de la commande pour l'obtention des niveaux de tension en sortie [LIE 06].

I-2-3-2-2- Cas d'un convertisseur SMC 2x2 (5 niveaux) :

Le convertisseur multicellulaire superposé est une association hybride de cellules de commutation [GAT1 01], [DEL 03] comme présenté sur la figure I.13. Le convertisseur SMC 2x2 est constitué de 2 étages, de 4 cellules de commutation et de 2 condensateurs flottants.

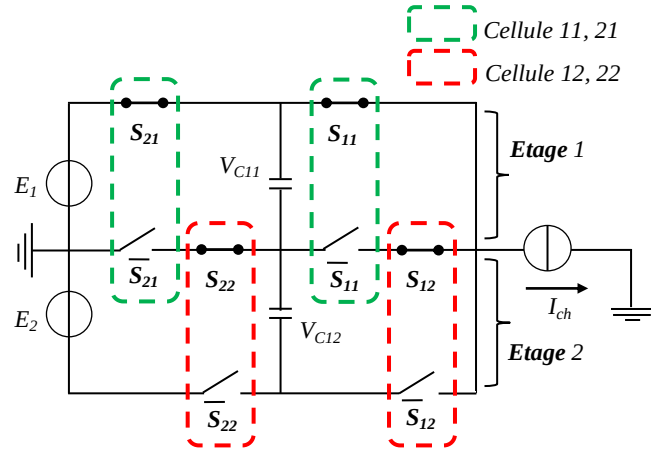


Figure I.13 : Convertisseur multicellulaire superposé 2x2.

La tension appliquée à chaque cellule de commutation à l'état bloqué est constante est égale à :

$$V_{Celli} = \frac{E}{P}, \quad i \in \{1, \dots, P\} \quad (I.9)$$

Les branches supérieures et inférieures de la structure SMC peuvent contenir un ou deux semi-conducteurs en série [GAT2 01]. Comme indiqué sur la figure I.13, on a choisi d'utiliser un seul semi-conducteur, ce qui nous oblige à le calibrer pour supporter une contrainte en tension deux fois plus élevée que celle de la branche médiane. Il faut noter que la contrainte en tension de tous les interrupteurs de la structure vaut :

$$V_{inti} = \frac{E}{n \times P}, \quad i \in \{1, \dots, P\} \quad (I.10)$$

La figure I.14 illustre les configurations possibles du convertisseur SMC 2x2. Ces différentes configurations vont nous aider à élaborer le Tableau I.5 qui donne les combinaisons des signaux de commande de la structure 2x2 et la tension de sortie résultante.

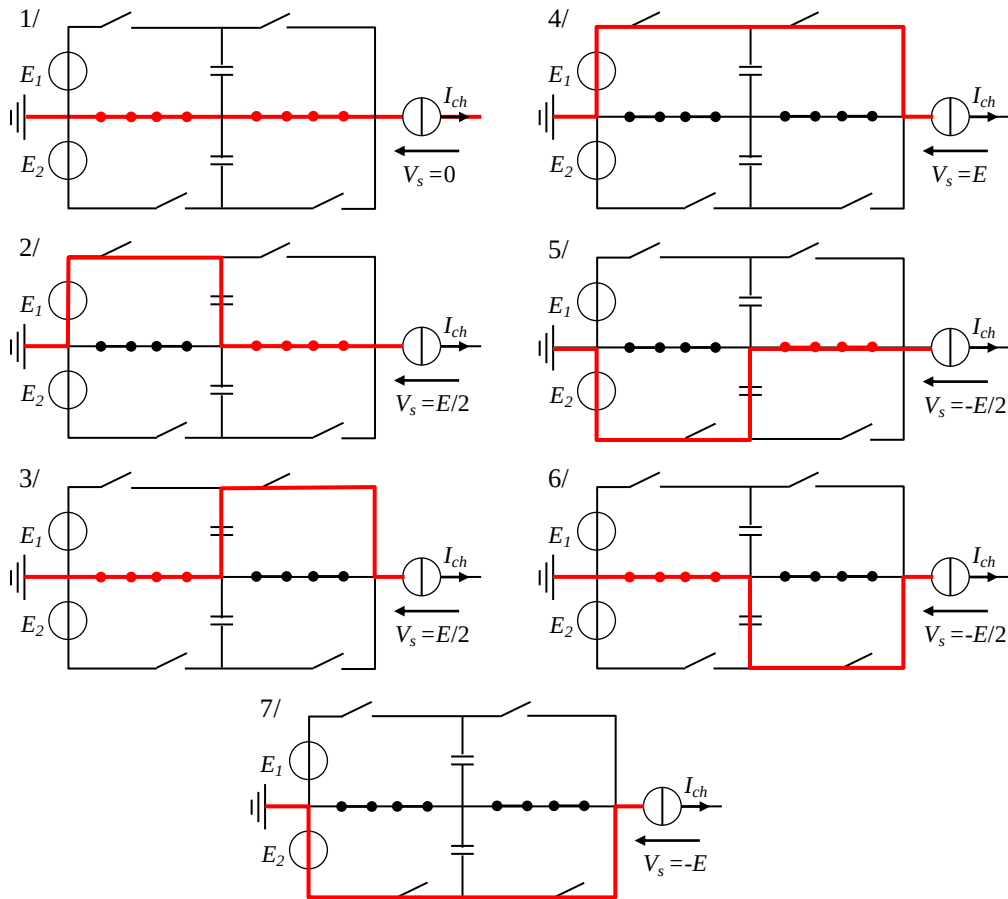


Figure I.14 : Configurations possibles du convertisseur SMC 2x2.

Tableau I.5 : Différentes combinaisons des signaux de commande du SMC 2x2 avec la tension de sortie résultante d'après la figure I.14.

Cas n°	S_{21}	S_{22}	S_{11}	S_{12}	V_s
4	1	1	1	1	E
2	1	1	0	1	$E/2$
3	0	1	1	1	$E/2$
1	0	1	0	1	0
5	0	0	0	1	$-E/2$
6	0	1	0	0	$-E/2$
7	0	0	0	0	$-E$

On peut généraliser la méthode précédente pour un convertisseur SMC $P \times n$. Les grandeurs caractéristiques de ce convertisseur sont définies dans le tableau I.6 :

Tableau I.6 : Définition des grandeurs caractéristiques du SMC $P \times n$.

Nombre d'étages associés	n
Nombre de cellules associées	$P \times n$
Nombre de condensateurs associés	$(P-1) \times n$
Nombre d'états possibles	$(n+1)^P$
Nombre de niveaux de tension en sortie	$(P \times n) + 1$
Valeur de la tension principale d'alimentation	E

La tension aux bornes des condensateurs flottants vaut :

$$V_{ci} = \frac{i \times E}{n \times P}, \quad i \in \{1, \dots, P-1\} \quad (\text{I.11})$$

Le fonctionnement du convertisseur multicellulaire superposé est un peu similaire au fonctionnement du convertisseur multicellulaire série car chaque étage du SMC peut être considéré comme un convertisseur multicellulaire série. Alors, l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottants des étages supérieur et inférieur du convertisseur SMC doit être similaire à l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs au niveau du convertisseur multicellulaire série.

I-2-3-3- Convertisseurs multicellulaires parallèles PMC (Parallel Multicellular Converter) :

Le convertisseur multicellulaire parallèle est apparu au début des années 1990. Cette structure repose sur une association de P cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison. Cette topologie permet de diminuer les contraintes en courant sur les interrupteurs d'électronique de puissance car chaque cellule est sous une contrainte qui est égale à I_E/P puisque les cellules sont connectées en parallèle. La figure I.15 représente un convertisseur multicellulaire parallèle de P cellules de commutation.

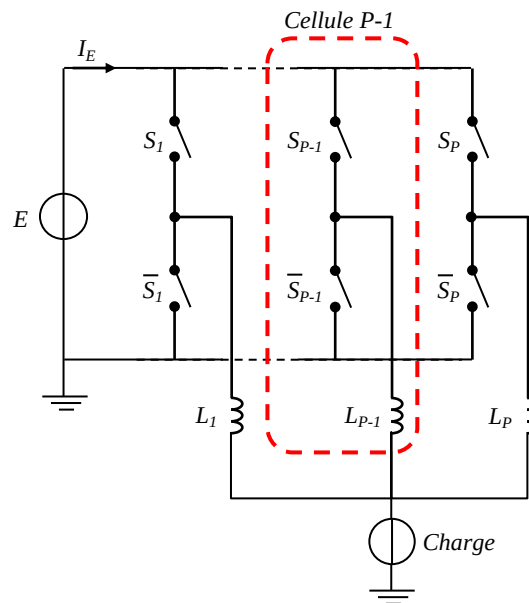


Figure I.15 : Convertisseur multicellulaire parallèle à P cellules de commutation.

I-2-3-3-1- Principe de base d'un PMC à 1 cellule de commutation :

Le convertisseur multicellulaire parallèle à 1 cellule de commutation est constitué de deux semi-conducteurs de puissance et une inductance (élément passif) comme indiqué sur la figure I.16. Cette cellule de commutation est similaire à un hacheur abaisseur.

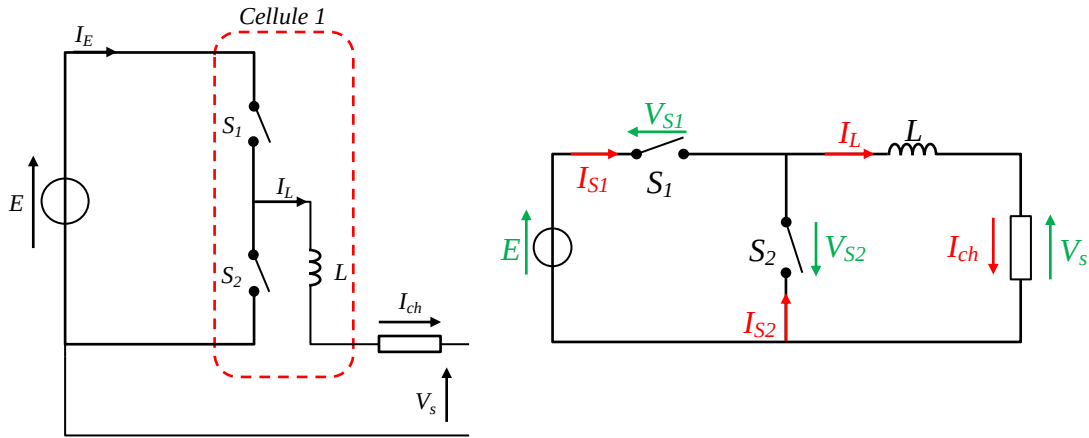


Figure I.16 : Convertisseur multicellulaire parallèle à 1 cellule.

On peut considérer la cellule de commutation du PMC à 1 cellule comme un système binaire, ce qui nous donne 2^1 états possibles.

$$\begin{aligned}
 \text{➤ } S_1 \text{ passant et } S_2 \text{ bloqué} &\Rightarrow \begin{cases} V_s = E & \text{avec} & V_{S_2} = -E \\ I_E = I_L & \text{avec} & I_{S_1} = I_L \end{cases} \\
 \text{➤ } S_1 \text{ bloqué et } S_2 \text{ passant} &\Rightarrow \begin{cases} V_s = 0 & \text{avec} & V_{S_1} = E \\ I_E = 0 & \text{avec} & I_{S_2} = I_L \end{cases}
 \end{aligned}$$

Si on considère que les sources d'alimentations sont unidirectionnelles en courant et en tension, on peut écrire à partir de la figure I.16 :

$$\begin{cases} V_{S_1} - V_{S_2} = E \\ I_{S_1} + I_{S_2} = I_L \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Alors, la tension de sortie V_s est exprimée comme suit :

$$V_s = S_1 \times E \quad (\text{I.13})$$

Le courant traversant l'inductance I_L est égal au courant dans la charge I_{ch} :

$$I_L = I_{ch} \quad (\text{I.14})$$

Il faut noter que les contraintes sur les deux interrupteurs sont les mêmes.

I-2-3-2-2- Cas d'un convertisseur PMC à 2 cellules de commutation :

Le convertisseur multicellulaire parallèle à 2 cellules de commutation est constitué de quatre semi-conducteurs de puissance et de deux inductances de même calibre. La figure I.17 présente un convertisseur multicellulaire parallèle de 2 cellules de commutation.

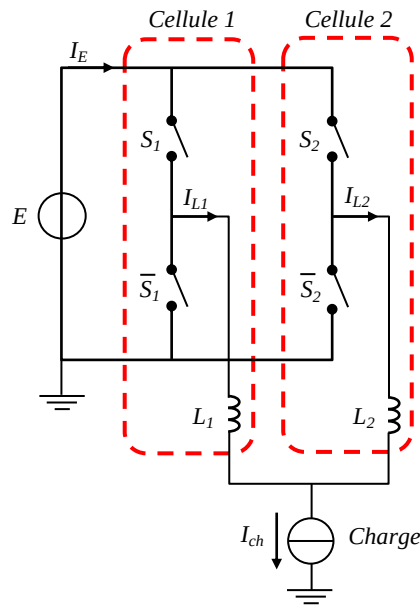


Figure I.17 : Convertisseur multicellulaire parallèle à 2 cellules.

Chaque cellule de commutation d'un convertisseur multicellulaire parallèle à deux cellules peut prendre deux états possible, soit **0**, soit **1**, ce qui nous donne 2^2 états possibles. Le tableau I.7 résume les caractéristiques principales de ces états.

Tableau I.7 : Caractéristiques principales de l'association de deux cellules.

S_1	S_2	I_{L1}	I_{L2}	I_{ch}
0	0	0	0	0
0	1	0	$I_E/2$	$I_E/2$
1	0	$I_E/2$	0	$I_E/2$
1	1	$I_E/2$	$I_E/2$	I_E

Cette méthode d'analyse peut être appliquée à un convertisseur multicellulaire à P cellules de commutations. Le tableau I.8 regroupe les grandeurs caractéristiques d'un PMC à P cellules :

Tableau I.8 : Définition des grandeurs caractéristiques du PMC à P cellules.

Nombre de cellules associées	P
Nombre d'inductance associés	P
Nombre d'états possibles	2^P
Valeur de la tension principale d'alimentation	E
Contrainte en courant appliqué sur chaque cellule	I_E/P

La contrainte en tension appliquée sur chaque cellule est égale à E . Puisque les deux interrupteurs de puissance de chaque cellule de commutation sont en série, alors la contrainte en tension appliquée sur chaque interrupteur de puissance vaut :

$$V_{Si} = \frac{E}{2} \quad (I.15)$$

I-3- Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les convertisseurs multiniveaux pour lesquels nous avons donné un petit rappel sur les variantes en cascade et clampés par le neutre (NPC). Ensuite, nous avons présenté les différents types de convertisseurs multicellulaires.

Cette présentation a été partagée en deux étapes indispensables pour bien comprendre le fonctionnement de ces nouvelles topologies. La première étape a été consacrée à l'étude du principe de fonctionnement de chaque type de convertisseur multicellulaire. La deuxième étape est une analyse du fonctionnement des différentes structures multicellulaires.

D'après l'étude préliminaire réalisée, les convertisseurs multicellulaires peuvent très bien concurrencer les autres topologies multiniveaux. Ceci nous amène à bien approfondir l'étude de ces structures en recherchant des modèles mathématiques représentant fidèlement le fonctionnement de ces convertisseurs. Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation des différents modèles existants pour représenter les différentes structures des convertisseurs multicellulaires.

Chapitre II :

*Modélisation des convertisseurs
multicellulaires.*

II-1- Introduction :

La modélisation est une étape très importante pour étudier le comportement d'un système complexe. Pour un convertisseur statique, cette étape permet de mettre en évidence les variables continues et discontinues du système, afin de proposer une commande permettant le contrôle des différents paramètres.

Il existe, essentiellement, quatre modèles différents pour modéliser un convertisseur multicellulaire. Le choix du modèle est lié à l'objectif visé et le type de commande utilisée. Ces modèles sont :

- Le modèle aux valeurs instantanées.
- Le modèle aux valeurs moyennes.
- Le modèle harmonique.
- Le modèle hybride.

Dans le cadre de ce chapitre, après avoir présenté les quatre modèles, nous utiliserons les deux premiers modèles (le modèle aux valeurs instantanées, et le modèle aux valeurs moyennes).

II-2- Présentation des modèles :

II-2-1- Modèle aux valeurs instantanées:

Le modèle exact ou instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Grâce à ce modèle, l'état de chaque cellule de commutation appartenant au convertisseur est représenté à l'échelle de la période de découpage, sans oublier les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs [TAC 98].

II-2-2- Modèle aux valeurs moyennes :

Le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique comme seule information concernant la cellule de commutation. Le déphasage du signal de commande n'est pas pris en considération. Donc, les phénomènes harmoniques ne sont pas mis en évidence [TAC 98], [DON 00], [CAR 96]. Ce modèle sert à mettre en œuvre des lois de commande qui vont être approuvées par simulation, pendant laquelle le modèle aux valeurs instantanées est utilisé.

II-2-3- Modèle harmonique :

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de fourrier des signaux de commande. Donc, tous les phénomènes harmoniques sont pris en compte grâce à la représentation dynamique du convertisseur multicellulaire [GAT1 97].

II-2-4- Modèle hybride :

Le modèle hybride d'un convertisseur multicellulaire prend en considération toutes les variables caractérisant cette structure car il permet la prise en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Ce modèle représente une association entre un modèle dynamique continu et un modèle à événements discrets.

II-3- Modélisation du convertisseur multicellulaire série [CHO 10] :

II-3-1- Modèle aux valeurs instantanées :

Le modèle qui va être présenté permet l'étude de l'évolution des différentes grandeurs d'état régissant le fonctionnement du convertisseur multicellulaire série, tout en prenant en compte les commutations des interrupteurs. Il permet aussi 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 générées par les condensateurs.

II-3-1-1-Hypothèses :

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.
- Le point milieu est idéal (dans le cas d'un onduleur).

II-3-1-2-Formulation générale :

La présence des P cellules ayant chacune deux états possibles (les interrupteurs S_i et $\overline{S_i}$ 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 noté s_i . Ce signal sera à l'état **1** si l'interrupteur S_i 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_{Ci} et du courant de charge I_{ch} .

II-3-1-3- Fonctionnement hacheur :

Nous présentons sur la figure II.1 un convertisseur à P cellules, associées à une charge $R-L$.

La mise en équation de ce type de structure implique la mise en œuvre suivante [TAC 98] :

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

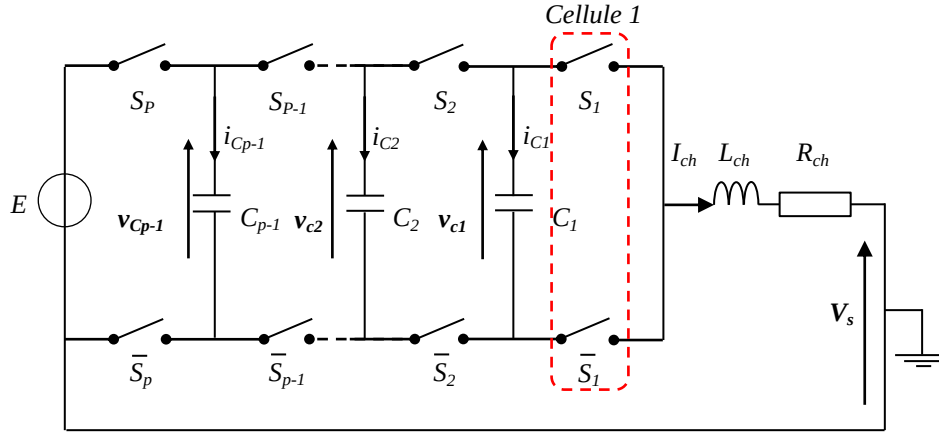


Figure II.1 : Hacheur à P cellules, associé à une charge R-L.

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_i et liée à l'évolution du courant I_{Ci} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes $Cell_{i+1}$, $Cell_i$ et du courant I_{ch} .

Le courant I_{Ci} est alors fonction des signaux de commande des interrupteurs S_{i+1} et S_i .

$$I_{Ci} = [S_{i+1} - S_i] I_{ch} \quad (II.1)$$

Puisqu'on connaît la valeur du condensateur C_i , nous pouvons obtenir l'équation régissant l'évolution de la tension V_{Ci} .

$$C_i \frac{d}{dt} V_{Ci} = I_{Ci} = [S_{i+1} - S_i] I_{ch} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{Ci} = \frac{[S_{i+1} - S_i]}{C_i} I_{ch} \quad (II.2)$$

Le courant de charge est fonction de la tension de sortie du bras multicellulaire V_s et de la nature de la charge. La tension de sortie V_s correspond à la somme des tensions aux bornes des interrupteurs.

Ces tensions sont définies par :

$$V_{si} = S_i [V_{Ci} - V_{C(i-1)}] \quad (II.3)$$

Ce qui implique que l'expression de la tension V_s s'écrit :

$$V_s = \sum_{i=1}^P V_{si} = \sum_{i=1}^P S_i [V_{Ci} - V_{C(i-1)}] \quad (II.4)$$

Où : $V_{Cp} = E$ et $V_{C0} = 0$.

De là, nous pouvons écrire :

$$V_s = \frac{E}{P} \sum_{i=1}^P S_i \quad (II.5)$$

La tension aux bornes de la charge V_{ch} s'écrit alors :

$$V_{ch} = V_s = R_{ch} I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (II.6)$$

Par conséquent, le courant I_{ch} s'écrit comme suit:

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = \frac{V_s}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (II.7)$$

A partir de l'équation (II.4), nous obtenons l'expression générale de l'évolution du courant I_{ch} :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = S_1 \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[V_{C_2} - V_{C_1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{P-1} \frac{[V_{C_{P-1}} - V_{C_{P-2}}]}{L_{ch}} + S_P \frac{[E - V_{C_{P-1}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (II.8)$$

L'évolution des tensions V_{C_i} est régie par l'équation (II.2). Ainsi, le système d'équations représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire à P cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur associé à une charge R - L est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} V_{C_1} = \frac{[S_2 - S_1]}{C_1} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} V_{C_2} = \frac{[S_3 - S_2]}{C_2} I_{ch} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} V_{C_{P-1}} = \frac{[S_P - S_{P-1}]}{C_{P-1}} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} I_{ch} = S_1 \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[V_{C_2} - V_{C_1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{P-1} \frac{[V_{C_{P-1}} - V_{C_{P-2}}]}{L_{ch}} + S_P \frac{[E - V_{C_{P-1}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \end{array} \right. \quad (II.9)$$

A partir des équations (II.9), nous obtenons l'expression de l'équation d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S \quad (II.10)$$

Avec:

$$X = [V_{C_1} \quad V_{C_2} \quad \dots \quad V_{C_{P-1}} \quad I_L]^T, \quad S = [S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_{P-1} \quad S_P]^T$$

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{P-1}} & \frac{I_{ch}}{C_{P-1}} \\ \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_2} - V_{C_1}}{L_{ch}} & \vdots & \frac{V_{C_{P-1}} - V_{C_{P-2}}}{L_{ch}} & \frac{E - V_{C_{P-1}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

II-3-1-4- Fonctionnement onduleur :

La figure II.2 présente un onduleur multicellulaire à P cellules à point milieu capacitif, associé à une charge R - L .

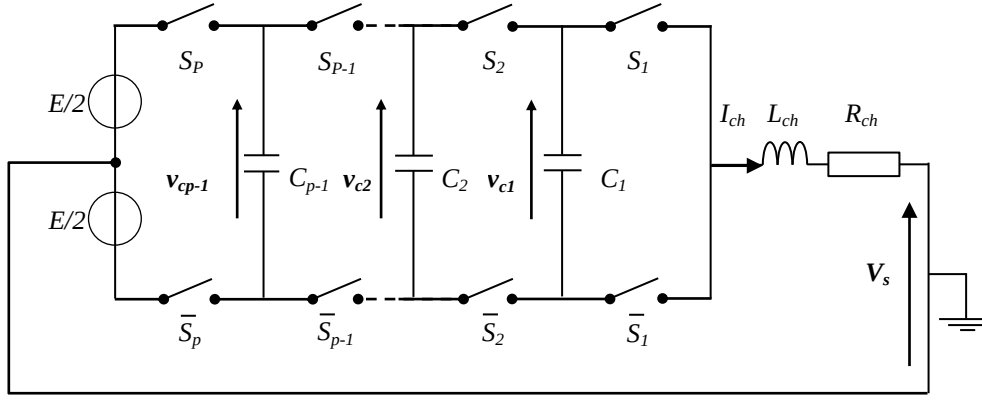


Figure II.2 : Bras onduleur à P cellules, à point milieu capacitif, associé à une charge R - L .

La tension aux bornes de la charge V_{ch} devient :

$$V_{ch} = V_s - \frac{E}{2} = R_{ch} I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (\text{II.11})$$

Ce qui donne une nouvelle expression de l'évolution du courant I_{ch} :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = \frac{V_s}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} - \frac{E}{2L_{ch}} \quad (\text{II.12})$$

A partir de l'équation (II.4), nous obtenons la nouvelle expression générale de l'évolution du courant I_{ch} :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = S_1 \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[V_{C_2} - V_{C_1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{P-1} \frac{[V_{C_{P-1}} - V_{C_{P-2}}]}{L_{ch}} + S_P \frac{[E - V_{C_{P-1}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} - \frac{E}{2L_{ch}} \quad (\text{II.13})$$

L'évolution des tensions V_{C_i} est régie par l'équation (II.2). Ainsi, le système d'équation représentant le modèle d'un onduleur à P cellules à point milieu est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} V_{C_1} = \frac{[S_2 - S_1]}{C_1} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} V_{C_2} = \frac{[S_3 - S_2]}{C_2} I_{ch} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} V_{C_{P-1}} = \frac{[S_P - S_{P-1}]}{C_{P-1}} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} I_{ch} = S_1 \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[V_{C_2} - V_{C_1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{P-1} \frac{[V_{C_{P-1}} - V_{C_{P-2}}]}{L_{ch}} + S_P \frac{[E - V_{C_{P-1}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} - \frac{E}{2L_{ch}} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

Rappelons l'expression de l'équation d'état avec les nouvelles matrices :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S$$

$$X = [V_{C_1} \quad V_{C_2} \quad \dots \quad V_{C_{P-1}} \quad I_{ch}]^T, \quad S = [S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_{P-1} \quad S_P]^T$$

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{p-1}} & \frac{I_{ch}}{C_{p-1}} \\ \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_2} - V_{C_1}}{L_{ch}} & \vdots & \frac{V_{C_{p-1}} - V_{C_{p-2}}}{L_{ch}} & \frac{E - V_{C_{p-1}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} - \frac{E}{2L_{ch} \cdot I_{ch}} \end{pmatrix}$$

II-3-2- Modèle aux valeurs moyennes :

Le modèle aux valeurs moyennes est obtenu en remplaçant chaque grandeur par sa valeur moyenne glissante sur une période de découpage T_{dec} . Ce modèle utilise donc le rapport cyclique u_i comme seule information concernant la cellule de commutation, le déphasage du signal de commande n'étant pas pris en compte.

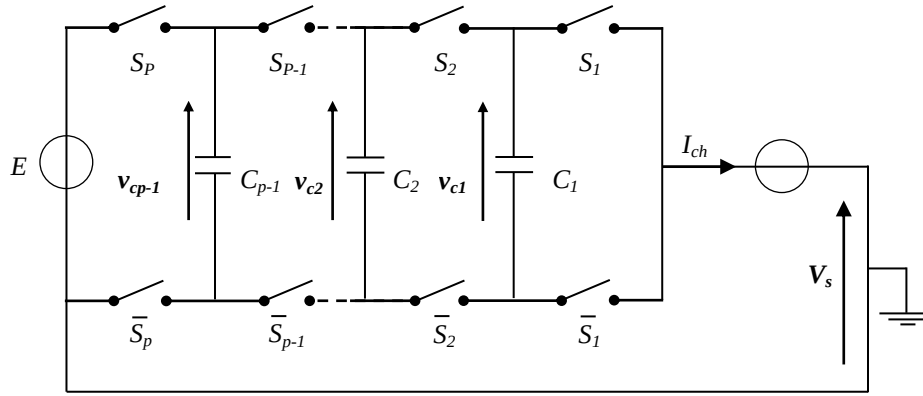
II-3-2-1-Hypothèses :

Les hypothèses retenues pour la mise en œuvre du modèle aux valeurs moyennes d'un convertisseur multicellulaire 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 façons complémentaires.
- Les valeurs des condensateurs flottants C_i sont telles que les tensions à leurs bornes V_{C_i} sont constantes sur une période de découpage.
- Le courant de charge I_{ch} est constant sur une période de découpage et correspond à la valeur moyenne de celui-ci sur cette même période.
- La tension d'alimentation E est constante.

II-3-2-2-Modèle moyen d'un bras multicellulaire série :

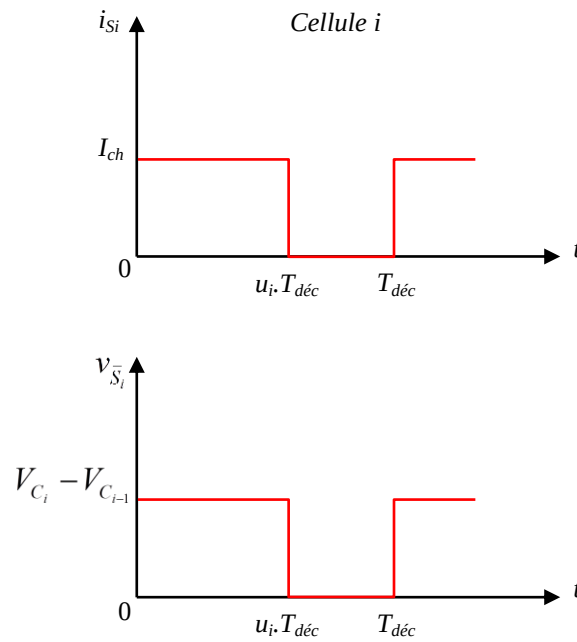
La figure II.3 représente la structure d'un bras multicellulaire de P cellules :

Figure II.3 : Structure d'un bras multicellulaire P cellules.

L'étude du comportement de la cellule de commutation i nous permet de mettre en évidence l'obtention du modèle moyen.

L'interrupteur S_i de la cellule i est piloté par le signal de commande s_i de fréquence de découpage f_{dec} . Cet interrupteur est à l'état passant pendant la durée $u_i \cdot T_{dec}$ et à l'état bloqué pendant $[1 - u_i] \cdot T_{dec}$.

Nous obtenons ainsi, à la figure II.4, les formes d'ondes de la tension $V_{\bar{S}_i}$ aux bornes de l'interrupteur $\bar{S}_i$ et du courant i_{S_i} circulant dans l'interrupteur S_i :

Figure II.4 : Evolution des grandeurs électriques au sein d'une cellule i .

- Pendant $(u_i \cdot T_{dec})$:
$$\begin{cases} S_i = \text{ON}, & \bar{S}_i = \text{OFF} \\ v_{\bar{S}_i} = v_{C_i} - v_{C_{i-1}} & \text{et } i_{S_i} = I_{ch} \end{cases}$$
- Pendant $([1 - u_i] \cdot T_{dec})$:
$$\begin{cases} S_i = \text{OFF}, & \bar{S}_i = \text{ON} \\ v_{\bar{S}_i} = 0 & \text{et } i_{S_i} = 0 \end{cases}$$

Les valeurs moyennes du courant circulant dans l'interrupteur S_i et de la tension aux bornes de l'interrupteur $\bar{S}_i$ s'expriment par :

$$\begin{aligned} V_{\bar{S}_i} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} v_{\bar{S}_i} .dt = u_i .[V_{C_i} - V_{C_{i-1}}] \\ I_{S_i} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} i_{S_i} .dt = u_i .I_{ch} \end{aligned} \quad (II.15)$$

Ainsi, chaque interrupteur $\bar{S}_i$ peut être représenté par une source de tension de valeur $u_i .[V_{C_i} - V_{C_{i-1}}]$ et chaque interrupteur S_i peut être représenté par une source de courant de valeur $u_i .I_{ch}$. Ces observations nous permettent de définir le schéma équivalent moyen d'un bras multicellulaire figure II.5.

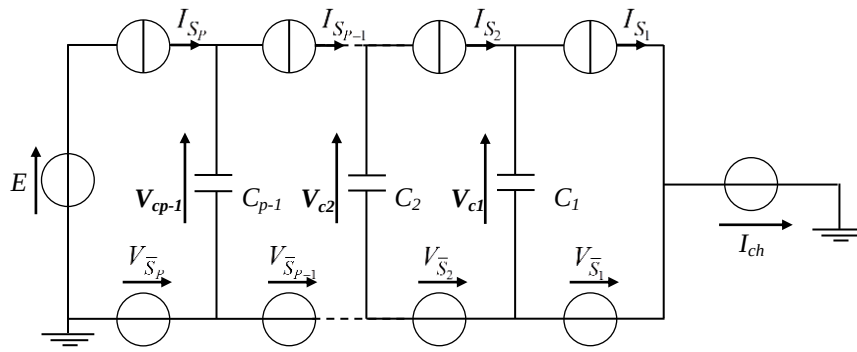


Figure II.5 : Représentation du modèle moyen d'un bras multicellulaire.

L'expression de la tension de sortie moyenne du bras multicellulaire V_S est obtenue en faisant la somme des tensions moyennes $V_{\bar{S}_i}$:

$$V_S = \sum_{i=1}^P V_{\bar{S}_i} = \sum_{i=1}^P u_i .[V_{C_i} - V_{C_{i-1}}] \quad (II.16)$$

Où : $V_{C_0} = 0$ et $V_{C_P} = E$.

Dans le cas où les rapports cycliques u_i sont identiques sur toutes les cellules et les tensions condensateurs V_{C_i} égales à $i.E/P$, la tension de sortie moyenne V_S est égale à $u_i .E$.

La connaissance des courants moyens parcourant les interrupteurs de deux cellules adjacentes de commutation (cellules $i+1$ et i) nous permet de connaître le courant moyen parcourant le condensateur C_i :

$$I_{C_i} = I_{S_{i+1}} - I_{S_i} = [u_{i+1} - u_i] I_{ch} \quad (II.17)$$

A partir de l'équation de I_{C_i} , nous obtenons l'équation régissant l'évolution de la tension moyenne V_{C_i} aux bornes des condensateurs :

$$\frac{d}{dt} V_{C_i} = \frac{1}{C_i} .I_{C_i} = \frac{1}{C_i} .[u_{i+1} - u_i] I_{ch} \quad (II.18)$$

Il est possible d'écrire l'équation (II.18) en prenant en compte non plus les rapports cycliques u_i mais leur différence :

$$\alpha_i = u_{i+1} - u_i \quad (II.19)$$

En effet, ce sont ces différences qui nous permettent de connaître l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottants :

$$\frac{d}{dt}V_{C_i} = \frac{I_{ch}}{C_i}\alpha_i \quad (\text{II.20})$$

En écrivant l'équation (II.16) en fonction des grandeurs α_i , la tension de sortie du bras multicellulaire V_s devient :

$$V_s = -\sum_{i=1}^{P-1} \alpha_i V_{C_i} + u_p E \quad (\text{II.21})$$

Si la charge est connectée entre le point bas de la source de tension E et la cellule de commutation 1, la tension aux bornes de la charge V_{ch} est égale à la tension de sortie du bras V_s . De plus, si la charge est de type R - L , la relation liant les grandeurs de sortie s'écrit :

$$V_{ch} = V_s = R_{ch} I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (\text{II.22})$$

Nous pouvons, à partir des équations (II.21) et (II.22), déterminer l'équation d'état représentant l'évolution du courant de charge I_{ch} en fonction des grandeurs d'état V_{C_i} , des grandeurs de commande α_i , de la tension d'alimentation E et des paramètres de la charge :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = -\sum_{i=1}^{P-1} \frac{\alpha_i}{L_{ch}} V_{C_i} + \frac{u_p}{L_{ch}} E - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (\text{II.23})$$

Les équations régissant les évolutions des tensions condensateurs (équation II.20) et l'évolution du courant de charge (équation II.23) permettent de définir un système d'état d'ordre P composé de :

- $P-1$ équations représentant les évolutions des tensions aux bornes des condensateurs.
- Une équation représentant l'évolution du courant de charge, celle-ci étant de type R - L .

Ce système est de la forme :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot U \quad (\text{II.24})$$

$$X = [V_{C_1} \ V_{C_2} \ \dots \ V_{C_{P-1}} \ I_{ch}]^T, \quad U = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{P-1} \ u_P]^T$$

Où : X représente le vecteur d'état et U le vecteur de commande.

Les matrices A et B qui sont de dimension $P \times P$, sont définies comme suit :

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{P-1}} & \frac{I_{ch}}{C_{P-1}} \\ \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_2} - V_{C_1}}{L_{ch}} & \vdots & \frac{V_{C_{P-1}} - V_{C_{P-2}}}{L_{ch}} & \frac{E - V_{C_{P-1}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

II-4- Modélisation du convertisseur multicellulaire superposé :

II-4-1- Modèle aux valeurs instantanées :

II-4-1-1-Hypothèses :

Les hypothèses retenues pour la mise en œuvre du modèle aux valeurs instantanées d'un convertisseur multicellulaire superposé 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 est constante.
- Le point milieu est idéal (dans le cas d'un onduleur).

II-4-1-2-Formulation générale :

La présence des $P \times n$ cellules ayant chacune deux états possibles implique que le convertisseur peut avoir $(n+1)^P$ 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 est bloqué.

L'évolution des tensions V_{Ci1} , V_{Ci2} et du courant de charge I_{ch} sont représentés dans un système d'équations différentielles qui regroupe les $(n+1)^P$ configurations.

II-4-1-3- Fonctionnement hacheur :

Nous présentons, sur la figure II.6, un convertisseur multicellulaire superposé, à $P \times n$ cellules, associé à une charge $R-L$.

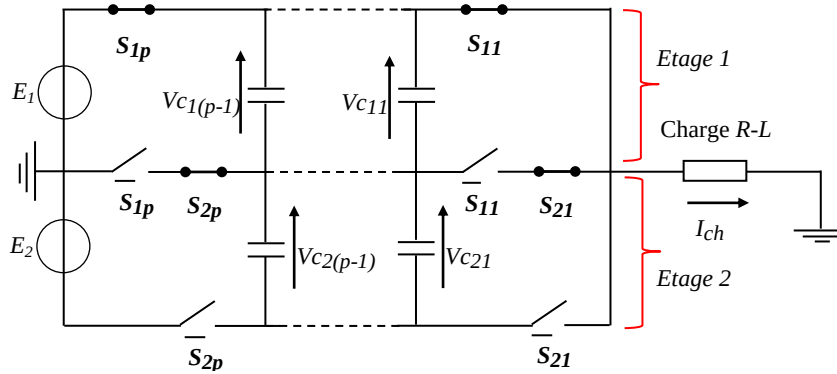


Figure II.6 : Convertisseur multicellulaire superposé $P \times 2$.

La progression des tensions aux bornes des condensateurs C_{1i} , C_{2i} et liée à l'évolution des courants I_{C1i} , I_{C2i} , ces derniers étant fonction de l'état des cellules adjacentes $Cel_{1(i+1)}$, Cel_{1i} , $Cel_{2(i+1)}$, Cel_{2i} et du courant I_{ch} .

On peut, alors, dire que les courants I_{C1i} , I_{C2i} sont en fonction des signaux de commande des interrupteurs $S_{1(i+1)}$, S_{1i} et $S_{2(i+1)}$, S_{2i} .

$$\begin{cases} I_{C1i} = [S_{1(i+1)} - S_{1i}] I_{ch} \\ I_{C2i} = [S_{2(i+1)} - S_{2i}] I_{ch} \end{cases} \quad (II.25)$$

Du fait qu'on a la valeur des condensateurs C_{1i} et C_{2i} , on peut trouver l'équation qui régit l'évolution des tensions V_{C1i} et V_{C2i} .

$$\begin{aligned} C_{1i} \frac{d}{dt} V_{C1i} &= I_{C1i} = [S_{1(i+1)} - S_{1i}] I_{ch} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{C1i} = \frac{[S_{1(i+1)} - S_{1i}]}{C_{1i}} I_{ch} \\ C_{2i} \frac{d}{dt} V_{C2i} &= I_{C2i} = [S_{2(i+1)} - S_{2i}] I_{ch} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{C2i} = \frac{[S_{2(i+1)} - S_{2i}]}{C_{2i}} I_{ch} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

Le courant de charge est fonction de la tension de sortie du bras multicellulaire V_s et de la nature de la charge. La tension de sortie V_s correspond à la somme des tensions aux bornes des interrupteurs.

Ces tensions sont définies par :

$$\begin{aligned} V_{\bar{S}_{1i}} &= S_{1i} [V_{C1i} - V_{C1(i-1)}] \\ V_{\bar{S}_{2i}} &= S_{2i} [V_{C2i} - V_{C2(i-1)}] \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

Alors, l'expression de la tension V_s s'écrit :

$$V_s = \sum_{1i=1}^P V_{\bar{S}_{1i}} + \sum_{2i=1}^P V_{\bar{S}_{2i}} = \sum_{1i=1}^P S_{1i} [V_{C1i} - V_{C1(i-1)}] + \sum_{2i=1}^P S_{2i} [V_{C2i} - V_{C2(i-1)}] \quad (\text{II.28})$$

Où : $V_{C1i} = E_1$, $V_{C10} = 0$ et $V_{C2i} = E_2$, $V_{C20} = 0$.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$V_s = \frac{E_1}{P} \sum_{1i=1}^P S_{1i} + \frac{E_2}{P} \sum_{2i=1}^P S_{2i} \quad (\text{II.29})$$

La tension aux bornes de la charge V_{ch} s'écrit alors :

$$V_{ch} = V_s = R_{ch} I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (\text{II.30})$$

Par conséquent, le courant I_{ch} est donné comme suit :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = \frac{V_s}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (\text{II.31})$$

L'expression générale de l'évolution du courant I_{ch} est obtenue à partir de l'équation (II.28) comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{ch} &= S_{11} \frac{V_{C11}}{L_{ch}} + S_{21} \frac{V_{C21}}{L_{ch}} + S_{12} \frac{[V_{C12} - V_{C11}]}{L_{ch}} + S_{22} \frac{[V_{C22} - V_{C21}]}{L_{ch}} + \dots \\ &+ S_{1P} \frac{[E_1 - V_{C1(P-1)}]}{L_{ch}} + S_{2P} \frac{[E_2 - V_{C2(P-1)}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

L'équation (II.26) représente l'évolution des tensions V_{C1i} (V_{C2i}). Ainsi, le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire à $P \times 2$ cellules, fonctionnant en hacheur-dévolteur, associé à une charge R - L est :

$$\begin{cases}
\frac{d}{dt}V_{C_{11}} = \frac{[S_{12} - S_{11}]}{C_{11}} I_{ch} \\
\frac{d}{dt}V_{C_{21}} = \frac{[S_{22} - S_{21}]}{C_{21}} I_{ch} \\
\vdots \\
\frac{d}{dt}V_{C_{1(p-1)}} = \frac{[S_{1p} - S_{1(p-1)}]}{C_{1(p-1)}} I_{ch} \\
\frac{d}{dt}V_{C_{2(p-1)}} = \frac{[S_{2p} - S_{2(p-1)}]}{C_{2(p-1)}} I_{ch} \\
\frac{d}{dt}I_{ch} = S_{11} \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} + S_{21} \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} + S_{12} \frac{[V_{C_{12}} - V_{C_{11}}]}{L_{ch}} + S_{22} \frac{[V_{C_{22}} - V_{C_{21}}]}{L_{ch}} + \dots + S_{1p} \frac{[E_1 - V_{C_{1(p-1)}}]}{L_{ch}} + S_{2p} \frac{[E_2 - V_{C_{2(p-1)}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch}
\end{cases} \quad (II.33)$$

A partir des équations (II.33), nous obtenons l'équation d'état du système :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S \quad (II.34)$$

Avec:

$$X = [V_{C_{11}} \quad \dots \quad V_{C_{1(p-1)}} \quad V_{C_{21}} \quad \dots \quad V_{C_{2(p-1)}} \quad I_{ch}]^T, \quad S = [S_{11} \quad \dots \quad S_{1p} \quad S_{21} \quad \dots \quad S_{2p}]^T$$

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_{11}} & \frac{I_{ch}}{C_{11}} & 0 & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{1(p-1)}} & \frac{I_{ch}}{C_{1(p-1)}} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{21}} & \frac{I_{ch}}{C_{21}} & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{2(p-1)}} & \frac{I_{ch}}{C_{2(p-1)}} \\ \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{12}} - V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \cdot & \frac{E_1 - V_{C_{1(p-1)}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{22}} - V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \cdot & \frac{E_2 - V_{C_{2(p-1)}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

II-4-1-4- Fonctionnement onduleur :

La figure II.7 présente un onduleur multicellulaire à P cellules à point milieu capacitif, associé à une charge $R-L$.

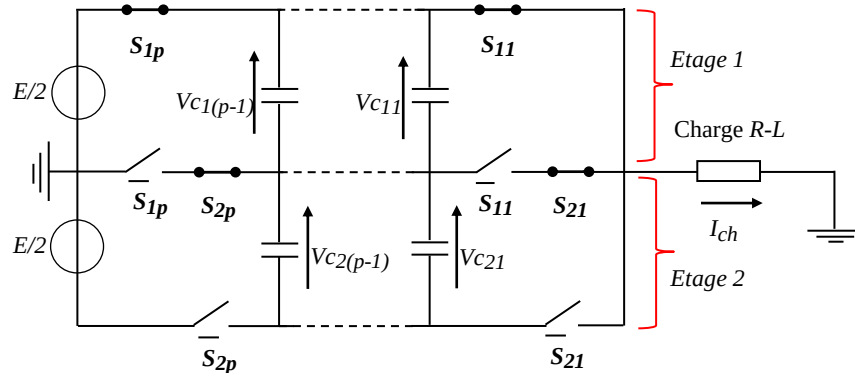


Figure II.7 : Bras d'un onduleur SMC à Px2, à point milieu capacitif, associé à une charge R-L.

La tension aux bornes de la charge V_{ch} devient alors :

$$V_{ch} = V_s - \frac{E}{2} = R_{ch} I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (\text{II.35})$$

Ce qui donne une nouvelle expression de l'évolution du courant I_{ch} :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = \frac{V_s}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} - \frac{E}{2L_{ch}} \quad (\text{II.36})$$

La nouvelle expression générale de l'évolution du courant I_{ch} est obtenue à partir de l'équation (II.28) :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{ch} = & S_{11} \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} + S_{21} \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} + S_{12} \frac{[V_{C_{12}} - V_{C_{11}}]}{L_{ch}} + S_{22} \frac{[V_{C_{22}} - V_{C_{21}}]}{L_{ch}} + \dots \\ & + S_{1P} \frac{[E_1 - V_{C_{1(p-1)}}]}{L_{ch}} + S_{2P} \frac{[E_2 - V_{C_{2(p-1)}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} - \frac{E_2}{L_{ch}} \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

L'évolution des tensions V_{ci} est régie par l'équation (II.26). Ainsi, le système d'équation représentant le modèle d'un onduleur à Px2 cellules à point milieu est :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_{C_{11}} = \frac{[S_{12} - S_{11}]}{C_{11}} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} V_{C_{21}} = \frac{[S_{22} - S_{21}]}{C_{21}} I_{ch} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} V_{C_{1(p-1)}} = \frac{[S_{1P} - S_{1(p-1)}]}{C_{1(p-1)}} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} V_{C_{2(p-1)}} = \frac{[S_{2P} - S_{2(p-1)}]}{C_{2(p-1)}} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} I_{ch} = S_{11} \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} + S_{21} \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} + S_{12} \frac{[V_{C_{12}} - V_{C_{11}}]}{L_{ch}} + S_{22} \frac{[V_{C_{22}} - V_{C_{21}}]}{L_{ch}} + \dots + S_{1P} \frac{[E_1 - V_{C_{1(p-1)}}]}{L_{ch}} + S_{2P} \frac{[E_2 - V_{C_{2(p-1)}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} - \frac{E_2}{L_{ch}} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Rappelons l'expression de l'équation d'état avec les nouvelles matrices :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S$$

$$X = [V_{C_{11}} \quad \dots \quad V_{C_{1(p-1)}} \quad V_{C_{21}} \quad \dots \quad V_{C_{2(p-1)}} \quad I_{ch}]^T, \quad S = [S_{11} \quad \dots \quad S_{1p} \quad S_{21} \quad \dots \quad S_{2p}]^T$$

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_{11}} & \frac{I_{ch}}{C_{11}} & 0 & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{1(p-1)}} & \frac{I_{ch}}{C_{1(p-1)}} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{21}} & \frac{I_{ch}}{C_{21}} & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{2(p-1)}} & \frac{I_{ch}}{C_{2(p-1)}} \\ \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{12}} - V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \cdot & \frac{E_1 - V_{C_{1(p-1)}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{22}} - V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \cdot & \frac{E_2 - V_{C_{2(p-1)}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} - \frac{E_2}{L_{ch} \cdot I_{ch}} \end{pmatrix}$$

II-4-2- Modèle aux valeurs moyennes :

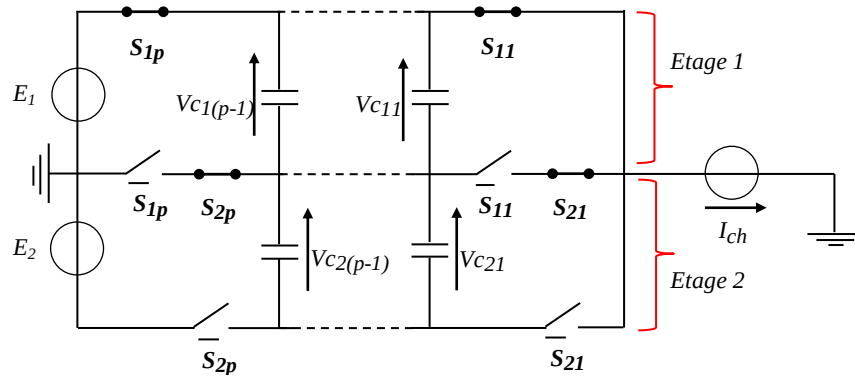
II-4-2-1-Hypothèses :

Les hypothèses retenues pour la mise en œuvre du modèle aux valeurs moyennes d'un convertisseur multicellulaire 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.
- Les valeurs des condensateurs flottants C_{1i} (C_{2i}) sont telles que les tensions à leurs bornes V_{C1i} (V_{C2i}) sont constantes sur une période de découpage.
- Le courant de charge I_{ch} est constant sur une période de découpage et correspond à la valeur moyenne de celui-ci sur cette même période.
- La tension d'alimentation E est constante.

II-4-2-2-Modèle moyen d'un bras multicellulaire superposé:

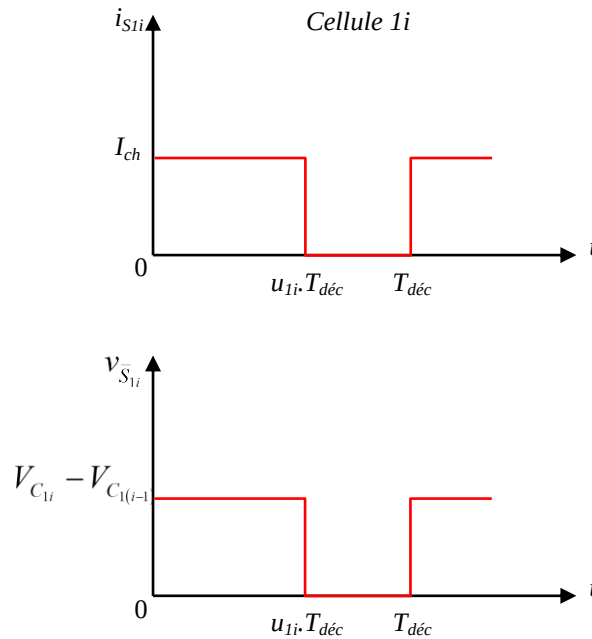
La figure II.8 représente la structure d'un bras SMC de $P \times 2$ cellules :

Figure II.8 : Structure d'un bras multicellulaire SMC $P \times 2$ cellules.

Le modèle moyen du convertisseur multicellulaire superposé est obtenu après une étude menée sur le comportement des cellules de commutation $1i$ et $2i$.

Les interrupteurs S_{1i} et S_{2i} des cellules $1i$ et $2i$, respectivement, sont pilotés par les signaux de commande s_{1i} et s_{2i} de fréquence de découpage $f_{déc}$. L'interrupteur S_{1i} est à l'état passant pendant la durée $u_{1i} \cdot T_{déc}$ et à l'état bloqué pendant $[1 - u_{1i}] \cdot T_{déc}$ (de même pour l'interrupteur S_{2i}).

Nous obtenons, ainsi, à la figure II.9 les formes d'ondes de la tension $V_{\bar{S}_{1i}}$ aux bornes de l'interrupteur $\bar{S}_{1i}$ et du courant $i_{S_{1i}}$ circulant dans l'interrupteur S_{1i} (de même pour la cellule $2i$) :

Figure II.9 : Evolution des grandeurs électriques au sein d'une cellule $1i$.

- Pendant $(u_{1i} \cdot T_{déc})$:
$$\begin{cases} S_{1i} = \text{ON}, & \bar{S}_{1i} = \text{OFF} \\ v_{\bar{S}_{1i}} = v_{C_{1i}} - v_{C_{1(i-1)}} & \text{et } i_{S_{1i}} = i = I_{ch} \end{cases}$$
- Pendant $([1 - u_{1i}] \cdot T_{déc})$:
$$\begin{cases} S_{1i} = \text{OFF}, & \bar{S}_{1i} = \text{ON} \\ v_{\bar{S}_{1i}} = 0 & \text{et } i_{S_{1i}} = 0 \end{cases}$$

Les valeurs moyennes du courant circulant dans les interrupteurs (S_{1i} , S_{2i}) et de la tension aux bornes des interrupteurs ($\bar{S}_{1i}$, $\bar{S}_{2i}$) s'expriment par :

$$\begin{aligned}
 V_{\bar{S}_{1i}} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} v_{\bar{S}_{1i}} .dt = u_{1i} . [V_{C_{1i}} - V_{C_{1(i-1)}}] \\
 V_{\bar{S}_{2i}} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} v_{\bar{S}_{2i}} .dt = u_{2i} . [V_{C_{2i}} - V_{C_{2(i-1)}}] \\
 I_{S_{1i}} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} i_{S_{1i}} .dt = u_{1i} . I_{ch} \\
 I_{S_{2i}} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} i_{S_{2i}} .dt = u_{2i} . I_{ch}
 \end{aligned} \tag{II.39}$$

Ainsi, chacun des interrupteurs ($\bar{S}_{1i}$, $\bar{S}_{2i}$) peut être représenté par une source de tension de valeur ($u_{1i} . [V_{C_{1i}} - V_{C_{1(i-1)}}]$, $u_{2i} . [V_{C_{2i}} - V_{C_{2(i-1)}}]$) et chacun des interrupteurs (S_{1i} , S_{2i}) peut être représenté par une source de courant de valeur ($u_{1i} . I_{ch}$, $u_{2i} . I_{ch}$). Ces observations nous permettent de définir le schéma équivalent moyen d'un bras multicellulaire superposé sur la figure II.10.

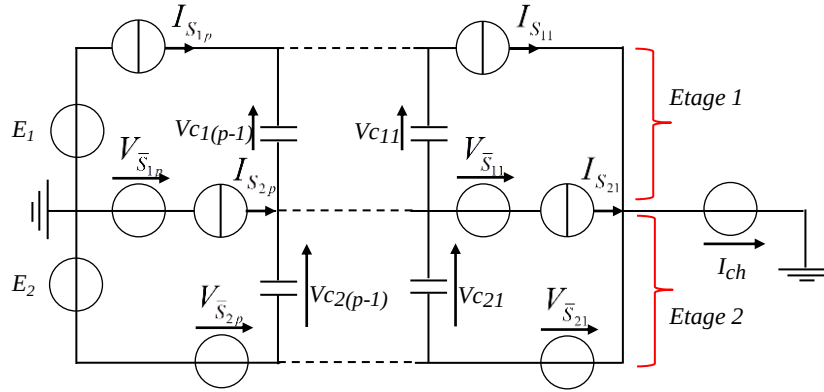


Figure II.10 : Représentation du modèle moyen d'un bras multicellulaire superposé.

L'expression de la tension de sortie moyenne du bras multicellulaire V_S est obtenue après sommation des tensions moyennes $V_{\bar{S}_{1i}}$ et $V_{\bar{S}_{2i}}$:

$$V_S = \sum_{i=1}^P V_{\bar{S}_{1i}} + \sum_{i=1}^P V_{\bar{S}_{2i}} = \sum_{i=1}^P u_{1i} . [V_{C_{1i}} - V_{C_{1(i-1)}}] + \sum_{i=1}^P u_{2i} . [V_{C_{2i}} - V_{C_{2(i-1)}}] \tag{II.40}$$

Où : $V_{C_{1i}} = E_1$, $V_{C_{10}} = 0$ et $V_{C_{2i}} = E_2$, $V_{C_{20}} = 0$.

Puisqu'on connaît les courants moyens parcourant les interrupteurs de deux cellules adjacentes de commutation (cellules $1(i+1)$ et $1i$), on peut trouver le courant moyen parcourant le condensateur C_{1i} (de même pour le 2^{ème} étage) :

$$\begin{aligned}
 I_{C_{1i}} &= I_{S_{1(i+1)}} - I_{S_{1i}} = [u_{1(i+1)} - u_{1i}] . I_{ch} \\
 I_{C_{2i}} &= I_{S_{2(i+1)}} - I_{S_{2i}} = [u_{2(i+1)} - u_{2i}] . I_{ch}
 \end{aligned} \tag{II.41}$$

A partir de l'équation (II.41), nous obtenons les équations régissant l'évolution de la tension moyenne $V_{C_{1i}}$ et $V_{C_{2i}}$ aux bornes des condensateurs :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}V_{C_{1i}} &= \frac{1}{C_{1i}} \cdot I_{C_{1i}} = \frac{1}{C_{1i}} \cdot [u_{1(i+1)} - u_{1i}] I_{ch} \\ \frac{d}{dt}V_{C_{2i}} &= \frac{1}{C_{2i}} \cdot I_{C_{2i}} = \frac{1}{C_{2i}} \cdot [u_{2(i+1)} - u_{2i}] I_{ch}\end{aligned}\quad (\text{II.42})$$

Il est possible d'écrire l'équation (II.42) en remplaçant les rapports cycliques u_{1i} et u_{2i} par leur différence :

$$\begin{aligned}\alpha_{1i} &= u_{1(i+1)} - u_{1i} \\ \alpha_{2i} &= u_{2(i+1)} - u_{2i}\end{aligned}\quad (\text{II.43})$$

Ces différences représentées par l'équation (II.43) vont nous permettre de connaître l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottants :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}V_{C_{1i}} &= \frac{I_{ch}}{C_{1i}} \alpha_{1i} \\ \frac{d}{dt}V_{C_{2i}} &= \frac{I_{ch}}{C_{2i}} \alpha_{2i}\end{aligned}\quad (\text{II.44})$$

En écrivant l'équation (II.40) en fonction des grandeurs α_{1i} et α_{2i} , la tension de sortie du bras multicellulaire V_s devient :

$$V_s = -\sum_{i=1}^{P-1} \alpha_{1i} \cdot V_{C_{1i}} + u_{1P} \cdot E_1 - \sum_{i=1}^{P-1} \alpha_{2i} \cdot V_{C_{2i}} + u_{2P} \cdot E_2 \quad (\text{II.45})$$

Si la charge est de type $R-L$, la relation liant les grandeurs de sortie s'écrit :

$$V_{ch} = V_s = R_{ch} \cdot I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (\text{II.46})$$

Nous pouvons, à partir des équations (II.45) et (II.46), déterminer l'équation d'état représentant l'évolution du courant de charge I_{ch} en fonction des grandeurs d'état $V_{C_{1i}}$ et $V_{C_{2i}}$, des grandeurs de commande α_{1i} et α_{2i} , de la tension d'alimentation E et des paramètres de la charge :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = -\sum_{i=1}^{P-1} \frac{\alpha_{1i}}{L_{ch}} V_{C_{1i}} + \frac{u_{1P}}{L_{ch}} E_1 - \sum_{i=1}^{P-1} \frac{\alpha_{2i}}{L_{ch}} V_{C_{2i}} + \frac{u_{2P}}{L_{ch}} E_2 - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (\text{II.47})$$

Les équations régissant l'évolution des tensions condensateurs (équation II.44) et l'évolution du courant de charge (équation II.47) permettent de définir un système d'état d'ordre $P \times n$ composé de :

- $(P-1) \times n$ équations représentant les évolutions des tensions aux bornes des condensateurs.
- Une équation représentant l'évolution du courant de charge, celle-ci étant de type $R-L$.

Ce système est de la forme :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot U \quad (\text{II.48})$$

$$X = [V_{C_{11}} \quad \dots \quad V_{C_{1(P-1)}} \quad V_{C_{21}} \quad \dots \quad V_{C_{2(P-1)}} \quad I_{ch}]^T, \quad S = [u_{11} \quad \dots \quad u_{1P} \quad u_{21} \quad \dots \quad u_{2P}]^T$$

Où : X représente le vecteur d'état et U le vecteur de commande.

Les matrices A et B sont définies par les expressions suivantes :

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_{11}} & \frac{I_{ch}}{C_{11}} & 0 & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{1(p-1)}} & \frac{I_{ch}}{C_{1(p-1)}} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{21}} & \frac{I_{ch}}{C_{21}} & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & \cdot & \cdot & -\frac{I_{ch}}{C_{2(p-1)}} & \frac{I_{ch}}{C_{2(p-1)}} \\ \frac{V_{C11}}{L_{ch}} & \frac{V_{C12} - V_{C11}}{L_{ch}} & \cdot & \frac{E_1 - V_{C1(p-1)}}{L_{ch}} & \frac{V_{C21}}{L_{ch}} & \frac{V_{C22} - V_{C21}}{L_{ch}} & \cdot & \frac{E_2 - V_{C2(p-1)}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

II-5- Modélisation du convertisseur multicellulaire parallèle :

II-5-1- Modèle aux valeurs instantanées :

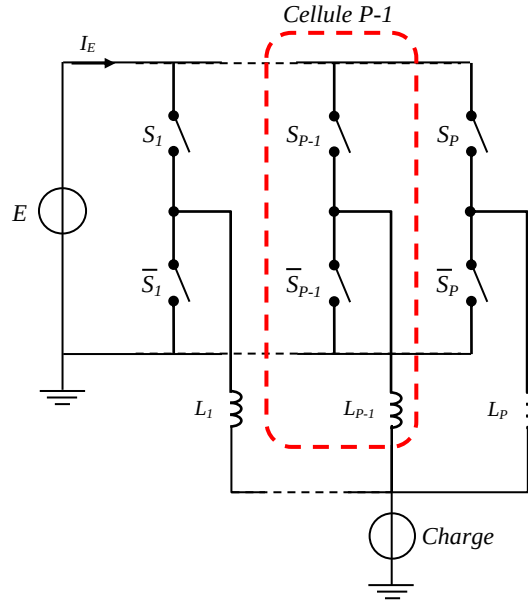
II-5-1-1-Hypothèses :

Les hypothèses nécessaires à la mise en équation sont les suivantes [DAV 97] :

- Les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les inductances de liaison des cellules sont dimensionnées pour limiter les variations du courant commuté par chaque cellule; ces courants seront supposés constants sur une période de découpage.
- Les variations des courants moyens des cellules seront supposées lentes vis-à-vis de la fréquence de découpage ainsi que de celles des courants de sorties I_s .
- La source d'alimentation E est supposée continue.
- Le point milieu est idéal (dans le cas d'un onduleur).

II-5-1-2- Fonctionnement hacheur :

La figure II.11 représente un convertisseur multicellulaire parallèle de P cellules de commutations, associés à une charge R - L .

Figure II.11 : Convertisseur multicellulaire parallèle à P cellules de commutation.

L'évolution du courant qui traverse l'inductance L_i et liée à l'évolution de la tension V_{L_i} , cette dernière étant fonction de l'état de la cellule $Cell_i$ et de la tension V_s .

La tension V_{L_i} est alors fonction du signal de commande de l'interrupteurs S_i .

$$V_{L_i} = S_i \cdot E - V_s \quad (\text{II.49})$$

Puisqu'on connaît la valeur de l'inductance L_i , nous pouvons obtenir l'équation régissant l'évolution du courant I_{L_i} :

$$\begin{aligned} L_i \frac{d}{dt} I_{L_i} + R_{L_i} I_{L_i} &= V_{L_i} = S_i \cdot E - V_s \\ \Rightarrow L_i \frac{d}{dt} I_{L_i} &= -R_{L_i} I_{L_i} + S_i \cdot E - V_s \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

La tension de sortie du bras multicellulaire V_s est fonction du courant I_{ch} et de la nature de la charge. Le courant de charge I_{ch} correspond à la somme des courants qui traversent les interrupteurs.

Ces courants sont définis par :

$$I_{\bar{S}_i} = S_i \cdot I_{L_i} \quad (\text{II.51})$$

Ce qui implique que l'expression du courant I_{ch} s'écrit :

$$I_{ch} = \sum_{i=1}^P I_{\bar{S}_i} = \sum_{i=1}^P S_i \cdot I_{L_i} \quad (\text{II.52})$$

Le courant aux bornes de la charge I_{ch} s'écrit alors :

$$I_{ch} = \frac{V_s}{R_{ch}} + \frac{1}{L_{ch}} \cdot \frac{d}{dt} V_s \quad (\text{II.53})$$

A partir de l'équation (II.53), nous obtenons l'expression générale de l'évolution de la tension de sortie V_s :

$$\frac{d}{dt}V_s = (I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{p-1}} + I_{L_p}) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \quad (II.54)$$

L'évolution des courants I_{L_i} est régie par l'équation (II.50). Ainsi, le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire parallèle à P cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur, associé à une charge R - L est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}I_{L_1} = \frac{-R_{L_1}I_{L_1} + S_1 \cdot E - V_s}{L_1} \\ \frac{d}{dt}I_{L_2} = \frac{-R_{L_2}I_{L_2} + S_2 \cdot E - V_s}{L_2} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt}I_{L_p} = \frac{-R_{L_p}I_{L_p} + S_p \cdot E - V_s}{L_p} \\ \frac{d}{dt}V_s = (I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{p-1}} + I_{L_p}) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \end{array} \right. \quad (II.55)$$

A partir des équations (II.55), nous obtenons l'expression de l'équation d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot S \quad (II.56)$$

Avec :

$$X = [I_{L_1} \quad I_{L_2} \quad \dots \quad I_{L_p} \quad V_s]^T, \quad S = [S_1 \quad S_2 \quad S_3 \quad \dots \quad S_p]^T$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{L_1}}{L_1} & 0 & \dots & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & \dots & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{R_{L_p}}{L_p} & -\frac{1}{L_p} \\ \frac{1-S_1}{L_{ch}} & \frac{1-S_2}{L_{ch}} & \dots & \frac{1-S_p}{L_{ch}} & -\frac{1}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{E}{L_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{E}{L_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{E}{L_p} \\ \frac{I_{L_1}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_2}}{L_{ch}} & \dots & \frac{I_{L_p}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

II-5-1-3- Fonctionnement onduleur :

La figure II.12 présente un onduleur multicellulaire parallèle de P cellules à point milieu capacitif.

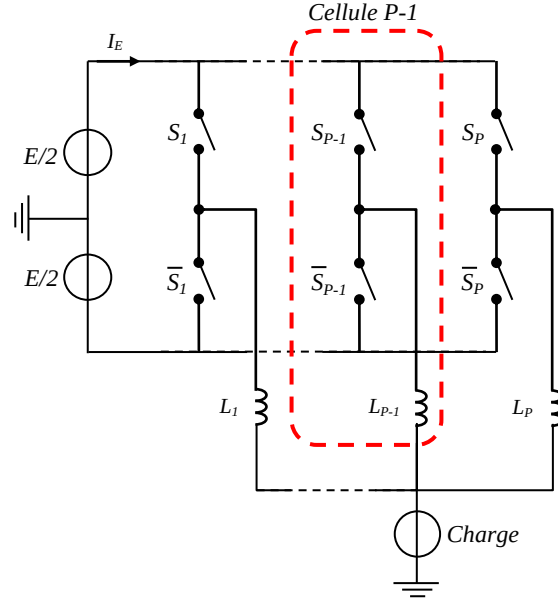


Figure II.12 : Bras d'un onduleur multicellulaire parallèle à point milieu capacitif de P cellules de commutation.

La tension aux bornes de l'inductance i devient alors :

$$V_{L_i} = S_i \cdot \frac{E}{2} - V_s \quad (\text{II.57})$$

Ce qui donne une nouvelle expression de l'évolution du courant I_{L_i} :

$$L_i \frac{d}{dt} I_{L_i} = -R_{L_i} I_{L_i} + S_i \cdot \frac{E}{2} - V_s \quad (\text{II.58})$$

L'évolution des courants I_{L_i} est régie par l'équation (II.50). Ainsi, le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire parallèle à P cellules fonctionnant en onduleur, associé à une charge R - L est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{L_1} = \frac{-R_{L_1} I_{L_1} + S_1 \cdot (E/2) - V_s}{L_1} \\ \frac{d}{dt} I_{L_2} = \frac{-R_{L_2} I_{L_2} + S_2 \cdot (E/2) - V_s}{L_2} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} I_{L_P} = \frac{-R_{L_P} I_{L_P} + S_P \cdot (E/2) - V_s}{L_P} \\ \frac{d}{dt} V_s = (I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{P-1}} + I_{L_P}) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \end{array} \right. \quad (\text{II.59})$$

Rappelons l'expression de l'équation d'état avec les nouvelles matrices :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot S \quad (\text{II.60})$$

Avec:

$$X = [I_{L_1} \quad I_{L_2} \quad \dots \quad I_{L_P} \quad V_s]^T, \quad S = [S_1 \quad S_2 \quad S_3 \quad \dots \quad S_P]^T$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{L_1}}{L_1} & 0 & \dots & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & \dots & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{R_{L_p}}{L_p} & -\frac{1}{L_p} \\ \frac{1-S_1}{L_{ch}} & \frac{1-S_2}{L_{ch}} & \dots & \frac{1-S_p}{L_{ch}} & -\frac{1}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{E_1}{L_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{E_1}{L_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{E_1}{L_p} \\ \frac{I_{L_1}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_2}}{L_{ch}} & \dots & \frac{I_{L_p}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

Où : $E_1 = E/2$

II-6- Mise en évidence de la non-linéarité des convertisseurs multicellulaires :

Après modélisation des convertisseurs multicellulaires, nous avons remarqués qu'ils ont la même forme d'équation d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S$$

Ce qui nous amène à dire que ces structures de conversion d'énergie sont des systèmes non-linéaires parce que, le vecteur d'état X est présent dans la matrice B et cette matrice n'est pas diagonale. En plus, les ordres de commande des différentes cellules influent sur plusieurs variables d'état et vice-versa. Ces remarques prouvent la non-linéarité et le couplage que présentent ces structures.

II-7- Conclusion :

Ce deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de différentes topologies du convertisseur multicellulaire.

Après la présentation de différentes modélisations, nous nous sommes intéressés à deux modèles en particulier : Le premier est le modèle moyen qui permet le dimensionnement des lois de commande. Le deuxième est le modèle instantané qui est utilisé pour valider ces lois de commande.

Les modèles exposés au cours de ce chapitre montrent une non-linéarité du comportement des convertisseurs multicellulaires, due aux condensateurs inter-cellules pour les deux topologies série et superposée, et également aux inductances des cellules pour la structure parallèle.

Pour améliorer le comportement et les performances des convertisseurs multicellulaires, nous allons leur imposer des techniques de commande intelligentes pour les contrôler.

Le troisième chapitre va être dédié au convertisseur multicellulaire série auquel nous allons associer différentes commandes. Ces techniques de contrôle se divisent en deux catégories : celle en boucle ouverte et celle en boucle fermée.

Chapitre III :

*Commande du convertisseur
multicellulaire série.*

III-1- Introduction :

Le convertisseur multicellulaire série apporte des améliorations dans le domaine de l'électronique de puissance car cette structure permet d'assurer une répartition égale des contraintes en tension sur les différents semi-conducteurs basses tensions connectés en série. Il permet, aussi, d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment le contenu harmonique.

Afin de bénéficier, autant que possible, du potentiel important de la structure multicellulaire, sa commande doit, d'une part, assurer un asservissement des grandeurs de sortie du convertisseur à des grandeurs de référence de manière aussi parfaite que possible, et, d'autre part, réguler ces grandeurs de sortie pour les rendre insensibles aux perturbations de la charge et de la source d'alimentation.

Dans ce chapitre, nous allons présenter plusieurs techniques de contrôle pour commander le convertisseur multicellulaire série. Chaque loi de commande va être évaluée selon des critères tels que la stabilité, la rapidité, et la précision.

III-2- Commande en boucle ouverte :

Le convertisseur multicellulaire série est dit commandé en boucle ouverte lorsqu'aucune boucle de retour ne vient réguler les variables d'état du système [AIM 03]. Dans ce qui suit, nous allons utiliser la MLI-ST (Modulation de Largeur d'Impulsion de type Sinus- Triangle) comme commande en boucle ouverte. Il faut noter que le courant de sortie du convertisseur et les tensions aux bornes des condensateurs flottants restent sans régulation.

III-2-1- Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) :

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps [AIM 03].

Dans le cas de la MLI naturelle, les signaux de commande de chaque cellule S_i , sont obtenus en faisant l'intersection entre une porteuse triangulaire et un signal modulant, dit signal de référence (constant dans le cas d'un hacheur et sinusoïdal dans le cas d'un onduleur), comme indiqué sur la figure III.1.

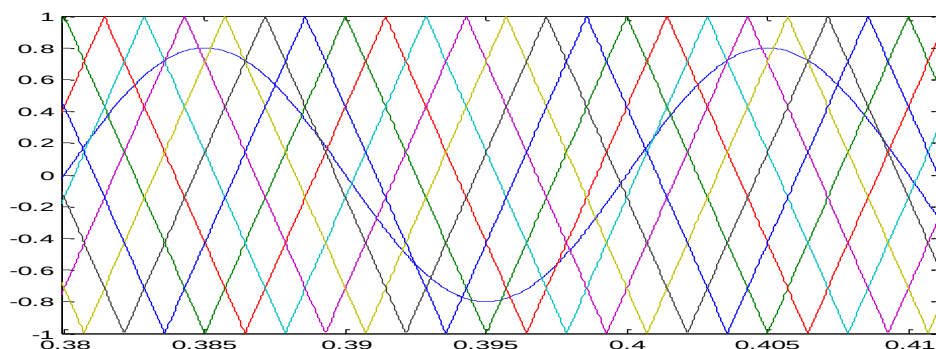


Figure III.1 : Principe de la MLI-ST pour un onduleur multicellulaire série.

La commande MLI utilise P porteuses triangulaires pour commander les P cellules de commutation d'un onduleur multicellulaire série. De plus, ces porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles de $2\pi/P$: la porteuse n°2 est en retard de $2\pi/P$ par rapport

à la porteuse n°1. La porteuse n°3 est en retard de $(3-1).2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1, ... jusqu'à la porteuse P qui aura un déphasage de $(P-1).2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1. Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour deux raisons [CAR 96] :

- D'une part, il permet à la tension multiniveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes.
- D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie : Dans le cas d'un convertisseur à P cellules, si l'on note f_{dec} la fréquence de découpage de chaque interrupteur, et T_{dec} la période correspondante, alors le déphasage régulier des P porteuses triangulaires permet d'obtenir une tension multiniveaux de sortie dont chaque motif élémentaire a une durée T_{dec}/P . Autrement dit, la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut $P.f_{dec}$.

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

$$\begin{aligned} Tr_1 &= \frac{2}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi.f_{dec}.t)) \\ Tr_2 &= \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\cos\left(2\pi.f_{dec}.t - \frac{2\pi}{P}\right)\right) \\ &\vdots \\ Tr_P &= \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\cos\left(2\pi.f_{dec}.t - (P-1)\frac{2\pi}{P}\right)\right) \end{aligned} \quad (III.1)$$

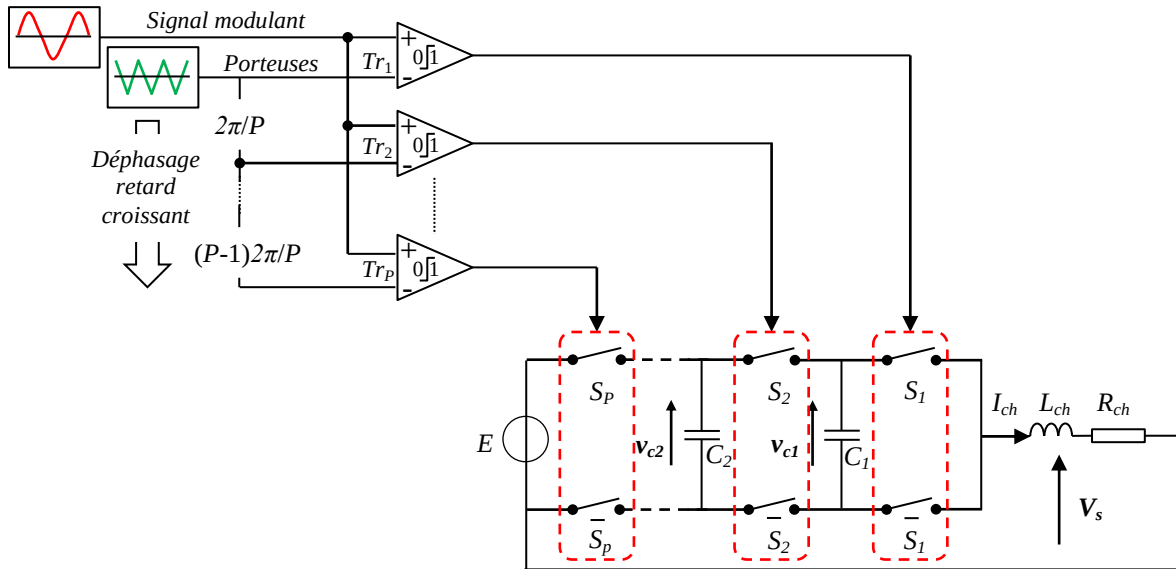


Figure III.2 : Commande en boucle ouverte par MLI-ST d'un convertisseur multicellulaire série.

Le principe de la commande en boucle ouverte par MLI est représenté sur La figure III.2. La figure III.3 donne la forme d'onde typique de la tension découpée (V_s) obtenue en sortie d'un onduleur monophasé multiniveaux (figure III.3(a)), et son spectre harmonique (figure III.3(b)). Chaque front montant ou descendant de V_s est d'une amplitude égale à E/P

(où E est la tension de bus continu), et la durée de chaque motif élémentaire vaut T_{dec}/P (où T_{dec} est la période de découpage de chaque interrupteur). Il faut noter que le spectre harmonique de V_s possède une raie fondamentale à la fréquence f_0 . Les raies harmoniques qui viennent ensuite sont regroupées en familles centrées sur des multiples de f_{dec} (fréquence de découpage par interrupteur). Ainsi, un déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres permet éventuellement d'éliminer des familles entières de raies harmoniques de la tension de sortie du convertisseur (voir calcul en annexe A). Seules subsistent les familles d'ordre P et multiples de P . Donc, la première famille se situe à $P.f_{dec}$, comme indiqué sur la figure III.3(b) [AIM 03].

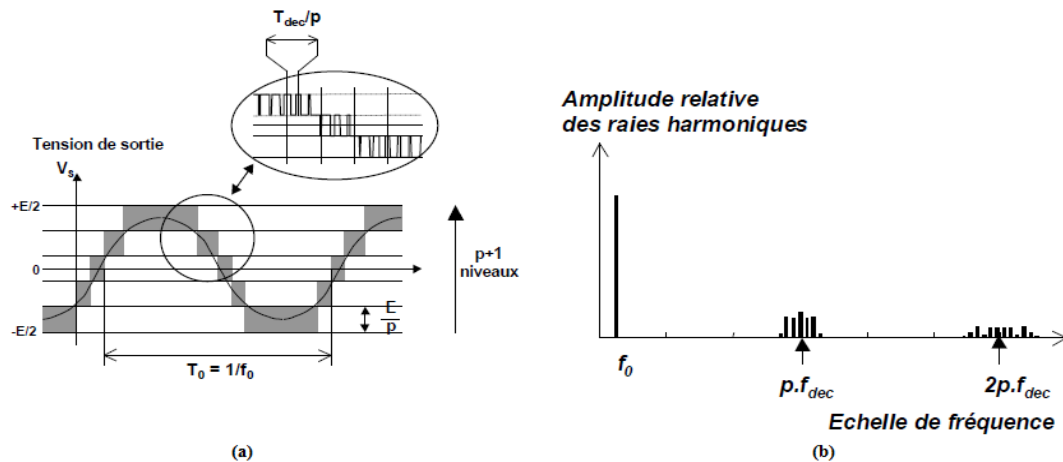


Figure III.3 : a)- Allure générale de la tension de sortie d'un onduleur à P cellules.
b)- Spectre correspondant [AIM 03].

III-2-2-Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs [AIM 03] :

Pour un fonctionnement optimal du convertisseur multicellulaire, il faut que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées et égales à leurs valeurs de référence ($E/P, 2.E/P, \dots, (P-1).E/P$).

Cet équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement [CAR 96], selon un mécanisme qui va être rappelé brièvement. Considérons qu'au moins une des tensions flottantes s'écarte de sa valeur de référence. La conséquence immédiate sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie, car la tension de sortie du bras (notée V_s) est une combinaison linéaire de la tension de bus continu (E) et des tensions flottantes ($V_{C1}, V_{C2}, \dots, V_{Cp-1}$).

Dans un tel cas, le spectre de raies de la tension de sortie se trouve lui aussi dégradé. Il apparaît, entre autres, une raie harmonique à la fréquence f_{dec} , là où normalement la première famille harmonique se situe autour de $P.f_{dec}$. 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 $i.E/P$ ($i = 1, 2, \dots, P-1$). La démonstration théorique de ce phénomène de rééquilibrage est menée dans [CAR 96]. Bien sûr, pour que le phénomène de rééquilibrage se produise, il faudrait qu'il existe une relation de causalité entre la tension de sortie et le courant débité. La charge doit être inductive (règle d'alternance des sources), mais ne doit pas être une source idéale de courant.

Le phénomène d'équilibrage naturel des tensions flottantes permet au convertisseur multicellulaire de fonctionner en boucle ouverte, sans aucun asservissement de celles-ci. Cependant, ce phénomène est relativement lent. Aussi, il est possible d'en augmenter la dynamique, grâce à un circuit auxiliaire que l'on place en parallèle avec la charge. Ce circuit

auxiliaire est un filtre r, l, c série accordé sur la fréquence de découpage des interrupteurs (f_{dec}) (Figure III.4).

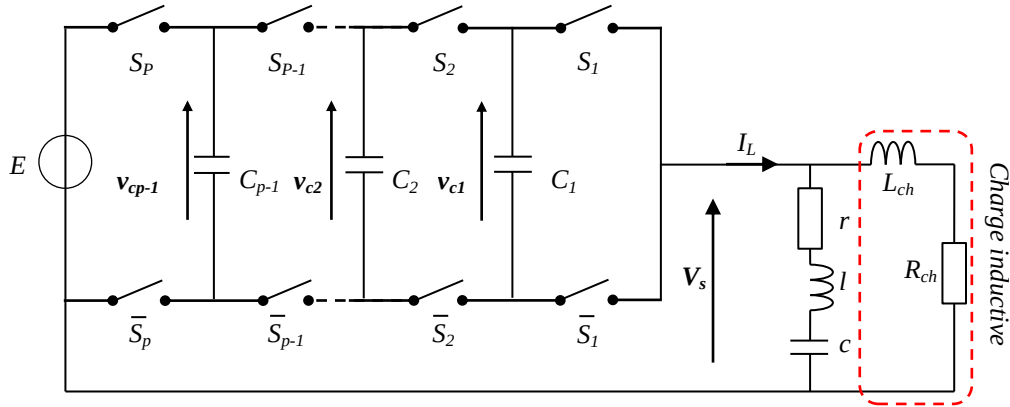


Figure III.4 : Dispositif favorisant l'équilibrage naturel: circuit r - l - c d'aide à l'équilibrage.

Le circuit auxiliaire d'aide à l'équilibrage présente une impédance élevée pour toutes les fréquences différentes de f_{dec} . Ainsi, il absorbe un courant négligeable par rapport à la charge. Par contre, en cas de déséquilibre des tensions flottantes, une composante harmonique de fréquence f_{dec} apparaît sur la tension de sortie. Cette fréquence correspond à l'impédance minimale du circuit auxiliaire, qui absorbe de ce fait un courant important (r est choisie très faible). Le circuit auxiliaire amplifie la composante du courant absorbée à f_{dec} , donc il accélère le phénomène de rééquilibrage.

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 $P f_{dec}$. Ainsi, pour un convertisseur à trois cellules, un circuit r - l - c série accordé à la fréquence de découpage f_{dec} est suffisant. Par contre, pour un convertisseur à sept cellules, trois circuit r - l - c , en parallèle sur la charge, accordés à f_{dec} , $2 f_{dec}$ et $3 f_{dec}$ seront nécessaires [TLE 07].

III-2-3- Résultats de simulation :

Pour voir le comportement du convertisseur multicellulaire série lors de la commande en boucle ouverte, nous avons réalisé deux simulations sous MATLAB/SIMULINK d'un onduleur multicellulaire série 7 cellules, alimentant une charge (R - L), commandé par MLI Sinus-Triangle (voir Annexe B figures 1, 2 et 3).

La première simulation est menée pour mettre en évidence le rééquilibrage naturel des tensions flottantes. Pour la deuxième simulation, nous avons ajouté au convertisseur un circuit auxiliaire pour montrer l'apport de ce circuit en matière de dynamique d'équilibrage des tensions flottantes.

Le tableau III.1 donne les différents paramètres utilisés dans cette simulation. Les figures III.5, III.6 et III.7 présentent les résultats obtenus après simulation de l'onduleur multicellulaire série 7 cellules sans circuit auxiliaire. Par contre, les figures III.8, III.9 et III.10 présentent les résultats de simulation avec circuit auxiliaire.

Tableau III.1 : Paramètres de simulation (commande par MLI-ST).

	Paramètres	Valeurs numériques
Le convertisseur multicellulaire série	Nombre de cellules (P)	7
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
La charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	1 mH
Les paramètres de la commande MLI	Fréquence de découpage (f_{dec})	26 kHz
	Taux de modulation (r)	0.8
Le circuit auxiliaire	Résistance du circuit auxiliaire (r)	10 Ω
	Inductance du circuit auxiliaire (l)	1.2 mH
	Capacité du circuit auxiliaire (c)	53 nF

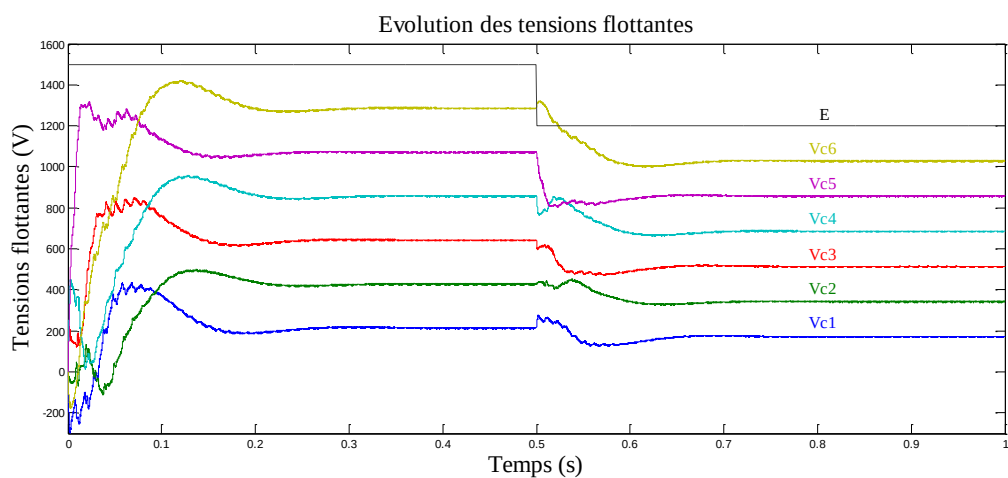


Figure III.5 : Evolution des tensions flottantes (sans circuit auxiliaire).

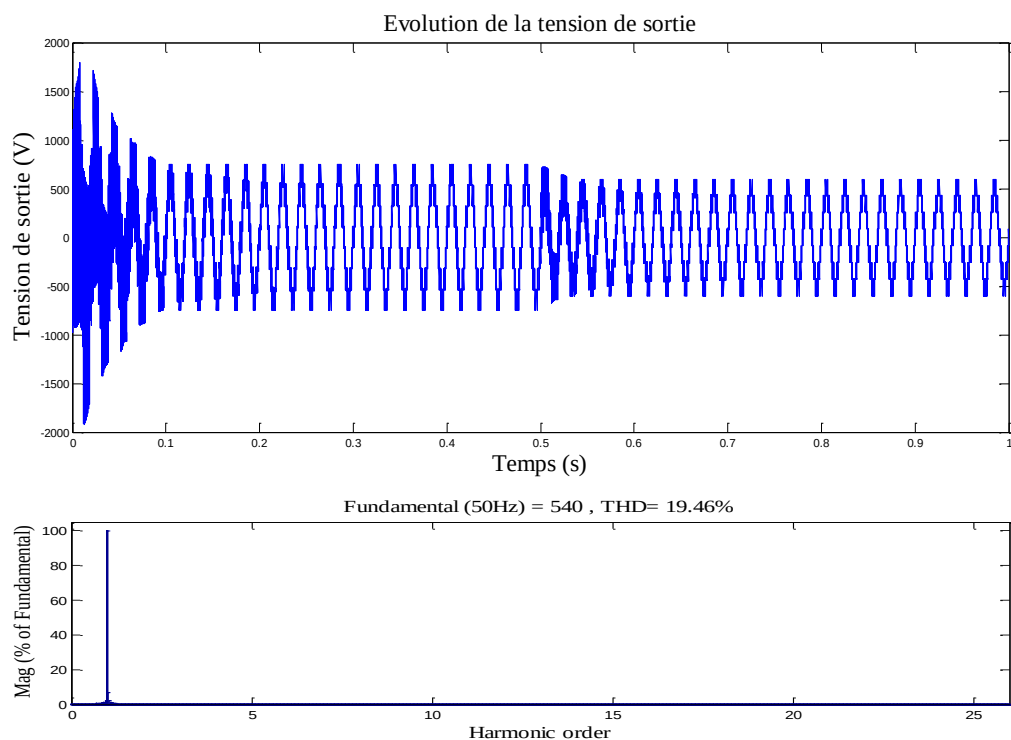


Figure III.6 : Tension de sortie et son THD (sans circuit auxiliaire).

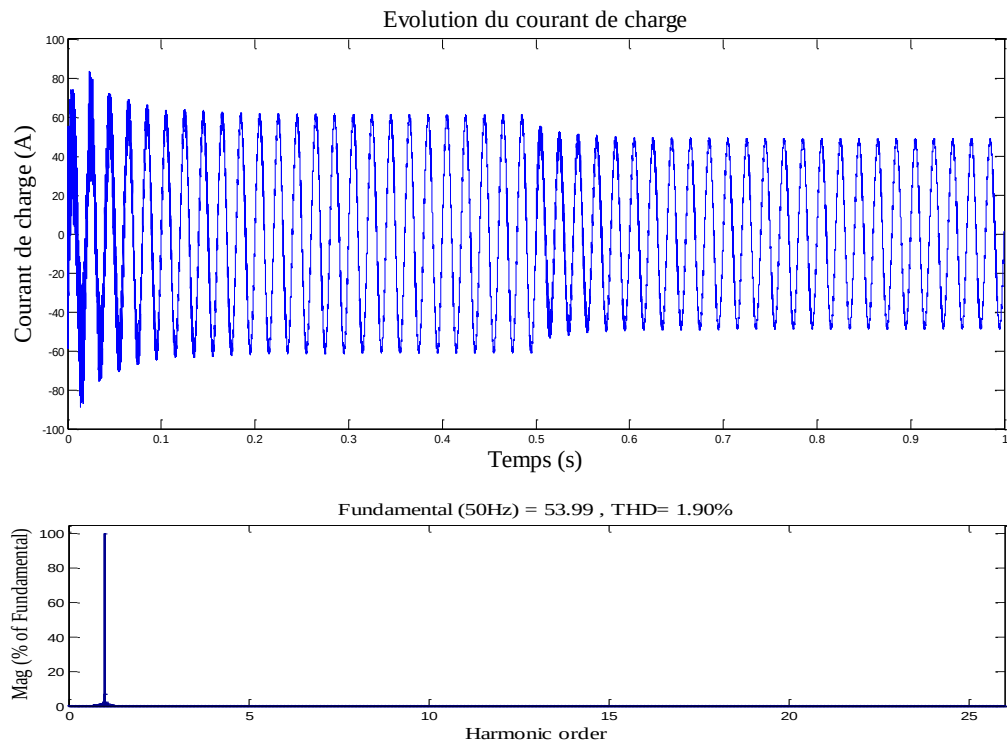


Figure III.7 : Courant de charge et son THD (sans circuit auxiliaire).

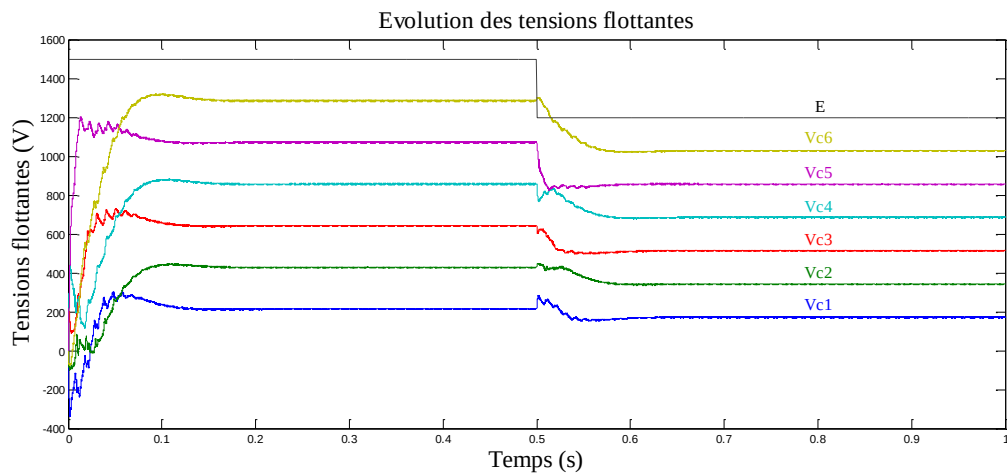


Figure III.8 : Evolution des tensions flottantes (avec circuit auxiliaire).

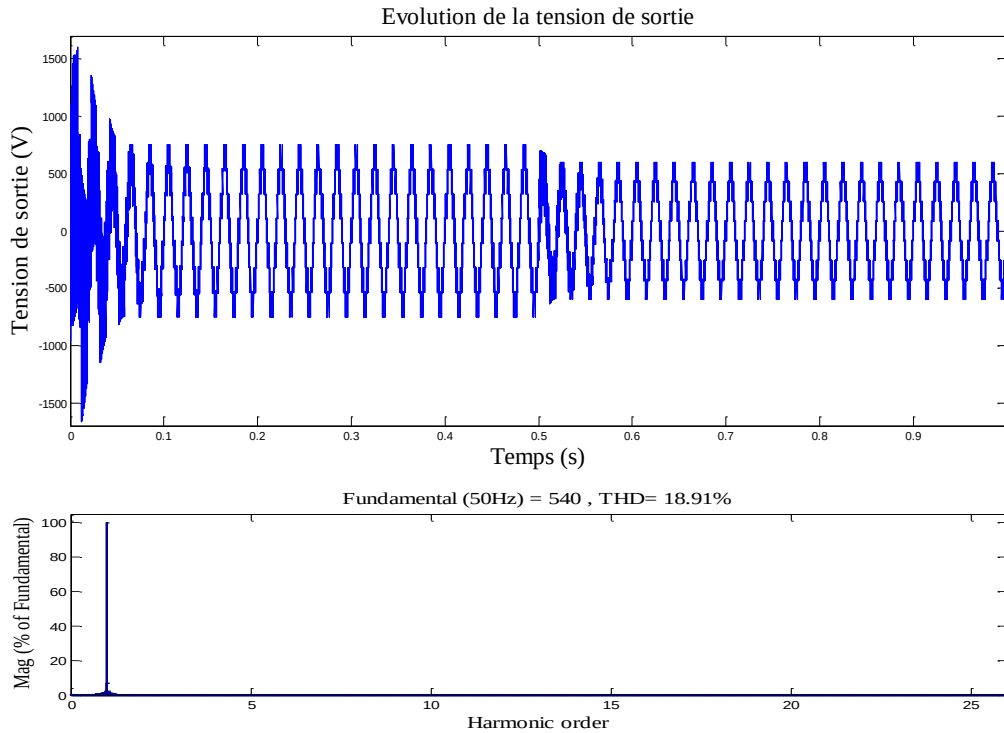


Figure III.9 : Tension de sortie et son THD (avec circuit auxiliaire).

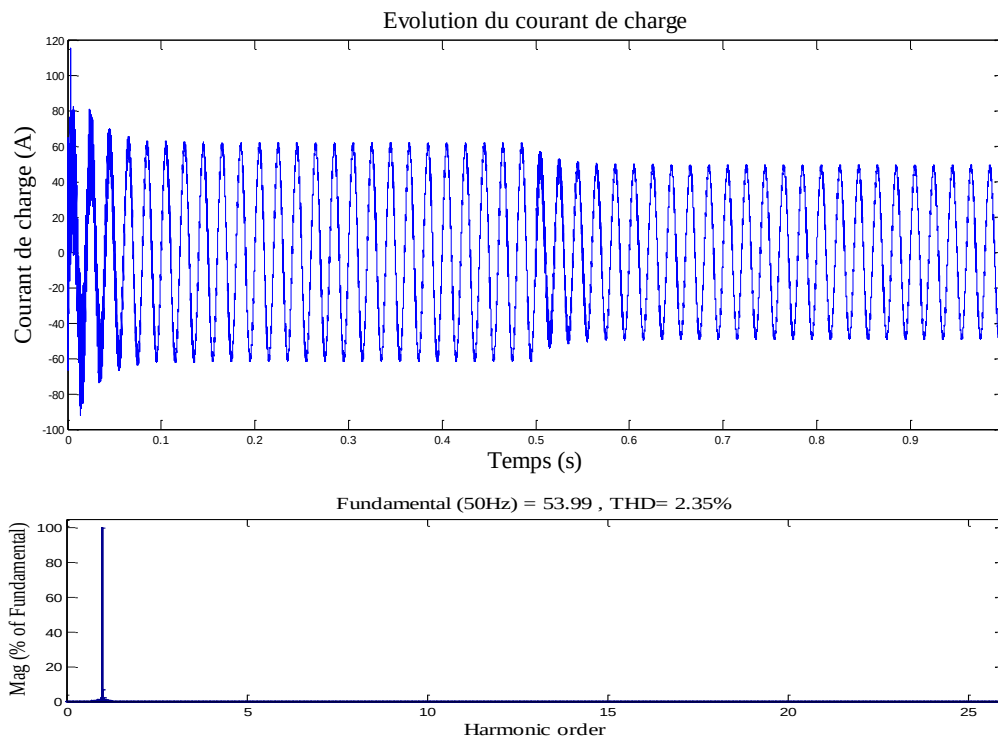


Figure III.10 : Courant de charge et son THD (avec circuit auxiliaire).

Au démarrage du convertisseur pendant le premier test, les tensions flottantes sont déséquilibrées (régime transitoire) jusqu'à $t = 0.21$ s; puis elles se stabilisent. A $t = 0.5$ s, une perturbation est introduite (on simule une chute de tension d'alimentation E de 300 V). Les tensions flottantes sont à nouveau déséquilibrées jusqu'à environ $t = 0.65$ s où elles atteignent

leurs nouvelles valeurs de référence. La durée du déséquilibre des tensions flottantes au cours des deux régimes transitoires (au démarrage et après perturbation) influe directement sur la qualité du signal de sortie de la tension et du courant. Le $\text{THD}_{\text{tension}}=19.46\%$ et le $\text{THD}_{\text{courant}}=1.91\%$.

L'ajout du circuit auxiliaire pendant le deuxième test diminue la durée du régime transitoire au démarrage (les tensions flottantes atteignent leurs valeurs de référence à $t = 0.1$ s) et après la perturbation (elles atteignent leurs valeurs de référence à $t = 0.56$ s). Cette amélioration est vue sur le spectre du signal de sortie de la tension. Le $\text{THD}_{\text{tension}}=18.91\%$ et le $\text{THD}_{\text{courant}}=2.35\%$.

III-3- Commande en boucle fermée :

Nous avons vu qu'il est possible de commander un convertisseur multicellulaire en boucle ouverte, en bénéficiant de l'équilibrage naturel des tensions flottantes. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importante, différentes stratégies de commande ont été imaginées et réalisées expérimentalement. Certaines de ces stratégies assurent juste le contrôle actif des tensions flottantes, d'autres contrôlent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur multicellulaire. Nous allons présenter rapidement quelques stratégies de commande en boucle fermée, que nous estimons représentatives des deux grandes catégories [AIM 03] :

- **Commande en durée :** Une stratégie de commande est dite « en durée » lorsque les grandeurs commandant le convertisseur sont les durées de conduction des semi-conducteurs, autrement dit, les valeurs des rapports cycliques. Dans ce chapitre, nous présenterons trois types de commande en durée :
 - La commande linéaire par modulation des rapports cycliques
 - La commande découplante avec retour d'état non linéaire
 - La commande SVM (Space Vector Modulation).
- **Commande en amplitude :** Elle regroupe toutes les commandes pour les quelles «l'état des interrupteurs est défini directement en fonction des grandeurs essentielles du convertisseur» [NIC 96]. Typiquement, toutes les commandes par fourchette (de courant, et autres), ainsi que les commandes de la valeur crête sont des commandes en amplitude. Dans ce chapitre, nous avons choisi de présenter la commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour une grande variété de systèmes et, en particuliers, les convertisseurs statiques.

III-3-1- Commande en durée :

III-3-1-1- Commande linéaire par modulation des rapports cycliques :

III-3-1-1-1- Théorie de la commande linéaire par modulation des rapports cycliques [CHO 10]:

La commande linéaire par modulation des rapports cycliques permet uniquement la régulation des tensions générées par les condensateurs.

Dans un convertisseur multicellulaire le courant moyen traversant le condensateur C_i est proportionnel à la différence de rapports cycliques entre les deux cellules adjacentes. Cette remarque-là représente la base autour de laquelle la commande linéaire par modulation des rapports cycliques est bâtie [TAC 98].

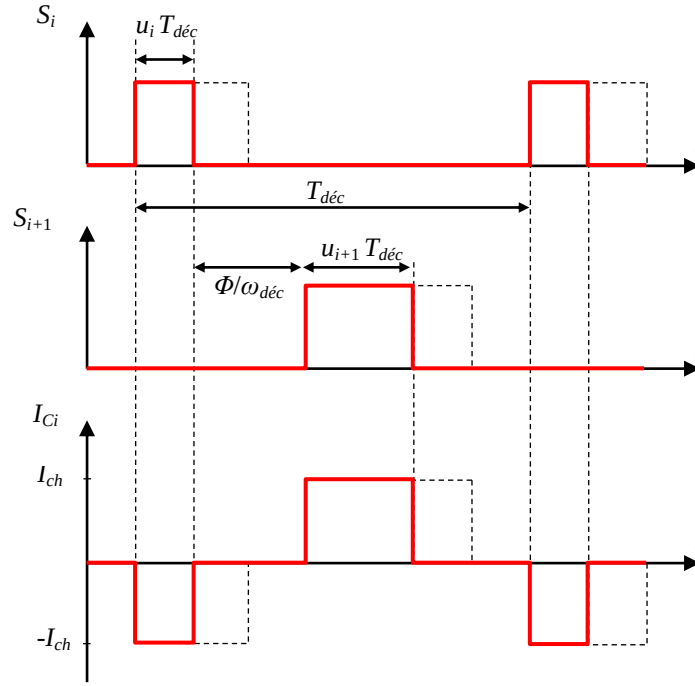


Figure III.11 : Formes d'ondes obtenues à l'échelle de la période de découpage.

D'après la figure III.11, nous remarquons que si les rapports cycliques des cellules $i+1$ et i sont différents, le courant moyen I_{Ci} qui traverse le condensateur C_i n'est pas nul et, par conséquent, la tension V_{Ci} évolue [TAC 98].

Lorsqu'un déséquilibre apparaît sur une tension condensateur V_{Ci} , le courant moyen I_{Ci} qui traverse le condensateur pendant une période de découpage T_{dec} est telle que la tension V_{Ci} tend vers sa valeur d'équilibre. La variation de la tension condensateur ΔV_{Ci} s'obtient alors par la relation (III.2).

$$\Delta V_{Ci} = V_{Ci}(t + T_{dec}) - V_{Ci}(t) = \frac{i.E}{p} - V_{Ci} = \frac{I_{Ci}.T_{dec}}{C_i} \quad (III.2)$$

Réécrivons l'équation (III.2) en remplaçant le courant I_{Ci} par le courant de charge I_{ch} et les rapports cycliques u_{i+1} , u_i (en sachant que : $I_{Ci} = I_{ch} \cdot [u_{i+1} - u_i]$):

$$\Delta V_{Ci} = \frac{T_{dec}}{C_i} \cdot I_{ch} [u_{i+1} - u_i] = \frac{T_{dec}}{C_i} \cdot I_{ch} \cdot \alpha_i \quad (III.3)$$

Où : α_i représente la différence entre les rapports cycliques u_{i+1} et u_i .

A partir de l'équation (III.3), nous pouvons calculer la grandeur de commande α_i (équation III.4).

$$\alpha_i = \frac{C_i}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \Delta V_{Ci} = \frac{C_i}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{i.E}{P} - V_{Ci} \right] \quad (III.4)$$

L'existence de P cellules de commutation à contrôler, signifie que P grandeurs de commande u_i seraient utilisées. Cela est avantageux, car, il n'existe que $(P-1)$ tensions condensateurs à contrôler. La grandeur de commande supplémentaire u_p va être choisie constante de manière à ce que les tensions V_{Ci} suivent leurs références.

La grandeur u_p étant choisie comme la grandeur de commande supplémentaire, il ne reste maintenant qu'à trouver les $(P-1)$ rapports cycliques en utilisant l'équation (III.5).

$$u_i = u_{i+1} - \alpha_i \quad (\text{III.5})$$

A partir de l'équation (III.4), nous pouvons constater qu'une saturation des grandeurs de commande (rapports cycliques) entraîne la perte du contrôle des grandeurs électriques. Pour cela, un gain qu'on notera G va être ajouté à l'équation (III.4). Il est dimensionné judicieusement pour assurer un double rôle. D'une part, il veille à éliminer la saturation des grandeurs de commande. D'autre part, il accélère la dynamique d'équilibrage des tensions des condensateurs flottants au démarrage du convertisseur. Donc, La loi de commande peut être synthétisée comme suit :

$$u_p = u_{ref}$$

$$u_i = u_{i+1} - G \cdot \frac{C_i}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \left[\frac{i \cdot E}{p} - V_{Ci} \right] \quad (\text{III.6})$$

Où : i varie de 1 à $P-1$ et u_{ref} représente le rapport cyclique de référence permettant de définir le point de fonctionnement.

A partir de l'équation (III.6), nous constatons que les rapports cycliques sont égaux si et seulement si la différence $(i \cdot E / P) - V_{Ci}$ est nulle (où : $(i \cdot E / P) - V_{Ci} = \varepsilon_{V_G}$ représente l'erreur existante sur la tension V_{Ci}).

$$u_1 = u_2 = \dots = u_p = u_{ref} \quad (\text{III.7})$$

En considérant que le courant peut être représenté par sa valeur moyenne sur une période de découpage, il est possible de définir, dans le domaine fréquentiel, une boucle de contrôle propre à chaque condensateur (figure III.12).

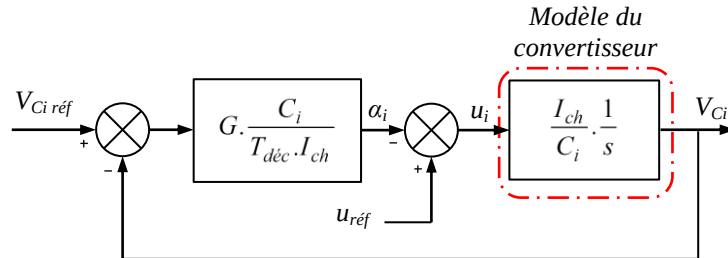


Figure III.12 : Boucle de régulation de la tension condensateur V_{Ci} .

A partir de la figure III.12, nous pouvons calculer facilement la fonction de transfert entre V_{Ci} et $V_{Ci\,ref}$. Elle est de premier ordre (équation III.8).

$$\frac{V_{Ci}}{V_{Ci\,ref}} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III.8})$$

Où : s représente la variable de Laplace.

- $\tau = \frac{T_{dec}}{G}$ représente la constante du temps.

D'après l'équation (III.6), nous remarquons que le choix d'un gain G important permet de diminuer la constante de temps du système en boucle fermée. Mais, la moindre perturbation au niveau de la tension d'alimentation peut entraîner la saturation des rapports cycliques. Alors, le gain G doit être dimensionné pour assurer un fonctionnement optimal du

convertisseur pendant le démarrage qui est la phase la plus critique. Le choix du gain G s'effectue en considérant que :

- La tension d'alimentation est égale à sa valeur de référence E .
- Les condensateurs C_i sont déchargés au démarrage du convertisseur.
- Un rapport cyclique définit le point de fonctionnement (courant de charge).

A l'instant initial, les erreurs sur les tensions aux bornes des condensateurs $\varepsilon_{V_{Ci}}$ sont maximales et égales à :

$$\varepsilon_{V_{Ci}} = i \cdot \frac{E}{P} \quad (\text{III.9})$$

Le rapport cyclique u_{Pinit} égal à $u_{réf}$ permet de définir les grandeurs u_{iinit} par les relations de récurrence :

$$\begin{aligned} u_{Pinit} &= u_{ref} \\ u_{P-1init} &= u_{Pinit} - \alpha_{P-1init} = u_{ref} - (P-1) \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_{déc} \cdot I_{ch}} \cdot \frac{E}{P} \\ &\vdots \\ u_{1init} &= u_{ref} - \alpha_{1init} = u_{ref} - \frac{P(P-1)}{2} \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_{déc} \cdot I_{ch}} \cdot \frac{E}{P} \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Ces équations impliquent que les rapports cycliques u_{iinit} seront toujours inférieurs à la valeur de référence $u_{réf}$ dans le cas d'un démarrage :

$$u_{réf} > u_{P-1init} > u_{P-2init} > \dots > u_{1init} \geq 0 \quad (\text{III.11})$$

Le gain G est donc calculé tel que $u_{1init} = 0$, sachant que $I_{ch} = (u_{réf} \cdot E) / (2R_{ch})$:

$$G = \frac{2T_{déc}}{(P-1) \cdot C_i \cdot R_{ch}} \cdot u_{réf}^2 \quad (\text{III.12})$$

La constante de temps caractérisant l'évolution en boucle fermée des tensions condensateurs s'exprime alors par :

$$\tau = \frac{T_{déc}}{G} = \frac{(P-1) \cdot C_i \cdot R_{ch}}{2} \cdot \frac{1}{u_{réf}^2} \quad (\text{III.13})$$

Cette première expression montre que la constante de temps tend vers l'infini pour $R_{ch} = \infty$ ou $u_{réf} = 0$. A partir de cette expression, il est alors possible de définir une relation liant la constante de temps τ à la période de découpage $T_{déc}$ et au rapport cyclique $u_{réf}$. Pour cela, nous considérons que le condensateur C_i est dimensionné en fonction de l'ondulation de tension maximale à ses bornes ΔV_{Ci} :

$$C_i = \frac{T_{déc} \cdot I_{ch}}{P \cdot \Delta V_{Ci}} \quad (\text{III.14})$$

En prenant en compte cette expression dans l'équation (III.13) et en supposant que l'ondulation ΔV_{Ci} est fixée à 10% de E/P (E/P correspond à la valeur d'équilibre des tensions interrupteurs), la constante de temps devient :

$$\tau = \frac{P-1}{0.2 \cdot u_{réf}} T_{déc} \quad (III.15)$$

A partir de l'équation (III.15), on peut conclure que τ diminue lorsque le rapport cyclique augmente.

Le gain G de l'équation (III.12) a été calculé afin d'assurer une dynamique d'équilibrage importante dans la phase de démarrage.

En ce qui concerne le courant de charge I_{ch} , celui-ci n'étant pas régulé, il subit directement les variations de la tension d'alimentation comme le montre l'équation suivante (pour un onduleur) :

$$I_{ch} = \frac{u_{réf} \cdot E}{2R_{ch}}$$

Remarquons que cette commande nécessite $P+1$ capteurs isolés mesurant les tensions flottantes V_{C1} , V_{C2} , ..., V_{CP-1} , la tension de bus continu (E) et le courant de charge I_{ch} .

III-3-1-1-2- Application de la commande linéaire par modulation des rapports cycliques à un onduleur multicellulaire 7 cellules:

Nous avons appliqué cette commande à un onduleur multicellulaire série. Elle va nous générer les tensions sinusoïdales de références u_i qui vont être comparées à des porteuses triangulaires centrées décalées entre elles de $2\pi/P$ afin de générer les S_p signaux de commande (figure III.13). Les rapports cycliques vont alors être commandés à travers les signaux de référence.

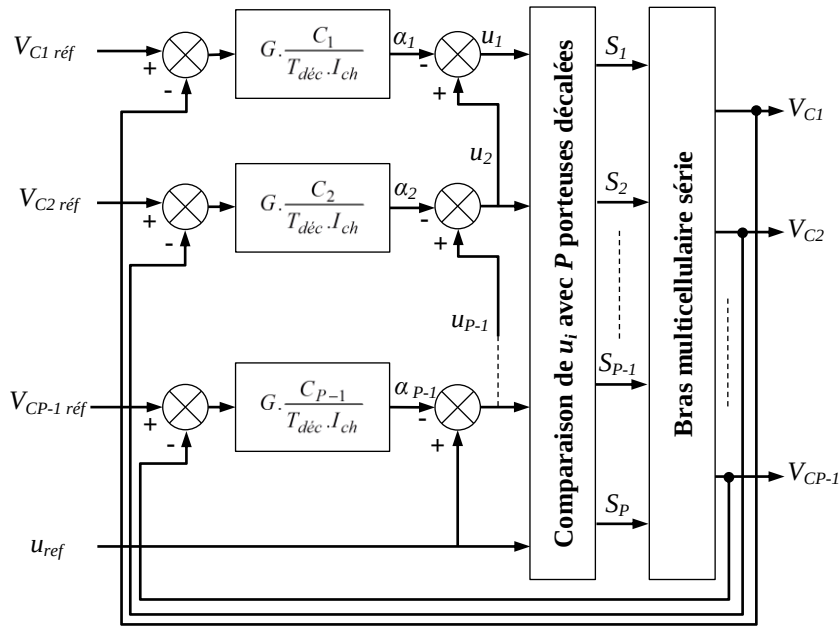


Figure III.13 : Commande linéaire par modulation des rapports cycliques d'un bras d'onduleur multicellulaire série.

Pour valider cette commande, nous avons simulé sous MATLAB/SIMULINK, un onduleur multicellulaire série 7 cellules, alimentant une charge ($R-L$), commandé par la commande linéaire par modulation des rapports cycliques (voir *Annexe B* figures 4, 5 et 6). Les paramètres utilisés dans cette simulation sont donnés sur le tableau III.2.

Tableau III.2 : Paramètres utilisés dans le cas de la commande par modulation des rapports cycliques.

	Paramètres	Valeurs numériques
Le convertisseur multicellulaire série	Nombre de cellules (P)	7
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
La charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	1 mH
Commande par modulation des rapports cycliques	Fréquence de découpage ($f_{déc}$)	26 kHz
	G	6

Les résultats obtenus après simulation sont représentées sur les figures III.14, III.15, III.16, III.17, III.18 et III.19.

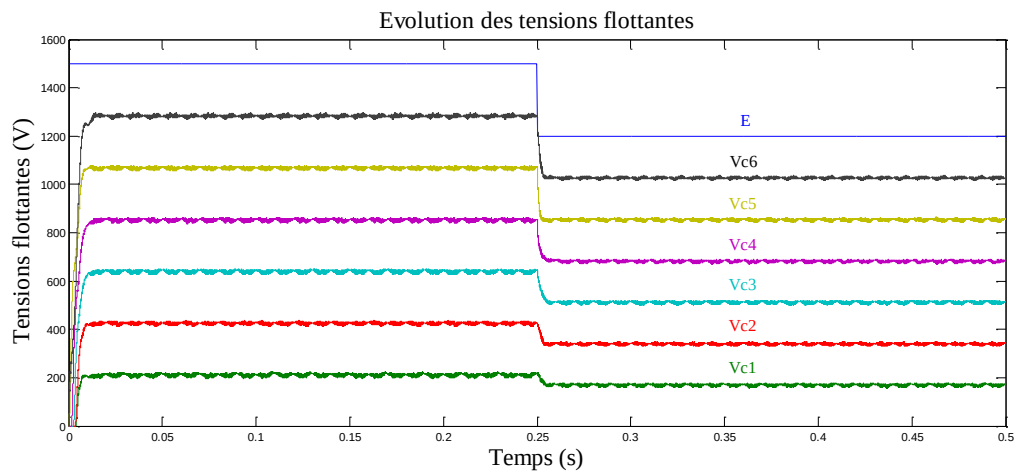


Figure III.14 : Evolution des tensions flottantes.

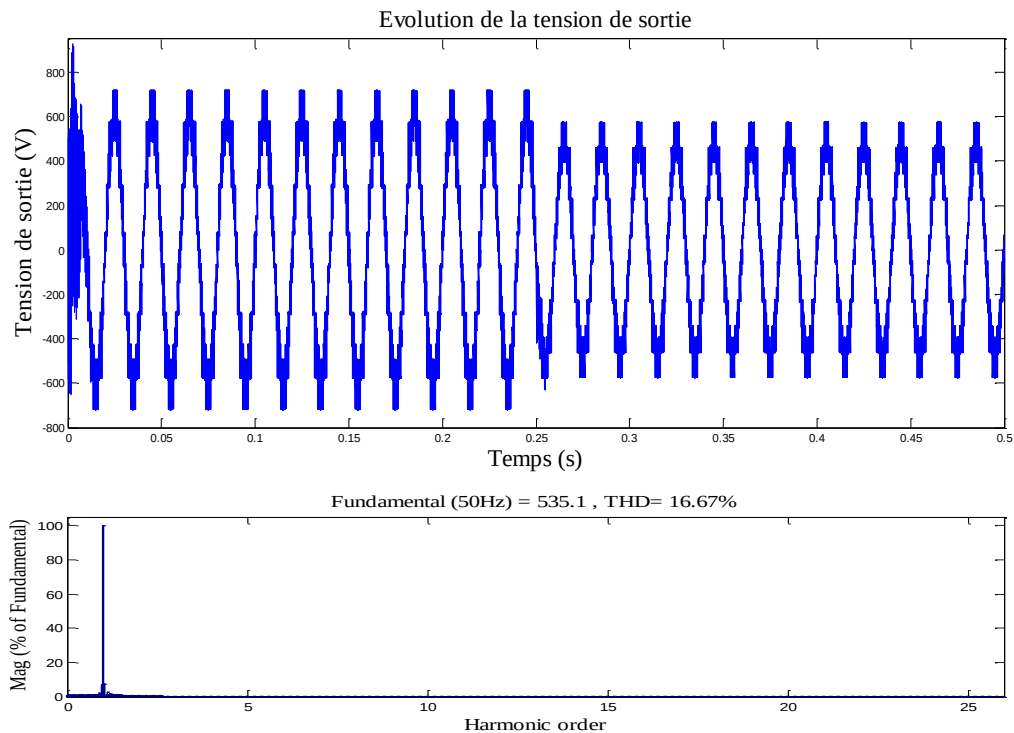


Figure III.15 : Evolution de la tension de sortie et son THD.

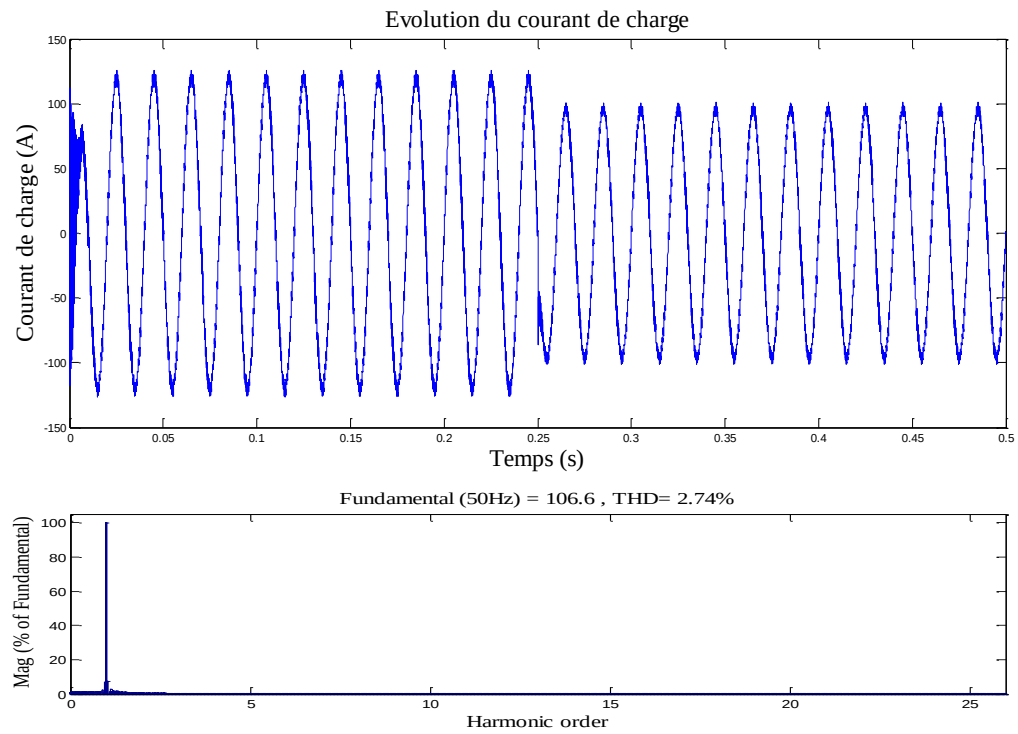


Figure III.16: Evolution du courant de charge et son THD.

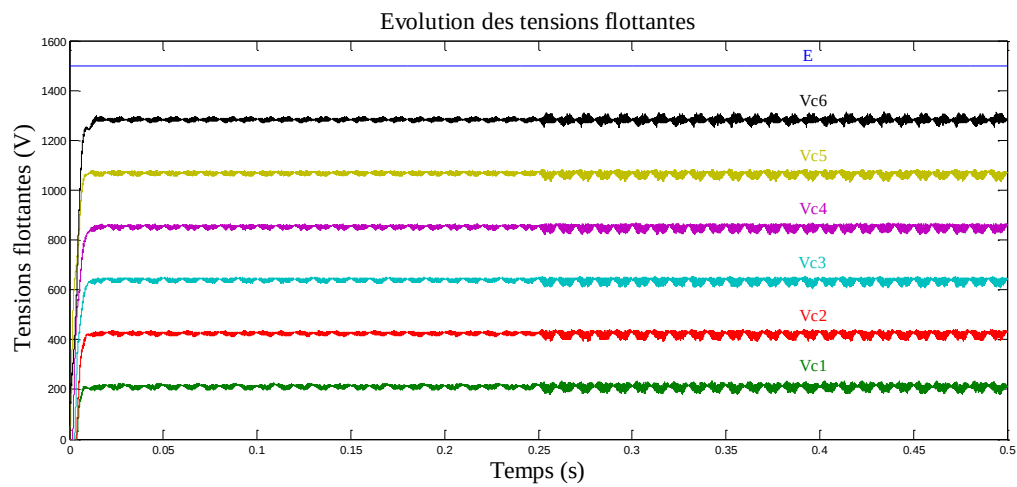


Figure III.17 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse).

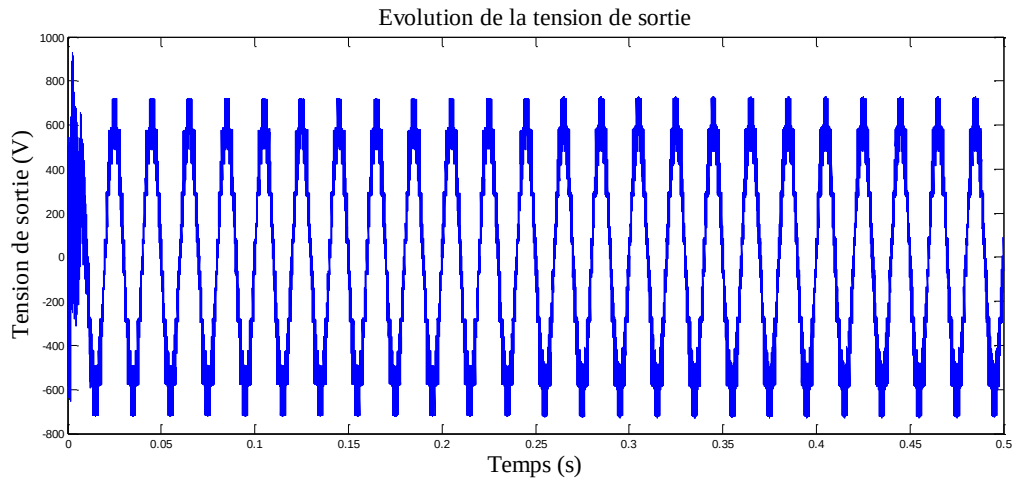


Figure III.18 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

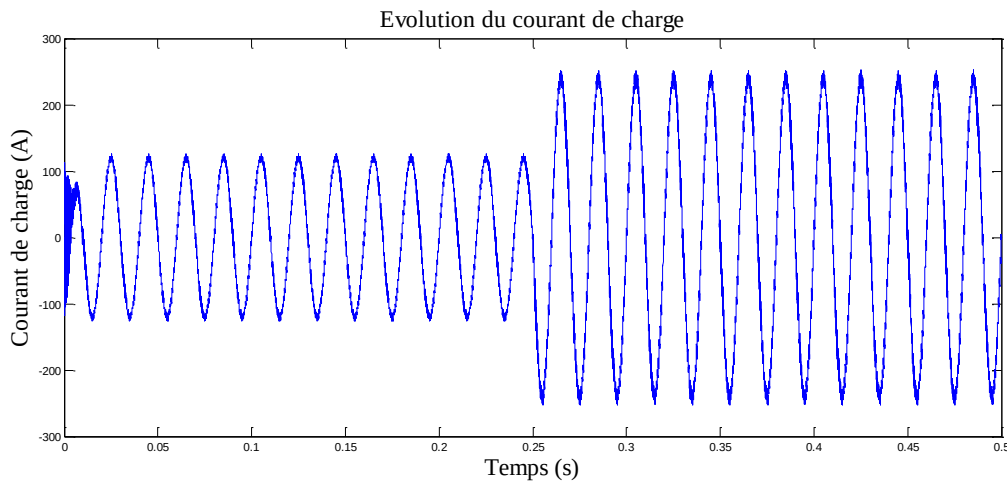


Figure III.19: Evolution du courant de charge (test de robustesse).

A partir des figures III.14, III.15 et III.16, nous pouvons déduire que la commande par modulation des rapports cycliques impose une dynamique d'équilibrage rapide pour les tensions flottantes (figure III.14). Elles atteignent leurs valeurs de références en un temps de 0.007 s (temps nécessaire pour l'équilibrage des tensions 30 fois plus faible que celui en boucle ouverte dans le cas de la commande par MLI-ST), ce qui améliore le signal de la tension de sortie (figure III.15), le courant de charge (figure III.16) et protège les interrupteurs de puissance.

A $t = 0.25$ s, nous simulons une chute de tension de 300V au niveau de la tension d'alimentation du convertisseur E . Les tensions flottantes suivent rapidement ce changement ce qui réduit le temps des perturbations au niveau du signal la tension de sortie et du courant de charge. Le $\text{THD}_{\text{tension}} = 16.67\%$ et le $\text{THD}_{\text{courant}} = 2.74\%$.

Afin de tester la robustesse de cette commande nous avons diminué la charge de 50 % à $t = 0.25$ s (figure III.17, III.18 et III.19). Comme résultat, nous avons une légère augmentation des ondulations au niveau des tensions flottantes et une autre au niveau du courant de charge.

III-3-1-2- Commande découplante avec retour d'état non linéaire :

Après l'étude effectuée au niveau du chapitre II relativement au modèle du convertisseur multicellulaire série, nous pouvons remarquer que cette topologie se présente comme un système non-linéaire. Ceci est dû au fait que les ordres de commande (des différentes cellules) influent sur plusieurs variables d'état et, réciproquement, chaque variable d'état dépend de plusieurs ordres de commande. Pour cette raison, nous pouvons affirmer que ce système est couplé.

Après la présentation de cette technique de commande, nous allons appliquer cette méthode au découplage d'un onduleur multicellulaire série 7 cellules.

III-3-1-2-1- Présentation de la méthode de linéarisation [GAT2 97]:

La linéarisation exacte [FOS 93], [SLO 90] est une approche pour la construction de correcteurs non-linéaires. L'idée principale de cette méthode est d'effectuer une transformation algébrique d'un système dynamique non-linéaire, en un système totalement ou partiellement linéaire. Ainsi, après transformation, toutes les techniques de synthèse de correcteurs linéaires peuvent être appliquées. L'intérêt de cette méthode est qu'elle effectue une transformation exacte du système d'état non-linéaire, sans passer par une approximation linéaire comme les techniques de linéarisation classiques (Jacobien) [FOS 93].

La linéarisation exacte d'un système peut donc être vue comme une méthode pour transformer un modèle de système vers un modèle ayant une forme plus simple. Cette méthode a été utilisée avec succès dans de nombreuses applications [WES 94], [FRI 93], [PIO 92], [OUK 94].

III-3-1-2-1-1- Rappels :

III-3-1-2-1-1-1- Définition de la modélisation d'un système non-linéaire :

Soit (Σ) , un système non-linéaire affine multi-entrées, multi-sorties (MIMO), qui peut être représenté par les équations d'état (III.16).

$$(\Sigma) \begin{cases} \dot{X} = f(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X)u_i \\ y_j = h_j(X) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec : $1 \leq j \leq P$

Où : $X \in \Omega$ est le vecteur d'état avec $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ et m le nombre d'entrées. Les fonctions $f, g_1, \dots, g_i$ sont des applications vectorielles de Ω dans $\mathbb{R}^n$ et les fonctions h_j sont des fonctions de valeurs réelles définies sur Ω . Nous nous intéressons, plus particulièrement, aux systèmes carrés. On posera donc $P = m$.

Une représentation vectorielle peut être donnée par :

$$f(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ \vdots \\ f_n(X) \end{pmatrix}, g_i(X) = \begin{pmatrix} g_{1i}(X) \\ \vdots \\ g_{ni}(X) \end{pmatrix} \text{ et } h(X) = \begin{pmatrix} h_1(X) \\ \vdots \\ h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Les éléments de f, g_i, h sont des fonctions lisses, c'est-à-dire que ces fonctions sont indéfiniment dérivables par rapport à chacun de leurs arguments.

III-3-1-2-1-1-2- Dérivée de Lie :

Etant donnée une fonction lisse $h_j(X)$, le gradient de h_j est noté ∇h_j et s'exprime par :

$$\nabla h_j(X) = \frac{\partial h_j}{\partial X} \quad (\text{III.18})$$

Ce gradient est représenté par un vecteur colonne d'éléments $(\nabla h_j)_i = \partial h_j / \partial x_i$.

De la même façon, étant donné un champ de vecteur $f(X)$, le Jacobien de f est noté ∇f et s'exprime par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial X} \quad (\text{III.19})$$

Le Jacobien est une matrice de $n \times n$ qui a pour éléments $(\nabla f)_{ij} = \partial f_i / \partial x_j$.

On pose, maintenant, une fonction scalaire $h_j(X)$ lisse et un champ de vecteurs lisse $f(X)$. On définit une nouvelle fonction scalaire $L_f h_j$ appelée dérivée de Lie de h_j par rapport à f comme suit :

$$L_f h_j(X) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial h_j(X)}{\partial x_i} f_i(X) = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} f(X) \quad (\text{III.20})$$

III-3-1-2-1-2- Résultats généraux :

En reprenant le modèle du système donné par (III.16), on peut écrire la première dérivée de y_j à l'aide des dérivées de Lie :

$$\dot{y}_j = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \dot{X} = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \left(f(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X) u_i \right) \quad (\text{III.21})$$

On obtient alors :

$$\dot{y}_j = L_f h_j(X) + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j(X)) u_i \quad (\text{III.22})$$

Il est intéressant de noter que si $L_{g_k} h_j(X) = 0$, les entrées u_i n'ont pas d'influence sur les sorties.

On note, ainsi, r_j le plus petit nombre entier pour qu'une des entrées u_i apparaisse dans la $r_j^{\text{ème}}$ dérivée de la sortie y_j . On a alors :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(X) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(X)) u_i \quad (\text{III.23})$$

Les nombres obtenus r_j sont appelés les degrés relatifs.

On définit la matrice de découplage $m \times m$, $\Delta(X)$ comme suit :

$$\Delta(X) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) & \cdots & L_{g_m} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) & \cdots & L_{g_m} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

On définit également le vecteur $\Delta_0(X)$ par :

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(X) \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Il est alors possible de réécrire l'équation (III.23) en utilisant les équations (III.24) et (III.25) :

$$Y = \begin{pmatrix} y_1^{(r1)} \\ \vdots \\ y_m^{(rm)} \end{pmatrix} = \Delta_0(X) + \Delta(X) \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

A partir des définitions ci-avant, le théorème suivant définit les conditions de linéarisation du système (Σ) :

- Théorème :

- 1- Le système (Σ) est découplé sur $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ si, et seulement si :

$$\text{rang } \Delta(X) = m \quad \forall X \in \Omega \quad (\text{III.27})$$

- 2- Si cette condition est satisfaite, alors le retour d'état non-linéaire est :

$$U(X) = \alpha(X) + \beta(X)V$$

Où : V est le nouveau vecteur d'entrée

Avec :

$$\begin{aligned} \alpha(X) &= -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) \\ \beta(X) &= \Delta^{-1}(X) \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Où le découplage du système par linéarisation exacte est représenté sur la figure III.20.

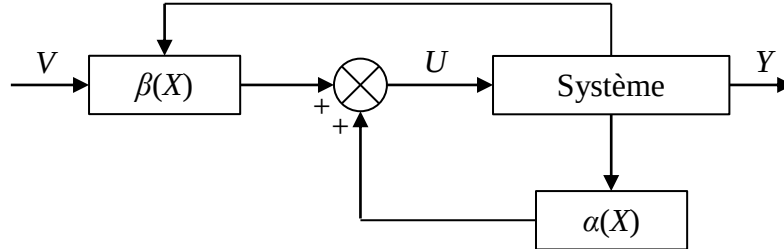


Figure III.20 : Représentation du découplage par linéarisation exacte.

Il est important de noter que cette méthode aboutit à un découplage total si on a $\sum r_j = n$, c'est-à-dire que le système découplé est linéaire pour toutes les variables d'état.

Si on observe $\sum r_j < n$, on obtient alors $n - \sum r_j$ dynamiques de zéros qui conduisent à une étude plus complexe (étude des dynamique de zéros).

La figure III.21 représente les résultats obtenus après découplage pour le cas particulier où les degrés relatifs sont égaux à 1.

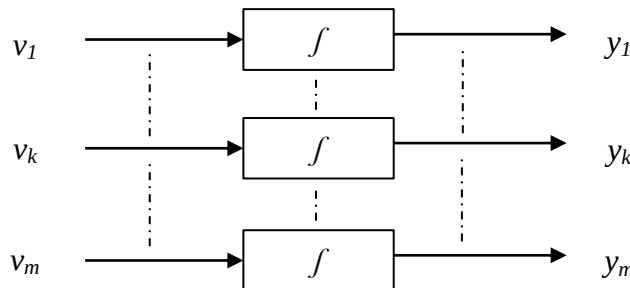


Figure III.21 : Système découplé.

III-3-1-2-2- Application de la commande à un onduleur multicellulaire série 7 cellules :

Pour calculer les signaux de commande S (voir l'équation II.10), il faut générer P tensions de référence (U). Ensuite, nous les comparerons avec P porteuses triangulaires centrées et décalées entre elles de $2\pi/P$ (T_r). Par conséquent, nous avons :

$$S = U - T_r$$

A partir de cette équation, on peut dire que S varie en fonction de U . Nous pouvons alors écrire :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot U \quad (\text{III.29})$$

A partir du modèle donné par l'équation (III.29), il est possible de trouver une matrice colonne $\alpha(X)$ et une matrice carrée $\beta(X)$ telles que si l'on choisit $U(X) = \alpha(X) + \beta(X) \cdot V$, alors le système bouclé possède un comportement linéaire, avec un découplage total entre les entrées et les sorties du système [AIM 03].

A partir du système matriciel :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot U \\ U = \alpha(X) + \beta(X) \cdot V \end{cases}$$

On remplace U par sa valeur et on trouve :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot \alpha(X) + B(X) \cdot \beta(X) \cdot V \quad (\text{III.30})$$

La matrice $\alpha(X)$ est choisie de manière à ce que le terme $(B(X) \cdot \alpha(X))$ compense exactement le terme $(A \cdot X)$. D'autre part, $B(X)$ est inversible, sous réserve que :

$$I_{ch} \neq 0 \quad \text{and} \quad E \neq 0 \quad (\text{III.31})$$

Par conséquent, on choisit :

$$\beta(X) = B^{-1}(X)$$

Soit :

$$\dot{V}_{C_1} = v_1, \quad \dot{V}_{C_2} = v_2, \quad \dot{V}_{C_3} = v_3, \quad \dot{V}_{C_4} = v_4, \quad \dot{V}_{C_5} = v_5, \quad \dot{V}_{C_6} = v_6, \quad \dot{I}_{ch} = v_7 \quad (\text{III.32})$$

Les matrices $\alpha(X)$ et $\beta(X)$ sont données comme suit :

$$\begin{cases} \alpha(X) = -B^{-1}(X) \cdot A \cdot X \\ \beta(X) = B^{-1}(X) \end{cases}$$

Sous les conditions exprimées dans (III.31), les valeurs obtenues pour le calcul de découplage sont données par (III.33) :

$$A \cdot X = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -b_0 X_7 - b_1 \frac{E}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

$$B^{-1}(X) = \begin{pmatrix} \frac{X_1 - E}{a_1 EX_7} & \frac{X_2 - E}{a_2 EX_7} & \frac{X_3 - E}{a_3 EX_7} & \frac{X_4 - E}{a_4 EX_7} & \frac{X_5 - E}{a_5 EX_7} & \frac{X_6 - E}{a_6 EX_7} & \frac{1}{b_1 E} \\ \frac{X_1}{X_2 - E} & \frac{X_2}{X_3 - E} & \frac{X_3}{X_4 - E} & \frac{X_4}{X_5 - E} & \frac{X_5}{X_6 - E} & \frac{X_6}{1} & \frac{1}{b_1 E} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \\ \frac{a_1 EX_7}{X_1} & \frac{a_2 EX_7}{X_2} & \frac{a_3 EX_7}{X_3} & \frac{a_4 EX_7}{X_4} & \frac{a_5 EX_7}{X_5} & \frac{a_6 EX_7}{X_6} & \frac{b_1 E}{1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

$$a_1 = \frac{1}{C_1}, a_2 = \frac{1}{C_2}, a_3 = \frac{1}{C_3}, a_4 = \frac{1}{C_4}, a_5 = \frac{1}{C_5}, a_6 = \frac{1}{C_6}, b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}, b_1 = \frac{1}{L_{ch}}$$

Le retour d'état peut donc s'exprimer par (III.34) :

$$\alpha(X) = \begin{pmatrix} \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \\ \frac{b_0 X_7}{b_1 E} + \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Une fois le retour d'état effectué, les nouvelles grandeurs d'entrée sont contenues dans le vecteur V , comme indiqué sur la figure III.22.

$$V = (v_1 \ v_2 \ v_3 \ v_4 \ v_5 \ v_6 \ v_7)^T$$

Ainsi, dans le cas d'un convertisseur multicellulaire série, le retour d'état non linéaire permet d'obtenir P relations linéaires totalement découplées entre les nouvelles grandeurs d'entrée et les P variables d'état du système.

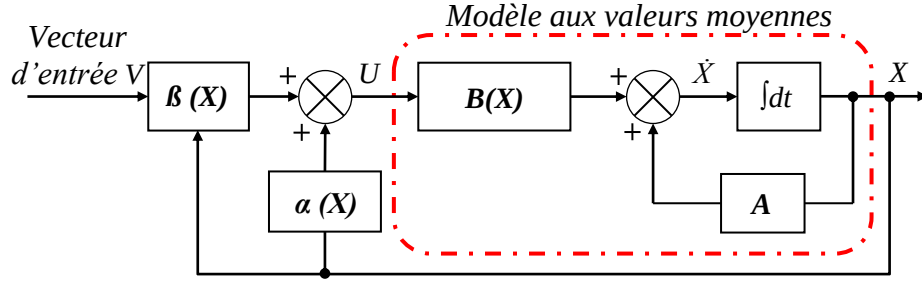


Figure III.22 : Représentation fonctionnelle du découplage par retour d'état non-linéaire.

Il apparaît des points singuliers au voisinage desquels la commande découplante non-linéaire perd sa validité. Ces points sont le passage par zéro du courant de charge ($I_{ch} = 0$) et de la tension de bus continu ($E = 0$). Dans ces conditions de fonctionnement, le système n'est, en effet, plus commandable [GAT 97]. Dans le cas d'un montage en hacheur, ces points singuliers ne sont pas vraiment gênants, car ils sont en marge de la plage de fonctionnement habituelle. En revanche, dans le cas d'un onduleur multicellulaire série, le courant de charge s'annule deux fois par période fondamentale. Il est, alors, nécessaire d'introduire une limitation du courant mesuré, de manière à éviter le point ($I_{ch} = 0$) (Figure III.23).

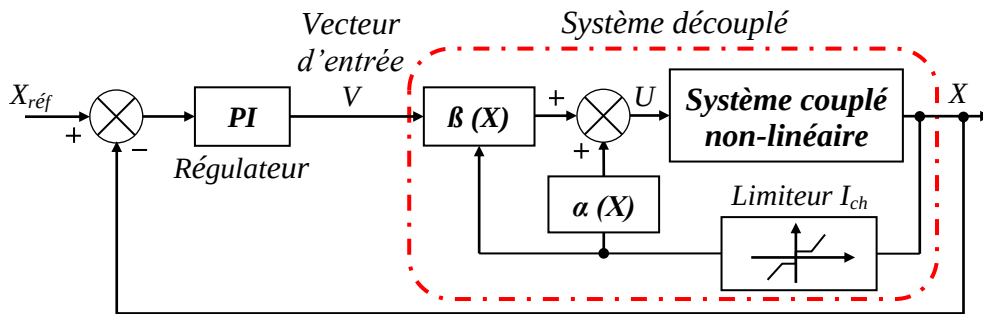


Figure III.23 : Asservissement du système découplé à un vecteur de référence $X_{réf}$.

Le principe de fonctionnement du limiteur de courant réalisé sous MATLAB/SIMULINK est représenté sur la figure III.24.

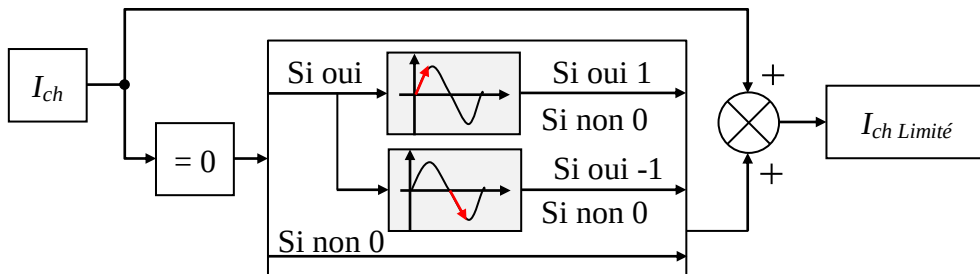


Figure III.24 : Principe de fonctionnement du limiteur de courant.

MATLAB dessine les graphes en reliant les points les uns aux autres. De là, on peut dire que le limiteur réalisé fonctionne très bien, comme le prouve la figure III.25. On voit bien sur

la figure III.25(a) le point zéro et les points qui sont au voisinage de zéro. Par contre, sur la figure III.25(b), le point zéro et les points qui sont au voisinage de ce dernier ont disparu [HAN 15].

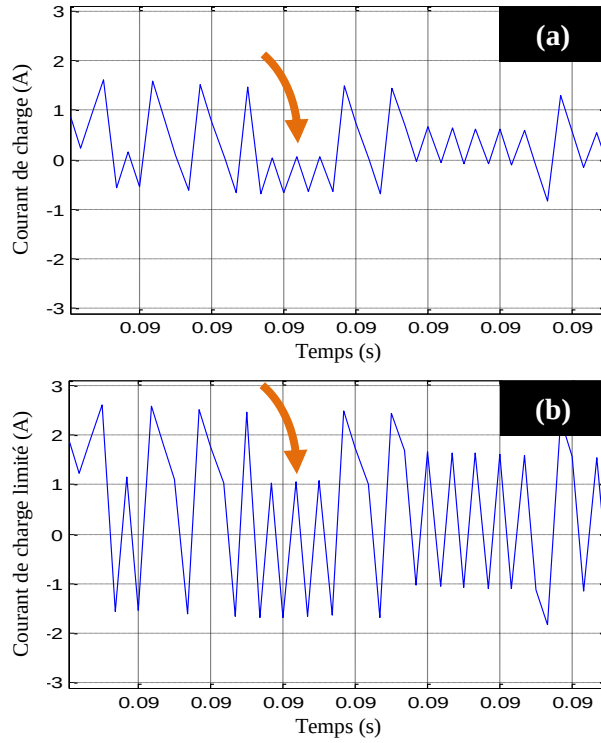


Figure III.25 : a)- Courant de charge. b)- Courant de charge limité.

Après le découplage entre les différentes variables, nous obtenons P sous-systèmes linéaires, chaque sous-système associant une variable d'entrée à une variable d'état ($\dot{X} = V$). Il est maintenant nécessaire de reboucler le système découplé pour asservir chaque variable d'état à une référence. Ce rebouclage (Figure III.23), nécessite autant de boucles de rétroaction qu'il y a de variables d'état.

Comme présenté sur la figure III.23, nous allons utiliser un régulateur PI. L'équation de commande de la boucle i est donnée par (III.35) :

$$v_i = \left(K_{pi} + \frac{K_{li}}{s} \right) (X_{iréf} - X_i) \quad (III.35)$$

Où : s est la variable de Laplace.

Avec : $1 \leq i \leq P$ et $(K_{pi} + (K_{li}/s)) > 0$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$T_{BF_i}(s) = \frac{1}{1 + (s / (K_{pi} + (K_{li}/s)))} \quad (III.36)$$

Puisque le régulateur est un PI, alors la fonction de transfert en boucle fermée est du deuxième ordre.

Ce type de régulateur va nous permettre d'imposer une dynamique donnée pour chaque variable d'état.

La figure III.26 présente le principe de fonctionnement de cette commande appliquée à l'onduleur multicellulaire série. Nous allons générer les tensions sinusoïdales de références u_i

qui vont être comparées à des porteuses triangulaires centrées et décalées entre elles de $2\pi/P$ afin de générer les S_p signaux de commande. Comme il est mentionné sur la figure III.26, les rapports cycliques vont alors être commandés à travers les signaux de référence. Les tensions sinusoïdales de références sont calculées de telle sorte que les tensions flottantes V_{Ci} suivent les tensions de référence V_{Ciref} avec un temps minime.

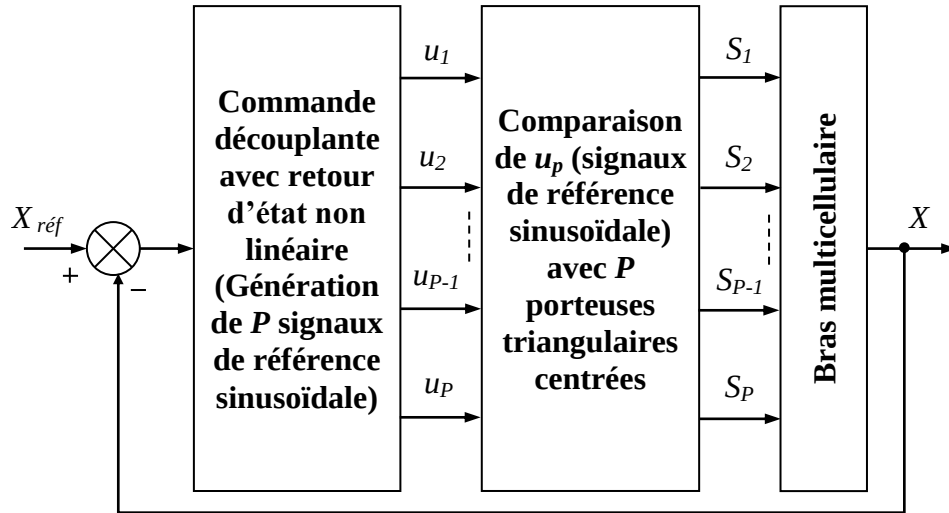


Figure III.26 : Principe de la commande appliquée à l'onduleur multicellulaire série.

La commande découplante avec retour d'état non-linéaire présente de bonnes performances dynamiques, avec un découplage efficace des différentes variables d'état. Afin de valider les performances de cette commande, nous avons effectué une simulation sous MATLAB/SIMULINK d'un onduleur multicellulaire série 7 cellules alimentant une charge (R - L), commandé par la commande découplante avec retour d'état non-linéaire (voir *Annexe B* figures 7, 8, 9, 10 et 11). Les paramètres utilisés dans cette simulation sont donnés sur le tableau III.3

Tableau III.3 : Paramètres utilisés dans le cas de la commande découplante avec retour d'état non-linéaire.

	Paramètres	Valeurs numériques
Le convertisseur multicellulaire série	Nombre de cellules (P)	7
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
La charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	1 mH
Commande découplante avec retour d'état non-linéaire	Fréquence de découpage (f_{dec})	26 kHz
	K_{pVc}	30000
	K_{iVc}	10
	$K_{pI_{ch}}$	2000000
	$K_{iI_{ch}}$	10

Les figures III.27, III.28, III.29, III.30, III.31 et III.32 illustrent les résultats obtenus après simulation du système composé d'un onduleur multicellulaire série 7 cellules, contrôlé par la commande découplante avec retour d'état non-linéaire.

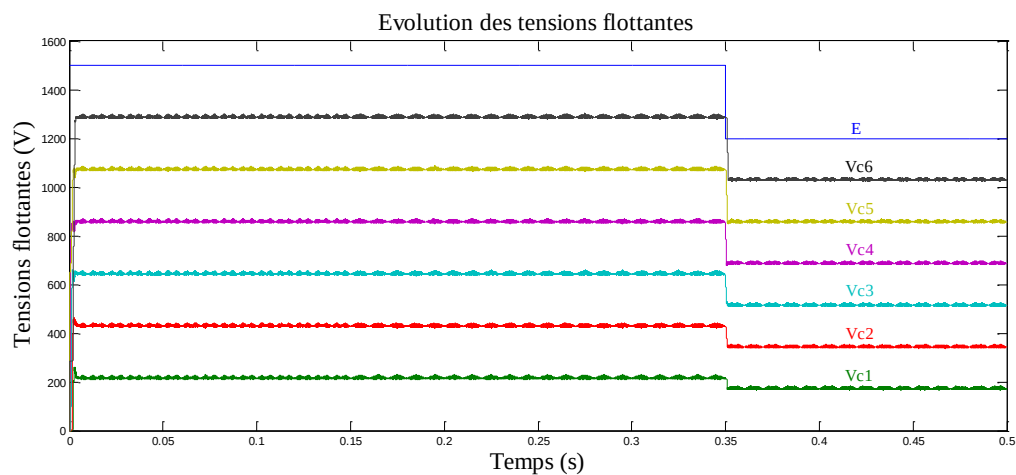


Figure III.27 : Evolution des tensions flottantes.

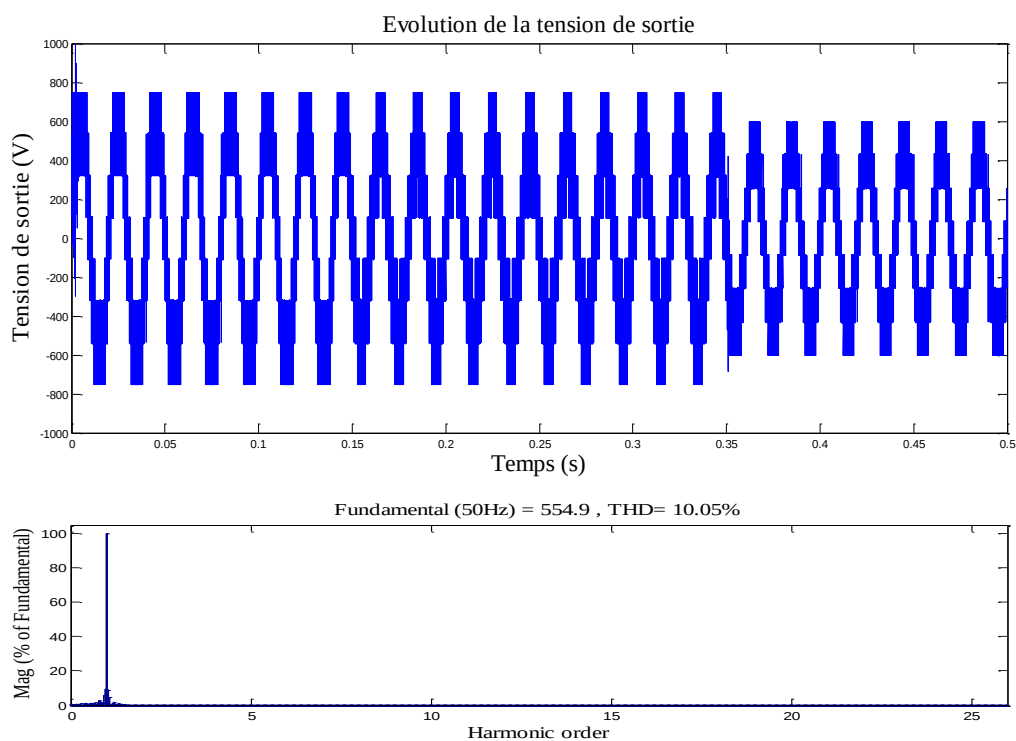


Figure III.28 : Evolution de la tension de sortie et son THD.

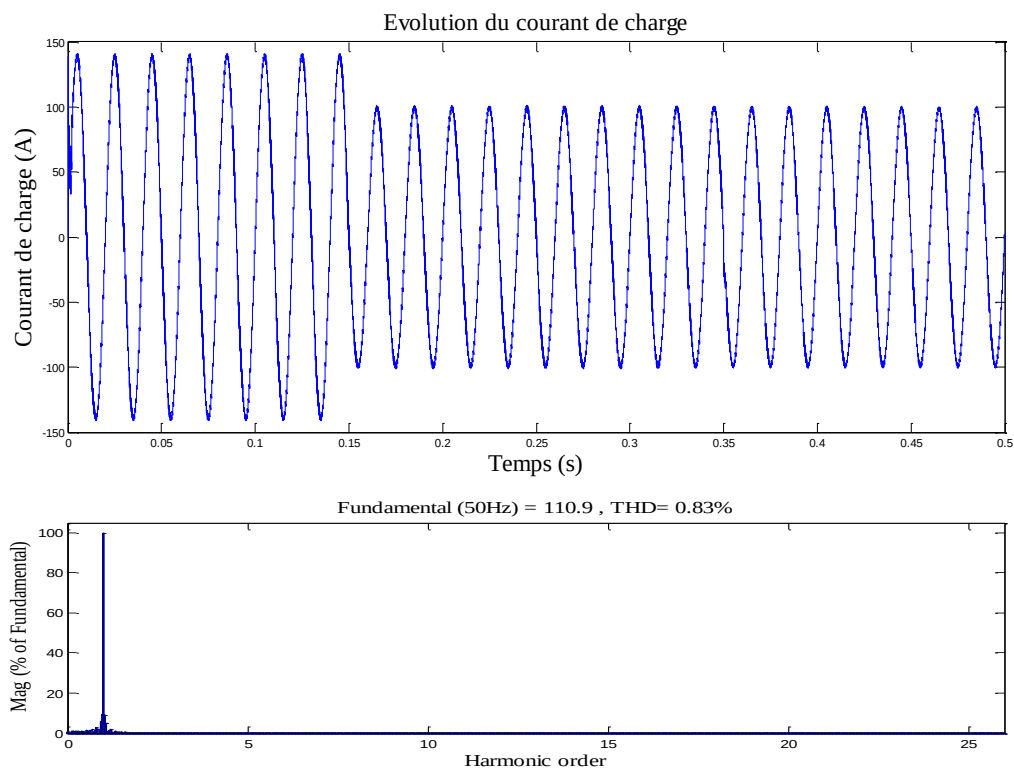


Figure III.29 : Evolution du courant de charge et son THD.

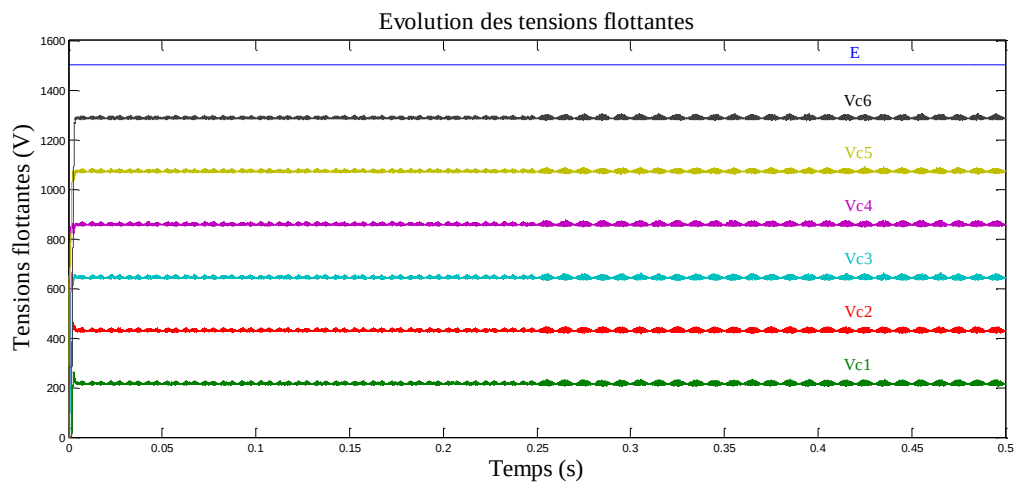


Figure III.30 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse).

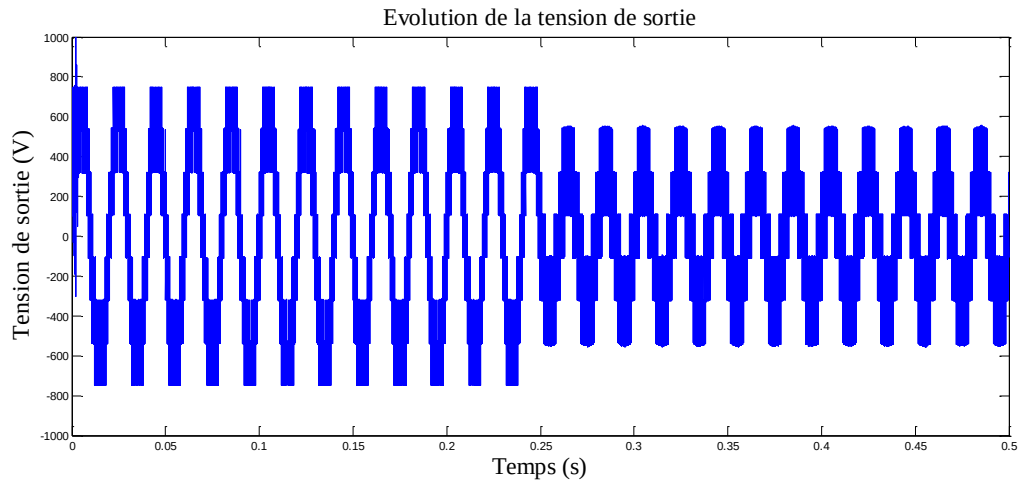


Figure III.31 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

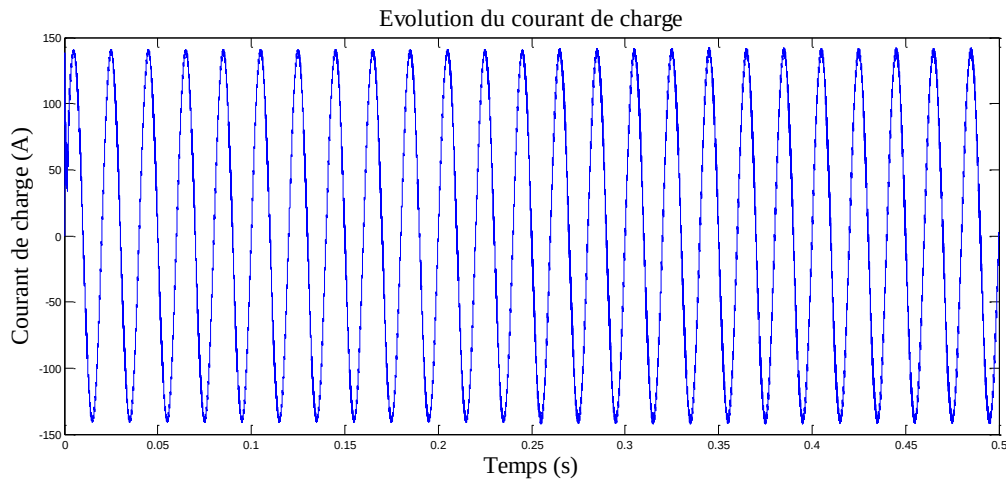


Figure III.32 : Evolution du courant de charge (test de robustesse).

Deux tests ont été effectués dans cette simulation. Comme premier test, nous avons appliqués deux perturbations afin de suivre la réponse du système. Le deuxième est un test de robustesse de la commande découplante avec retour d'état non-linéaire.

Le premier (test 1) est pour le courant de charge (Figure III.29). On diminue le courant de 40 A à $t = 0.15$ s. Le courant de charge suit rapidement cette variation, et cette perturbation n'affecte pas la tension de sortie (Figure III.28) et les tensions générées par les condensateurs flottants (Figure III.27), ($\text{THD}_{\text{courant}} = 0.83\%$).

La deuxième perturbation (test 1) est visualisée sur la figure III.27. A $t = 0.35$ s, on simule une chute de tension d'alimentation E de 300 V. Comme résultat, les tensions générées par les condensateurs flottants et la tension de sortie suivent le changement de la tension d'alimentation E rapidement ce qui élimine le régime transitoire. Le $\text{THD}_{\text{tension}} = 10.05\%$. D'autre part, cette variation n'a aucun effet sur le courant de charge.

Le deuxième test peut être vu sur les figures III.30, III.31 et III.32. Car, à $t = 0.25$ s, nous avons diminués la charge de 50 %. On peut voir clairement que le découplage n'a pas été affecté par cette variation, car le courant a resté à sa valeur nominale et la tension de sortie a diminué. Il faut noter aussi, qu'il y a une légère augmentation au niveau de l'ondulation des tensions flottantes.

III-3-1-3- Commande par SVM avec régulation des tensions flottantes :

La modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) offre la flexibilité significative d'optimiser les schémas de commutation [CEL 00], parce qu'elle est exécutable sur un calculateur numérique.

Cependant, indépendamment de ses avantages, la détermination de la position de commutation du SVM est difficile lorsque le nombre de niveau change. L'algorithme devrait également être changé [YAI 06].

Nous allons étudier un nouvel algorithme de SVM très efficace pour les onduleurs à N niveaux. L'algorithme peut être mis en application presque sur n'importe quel processeur de traitement numérique des signaux disponible dans le commerce (DSP, Digital Signal Processor). Il est particulièrement bien approprié à l'exécution en temps réel [YAI 06].

III-3-1-3-1- Présentation du programme SVM généralisé :

Comparons les vecteurs de l'espace de tension des deux onduleurs à trois et à quatre niveaux représentés sur la figure III.33 :

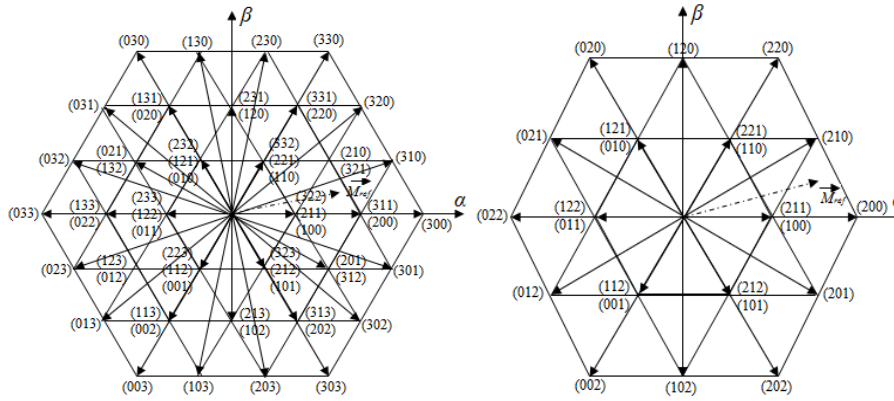


Figure III.33 : Vecteurs de commutation des onduleurs à quatre et à trois niveaux respectivement.

Les tensions de sortie de l'onduleur sont représentées par un modèle de structure hexagonale. Commençons par l'hexagone le plus simple qui correspond aux onduleurs à deux niveaux. Chaque nouveau niveau ajoute des anneaux en triangle équilatéral constituant un nouvel hexagone formé de vecteurs de tension. Cette observation servira de base pour l'établissement de nouveaux algorithmes.

Il s'avère que cette régularité dans la structure des hexagones peut être employée pour représenter, plus efficacement, les vecteurs dans le plan, et peut être utilisée pour généraliser l'algorithme de SVM. Afin de se servir de la symétrie dans la structure des hexagones, un ensemble de vecteurs non orthogonaux peut être choisi pour une nouvelle base (g, h) dans laquelle peut être représentée la commutation et le vecteur de référence. Ce changement de base est défini par [CEL 00] (Où : U est la tension continue d'alimentation):

$$\{\vec{g}_{(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})}, \vec{h}_{(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})}\} = \left\{ \begin{bmatrix} U \\ 0 \\ -U \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ U \\ -U \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III.37})$$

III-3-1-3-2- Transformation de la coordonnée :

La première étape dans l'algorithme est de transformer le vecteur de référence V_{ref} en système de coordonnées bidimensionnel. Ceci peut être réalisé en utilisant une transformation par changement de base linéaire.

Naturellement, la matrice de transformation diffère selon le système de la coordonnée de source. Par exemple, la transformation triphasée/biphasée (équation (III.38)) transforme le vecteur de référence donné dans le système de coordonnées entre phases (équation (III.39)) en un système de coordonnées (g, h) , et normalise, en même temps, le vecteur de référence avec la longueur du vecteur de base.

$$\vec{V}_{ref(g,h)} = T \cdot \vec{V}_{ref(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})} \quad (III.38)$$

$$\vec{V}_s = [v_{ab} \quad v_{bc} \quad v_{ca}]^T \quad (III.39)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = r \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - (2\pi/3)) \\ \cos(\omega t + (2\pi/3)) \end{bmatrix} \quad (III.40)$$

$$T = \frac{1}{3} \cdot \frac{N-1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \quad (III.41)$$

La figure III.34 montre tous les vecteurs de commutation d'un onduleur à trois niveaux, avec les états correspondants de commutation dans le nouveau repère (g, h) .

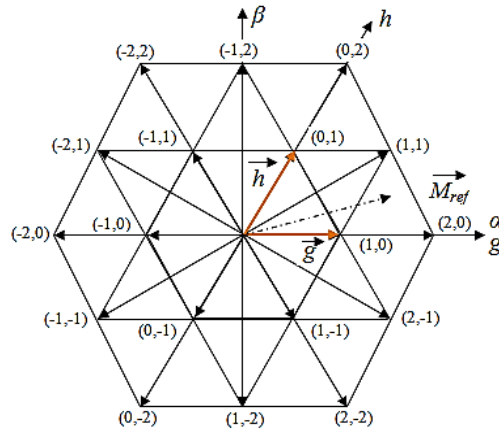


Figure III.34 : Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système (g, h) .

Dans le domaine du contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives, ceci peut être réalisé en utilisant une transformation par changement de base [CEL 99].

Le résultat de la matrice de transformation est le suivant :

$$\vec{V}_{ref(g,h)} = T_1 \cdot \vec{V}_{ref(\alpha,\beta)} \quad (III.42)$$

$$T_1 = \frac{3}{2} \cdot \frac{N-1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (III.43)$$

III-3-1-3-3- Détection des Trois Vecteurs les plus Proches (TVP) :

Les vecteurs de commutation ont des coordonnées de nombre entier. Ceci est avantageux parce que les quatre vecteurs les plus proches du vecteur de référence peuvent être

identifiés tout simplement, tandis que ces vecteurs dont les coordonnées sont des combinaisons des valeurs arrondies supérieures et inférieures au nombre du vecteur de référence sont calculés comme suit :

$$\begin{aligned}\vec{V}_{ul} &= \begin{bmatrix} \lceil V_{réfg} \rceil \\ \lceil V_{réfh} \rceil \end{bmatrix}, \vec{V}_{lu} = \begin{bmatrix} \lfloor V_{réfg} \rfloor \\ \lfloor V_{réfh} \rfloor \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{uu} &= \begin{bmatrix} \lceil V_{réfg} \rceil \\ \lfloor V_{réfh} \rfloor \end{bmatrix}, \vec{V}_{ll} = \begin{bmatrix} \lfloor V_{réfg} \rfloor \\ \lceil V_{réfh} \rceil \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (III.44)$$

Avec : $\lceil V_{réfg} \rceil$: indique la valeur arrondie supérieure de $V_{réf}$.

$\lfloor V_{réfh} \rfloor$: indique la valeur arrondie inférieure de $V_{réf}$.

Les extrémités des quatre vecteurs les plus proches forment le parallélogramme équilatéral qui est divisé en deux triangles équilatéraux par la diagonale reliant les vecteurs V_{ul} et V_{lu} . Les vecteurs V_{ul} et V_{lu} sont toujours deux des *TVP*. Le troisième vecteur le plus proche est l'un des deux vecteurs restants situés du même côté de la diagonale $g+h=V_{ulg}+V_{ulh}$, il est pris comme référence. Par conséquent, le troisième vecteur le plus proche peut être trouvé en évaluant le signe de l'expression :

$$V_{réfg} + V_{réfh} - (V_{ulg} + V_{ulh}) \quad (III.45)$$

Si le signe est positif, alors le vecteur V_{uu} est le troisième vecteur le plus proche; Autrement, le vecteur V_{ll} est le troisième vecteur le plus proche. Ceci accomplit l'identification des *TVP* pour les onduleurs de N niveaux.

La figure III.35 explique comment obtenir le troisième vecteur le plus proche.

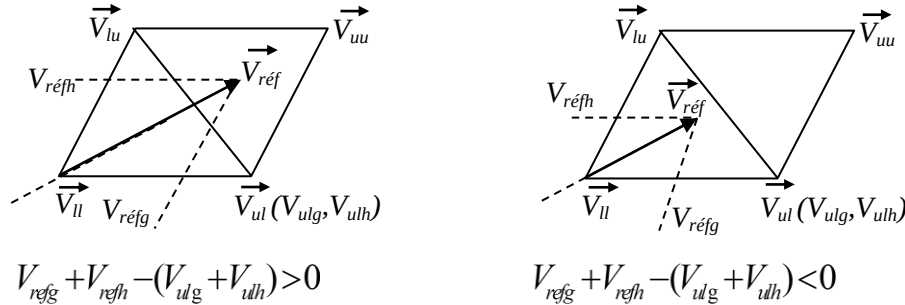


Figure III.35 : Mise en évidence de deux cas différents de la position de vecteur de référence, en utilisant les mêmes quatre vecteurs les plus proches.

III-3-1-3-4- Calcul des temps de commutations des interrupteurs :

Une fois que les *TVP* sont identifiés, les temps de commutations des interrupteurs peuvent être trouvés en solutionnant (III.46) et (III.47) :

$$\vec{V}_{réf} = (d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2 + d_3 \cdot \vec{V}_3) \quad (III.46)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (III.47)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\vec{V}_1 &= \vec{V}_{ul} \\
\vec{V}_2 &= \vec{V}_{lu} \\
\vec{V}_3 &= \vec{V}_{ll} \quad \text{ou} \quad \vec{V}_3 = \vec{V}_{uu}
\end{aligned} \tag{III.48}$$

Puisque tous les vecteurs de commutation ont toujours des coordonnées de nombre entier, les solutions sont essentiellement les parties partielles des coordonnées.

$$\text{Si : } \vec{V}_3 = \vec{V}_{ll} \quad \text{alors} \quad \begin{cases} d_{ul} = V_{réfg} - V_{llg} \\ d_{lu} = V_{réfh} - V_{llh} \\ d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \end{cases} \tag{III.49}$$

Où :

$$\text{Si : } \vec{V}_3 = \vec{V}_{uu} \quad \text{alors} \quad \begin{cases} d_{ul} = V_{réfh} - V_{uuh} \\ d_{lu} = V_{réfg} - V_{uug} \\ d_{uu} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \end{cases} \tag{III.50}$$

III-3-1-3-5- Choix de commutation :

Cette dernière étape exige une transformation d'un espace de coordonnée bidimensionnel à l'espace tridimensionnel des combinaisons de commutation. En général, il n'y a pas de solution unique à ce problème qui permet d'optimiser la stratégie de commutation. La première étape dans le choix des meilleurs états de commutation à n'importe quel instant, est de trouver tous les états de commutation qui forment le vecteur de commutation en question $\vec{V} = [g \ h]^T$. Mathématiquement, tous les états de commutation d'un vecteur de commutation satisferont l'expression [CEL 00] :

$$\begin{bmatrix} k \\ k-g \\ k-g-h \end{bmatrix} \quad \text{Où} \quad k, k-g, k-g-h \in [0 \ N-1] \tag{III.51}$$

Le nombre d'états de commutation n_c pour un vecteur de commutation $\vec{V} = [g \ h]^T$ est déterminé suivant l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned}
&\vec{V} = [g \ h]^T, \quad N : \text{nombre de niveaux} \\
&\text{si } ((g \geq 0) \text{ et } (h \geq 0)) \text{ ou } ((g \leq 0) \text{ et } (h \leq 0)) \\
&\quad n_c = N - (abs(g) + abs(h)) \\
&\text{si non} \quad n_c = N - \max(abs(g) + abs(h))
\end{aligned} \tag{III.52}$$

III-3-1-3-6- Boucle de régulation des tensions flottantes :

Selon l'équation (II.2 chapitre II) qui régit l'évolution des tensions flottantes, on peut dire qu'il y a deux paramètres qui peuvent être utilisés pour la régulation des tensions flottantes (V_{Ci}); Ces paramètres sont les signaux de commande ($S_i, S_{(i+1)}$) et le courant de charge (I_{ch}). L'utilisation des signaux de commande pour la régulation des tensions flottantes rend le programme de la modulation vectorielle compliqué, parce qu'il nécessite beaucoup de calculs. Pour cela, on a ajouté un régulateur PI pour la régulation des tensions flottantes en utilisant le courant de charge pour simplifier le programme SVM. Cette régulation est présentée sur la Figure III.36.

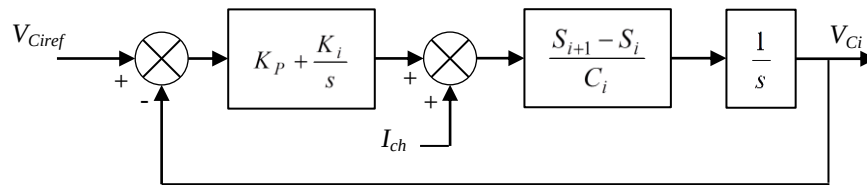


Figure III.36 : Boucle de régulation pour les tensions flottantes.

Pour étudier le comportement de ce convertisseur, une simulation, sous MATLAB/SIMULINK, a été effectuée. Elle concerne un onduleur multicellulaire série 7 cellules, alimentant une charge (R - L), commandé par SVM avec régulation des tensions flottantes, en utilisant un régulateur PI (voir *Annexe B* figures 12, 13 et 14).

Les paramètres utilisés dans cette simulation sont donnés sur le tableau III.4. Les figures III.37, III.38, III.39, III.40, III.41 et III.42 présentent les résultats obtenus.

Tableau III.4 : Paramètres utilisés dans le cas de la commande par SVM.

	Paramètres	Valeurs numériques
Le convertisseur multicellulaire série	Nombre de cellules (P)	7
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
La charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	1 mH
La commande SVM	Fréquence de découpage (f_{dec})	26 kHz
	r	0.8
	K_p	50
	K_i	5

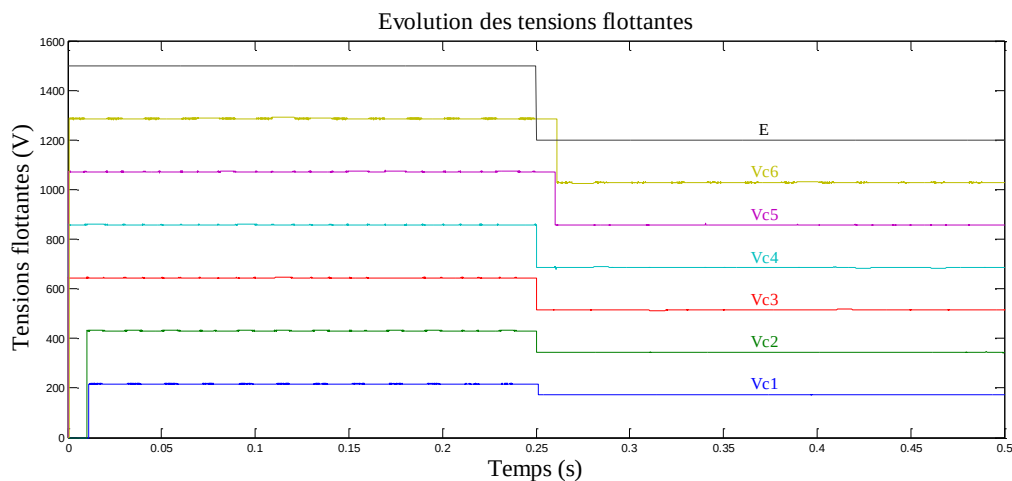


Figure III.37 : Evolution des tensions flottantes.

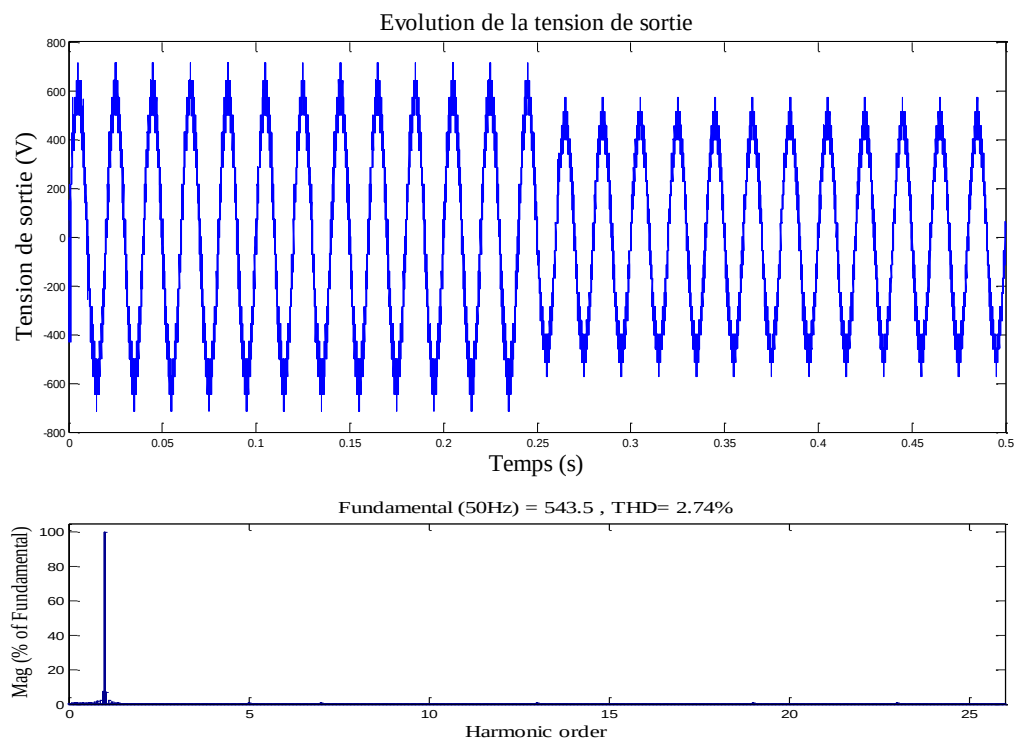


Figure III.38 : Evolution de la tension de sortie et son THD.

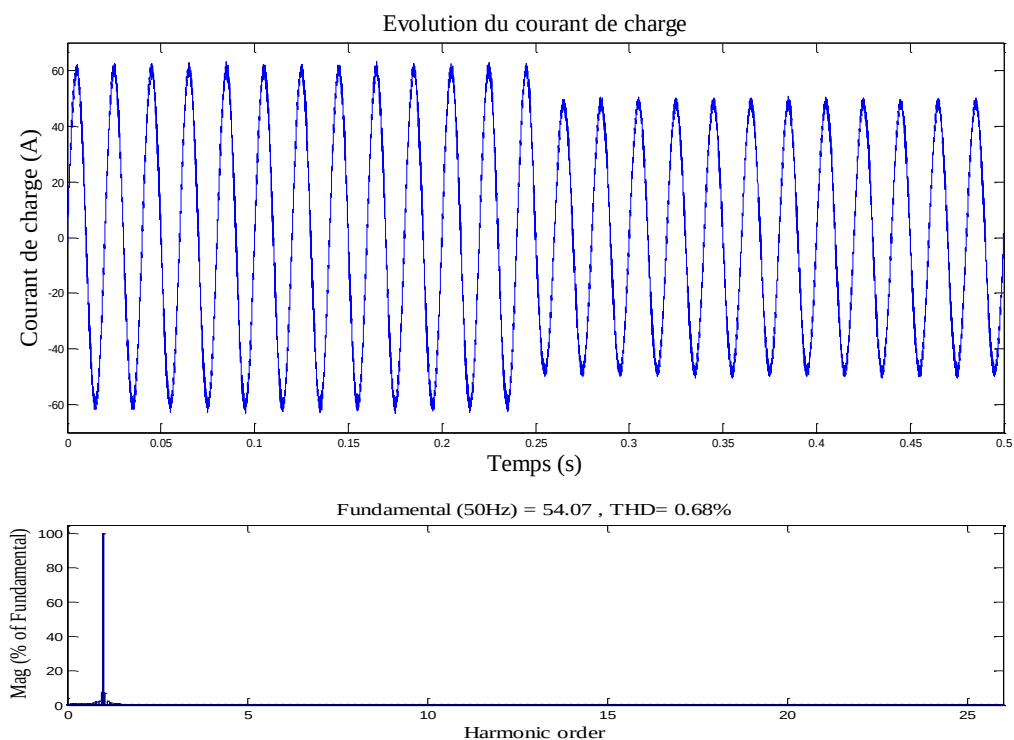


Figure III.39 : Evolution du courant de charge et son THD.

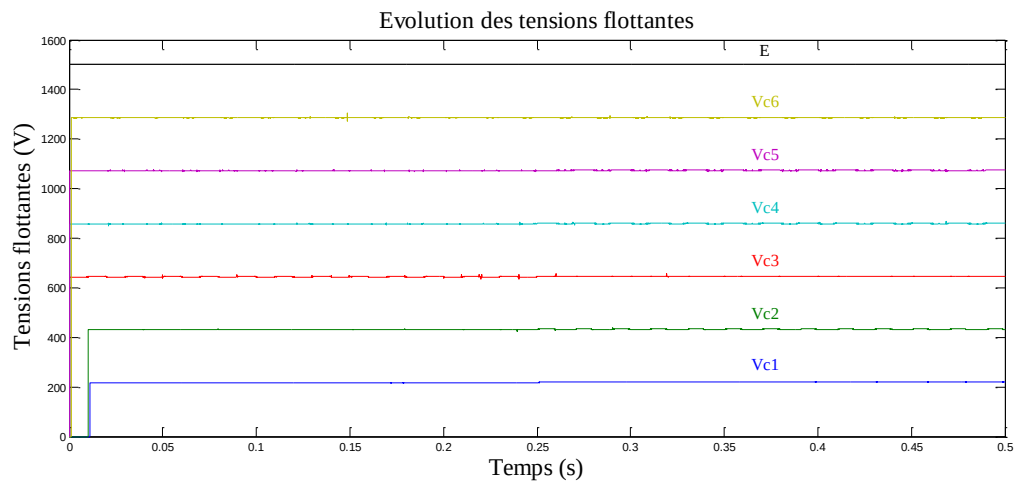


Figure III.40 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse).

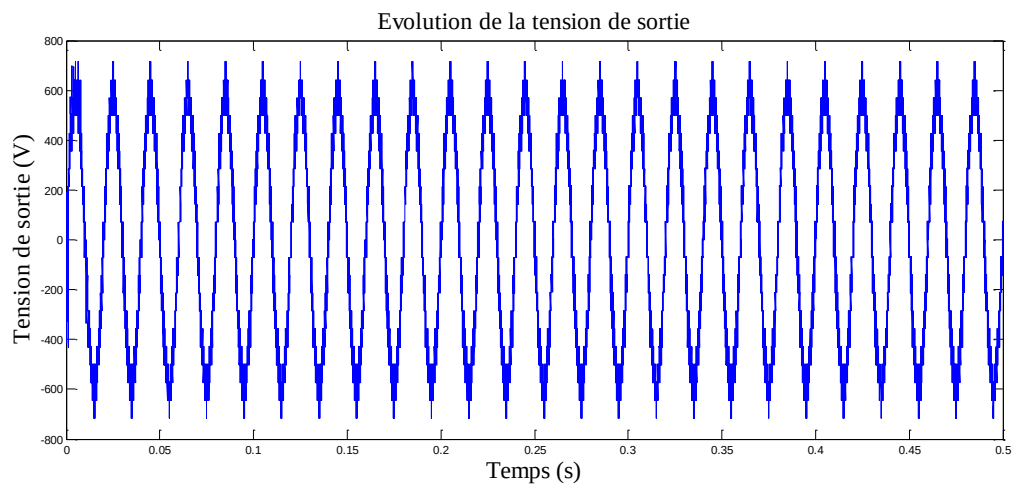


Figure III.41 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

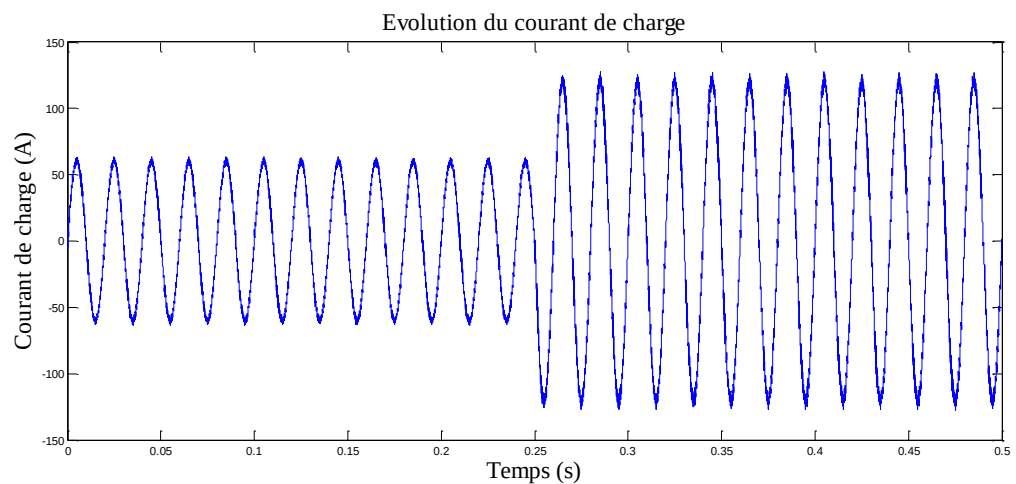


Figure III.42 : Evolution du courant de charge (test de robustesse).

Sur la figure III.37, on peut voir qu'il n'y a, pratiquement pas, de régime transitoire. Les tensions flottantes sont équilibrées immédiatement.

A $t = 0.25$ s, on simule une chute de tension d'alimentation E de 300 V. Comme résultats, les tensions flottantes sont équilibrées et suivent cette variation rapidement. La tension de sortie atteint tous ces niveaux et son signal est moins riche en harmoniques. Le courant de charge est un signal périodique quasi-sinusoïdal. Le $\text{THD}_{\text{tension}} = 2.74$ %, et le $\text{THD}_{\text{courant}} = 0.68$ %.

Les figures III.40, III.41 et III.42 présentent les résultats obtenus après le test de robustesse. Ce test, consiste à diminuer la charge de 50 % à $t = 0.25$ s. Comme résultats on a une augmentation du courant de charge ce qui est normal.

III-3-2- Commande en amplitude :

III-3-2-1- Commande par mode de glissement ou mode glissant [ROU 12] :

III-3-2-1-1- Définition de la commande par mode glissant :

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface puis, à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée « surface de glissement » et le mouvement le long de cette surface est appelé mouvement de glissement.

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $s(x)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande u (commutations) capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et de les maintenir sur cette surface.

La conception de la loi de commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

III-3-2-1-2- Choix de la surface de glissement :

On considère le système dynamique représenté par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.53})$$

x : est le vecteur d'état.

$x_{\text{réf}}$: est le vecteur de référence.

L'erreur $\tilde{x}$ est la différence entre le vecteur de référence et le vecteur d'état $\tilde{x} = x_{\text{réf}} - x$

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence $x_{\text{réf}}$, Slotine propose la forme générale suivante [SLO 91] :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \gamma \right)^{r-1} \tilde{x} \quad (\text{III.54})$$

γ : Constante positive.

r : Degré relatif.

III-3-2-1-3- Condition d'existence de la convergence :

Pour vérifier cette condition, on utilise l'approche de Lyapunov. Il s'agit de choisir une fonction de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction (la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative).

En définissant, par exemple, une fonction de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.55})$$

Et en dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x)s(x) \quad (\text{III.56})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.57})$$

III-3-2-1-4- Détermination de la loi de commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface). C'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement oblige une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux cotées. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n) [AMM 08].

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.58})$$

u_{eq} correspond à la commande proposée par Filipov [SLO 91]. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $s(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle.

La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (III.53). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande u .

La dérivée de la surface $s(x)$ est :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.59})$$

En remplaçant les équations (III.53) et (III.58) dans (III.59), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} [f(x) + g(x)u_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial x} g(x)u_n \quad (\text{III.60})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont également nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial s}{\partial x} f(x) \right] \quad (\text{III.61})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \neq 0 \quad (\text{III.62})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.60), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x)u_n \quad (\text{III.63})$$

La condition d'attractivité $\dot{s}(x)s(x) < 0$ devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial x} g(x)u_n < 0 \quad (\text{III.64})$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, le signe de u_n doit être opposé à celui de $s(x) \frac{\partial s}{\partial x} g(x)$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*.

$$u_n = k_x \text{sign } s(x) \quad (\text{III.65})$$

Le signe de k_x doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial x} g(x)$. La figure III.43 représente la fonction *sign*.

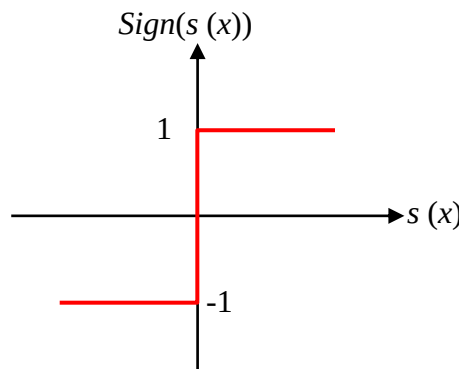


Figure III.43 : représentation de la fonction *sign*.

La commande de tels systèmes par mode de glissement a, en général, deux modes de fonctionnement :

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

- 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 [AMM 08] (figure III.44).

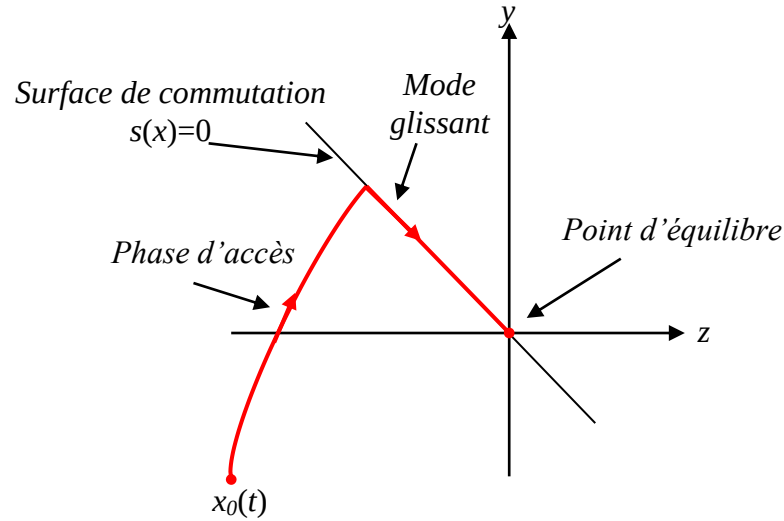


Figure III.44 : Modes de fonctionnement.

III-3-2-2- Application de la commande par mode de glissement au convertisseur multicellulaire série :

Selon l'équation II.10 (équation d'état du modèle du convertisseur multicellulaire série), la représentation d'état d'un convertisseur multicellulaire est sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.66})$$

La surface de glissement est donnée par :

$$s(x) = \Delta x = x - x_{\text{réf}} \quad (\text{III.67})$$

Le vecteur d'état de l'erreur est donné par :

$$\Delta x = \begin{pmatrix} x_1 - x_{\text{réf}1} \\ x_2 - x_{\text{réf}2} \\ x_3 - x_{\text{réf}3} \\ x_4 - x_{\text{réf}4} \\ x_5 - x_{\text{réf}5} \\ x_6 - x_{\text{réf}6} \\ x_7 - x_{\text{réf}7} \end{pmatrix} \quad (\text{III.68})$$

Pour vérifier la condition de convergence, on choisit la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.69})$$

$$\dot{V} = s(x)\dot{s}(x) \quad (\text{III.70})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée comme suit :

$$\dot{s} = \Delta \dot{x} = \dot{x} - \dot{x}_{réf} \quad (\text{III.71})$$

En remplaçant (III.66) dans (III.71), on obtient :

$$\dot{s} = f(x) + g(x)u - \dot{x}_{réf} \quad (\text{III.72})$$

Le rôle de la commande équivalente est de garder le vecteur d'état (le système) sur la surface de glissement lorsque celle-ci est atteinte.

$$u_{eq} = -(g(x))^{-1} \left(f(x) - \dot{x}_{réf} \right) \quad (\text{III.73})$$

La commande totale u est la somme des deux commandes équivalente et discontinue.

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.74})$$

En remplaçant (III.73) et (III.74) dans (III.72), on obtient :

$$\dot{s} = g(x)u_n \quad (\text{III.75})$$

Introduisons, maintenant, la matrice Q qui est la matrice des éléments passifs (pour simplifier les éléments passifs) :

$$\dot{s} = Qg(x)u_n \quad (\text{III.76})$$

Où Q est donné comme suit :

$$Q = \begin{pmatrix} C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ch} \end{pmatrix}$$

Alors, la dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$s(x)\dot{s}(x) = s(x)Qg(x)u_n \quad (\text{III.77})$$

Où :

$$s(x) = \begin{pmatrix} V_{C_1} - V_{C_{1réf}} & V_{C_2} - V_{C_{2réf}} & V_{C_3} - V_{C_{3réf}} & V_{C_4} - V_{C_{4réf}} & V_{C_5} - V_{C_{5réf}} & V_{C_6} - V_{C_{6réf}} & I_{ch} - I_{chréf} \end{pmatrix}^T$$

$$u_n = \begin{pmatrix} u_{n1} & u_{n2} & u_{n3} & u_{n4} & u_{n5} & u_{n6} & u_{n7} \end{pmatrix}^T$$

$$\begin{aligned}
g(x) &= \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_3} & \frac{I_{ch}}{C_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_4} & \frac{I_{ch}}{C_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_5} & \frac{I_{ch}}{C_5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_6} & \frac{I_{ch}}{C_6} \\ \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_2}-V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_3}-V_{C_2}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_4}-V_{C_3}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_5}-V_{C_4}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_6}-V_{C_5}}{L_{ch}} & \frac{E-V_{C_6}}{L_{ch}} \end{pmatrix} \\
Qg(x) &= \begin{pmatrix} -I_{ch} & I_{ch} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_{ch} & I_{ch} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I_{ch} & I_{ch} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -I_{ch} & I_{ch} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -I_{ch} & I_{ch} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_{ch} & I_{ch} \\ V_{C_1} & V_{C_2}-V_{C_1} & V_{C_3}-V_{C_2} & V_{C_4}-V_{C_3} & V_{C_5}-V_{C_4} & V_{C_6}-V_{C_5} & E-V_{C_6} \end{pmatrix} \\
Qg_1(x) &= \begin{pmatrix} -I_{ch} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_{C_1} \end{pmatrix}, Qg_2(x) = \begin{pmatrix} I_{ch} \\ -I_{ch} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_{C_2}-V_{C_1} \end{pmatrix}, Qg_3(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ I_{ch} \\ -I_{ch} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_{C_3}-V_{C_2} \end{pmatrix}, Qg_4(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{ch} \\ -I_{ch} \\ 0 \\ 0 \\ V_{C_4}-V_{C_3} \end{pmatrix}, \\
Qg_5(x) &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{ch} \\ -I_{ch} \\ 0 \\ V_{C_5}-V_{C_4} \end{pmatrix}, Qg_6(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{ch} \\ -I_{ch} \\ V_{C_6}-V_{C_5} \end{pmatrix}, Qg_7(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{ch} \\ E-V_{C_6} \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

Pour la représentation d'état du convertisseur multicellulaire série :

$$\dot{s}(x) = s(x) \left[\begin{aligned} &(-I_{ch} + V_{C_1})u_{n1} + (I_{ch} - I_{ch} + V_{C_2} - V_{C_1})u_{n2} + (I_{ch} - I_{ch} + V_{C_3} - V_{C_2})u_{n3} \\ &+ (I_{ch} - I_{ch} + V_{C_4} - V_{C_3})u_{n4} + (I_{ch} - I_{ch} + V_{C_5} - V_{C_4})u_{n5} \\ &+ (I_{ch} - I_{ch} + V_{C_6} - V_{C_5})u_{n6} + (I_{ch} - I_{ch} + E - V_{C_6})u_{n7} \end{aligned} \right] \quad (\text{III.78})$$

Pour assurer la stabilité selon le théorème de Lyapunov, il faudrait que $\dot{V}(x) < 0$. Alors :

$$\begin{aligned} u_{n1} &= \text{signs} \left[-s(x)(-I_{ch} + V_{C_1}) \right] \\ u_{n2} &= \text{signs} \left[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + V_{C_2} - V_{C_1}) \right] \\ u_{n3} &= \text{signs} \left[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + V_{C_3} - V_{C_2}) \right] \\ u_{n4} &= \text{signs} \left[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + V_{C_4} - V_{C_3}) \right] \\ u_{n5} &= \text{signs} \left[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + V_{C_5} - V_{C_4}) \right] \\ u_{n6} &= \text{signs} \left[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + V_{C_6} - V_{C_5}) \right] \\ u_{n7} &= \text{signs} \left[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + E - V_{C_6}) \right] \end{aligned} \quad (\text{III.79})$$

Après plusieurs transformations (voir [PIN 00]), on obtient (u_n représente les signaux de commande S_i) :

$$\begin{aligned} S_1 &= \text{signs} \left(-\frac{7}{E} I_{ch \text{ réf}} V_{C_1} - I_{ch} \right) \\ S_2 &= \text{signs} \left(\frac{7}{E} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_1} - V_{C_2}) - I_{ch} \right) \\ S_3 &= \text{signs} \left(\frac{7}{E} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_2} - V_{C_3}) - I_{ch} \right) \\ S_4 &= \text{signs} \left(\frac{7}{E} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_3} - V_{C_4}) - I_{ch} \right) \\ S_5 &= \text{signs} \left(\frac{7}{E} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_4} - V_{C_5}) - I_{ch} \right) \\ S_6 &= \text{signs} \left(\frac{7}{E} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_5} - V_{C_6}) - I_{ch} \right) \\ S_7 &= \text{signs} \left(\frac{7}{E} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_6} - E) - I_{ch} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.80})$$

Après détermination des lois de commutation, il n'y a plus qu'à insérer celles-ci dans autant de boucles de rétroaction (Figure III.45). Chaque variable d'état possède sa boucle d'asservissement, et l'erreur par rapport à la grandeur de référence est calculée. Chacune des P fonctions de commutation est obtenue en combinant linéairement les erreurs de toutes les variables d'état. Enfin, P comparateurs à hystérésis génèrent les P ordres de commande du convertisseur multicellulaire.

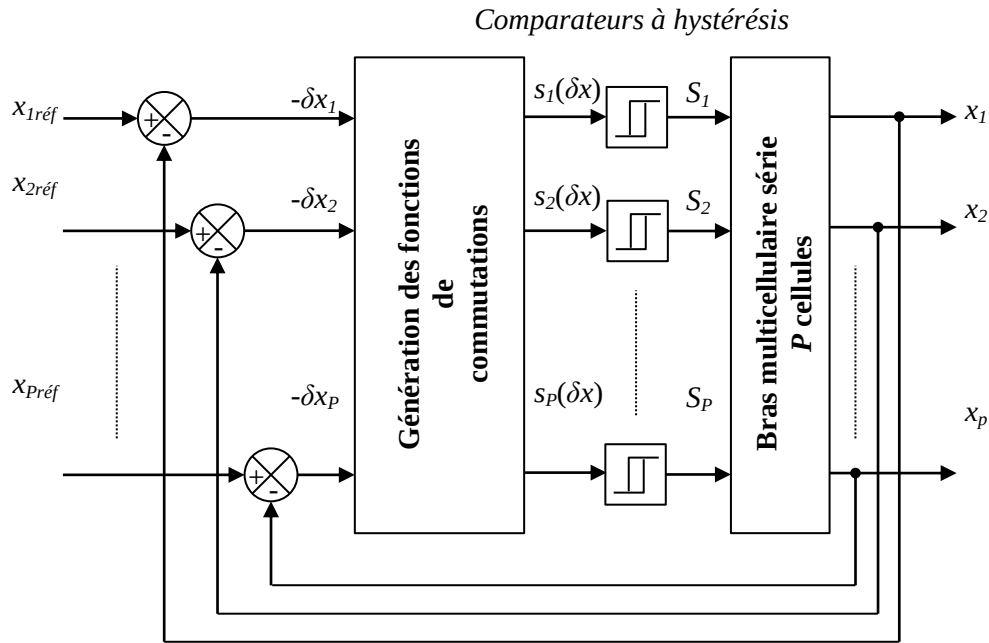


Figure III.45 : Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire série.

Pour voir la robustesse et la rapidité de régulation de la commande par mode glissant, nous avons effectué une simulation sous MATLAB/SIMULINK. Elle concerne l'onduleur multicellulaire série 7 cellules alimentant une charge (R - L), contrôlé avec la commande par mode glissant (voir *Annexe B* figures 15 et 16).

Les paramètres utilisés dans cette simulation sont donnés sur le tableau III.5.

Tableau III.5 : Paramètres utilisé dans le cas de la commande par mode glissant.

	Paramètres	Valeurs numériques
Le convertisseur multicellulaire série	Nombre de cellules (P)	7
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
La charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	1 mH
La commande par mode glissant	Fréquence de découpage ($f_{déc}$)	Autour de 10 kHz

Les résultats obtenus après simulation sont donnés sur les figures III.46, III.47, III.48, III.49, III.50 et III.51.

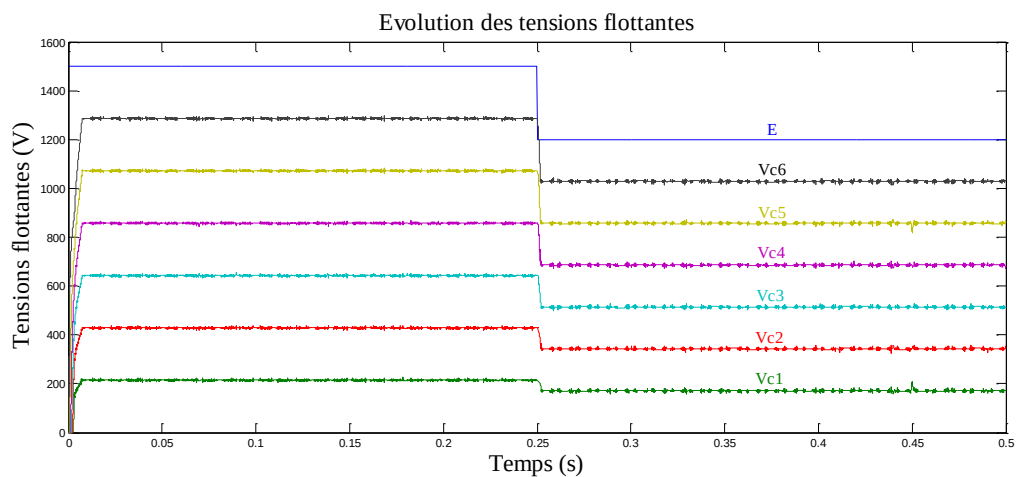


Figure III.46 : Evolution des tensions flottantes.

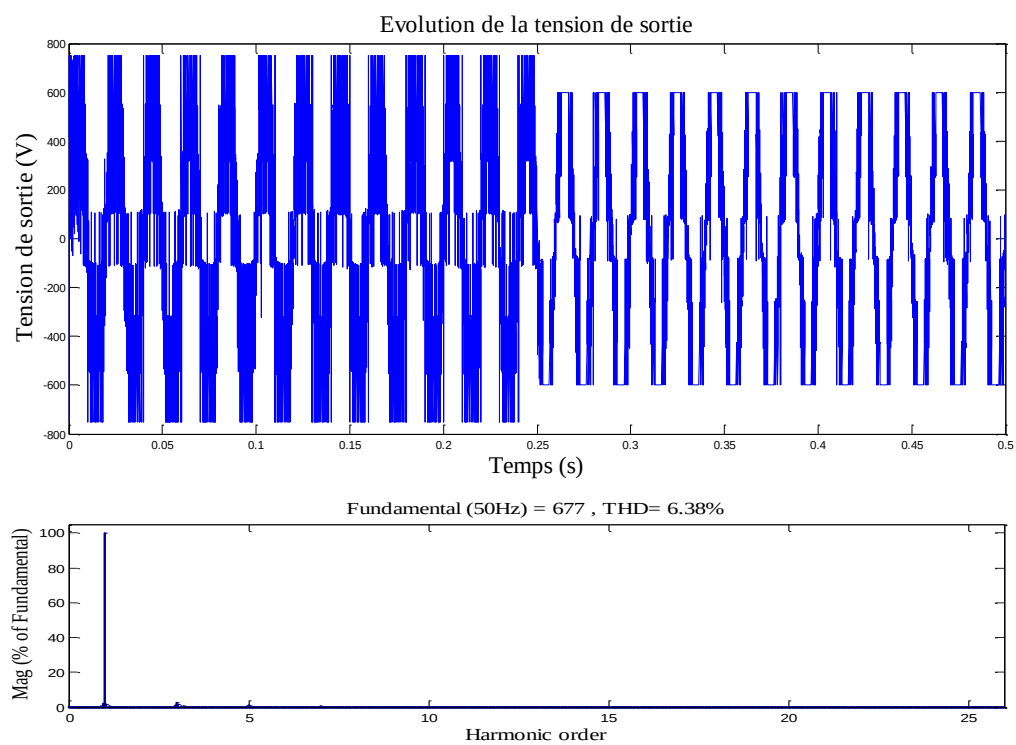


Figure III.47 : Evolution de la tension de sortie et son THD.

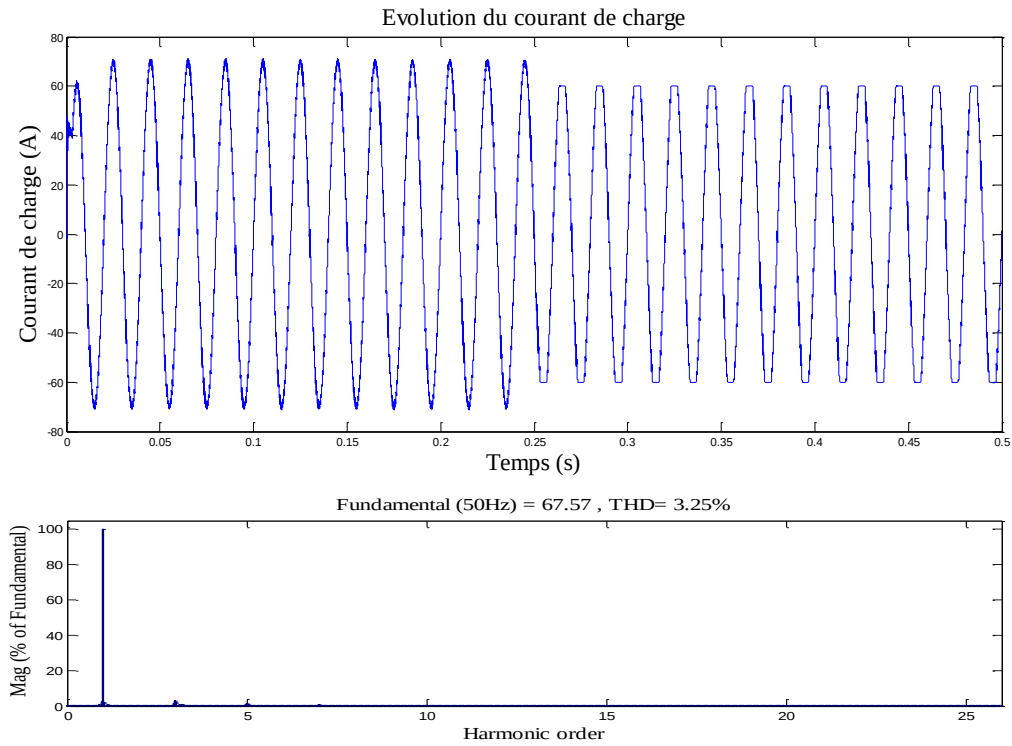


Figure III.48 : Evolution du courant de charge et son THD.

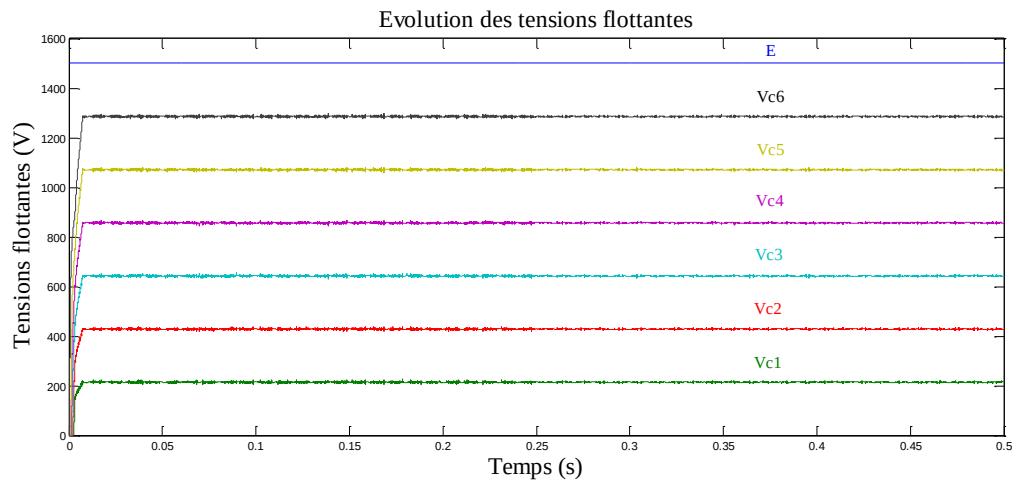


Figure III.49 : Evolution des tensions flottantes (test de robustesse).

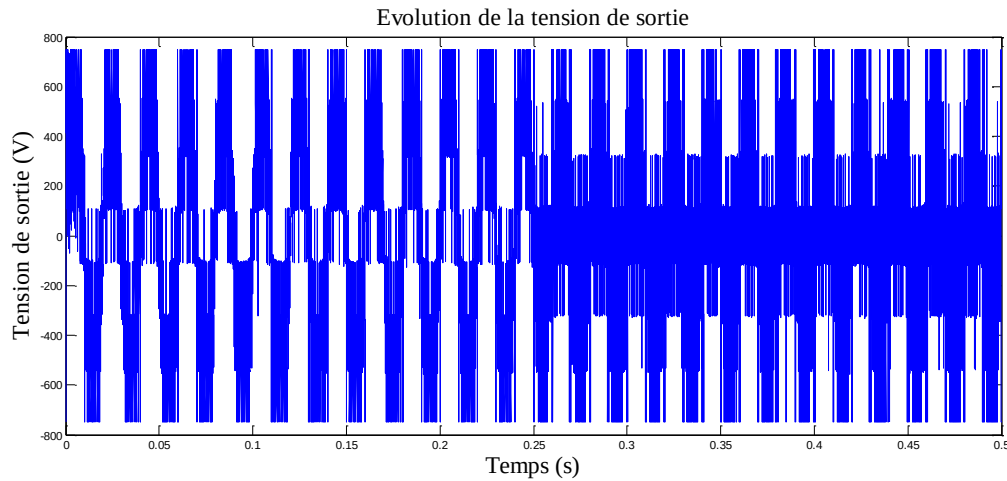


Figure III.50 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

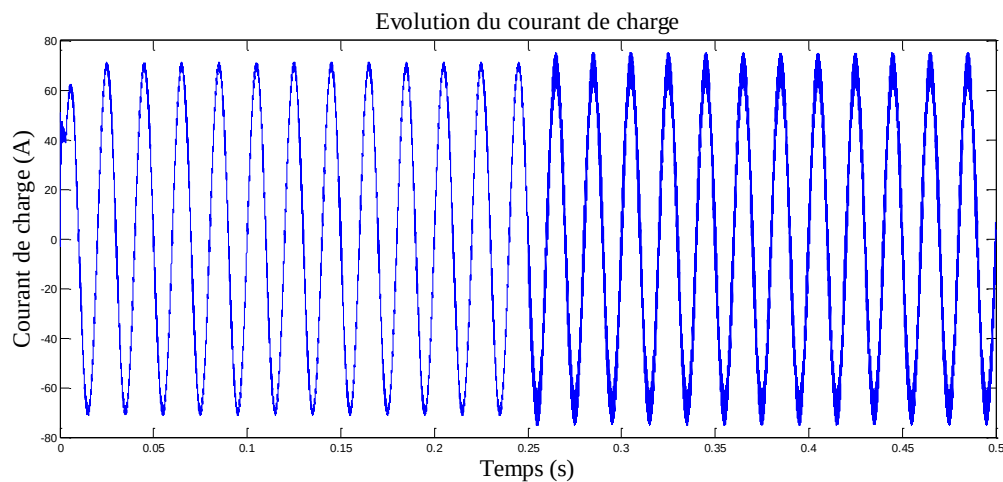


Figure III.51 : Evolution du courant de charge (test de robustesse).

D'après la figure III.46 la durée du régime transitoire est très minime (0.007 s) en plus il n'y a pas de dépassement. L'efficacité de la commande en terme de rapidité de régulation est prouvée à $t = 0.25$ s par l'application d'une chute de tension d'alimentation E de 300 V. Les tensions flottantes suivent rapidement ce changement ce qui est vu directement sur le signal de la tension de sortie et du courant de charge. Le $\text{THD}_{\text{tension}} = 6.38\%$ et le $\text{THD}_{\text{courant}} = 3.25\%$.

La robustesse de la commande par mode glissant a été prouvée à $t = 0.25$ s (figure III.49, III.50, III.51), en diminuant la charge de 50 %. Comme résultats, nous pouvons voir deux augmentations, la première au niveau de l'ondulation des tensions flottantes (légère augmentation), et la deuxième au niveau du courant de charge. Il faut noter aussi qu'il y a un changement de l'allure de la tension de sortie, cela est dû à la diminution de l'inductance de charge.

III-4- Comparaison entre les commandes en boucle fermée utilisées:

Les résultats obtenues après simulation des différentes techniques de commande en boucle fermée appliquées à l'onduleur multicellulaire série 7 cellules nous ont permis de dresser le tableau III.6 qui regroupe plusieurs caractéristiques propres à chaque commande.

Tableau III.6 : Comparaison entre les commandes en boucle fermée.

Type de commande	TRAD	TRAP	découplage	THD _{courant}	THD _{tension}	Robustesse	ΔV_{Ci} (AV)	ΔV_{Ci} (AP)
Commande par modulation des rapports cycliques	0.007 s	0.2515 s	non	2.74 %	16.67 %	oui	1.48 %	5.3 %
Commande découplante avec retour d'état non-linéaire	0.003 s	0.351 s	oui	0.83 %	10.05 %	oui	1.32 %	2.09 %
Commande par SVM	0.0008 s	0.2503 s	non	0.68 %	2.74 %	oui	0.15 %	0.27 %
Commande par mode glissant	0.007 s	0.2515 s	non	3.25 %	6.38 %	oui	0.69 %	1.01 %

TRAD : Temps de réponse au démarrage.

TRAP : Temps de réponse après perturbation.

ΔV_{Ci} (AV) : Ondulation des tensions flottantes avant variation de la charge.

ΔV_{Ci} (AP) : Ondulation des tensions flottantes après variation de la charge.

D'après le tableau élaboré, nous remarquons que la commande par SVM avec régulateur PI est la plus rapide en termes de régulation (temps de réponse au démarrage et après perturbation). Après, la commande découplante avec retour d'état non-linéaire vient s'afficher en deuxième position, et, la troisième place est pour la commande par modulation des rapports cycliques et la commande par mode glissant.

En ce qui concerne le découplage, la commande découplante avec retour d'état non-linéaire est la seule qui assure un découplage total entre la tension et le courant, même dans le cas où un changement paramétriques de la charge est présent.

Les meilleurs THD tension et courant sont obtenus lors de la commande par SVM. Après, on trouve la commande par mode glissant. Cette dernière est suivie par la commande découplante avec retour d'état non-linéaire et la commande par modulation des rapports cycliques respectivement.

D'après les résultats obtenus, les variations paramétriques de la charge n'ont aucune influence sur la régulation des tensions flottantes, donc, les commandes sont robustes.

La plus petite valeur d'ondulation des tensions flottantes (avant et après variation de la charge) est obtenue lorsqu'on commande le convertisseur par la commande SVM. Puis, la commande par mode glissant en deuxième place. Après, la commande découplante avec retour d'état non-linéaire et la commande par modulation des rapports cycliques respectivement.

III-5- Conclusion :

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté différentes techniques de commande pour contrôler le convertisseur multicellulaire série en boucle ouverte et en boucle fermée. Il faut noter qu'il existe d'autres commandes (commande flou, commande par réseaux de neurones, ...).

Les commandes étudiées ont été regroupées en deux grandes catégories. La première catégorie concerne les commandes en durée et la deuxième catégorie concerne les commandes en amplitude.

Comme commande en durée, nous avons présenté :

- La commande par MLI-ST où on a vu le phénomène du rééquilibrage naturelle des tensions flottantes sans circuit auxiliaire et avec circuit auxiliaire.
- La commande par modulation des rapports cycliques qui permet uniquement la régulation des tensions flottantes.
- la commande découplante avec retour d'état non linéaire qui assure un découplage total entre le courant et la tension. Elle assure, également une régulation rapide du courant et des tensions flottantes.
- la commande par SVM avec régulation des tensions flottantes en utilisant un régulateur PI.

Comme commande en amplitude, nous avons présenté :

- La commande par mode de glissement qui donne plus de robustesse et de rapidité en termes de régulation des tensions flottantes.

A la fin de ce chapitre, nous avons présentés une étude comparative entre les différentes techniques de contrôles en boucle fermée.

Le quatrième chapitre va être consacré à la commande du convertisseur multicellulaire superposé. Les techniques de commandes présentées dans le présent chapitre seront reprises pour ce type de convertisseur.

Chapitre IV :

*Commande du convertisseur
multicellulaire superposé.*

IV-1- Introduction :

Le convertisseur multicellulaire superposé occupe une place importante par rapport à ses concurrents dans le domaine de la conversion d'énergie car cette structure permet de répartir les contraintes en tension du convertisseur à plusieurs cellules de commutation d'une manière équitable, ce qui protège les interrupteurs d'électronique de puissance. Il permet également de fractionner la tension d'alimentation en plusieurs fractions de manière à abaisser le nombre de commutation des semi-conducteurs de puissance; De plus, l'énergie stockée dans les condensateurs flottants par le convertisseur est, à son tour, largement réduite, ce qui réduit les pertes dans les semi-conducteurs. Il faut noter que cette topologie possède des performances dynamiques remarquables grâce à la multiplication de la fréquence de tension découpée et l'augmentation du nombre de niveaux (amélioration du contenu harmonique).

Afin de bénéficier, autant que possible, du potentiel important de la structure multicellulaire, sa commande doit assurer la régulation des tensions des condensateurs et l'amélioration de la forme du signal de sortie [HAN 12].

Dans ce quatrième chapitre, nous allons voir plusieurs lois de commande destinées à contrôler le convertisseur multicellulaire superposé. Chaque technique sera validée par des simulations.

IV-2- Commande en boucle ouverte :

Un convertisseur multicellulaire superposé est dit commandé en boucle ouverte quand aucun asservissement des variables d'état du convertisseur n'est présent. Comme commande en boucle ouverte, nous allons voir la technique MLI-ST. Cette méthode de commande va nous permettre de générer les signaux de contrôle du convertisseur.

En ce qui concerne le courant de charge et les tensions condensateurs des deux étages, ils seront livrés à eux même.

IV-2-1- Commande par MLI (modulation de largeur d'impulsion):

Pour commander le convertisseur multicellulaire superposé par MLI-ST, il faut que chaque étage du SMC soit considéré comme un convertisseur multicellulaire série. L'usage de porteuses décalées pour la commande des différentes cellules est donc de rigueur, afin d'assurer l'équilibrage des tensions condensateurs (rééquilibrage naturelle) et d'éviter le court-circuit des sources de tension. Néanmoins, tout comme certains composants de la structure NPC, chaque étage n'est actif que durant la moitié de la période de modulation [LIE 06].

Ainsi, la commande du SMC est réalisée à l'aide d'une modulante globale et de deux ensembles de porteuses décalées entre elles de $2\pi/p$ (Figure IV.1). Pour chaque étage, la porteuse présentée est ensuite décalée de $2\pi/3$ et $4\pi/3$, et comparée à la modulante, pour générer les signaux de commande des deux autres cellules.

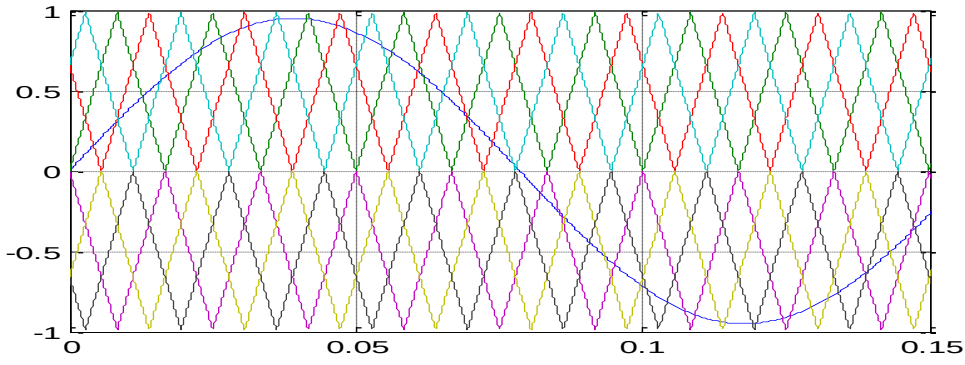


Figure IV.1 : Principe de la MLI-ST pour un onduleur multicellulaire superposé.

Il faut noter qu'il faut pour chaque étage autant de porteuses triangulaires qu'il y a de cellules à commander.

Les équations qui définissent les signaux triangulaires appelé Tr_{1i} et Tr_{2i} , sont données par l'équation (IV.1) :

$$\begin{aligned}
 Tr_{11} &= \frac{2}{\pi} \arccos(\cos(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t)) \\
 Tr_{12} &= \frac{2}{\pi} \arccos\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t - \frac{2\pi}{P}\right)\right) \\
 &\vdots \\
 Tr_{1P} &= \frac{2}{\pi} \arccos\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t - (P-1)\frac{2\pi}{P}\right)\right) \\
 Tr_{21} &= -\frac{2}{\pi} \arccos(\cos(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t)) \\
 Tr_{22} &= -\frac{2}{\pi} \arccos\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t - \frac{2\pi}{P}\right)\right) \\
 &\vdots \\
 Tr_{2P} &= -\frac{2}{\pi} \arccos\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t - (P-1)\frac{2\pi}{P}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{IV.1}$$

La figure IV.2 donne le principe de la commande en boucle ouverte de l'onduleur multicellulaire superposé par modulation de largeur d'impulsion.

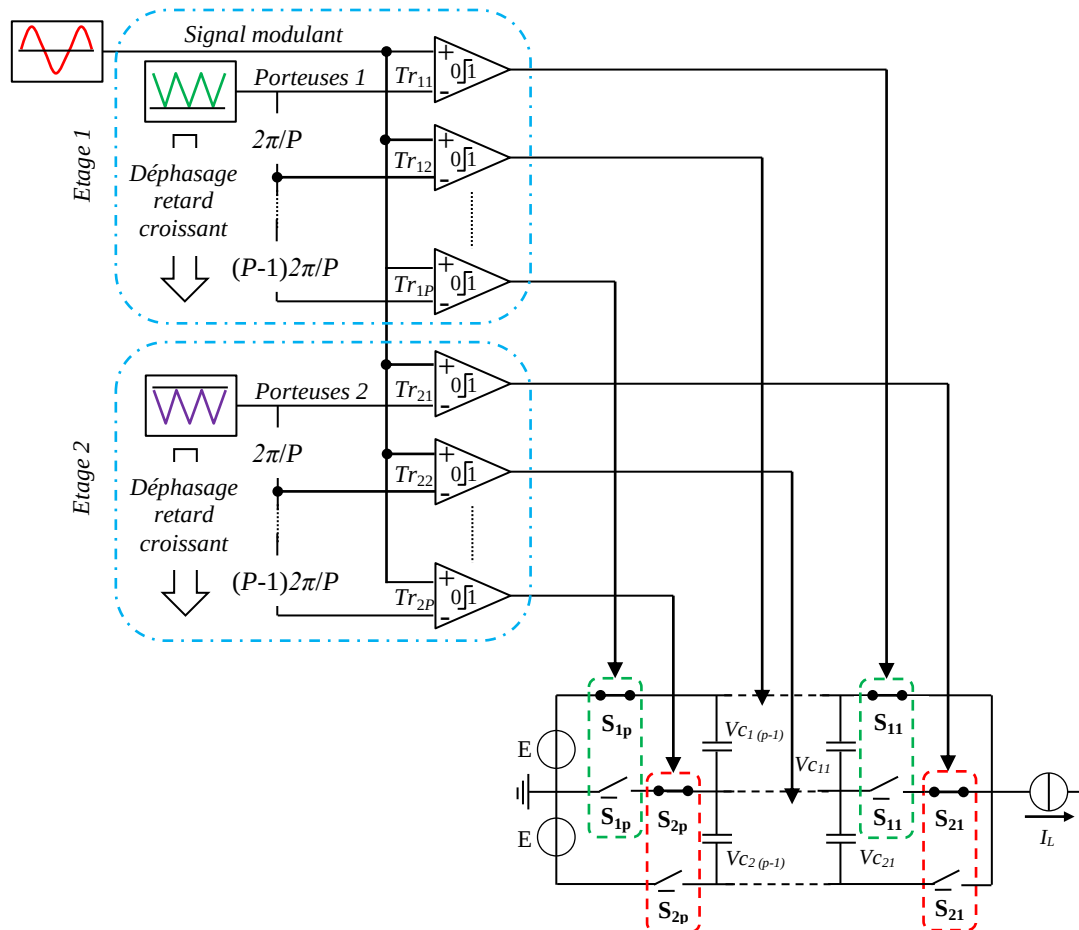


Figure IV.2 : Commande en boucle ouverte par MLI-ST d'un convertisseur multicellulaire superposé.

IV-2-2- Résultats de simulation :

Deux simulations sous MATLAB/SIMULINK ont été réalisées pour cet onduleur multicellulaire superposé 3x2, alimentant une charge ($R-L$), commandé par MLI sinus-triangle (voir *Annexe B* figures 17, 18 et 19).

Ces deux simulations vont nous permettre d'étudier le comportement du convertisseur multicellulaire superposé lors de la commande en boucle ouverte.

La première simulation est faite pour voir le phénomène du rééquilibrage naturel des tensions flottantes. Le deuxième test consiste à ajouter au convertisseur un circuit auxiliaire pour donner plus de rapidité à la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes.

Les paramètres utilisés dans cette simulation sont donnés sur le tableau IV.1. Les résultats obtenus après le premier test (sans circuit auxiliaire) sont donnés par les figures IV.3, IV.4 et IV.5. Par contre, les résultats du deuxième test (avec circuit auxiliaire) sont présentés sur les figures IV.6, IV.7 et IV.8.

Tableau IV.1 : Paramètres de simulation dans le cas de la commande par MLI-ST.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire superposé	Nombre de cellules et d'étage ($P \times n$)	3x2
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
Charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	1 mH
Paramètres de la commande MLI	Fréquence de découpage (f_{dec})	26 kHz
	Taux de modulation (r)	0.8
Circuit auxiliaire	Résistance du circuit auxiliaire (r)	10 Ω
	Inductance du circuit auxiliaire (l)	1.2 mH
	Capacité du circuit auxiliaire (c)	53 nF

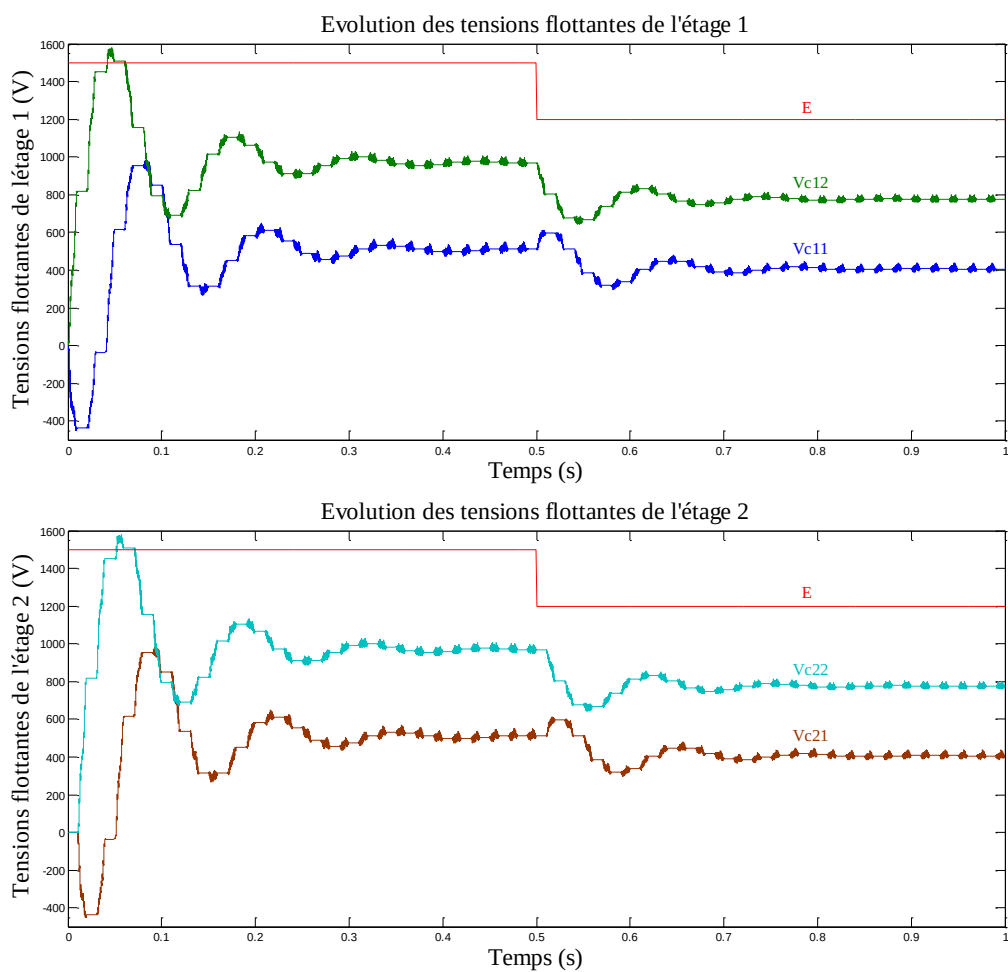


Figure IV.3 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (sans circuit auxiliaire).

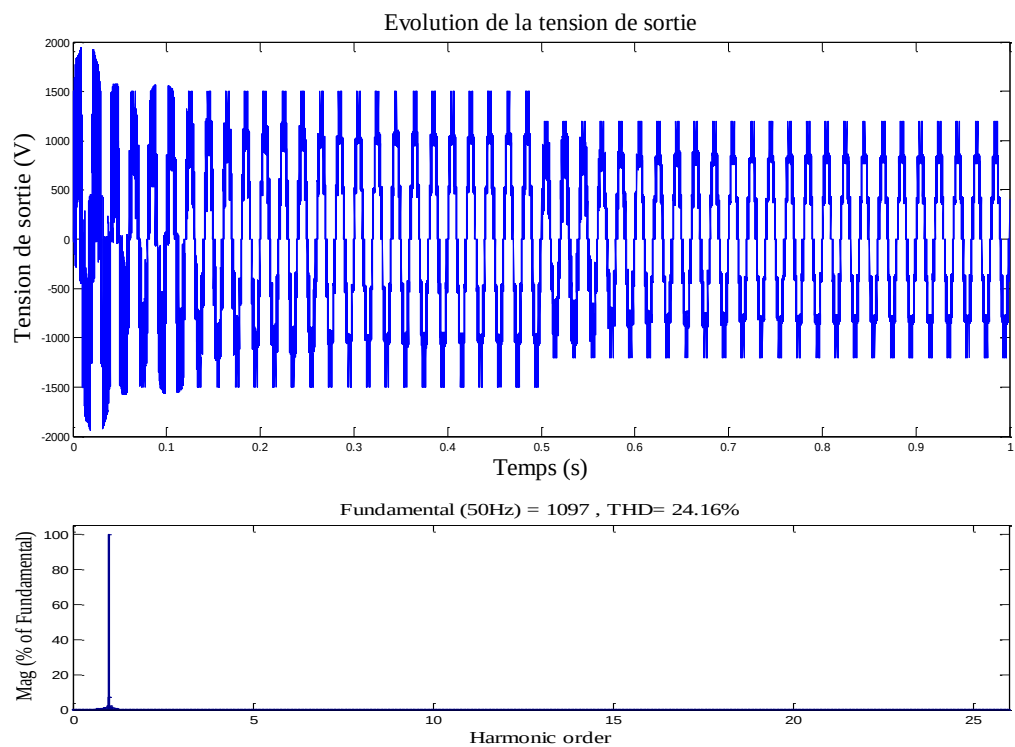


Figure IV.4 : Tension de sortie et son THD (sans circuit auxiliaire).

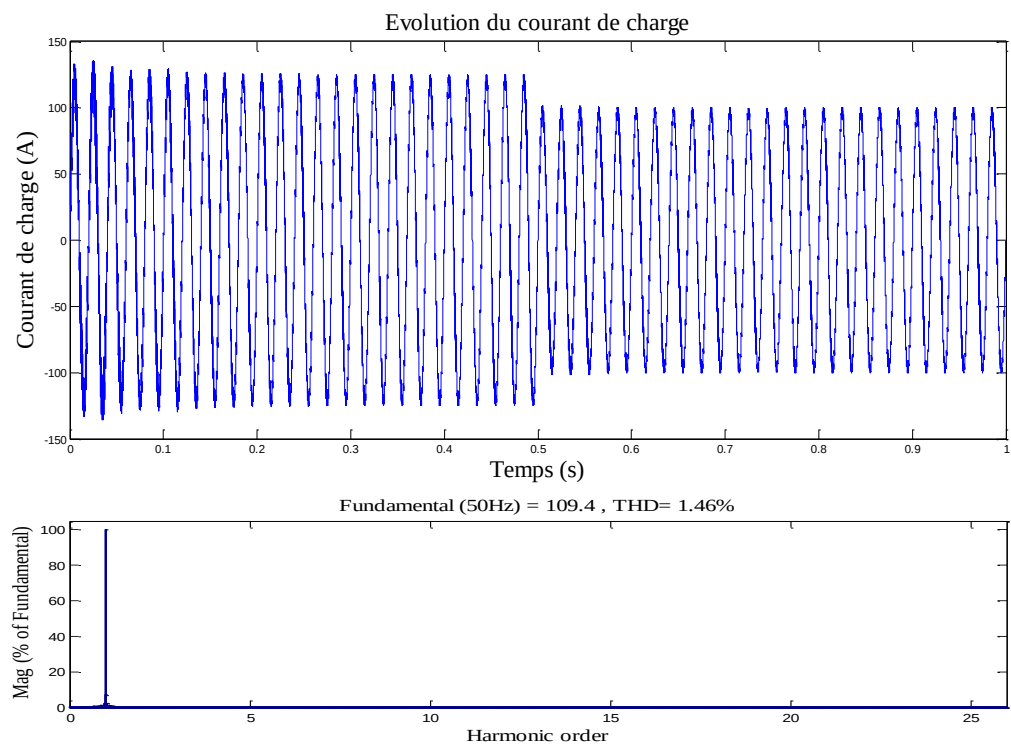


Figure IV.5 : Courant de charge et son THD (sans circuit auxiliaire).

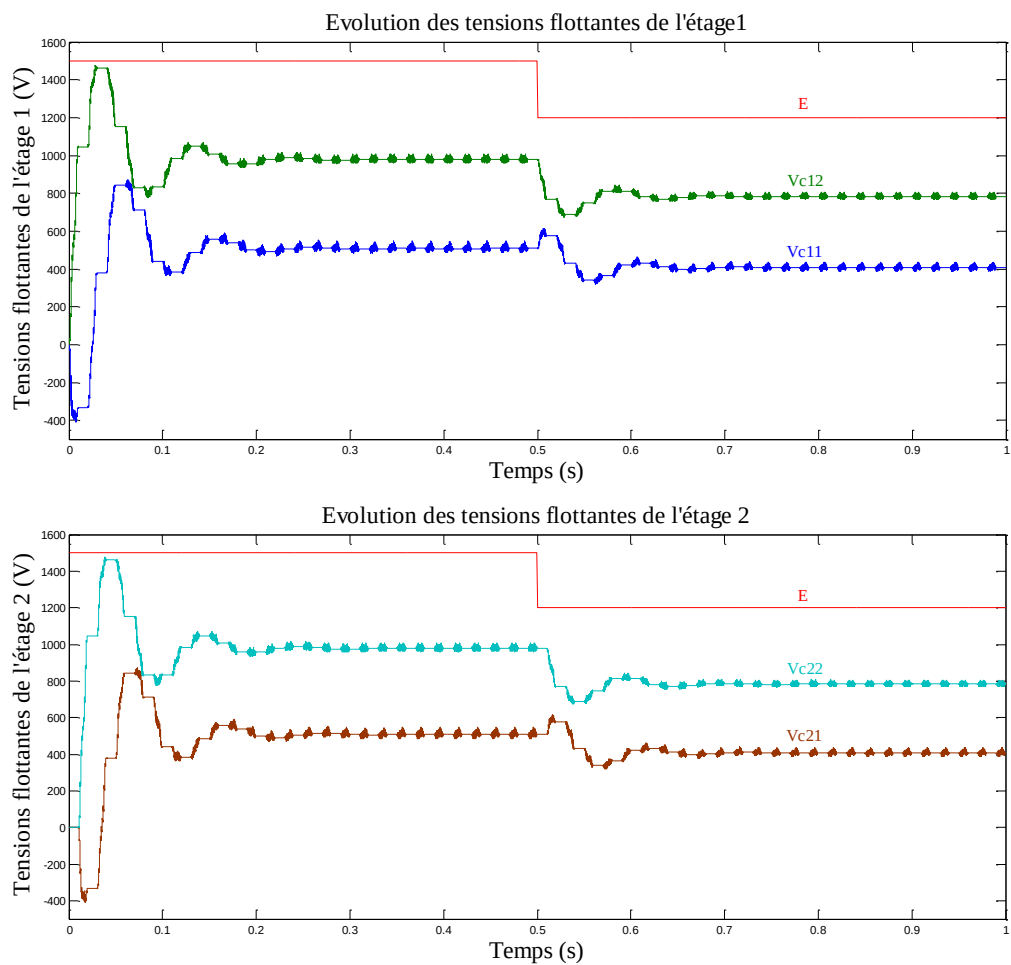


Figure IV.6 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (avec circuit auxiliaire).

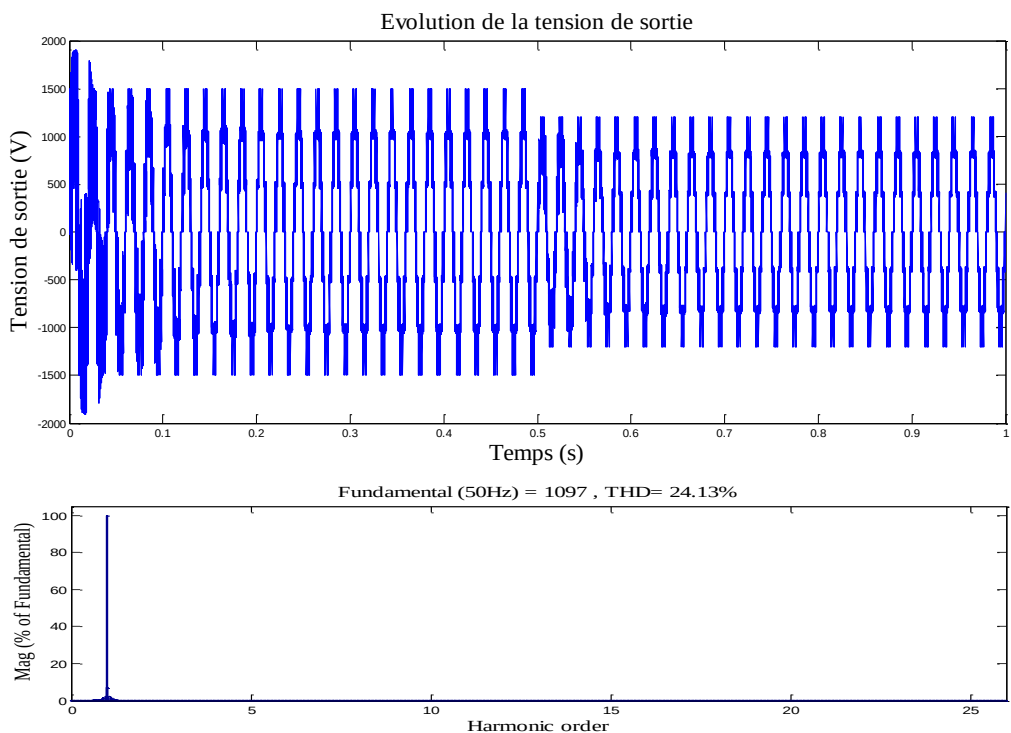


Figure IV.7 : Tension de sortie avec THD (avec circuit auxiliaire).

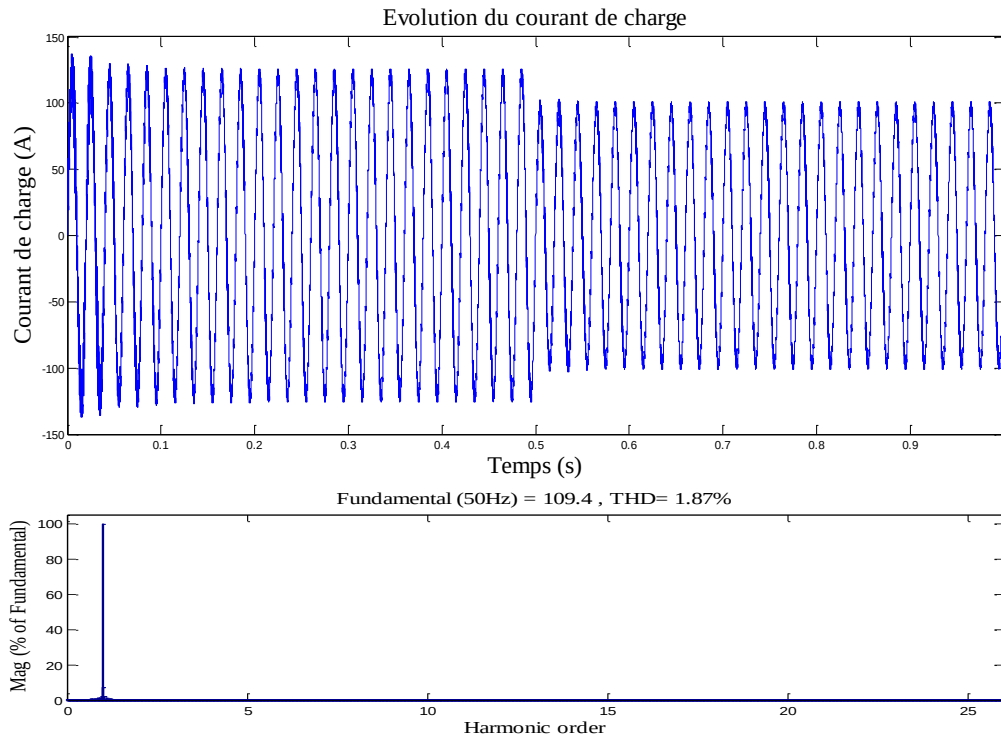


Figure IV.8 : Courant de charge avec THD (avec circuit auxiliaire).

Pendant le premier test, les tensions flottantes des deux étages atteignent leurs valeurs de référence après 0.27 s. Une perturbation est introduite à $t = 0.5$ s (chute de tension d'alimentation E de 300 V) ce qui provoque un déséquilibre au niveau des tensions flottantes des deux étages. Cette instabilité dure jusqu'à $t = 0.65$ s où elle se stabilise. La durée du déséquilibre des tensions flottantes au démarrage et après perturbation a une influence directe sur la qualité du signal de sortie de la tension et du courant ($\text{THD}_{\text{tension}}=24.16\%$, $\text{THD}_{\text{courant}}=1.46\%$).

Pendant le deuxième test, le rééquilibrage des tensions flottantes des deux étages est un peu plus rapide grâce au circuit auxiliaire, car l'instabilité des tensions flottantes dure 0.15 s au démarrage du convertisseur et 0.09 s après la perturbation. Le $\text{THD}_{\text{tension}}$ est égale à 24.13 % et le $\text{THD}_{\text{courant}}=1.78\%$.

IV-3- Commande en boucle fermée :

La commande en boucle ouverte du convertisseur multicellulaire superposé présente une lenteur au niveau du rééquilibrage des tensions générées par les condensateurs flottants. Cependant, plusieurs techniques de contrôle ont été conçues pour donner plus de rapidité à la dynamique de rééquilibrage des tensions flottantes.

Au cours du troisième chapitre, nous avons vu que les commandes en boucle fermée appliquées au convertisseur multicellulaire peuvent être regroupées dans deux grandes catégories. La première catégorie est la commande en durée et la deuxième est la commande en amplitude.

IV-3-1- Commande en durée :

IV-3-1-1- Commande linéaire par modulation des rapports cycliques :

La commande linéaire par modulation des rapports cycliques assure uniquement la régulation des tensions flottantes des deux étages du convertisseur multicellulaire superposé.

Elle est basée sur la modification des rapports cycliques du fait que l'évolution du courant moyen traversant le condensateur C_{1i} est proportionnelle à la différence de rapport cyclique entre les deux cellules adjacentes $1i$ et $1(i+1)$ [CAR 96], [TAC 98].

Puis que, La théorie de la commande linéaire par modulation des rapports cycliques a été présenté au cours du 3^{ème} chapitre. Nous allons appliquer directement cette technique de contrôle pour la commande de l'onduleur multicellulaire superposé 3x2.

Partons du fait que le courant peut être représenté par sa valeur moyenne sur une période de découpage. Ceci nous permet de définir dans le domaine fréquentiel la boucle de régulation propre à chaque condensateur appartenant à chaque étage comme il est représenté sur la figure IV.9.

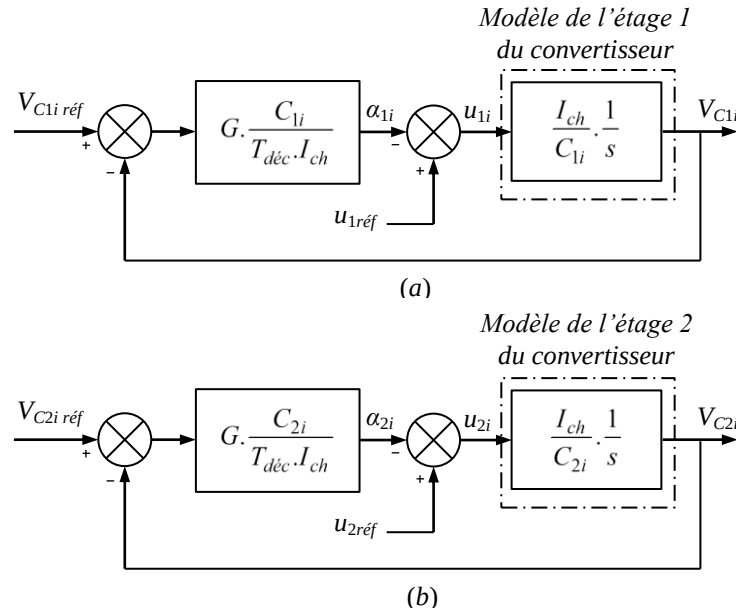


Figure IV.9 : Boucle de régulation des tensions condensateurs V_{C1i} (a) et V_{C2i} (b).

D'après la figure IV.10, nous remarquons que cette commande nécessite $(P \times n)$ capteurs isolés mesurant les tensions flottantes V_{C11} , V_{C12} , ..., $V_{C1(P-1)}$ et V_{C21} , V_{C22} , ..., $V_{C2(P-1)}$, la tension de bus continu E et le courant de charge I_{ch} .

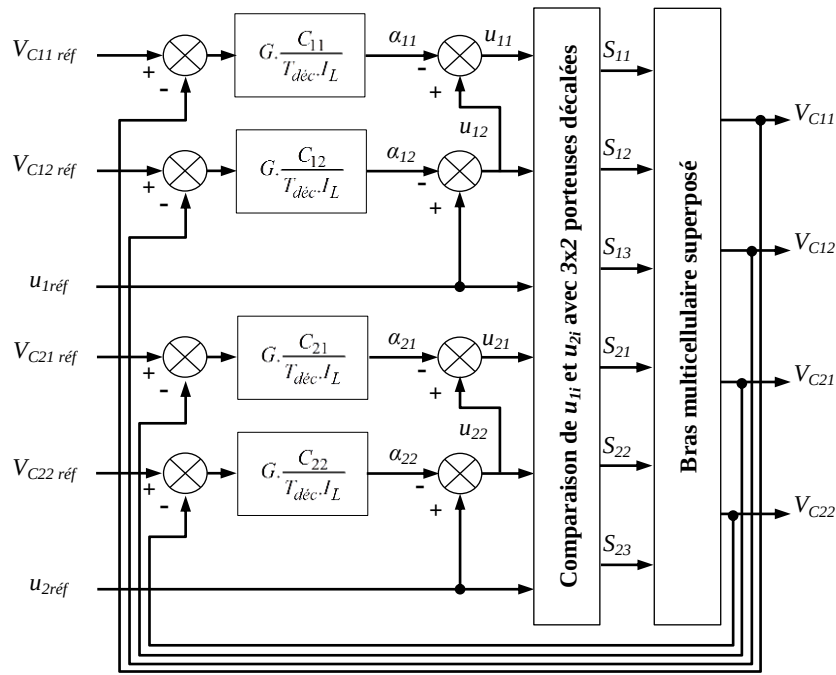


Figure IV.10 : Commande linéaire par modulation des rapports cycliques d'un bras multicellulaire supposé 3x2.

Pour contrôler l'onduleur multicellulaire superposé avec la commande linéaire par modulation des rapports cycliques, il faut générer $P \times n$ signaux sinusoïdaux de référence u_{1i} et u_{2i} , où ces signaux sont calculés pour que les tensions flottantes V_{C1i} et V_{C2i} suivent leurs tensions de références $V_{C1i\text{réf}}$ et $V_{C2i\text{réf}}$ en un temps minime. Après, ces signaux sinusoïdaux de références sont comparées avec deux groupes de porteuses triangulaires centrées et décalées entre elles de $2\pi/P$ afin de générer les S_{1P} et les S_{2P} signaux de commande, comme il est mentionné sur la figure IV.10 [HAN2 14].

Le premier groupe est positif ; Il est comparé avec l'alternance positive du signal sinusoïdal de référence pour générer les signaux de contrôle (S_{1i}) de l'étage 1. Cet étage génère l'alternance positive de la tension de sortie V_s .

Le second groupe est négatif ; Il est comparé avec l'alternance négative du signal sinusoïdal de référence pour générer les signaux de contrôle (S_{2i}) de l'étage 2, cet étage génère l'alternance négative de la tension de sortie V_s .

Cette commande a été validé par une simulation faite sous MATLAB/SIMULINK d'un onduleur multicellulaire superposé 3x2, alimentant une charge ($R-L$), commandé avec la commande linéaire par modulation des rapports cycliques (voir Annexe B figures 20, 21 et 22). Le tableau IV.2 regroupe tous les paramètres utilisés dans cette simulation.

Tableau IV.2: Paramètres utilisé dans le cas de la commande par modulation des rapports cycliques.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire superposé	Nombre de cellules et d'étage ($P \times n$)	3x2
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
Charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	1 mH
Commande par modulation des rapports cycliques	Fréquence de découpage (f_{dec})	26 kHz
	G	6

Les figures IV.11, IV.12, IV.13, IV.14, IV.15 et IV.16 représentent les résultats obtenus après simulation de l'onduleur SMC 3x2.

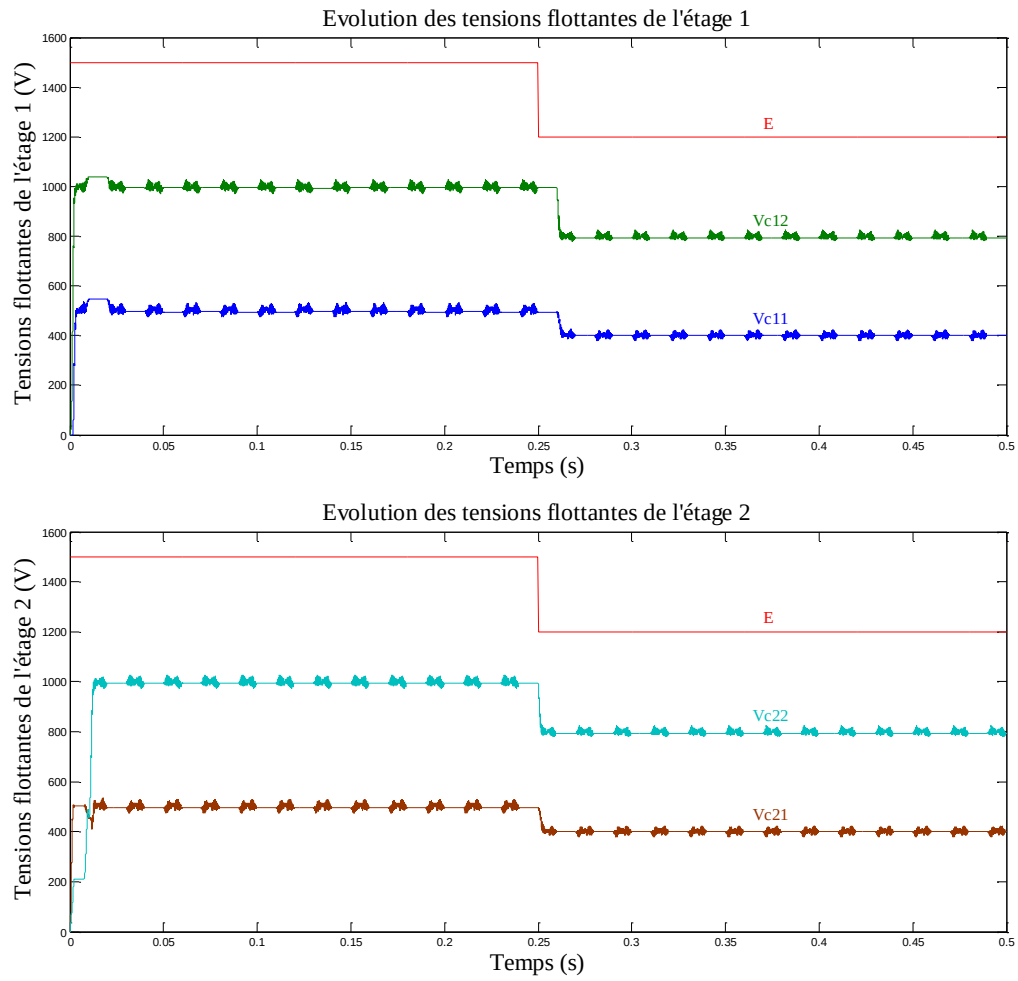


Figure IV.11 : Evolution des tensions flottantes des deux étages.

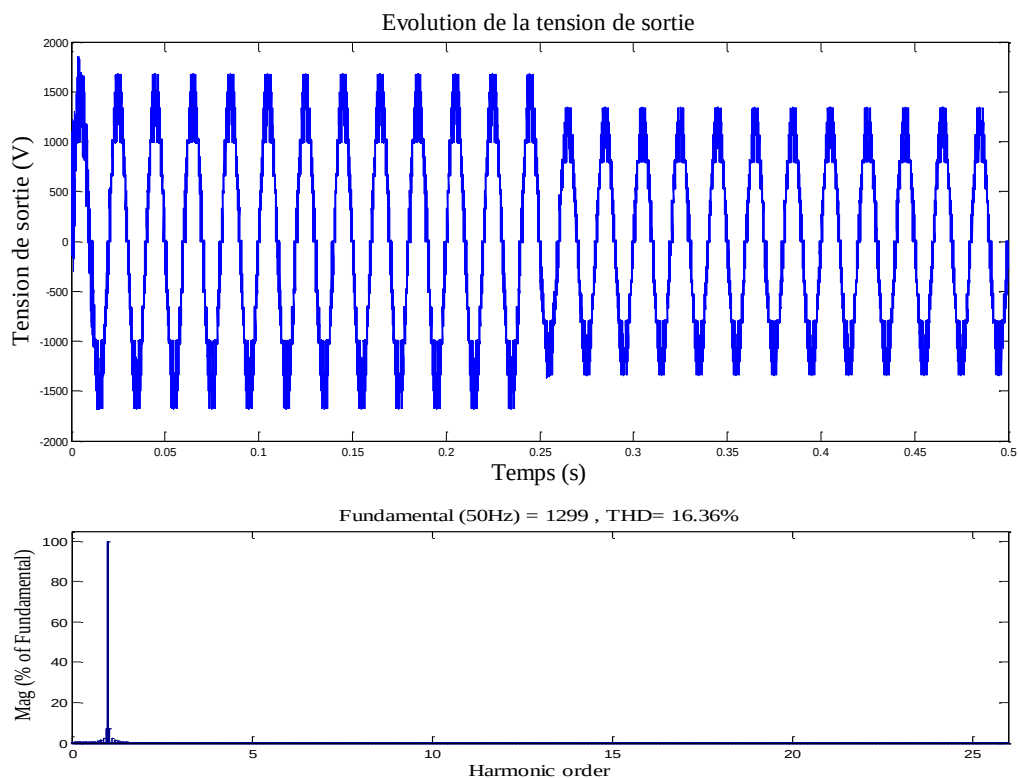


Figure IV.12 : Evolution de la tension de sortie avec THD.

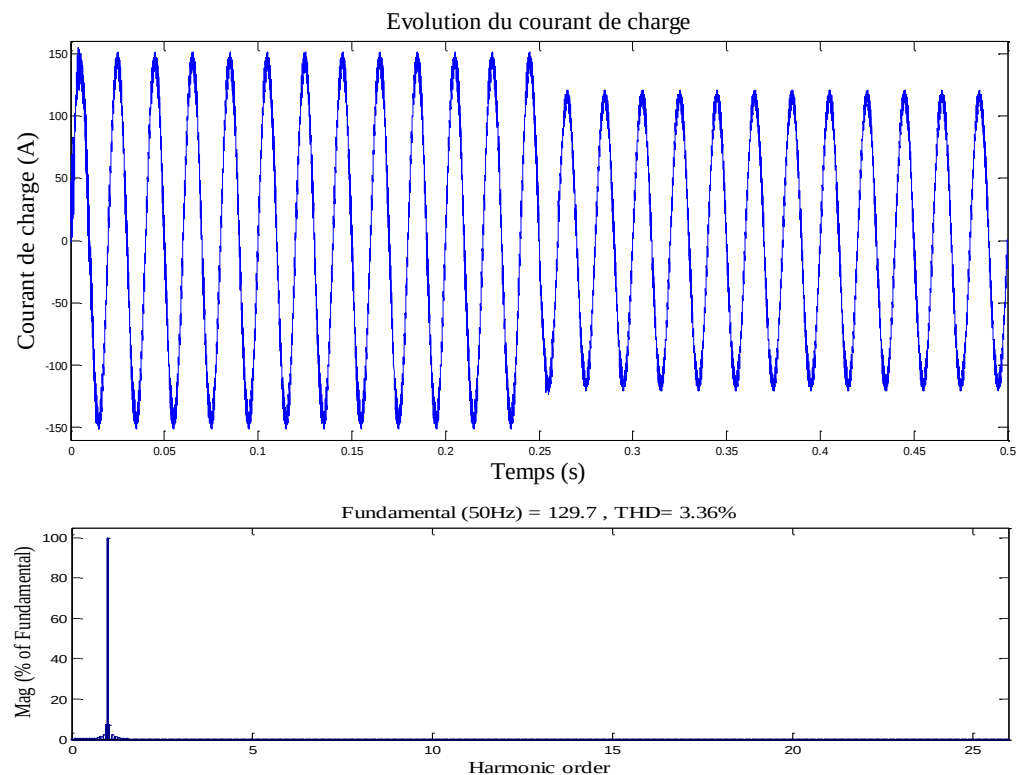


Figure IV.13 : Evolution du courant de charge avec THD.

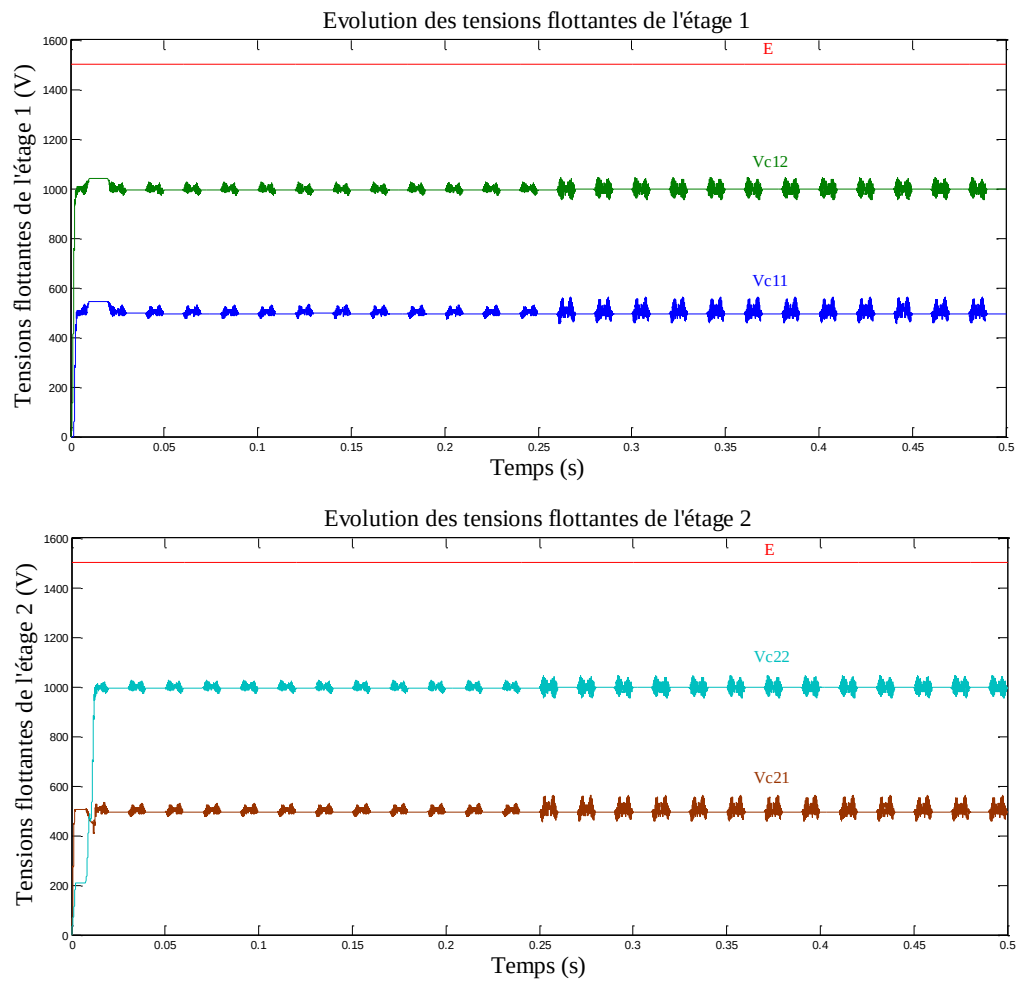


Figure IV.14 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse).

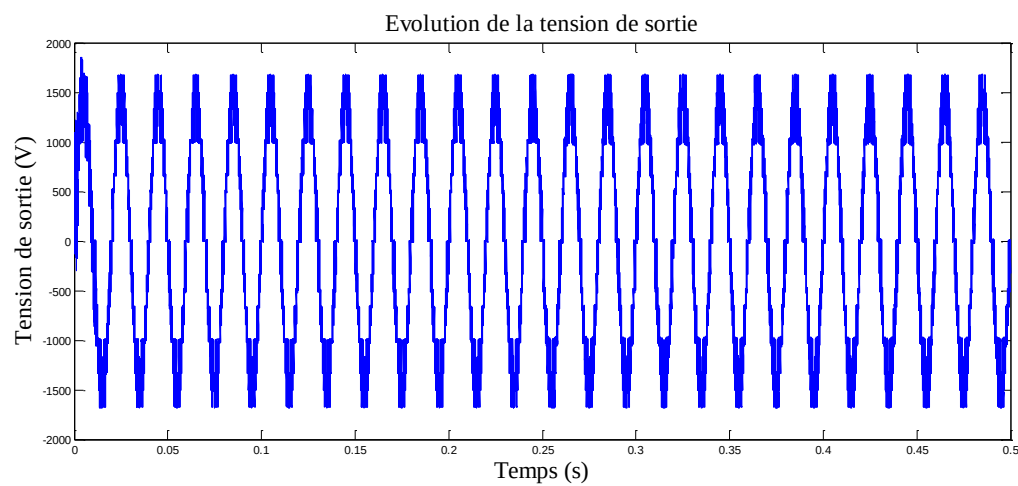


Figure IV.15 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

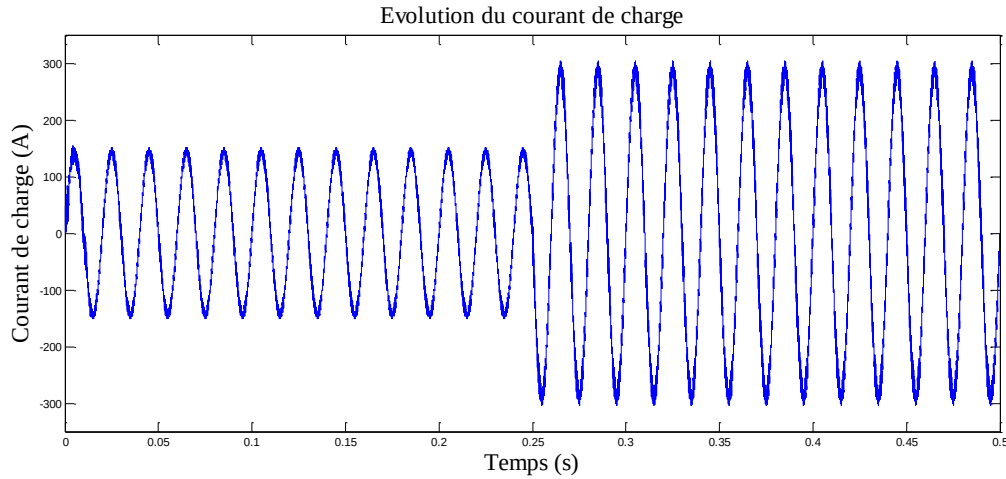


Figure IV.16 : Evolution du courant de charge (test de robustesse).

D'après les résultats obtenus, il est clair que cette commande assure une régulation rapide des tensions flottantes (figure IV.11), car leurs valeurs de références sont atteintes à $t = 0.002$ s (le temps nécessaire pour l'équilibrage des tensions lors la commande par MLI-ST divisé par 100) ce qui améliore le signal de la tension de sortie (figure IV.12), du courant de charge (figure IV.13) et protège les interrupteurs de puissance.

Une chute de tension de 300V au niveau de la tension d'alimentation du convertisseur E est introduite à $t = 0.25$ s. Comme résultat, les tensions flottantes des deux étages suivent rapidement ce changement ce qui diminue la durée des perturbations au niveau du signal la tension de sortie. Le $THD_{tension} = 16,36\%$ et le $THD_{courant} = 3,36\%$.

Les figures IV.14, IV.15 et IV.16 représentent les résultats du test de robustesse introduit à $t = 0.25$ s, où nous avons diminué la charge de 50 %. Nous remarquons, qu'il y a une légère augmentation au niveau des ondulations des tensions flottantes et une autre au niveau du courant de charge.

IV-3-1-2- Commande découplante avec retour d'état non linéaire :

Après l'étude du modèle du convertisseur multicellulaire superposé menée au deuxième chapitre, nous avons pu affirmer que cette structure est un système non-linéaire. Par ailleurs, les signaux de commande ont une influence sur les variables d'état et vice-versa et la matrice $B(X)$ n'est pas diagonale. Toutes ces raisons nous amènent à affirmer que ce système est couplé.

La théorie de la linéarisation entrée-sortie qui a été présentée auparavant au chapitre III, va être appliquée à la commande de l'onduleur SMC 3x2.

Avant d'appliquer cette commande au SMC 3x2, il faut faire quelques modifications au niveau du modèle aux valeurs instantanées de l'onduleur SMC 3x2.

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S$$

$$X = [V_{C_{11}} \quad V_{C_{12}} \quad I_{ch} \quad V_{C_{21}} \quad V_{C_{22}} \quad I_{ch}]^T, \quad S = [S_{11} \quad S_{12} \quad S_{13} \quad S_{21} \quad S_{22} \quad S_{23}]^T$$

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_{11}} & \frac{I_{ch}}{C_{11}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{12}} & \frac{I_{ch}}{C_{12}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{12}} - V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{E_1 - V_{C_{12}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{22}} - V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{E_2 - V_{C_{22}}}{L_{ch}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{21}} & \frac{I_{ch}}{C_{21}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{22}} & \frac{I_{ch}}{C_{22}} \\ \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{12}} - V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{E_1 - V_{C_{12}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{22}} - V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{E_2 - V_{C_{22}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} - \frac{E_2}{L_{ch} \cdot I_{ch}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} - \frac{E_2}{L_{ch} \cdot I_{ch}} \end{pmatrix}$$

On voit bien sur ce modèle que le courant de charge est répété deux fois dans la matrice X . Cela est fait pour avoir une matrice $B(X)$ carrée, ce qui nous permettra de déterminer facilement la matrice inverse de la matrice $B(X)$, pour réaliser le découplage [HAN1 14].

IV-3-1-2-1- Application de la commande à un onduleur multicellulaire superposé 3x2 :

Les signaux de commande S de chaque étage (voir l'équation II.34) sont obtenus après comparaison entre P tensions de référence (U) générées et P porteuses triangulaires centrées et décalées entre elles de $2\pi/P$ (T_r). Par conséquent, on a :

$$S = U - T_r$$

Les ordres de commande S varient, alors, en fonction des tensions de références U . De là, on peut écrire :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot U \quad (IV.2)$$

A partir de l'équation (IV.2), on peut trouver deux matrices : une matrice colonne $\alpha(X)$ et une matrice carrée $\beta(X)$ telles que, si on choisit $U(X) = \alpha(X) + \beta(X) \cdot V$, le comportement du système bouclé devient linéaire, avec un découplage total entre les entrées et les sorties du système.

A partir de là, on peut écrire :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot U \\ U = \alpha(X) + \beta(X) \cdot V \end{cases}$$

Maintenant, remplaçons U par sa valeur :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot \alpha(X) + B(X) \cdot \beta(X) \cdot V \quad (\text{IV.3})$$

La matrice $\alpha(X)$ doit être choisie de manière à ce que le terme $(B(X) \cdot \alpha(X))$ compense exactement le terme $(A \cdot X)$. D'autre part, $B(X)$ est inversible sous les conditions suivantes :

$$I_{ch} \neq 0 \quad \text{and} \quad E \neq 0 \quad (\text{IV.4})$$

Ce qui nous amène à choisir :

$$\beta(X) = B^{-1}(X)$$

Soit :

$$\dot{V}_{C_{11}} = v_{11}, \quad \dot{V}_{C_{12}} = v_{12}, \quad \dot{I}_{ch} = v_{13}, \quad \dot{V}_{C_{21}} = v_{21}, \quad \dot{V}_{C_{22}} = v_{22}, \quad \dot{I}_{ch} = v_{23} \quad (\text{IV.5})$$

Les matrices $\alpha(X)$ et $\beta(X)$ sont données comme suit :

$$\begin{cases} \alpha(X) = -B^{-1}(X) \cdot A \cdot X \\ \beta(X) = B^{-1}(X) \end{cases}$$

Sous les conditions exprimées dans (IV.17), les valeurs obtenues pour le calcul de découplage sont données par (IV.6).

$$A \cdot X = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -b_0 X_{13} - b_1 E_2 \\ 0 \\ 0 \\ -b_0 X_{23} - b_1 E_2 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

$$B^{-1}(X) = \begin{pmatrix} \frac{X_{11} - E_1}{a_{11} E_1 X_{13}} & \frac{X_{12} - E_1}{a_{12} E_1 X_{13}} & \frac{1}{2b_1 E_1} & 0 & 0 & \frac{1}{2b_1 E_1} \\ \frac{X_{11} - E_1}{a_{11} E_1 X_{13}} & \frac{X_{12} - E_1}{a_{12} E_1 X_{13}} & \frac{1}{2b_1 E_1} & 0 & 0 & \frac{1}{2b_1 E_1} \\ \frac{X_{11} - E_1}{a_{11} E_1 X_{13}} & \frac{X_{12} - E_1}{a_{12} E_1 X_{13}} & \frac{1}{2b_1 E_1} & 0 & 0 & \frac{1}{2b_1 E_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{2b_1 E_1} & \frac{X_{21} - E_2}{a_{21} E_2 X_{23}} & \frac{X_{22} - E_2}{a_{22} E_2 X_{23}} & \frac{1}{2b_1 E_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{2b_1 E_1} & \frac{X_{21} - E_2}{a_{21} E_2 X_{23}} & \frac{X_{22} - E_2}{a_{22} E_2 X_{23}} & \frac{1}{2b_1 E_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{2b_1 E_1} & \frac{X_{21} - E_2}{a_{21} E_2 X_{23}} & \frac{X_{22} - E_2}{a_{22} E_2 X_{23}} & \frac{1}{2b_1 E_1} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

Avec :

$$a_{11} = \frac{1}{C_{11}}, a_{12} = \frac{1}{C_{12}}, a_{21} = \frac{1}{C_{21}}, a_{22} = \frac{1}{C_{22}}, b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}, b_1 = \frac{1}{L_{ch}}$$

Alors, le retour d'état peut donc s'exprimer par (IV.7) :

$$\alpha(X) = \begin{pmatrix} \frac{b_0 X_{13} + b_1 E_2}{b_1 E_1} \\ \frac{b_0 X_{13} + b_1 E_2}{b_1 E_1} \\ \frac{b_0 X_{13} + b_1 E_2}{b_1 E_1} \\ \frac{b_0 X_{13} + b_1 E_2}{b_1 E_1} \\ \frac{b_0 X_{13} + b_1 E_2}{b_1 E_1} \\ \frac{b_0 X_{13} + b_1 E_2}{b_1 E_1} \\ \frac{b_0 X_{13} + b_1 E_2}{b_1 E_1} \end{pmatrix} \quad (IV.7)$$

Une fois le retour d'état effectué, les nouvelles grandeurs d'entrée sont contenues dans le vecteur V , comme indiqué sur la figure IV.17.

$$V = (v_{11} \ v_{12} \ v_{13} \ v_{21} \ v_{22} \ v_{23})^T$$

Ainsi, dans le cas d'un convertisseur multicellulaire superposé, le retour d'état non-linéaire permet d'obtenir $P \times n$ relations linéaires totalement découplées entre les nouvelles grandeurs d'entrée et les $P \times n$ variables d'état du système.

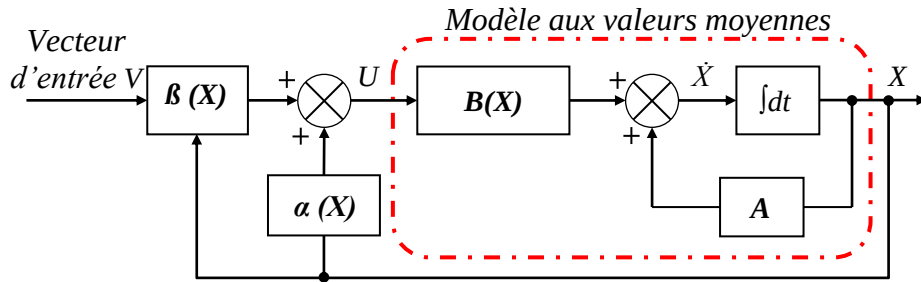


Figure IV.17 : Principe du découplage par retour d'état non linéaire.

La commande découplante avec retour d'état non-linéaire perd sa validité en deux points précis :

- Quand le courant de charge passe par zéro ($I_{ch} = 0$).
- Quand la tension continue de bus est nulle ($E = 0$).

Pour ces deux points de fonctionnement le convertisseur n'est plus contrôlable. Dans le cas d'un hacheur multicellulaire superposé, ces points n'influent pas sur le fonctionnement du convertisseur car ils sont en marge de la plage de fonctionnement habituelle. Ce qui nous préoccupe le plus c'est le fonctionnement onduleur car le courant de charge s'annule deux fois par période fondamentale. Pour cela, nous allons utiliser le limiteur de courant vu dans le troisième chapitre (Figure IV.18).

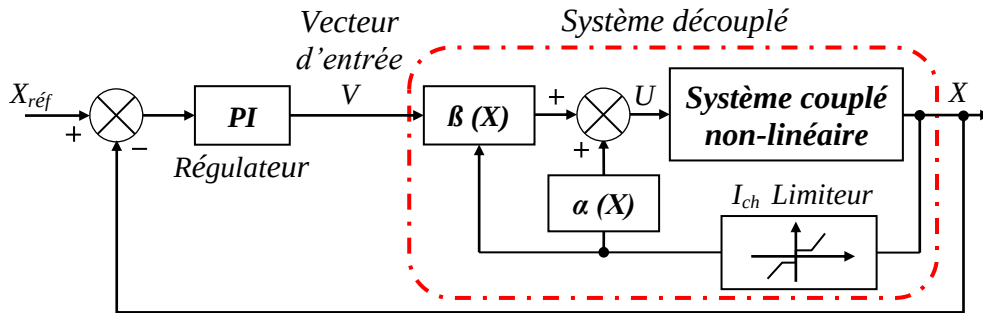


Figure VI.18 : Intégration du limiteur de courant et asservissement du système découplé à un vecteur de référence $X_{réf}$.

D'après la figure IV.19, le limiteur introduit fonctionne très bien. On voit bien sur la figure IV.19(a) le point zéro et les points qui sont au voisinage de zéro. Par contre, sur la figure IV.19(b) le point zéro et les points qui sont au voisinage de ce dernier ont disparu.

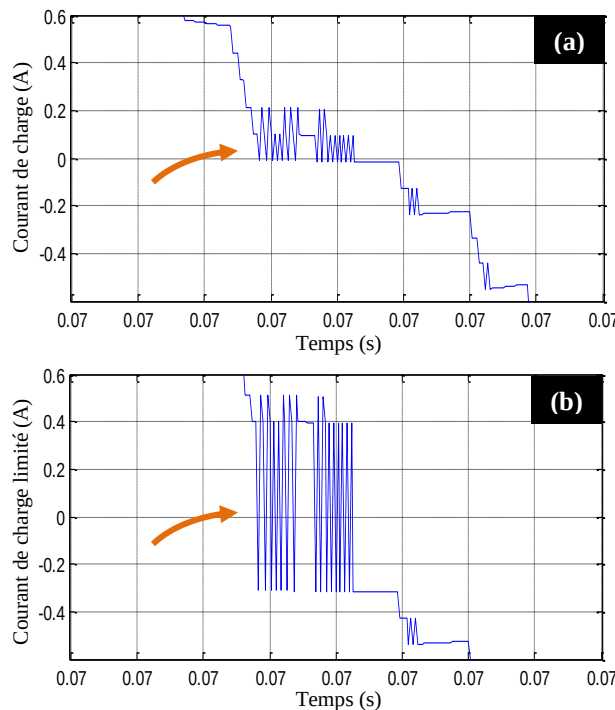


Figure IV.19 : Courant de charge (a) et Courant de charge limité (b).

Après le découplage entre les différentes variables, nous obtenons $P \times n$ sous-systèmes linéaires. Chaque sous-système associant une variable d'entrée à une variable d'état ($\dot{X} = V$). Il faut maintenant reboucler le système découplé pour asservir chaque variable d'état à une référence. Ce rebouclage (Figure IV.18), nécessite autant de boucles de rétroaction qu'il y a de variables d'état.

Nous avons choisi d'utiliser un régulateur PI (Figure IV.18) pour réguler le courant et les tensions flottantes. Les équations de commande des boucles 1i et 2i sont données par l'équation (IV.8) :

$$\begin{aligned} v_{1i} &= \left(K_{P1i} + \frac{K_{I1i}}{s} \right) (X_{1iréf} - X_{1i}) \\ v_{2i} &= \left(K_{P2i} + \frac{K_{I2i}}{s} \right) (X_{2iréf} - X_{2i}) \end{aligned} \quad (IV.8)$$

Où : s est la variable de Laplace.

Avec : $1 \leq i \leq P$ et $(K_{P1i} + (K_{I1i}/s)) > 0$, $(K_{P2i} + (K_{I2i}/s)) > 0$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$T_{BF_i}(s) = \frac{1}{1 + (s / (K_{P_i} + (K_{I_i}/s)))} \quad (IV.9)$$

Puisque le régulateur est de type PI, alors la fonction de transfert en boucle fermée est du deuxième ordre.

Ce régulateur va nous permettre d'imposer une dynamique donnée pour chaque variable d'état.

Le principe de fonctionnement de cette commande appliquée à l'onduleur multicellulaire superposé est représenté sur la figure IV.20. Donc, on va générer $P \times n$ signaux sinusoïdaux de référence u_{1i} et u_{2i} . Ces signaux sont calculés pour assurer un découplage total entre les entrées et les sorties du système et aussi pour réguler les tensions flottantes V_{C1i} , V_{C2i} et le courant de charge I_{ch} d'une façon rapide. Ces signaux de référence vont être comparés avec deux groupes de porteuses triangulaires centrées décalées entre elles de $2\pi/P$ afin de générer les signaux de commande S_{1P} et S_{2P} .

L'alternance positive du signal sinusoïdal de référence sera comparée avec le premier groupe de porteuses qui est positif, pour générer les signaux de contrôle (S_{1i}) de l'étage 1, qui génèrent l'alternance positive de la tension de sortie V_s . Par contre, le deuxième groupe négatif des porteuses va être comparé avec l'alternance négative du signal sinusoïdal de référence pour générer les signaux de commande (S_{2i}) du deuxième étage, qui généreront l'alternance négative de la tension de sortie V_s .

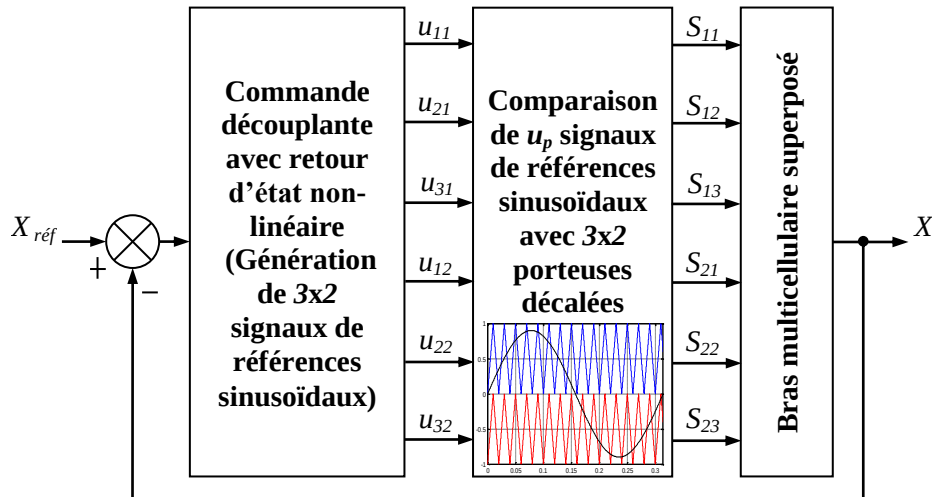


Figure IV.20 : Principe de la commande appliquée à l'onduleur multicellulaire superposé 3x2.

Comme on l'a vu au troisième chapitre, la commande découplante avec retour d'état non-linéaire assure un découplage efficace entre les entrées et les sorties du système contrôlé ; elle assure aussi une régulation rapide des tensions flottantes et du courant de charge. Pour

voir le comportement du SMC lors de son contrôle avec cette technique de commande, nous avons réalisé une simulation sous MATLAB/SIMULINK, d'un onduleur multicellulaire superposé 3x2, alimentant une charge (R - L), commandé par la commande découplante avec retour d'état non-linéaire (voir *Annexe B* figures 23, 24, 25, 26 et 27). Les paramètres utilisés dans cette simulation sont donnés sur le tableau IV.3.

Tableau IV.3 : Paramètres utilisés dans le cas de la commande découplante avec retour d'état non-linéaire.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire superposé	Nombre de cellules et d'étage ($P \times n$)	3x2
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
Charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	15 mH
La commande découplante avec retour d'état non-linéaire	Fréquence de découpage ($f_{déc}$)	26 kHz
	K_{pVc}	30000
	K_{iVc}	10
	K_{pIch}	2000000
	K_{iIch}	10

Les Figures IV.21, IV.22, IV.23, IV.24, IV.25 et IV.26 présentent les résultats obtenus après simulation d'un onduleur multicellulaire superposé 3x2 contrôlé par la commande découplante avec retour d'état non-linéaire.

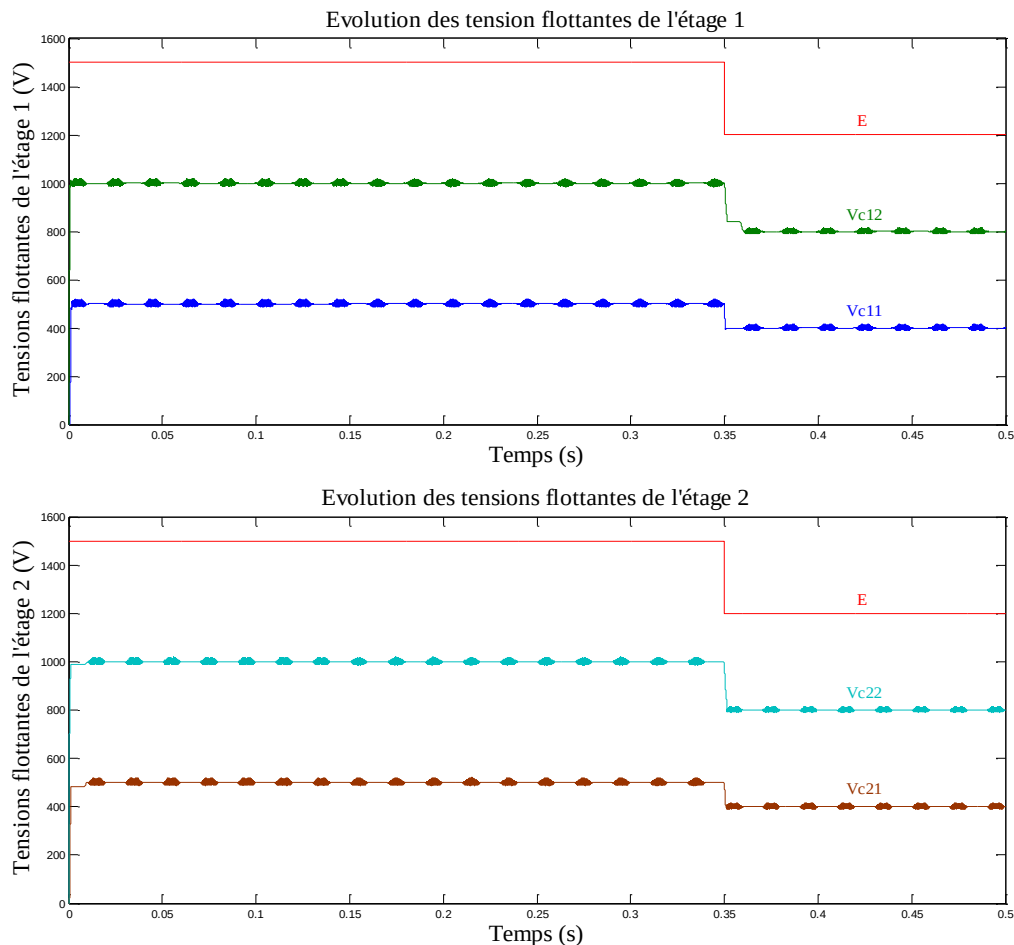


Figure IV.21 : Evolution des tensions flottantes des deux étages.

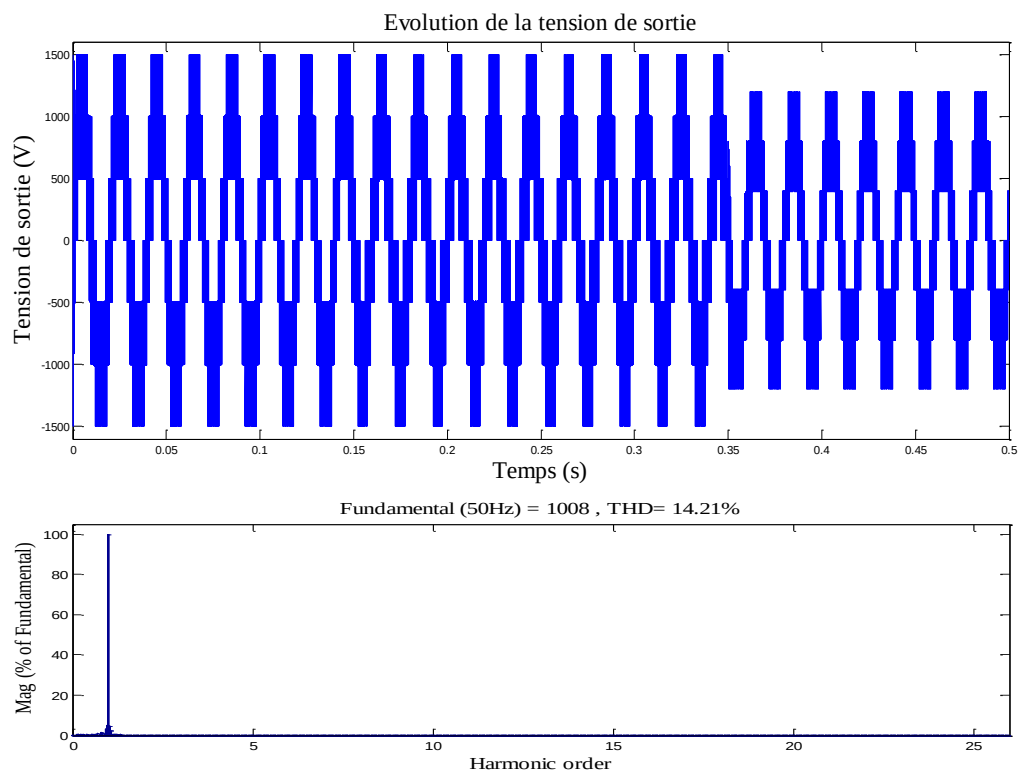


Figure IV.22 : Evolution de la tension de sortie avec THD.

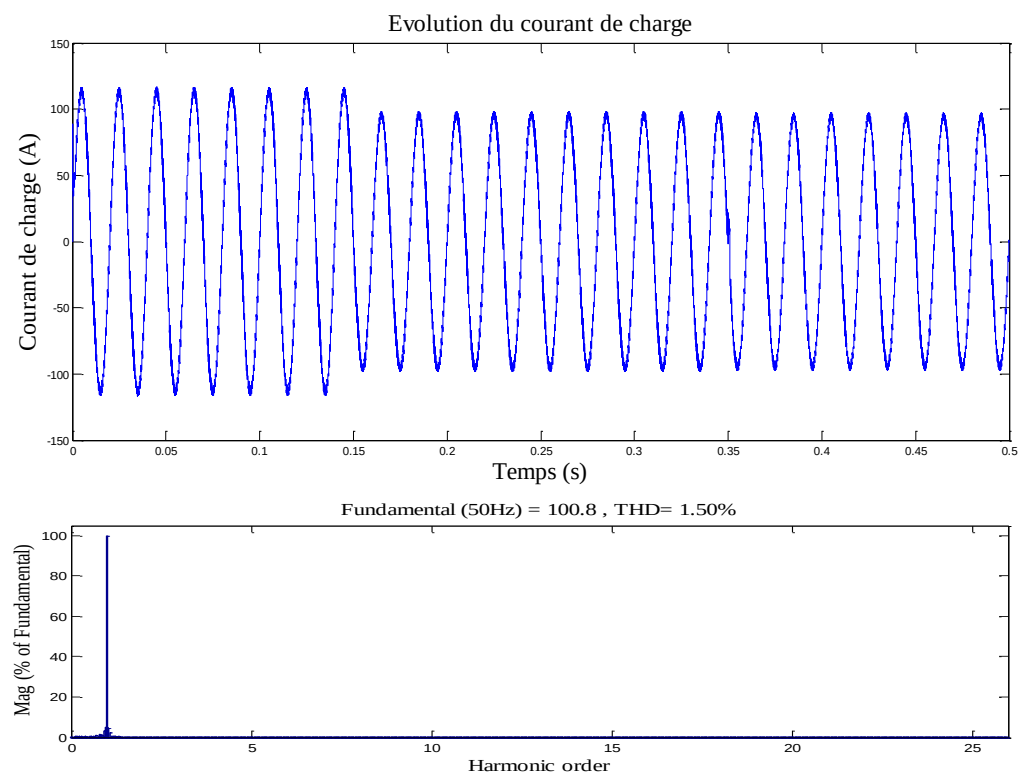


Figure IV.23 : Evolution du courant de charge avec THD.

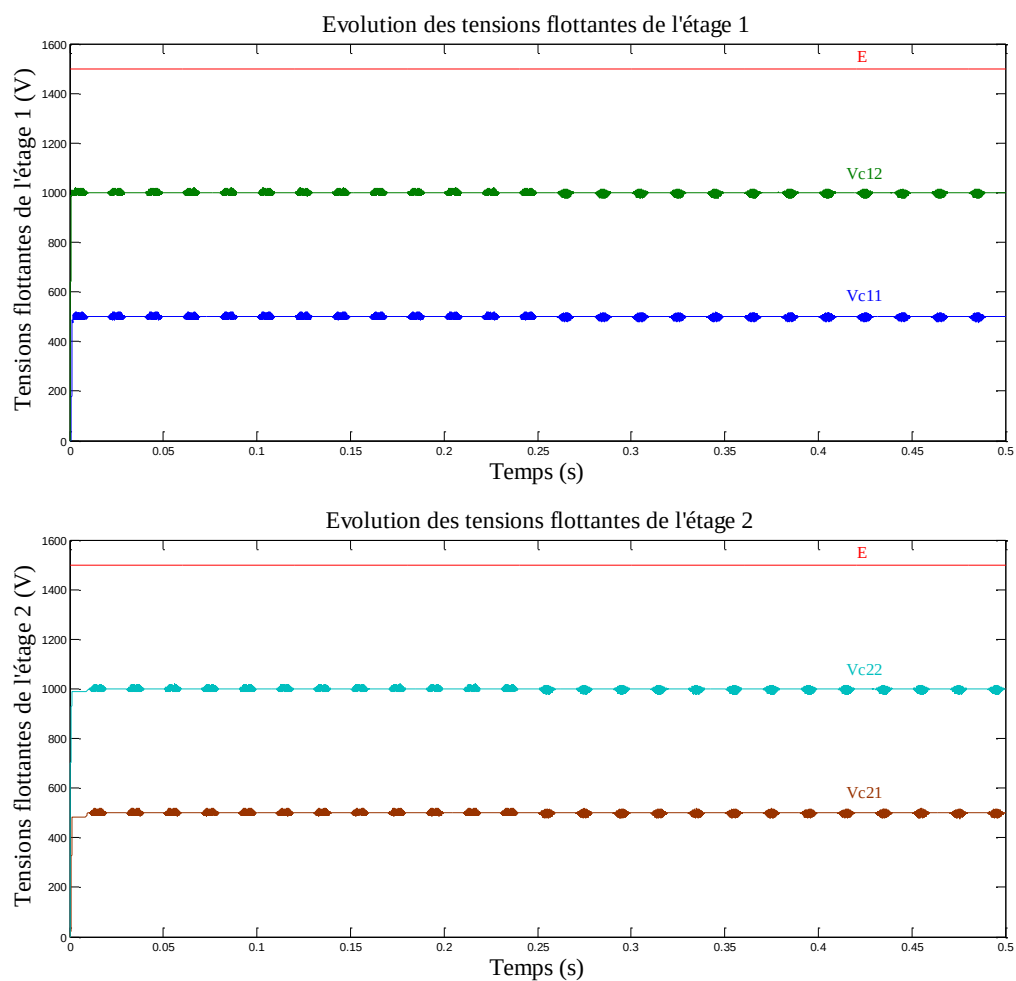


Figure IV.24 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse).

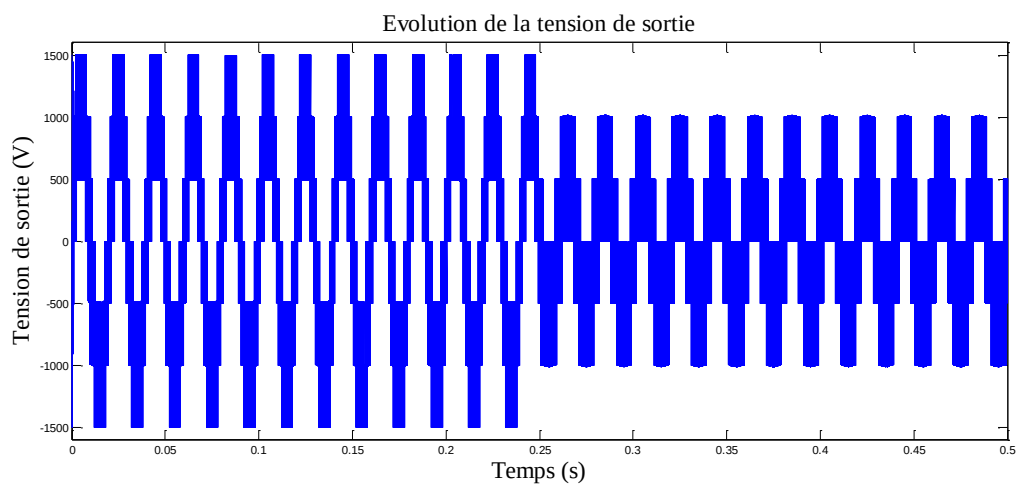


Figure IV.25 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

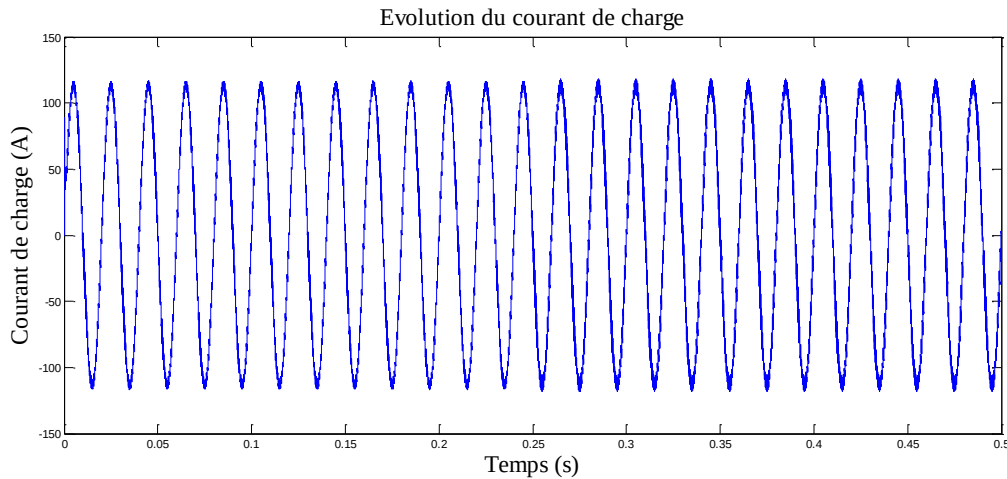


Figure IV.26 : Evolution du courant de charge (test de robustesse).

Deux perturbations sont appliquées dans la première simulation afin de voir la réponse du système.

La première perturbation est appliquée à $t = 0.15$ s au niveau du courant de charge (Figure IV.23). Ce dernier est diminué de 40 A. Où, il suit rapidement cette variation. D'autre part, cette perturbation n'affecte pas la tension de sortie (Figure IV.22) et les tensions condensateurs des deux étages (Figure IV.21). Le THD_{courant} est égale à 1.50 %.

La deuxième perturbation est appliquée à $t = 0.35$ s au niveau des tensions flottantes (figure IV.21). On simule une chute de tension d'alimentation E de 300 V (pour chaque étage). Comme résultats, les tensions flottantes des deux étages et la tension de sortie suivent rapidement le changement de la tension d'alimentation E , et cette variation n'a aucun effet sur le courant de charge. Le THD_{tension} est égale à 14.21 %.

La deuxième simulation est un test de robustesse (figures IV.24, IV.25 et IV.26). Nous avons diminué la charge de 50 %, à $t = 0.25$ s. Nous pouvons voir que le découplage n'a pas été affecté par cette variation, car le courant est resté à sa valeur nominale mais la tension de sortie a diminué. Les tensions flottantes ont été maintenues équilibrées, mais, l'ondulation au niveau de ces tensions a augmenté légèrement.

IV-3-1-3- Commande par SVM avec régulation des tensions flottantes :

L'algorithme de la commande SVM destiné aux onduleurs N niveaux a été présenté en détails au cours du troisième chapitre ; Cet algorithme repose sur quatre points essentiels :

- 1- Transformation de la coordonnée.
- 2- Détection des trois vecteurs les plus proches.
- 3- Calcul des temps de commutations des interrupteurs.
- 4- Choix de commutation.

Selon l'équation (II.26) qui régit l'évolution des tensions flottantes, on peut dire qu'il y a deux paramètres qui peuvent être utilisés pour la régulation des tensions flottantes V_{C1i} et V_{C2i} ; Ces paramètres sont les signaux de commande (S_{1i} , S_{2i}) et le courant de charge (I_{ch}). L'utilisation des signaux de commande pour la régulation des tensions flottantes rend le programme de la modulation vectorielle compliqué, car le programme SVM pour les onduleurs N niveaux est autour de 700 lignes. Il faut compter de 600 à 700 lignes de plus pour faire la régulation des tensions condensateurs, ce qui demande plus de calculs. Pour cela, nous avons ajouté un régulateur PI pour la régulation des tensions flottantes en utilisant le courant

de charge. Cette méthode nous permet de simplifier le programme SVM. Le principe de cette régulation est présenté sur la figure IV.27.

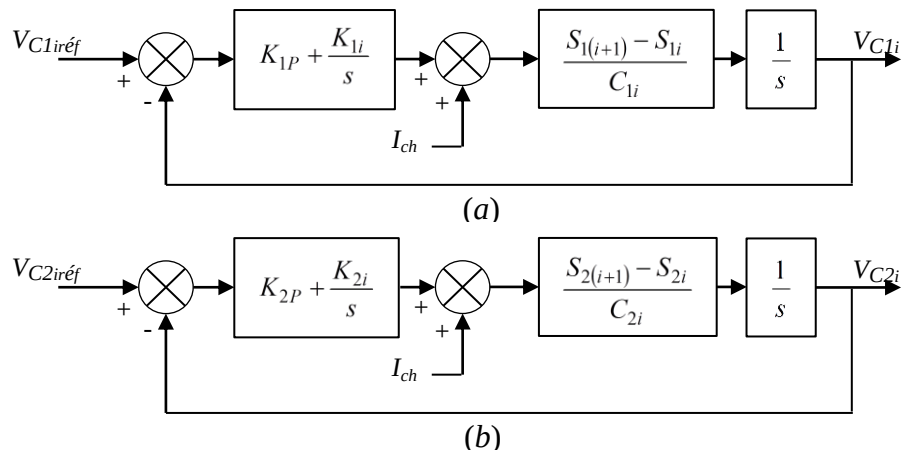


Figure IV.27 : Boucle de régulation pour les tensions flottantes pour l'étage 1 (a) et l'étage 2 (b).

Afin de valider cette méthode de contrôle, une simulation a été faite sous MATLAB/SIMULINK d'un onduleur multicellulaire superposé 3x2, alimentant une charge (R-L), commandé par SVM avec régulation des tensions flottantes en utilisant un régulateur PI (voir *Annexe B* figures 28, 29 et 30). Le tableau IV.4 donne les différents paramètres utilisés dans cette simulation.

Tableau IV.4 : Paramètres utilisés dans le cas de la commande par SVM.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire superposé	Nombre de cellules et d'étage ($P \times n$)	3x2
	Tension continue (E)	1500 V
	Condensateur flottant (C)	40 μF
Charge	Résistance de charge (R_{ch})	10 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	15 mH
Commande SVM	Fréquence de découpage (f_{dec})	26 kHz
	r	0.8
	K_p	50
	K_i	5

Les figures IV.28, IV.29, IV.30, IV.31, IV.32 et IV.33 présentent les résultats obtenus après simulation effectuée sous MATLAB/SIMULINK.

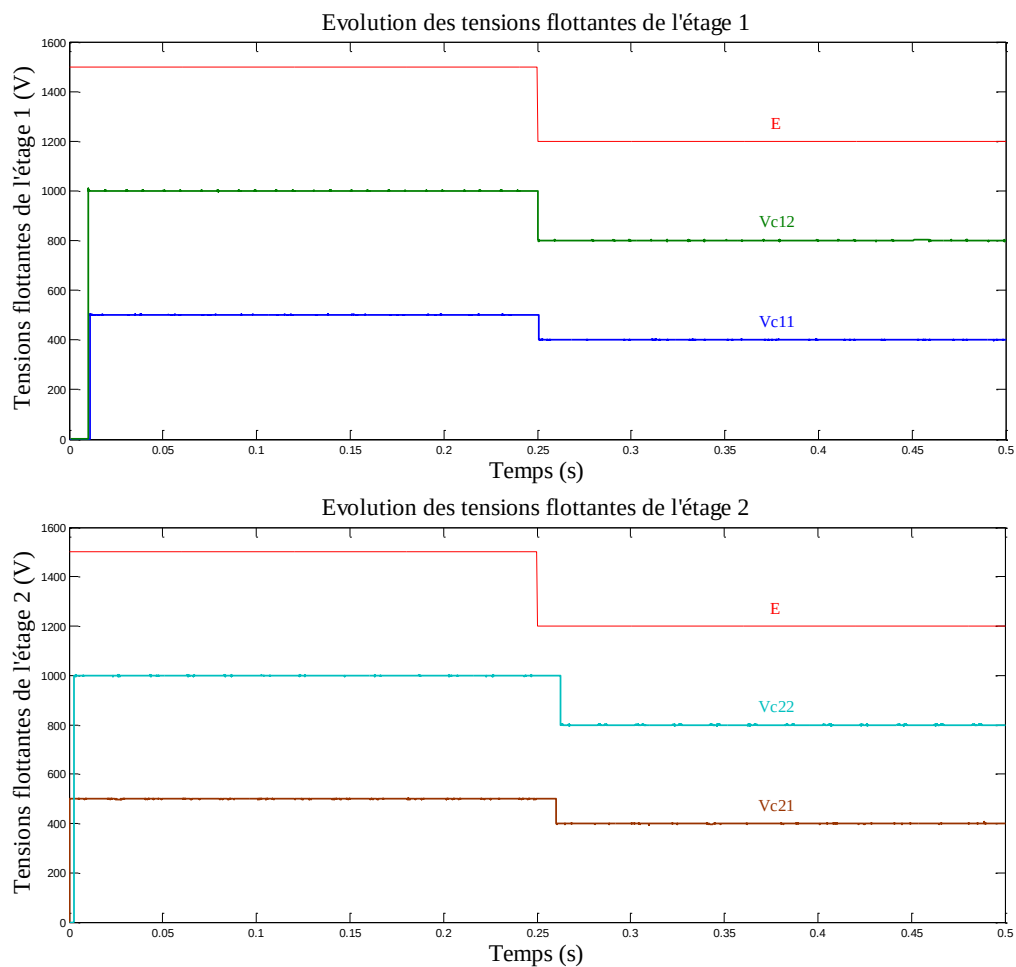


Figure IV.28 : Evolution des tensions flottantes des deux étages.

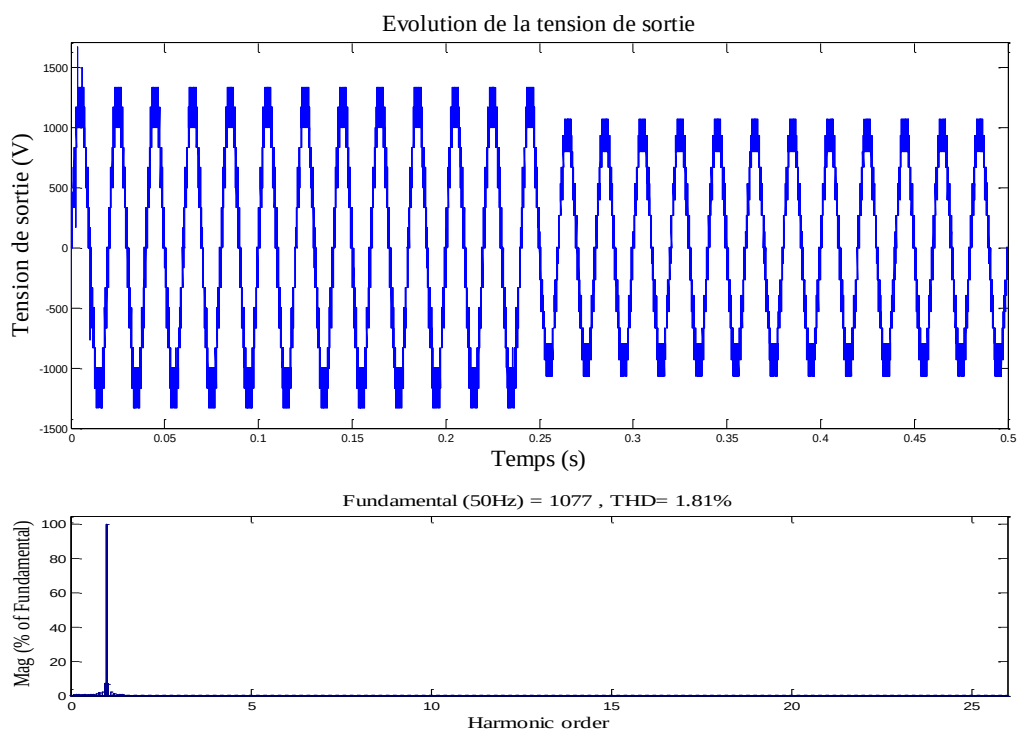


Figure IV.29 : Evolution de la tension de sortie avec THD.

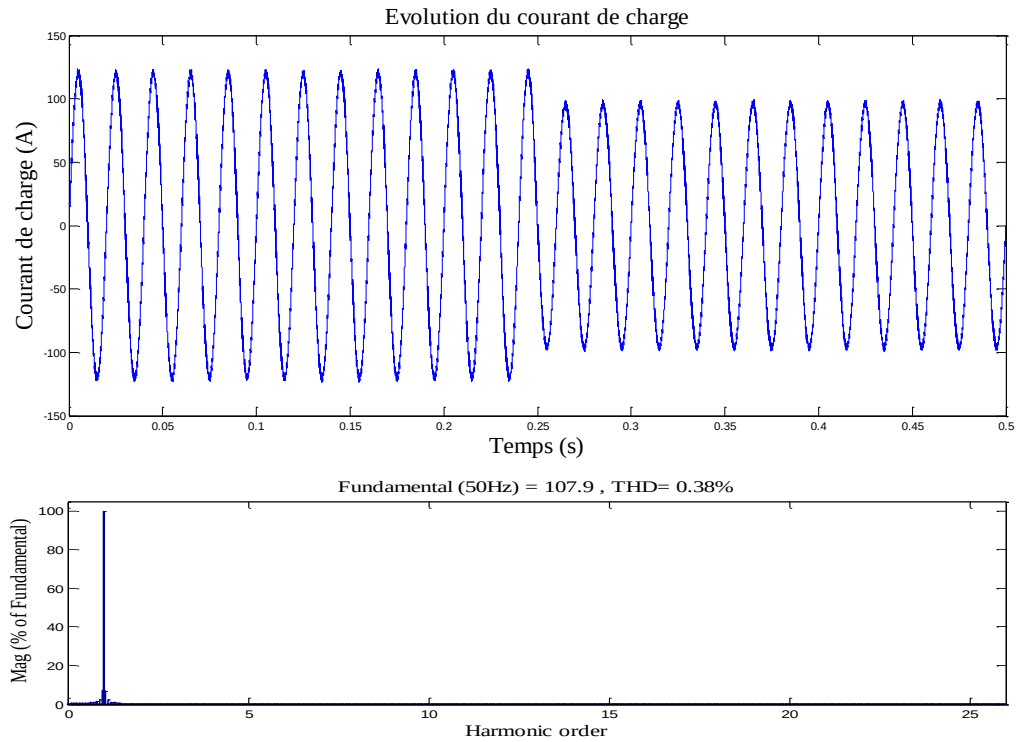


Figure IV.30 : Evolution du courant de charge avec THD.

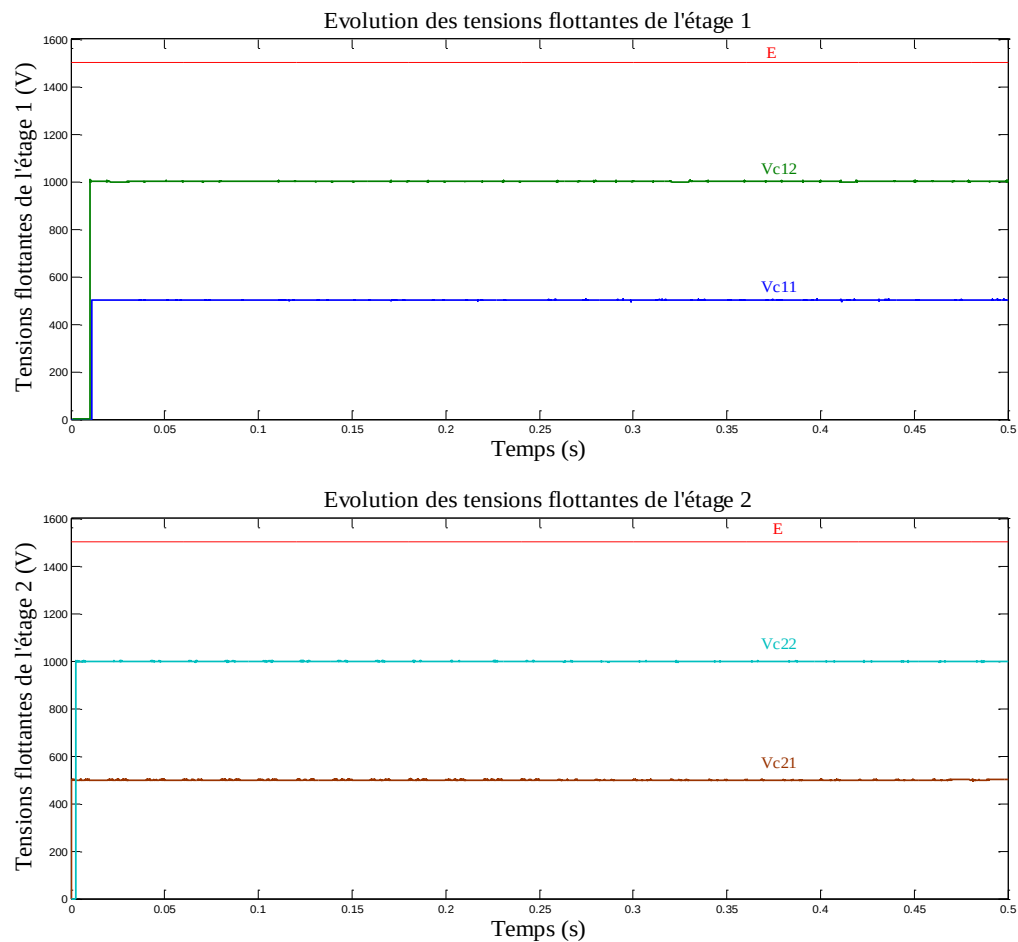


Figure IV.31 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse).

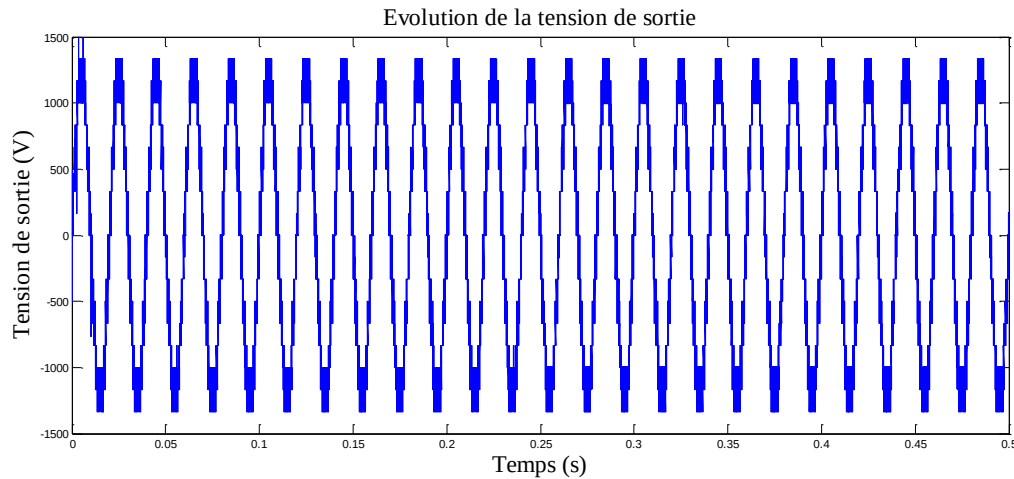


Figure IV.32 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

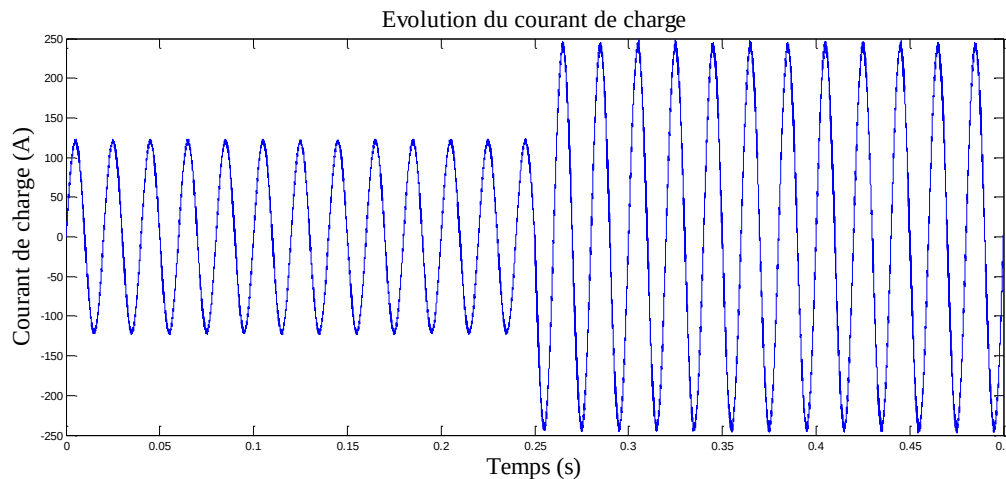


Figure IV.33 : Evolution du courant de charge (test de robustesse).

D'après la figure IV.28, on voit bien qu'il n'y a presque pas de régime transitoire et les tensions flottantes des deux étages sont équilibrées dès le début. A $t = 0.25$ s, on simule une chute de tension d'alimentation E de 300 V. Comme résultats, les tensions flottantes des deux étages suivent cette variation rapidement et elles sont équilibrées. La tension de sortie atteint tous ces niveaux et son signal est moins riche en harmoniques ($\text{THD}_{\text{tension}} = 1.81\%$). Le courant de charge est un signal périodique quasi-sinusoidal ($\text{THD}_{\text{courant}} = 0.38\%$).

Une diminution de la charge de 50 % a été introduite à $t = 0.25$ s, afin de tester la robustesse de cette commande. D'après les figures IV.31, IV.32 et IV.33 nous pouvons voir qu'il y a une augmentation du courant de charge, ce qui est normal (diminution de la charge).

IV-3-2- Commande en amplitude :

IV-3-2-1- Application de la commande par mode de glissement au convertisseur multicellulaire superposé :

La théorie de la commande par mode glissant a été présentée dans le troisième chapitre. Dans ce qui suit, nous allons appliquer directement cette commande à l'onduleur multicellulaire superposé.

D'après l'équation II.34 (équation d'état du modèle du convertisseur multicellulaire superposé), la représentation d'état est sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (IV.10)$$

La surface de glissement est donnée comme suit :

$$s(x) = \Delta x = x - x_{réf} \quad (IV.11)$$

Le vecteur d'état de l'erreur est donné par l'équation (IV.12) :

$$\Delta x = \begin{pmatrix} x_1 - x_{réf1} \\ x_2 - x_{réf2} \\ x_3 - x_{réf3} \\ x_4 - x_{réf4} \\ x_5 - x_{réf5} \end{pmatrix} \quad (IV.12)$$

Pour vérifier la condition de convergence, la fonction de Lyapunov est choisie comme suit :

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

$$\dot{V} = s(x) \dot{s}(x) \quad (IV.14)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par l'équation (IV.15) :

$$\dot{s} = \Delta \dot{x} = \dot{x} - \dot{x}_{réf} \quad (IV.15)$$

En remplaçant (IV.10) dans (IV.15) on obtient :

$$\dot{s} = f(x) + g(x)u - \dot{x}_{réf} \quad (IV.16)$$

Pour que le système glisse sur la surface de commutation où la dérivée de la surface de glissement est nulle, la commande équivalente est donnée par :

$$u_{eq} = -(g(x))^{-1} \left(f(x) - \dot{x}_{réf} \right) \quad (IV.17)$$

La commande totale u est obtenue, en faisant la sommation entre les deux commandes équivalente et discontinue.

$$u = u_{eq} + u_n \quad (IV.18)$$

En remplaçant (IV.17) et (IV.18) dans (IV.16), on obtient :

$$\dot{s} = g(x)u_n \quad (IV.19)$$

Introduisons maintenant la matrice Q qui est la matrice des éléments passifs (pour simplifier les éléments passifs) :

$$\dot{s} = Qg(x)u_n \quad (IV.20)$$

Où Q est donné comme suit :

$$Q = \begin{pmatrix} C_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{21} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ch} \end{pmatrix}$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\dot{s}(x) = s(x)Qg(x)u_n \quad (\text{IV.21})$$

Où :

$$s(x) = \begin{pmatrix} V_{C_{11}} - V_{C_{11ref}} & V_{C_{12}} - V_{C_{12ref}} & V_{C_{21}} - V_{C_{21ref}} & V_{C_{22}} - V_{C_{22ref}} & I_{ch} - I_{chref} \end{pmatrix}^T$$

$$u_n = (u_{n11} \quad u_{n12} \quad u_{n13} \quad u_{n21} \quad u_{n22} \quad u_{n23})^T$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_{11}} & \frac{I_{ch}}{C_{11}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{12}} & \frac{I_{ch}}{C_{12}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{21}} & \frac{I_{ch}}{C_{21}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{I_{ch}}{C_{22}} & \frac{I_{ch}}{C_{22}} \\ \frac{V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{12}} - V_{C_{11}}}{L_{ch}} & \frac{E_1 - V_{C_{22}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_{22}} - V_{C_{21}}}{L_{ch}} & \frac{E_2 - V_{C_{22}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$Qg(x) = \begin{pmatrix} -I_{ch} & I_{ch} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_{ch} & I_{ch} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -I_{ch} & I_{ch} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -I_{ch} & I_{ch} \\ V_{C_{11}} & V_{C_{12}} - V_{C_{11}} & E_1 - V_{C_{22}} & V_{C_{21}} & V_{C_{22}} - V_{C_{21}} & E_2 - V_{C_{22}} \end{pmatrix}$$

$$Qg_1(x) = \begin{pmatrix} -I_{ch} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_{C_{11}} \end{pmatrix}, Qg_2(x) = \begin{pmatrix} I_{ch} \\ -I_{ch} \\ 0 \\ 0 \\ V_{C_{12}} - V_{C_{11}} \end{pmatrix}, Qg_3(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ I_{ch} \\ 0 \\ 0 \\ E_1 - V_{C_{12}} \end{pmatrix}, Qg_4(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -I_{ch} \\ 0 \\ V_{C_{21}} \end{pmatrix},$$

$$Qg_5(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{ch} \\ -I_{ch} \\ V_{C_{22}} - V_{C_{21}} \end{pmatrix}, Qg_6(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{ch} \\ E_2 - V_{C_{22}} \end{pmatrix}$$

Pour la représentation d'état du convertisseur multicellulaire superposé :

$$\dot{s}(x) = s(x) \begin{bmatrix} (-I_{ch} + V_{C_{11}})u_{n11} + (I_{ch} - I_{ch} + V_{C_{12}} - V_{C_{11}})u_{n12} + (I_{ch} + E_1 - V_{C_{12}})u_{n13} \\ + (-I_{ch} + V_{C_{21}})u_{n21} + (I_{ch} - I_{ch} + V_{C_{22}} - V_{C_{21}})u_{n22} + (I_{ch} + E_2 - V_{C_{22}})u_{n23} \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

Pour assurer la stabilité selon le théorème de Lyapunov, il faudrait que $\dot{V}(x) < 0$. Alors :

$$\begin{aligned} u_{n11} &= \text{signs}[-s(x)(-I_{ch} + V_{C_{11}})] \\ u_{n12} &= \text{signs}[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + V_{C_{12}} - V_{C_{11}})] \\ u_{n13} &= \text{signs}[-s(x)(I_{ch} + E_1 - V_{C_{12}})] \\ u_{n21} &= \text{signs}[-s(x)(-I_{ch} + V_{C_{21}})] \\ u_{n22} &= \text{signs}[-s(x)(I_{ch} - I_{ch} + V_{C_{22}} - V_{C_{21}})] \\ u_{n23} &= \text{signs}[-s(x)(I_{ch} + E_2 - V_{C_{22}})] \end{aligned} \quad (IV.23)$$

Après plusieurs transformations, on obtient (u_n représente les signaux de commande S) :

$$\begin{aligned} S_{11} &= \text{signs} \left(-\frac{3}{E_1} I_{ch \text{ réf}} V_{C_{11}} - I_{ch} \right) \\ S_{12} &= \text{signs} \left(\frac{3}{E_1} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_{11}} - V_{C_{12}}) - I_{ch} \right) \\ S_{13} &= \text{signs} \left(\frac{3}{E_1} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_{12}} - E_1) - I_{ch} \right) \\ S_{21} &= \text{signs} \left(-\frac{3}{E_2} I_{ch \text{ réf}} V_{C_{21}} - I_{ch} \right) \\ S_{22} &= \text{signs} \left(\frac{3}{E_2} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_{21}} - V_{C_{22}}) - I_{ch} \right) \\ S_{23} &= \text{signs} \left(\frac{3}{E_2} I_{ch \text{ réf}} (V_{C_{22}} - E_2) - I_{ch} \right) \end{aligned} \quad (IV.24)$$

La détermination des lois de commutation étant faite, il ne reste, alors, qu'à insérer celles-ci dans Pxn boucles de rétroaction (figure IV.34). Chaque variable d'état possède sa boucle de régulation, ce qui nous permettra de calculer l'erreur par rapport à la grandeur de référence. Il ne nous reste maintenant qu'à trouver les Pxn fonctions de commutation en combinant les erreurs de toutes les variables d'état d'une façon linéaire. A la fin, Pxn comparateurs à hystérésis sont utilisés afin de générer les Pxn ordres de commande de l'onduleur SMC 3x2.

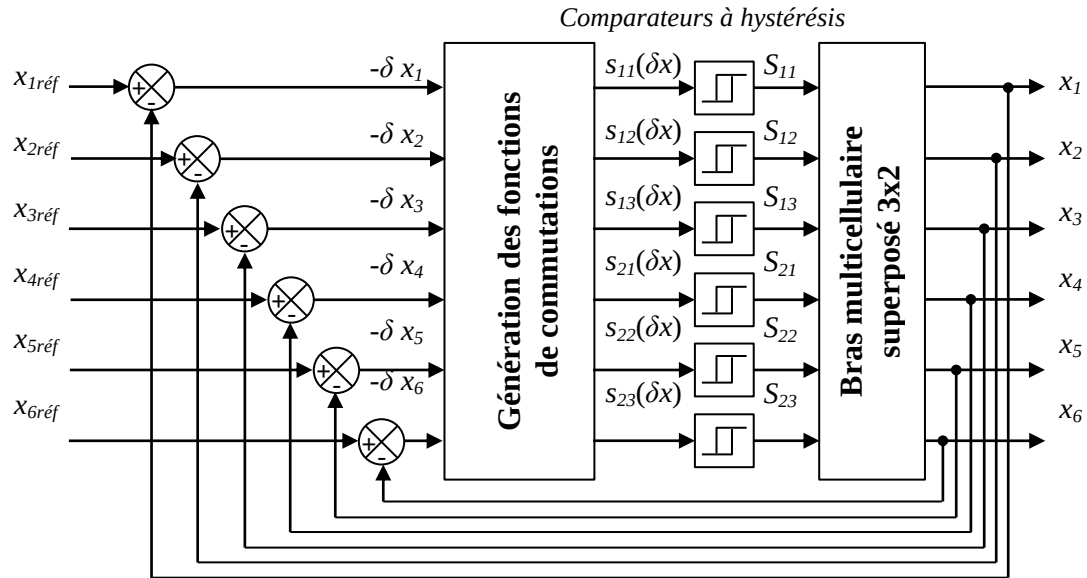


Figure IV.34 : Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire superposé 3x2.

Pour tester la robustesse et la rapidité de régulation de la commande par mode glissant, une simulation sous MATLAB/SIMULINK a été faite pour un onduleur multicellulaire superposé 3x2, alimentant une charge (R - L), contrôlé avec la commande par mode glissant (voir *Annexe B* figures 31 et 32). Les paramètres utilisés dans cette simulation sont donnés sur le tableau IV.5.

Tableau IV.5 : Paramètres utilisés dans le cas de la commande par mode glissant.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire superposé	<i>Nombre de cellules et d'étages ($P \times n$)</i>	3x2
	<i>Tension continue (E)</i>	1500 V
	<i>Condensateur flottant (C)</i>	40 μF
Charge	<i>Résistance de charge (R_{ch})</i>	10 Ω
	<i>Inductance de charge (L_{ch})</i>	15 mH
Commande par mode glissant	<i>Fréquence de découpage (f_{dec})</i>	Autour de 10 kHz

Les résultats obtenus après simulation effectuée sous MATLAB/SIMULINK sont donnés sur les figures IV.35, IV.36, IV.37, IV.38, IV.39 et IV.40.

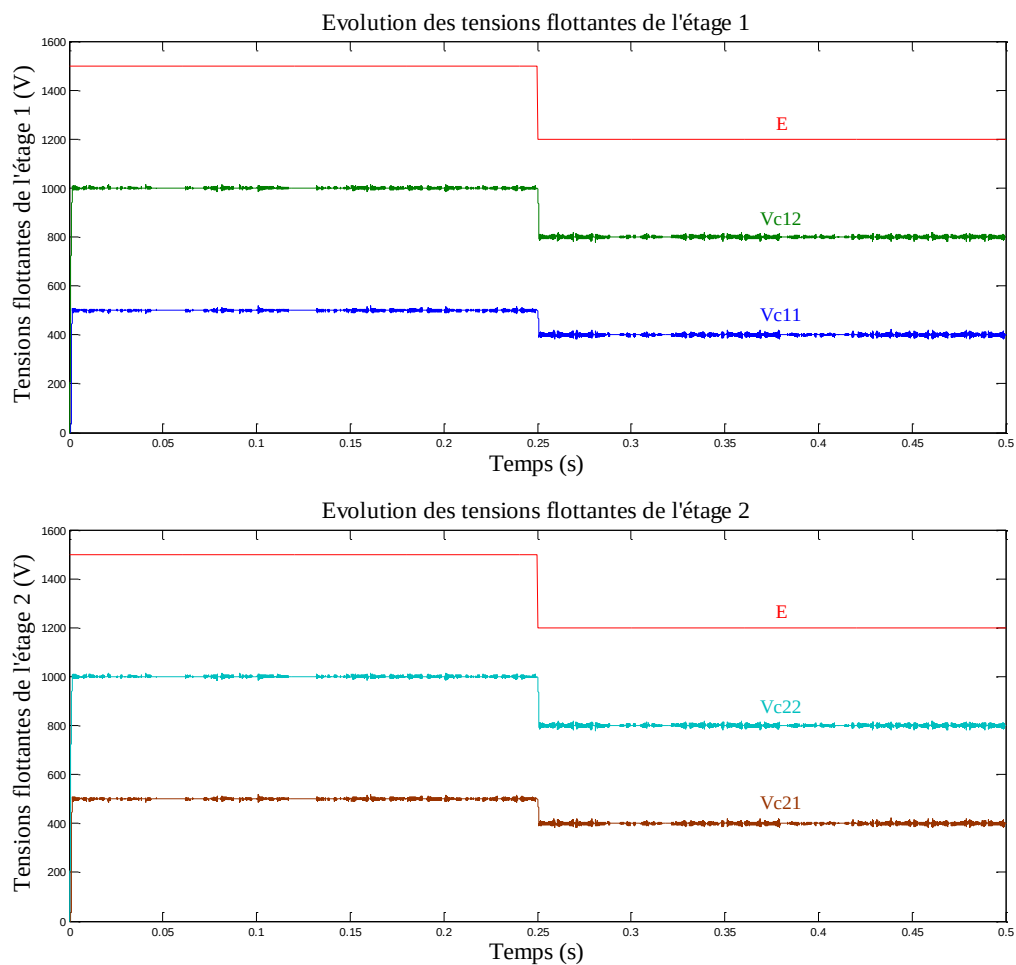


Figure IV.35 : Evolution des tensions flottantes des deux étages.

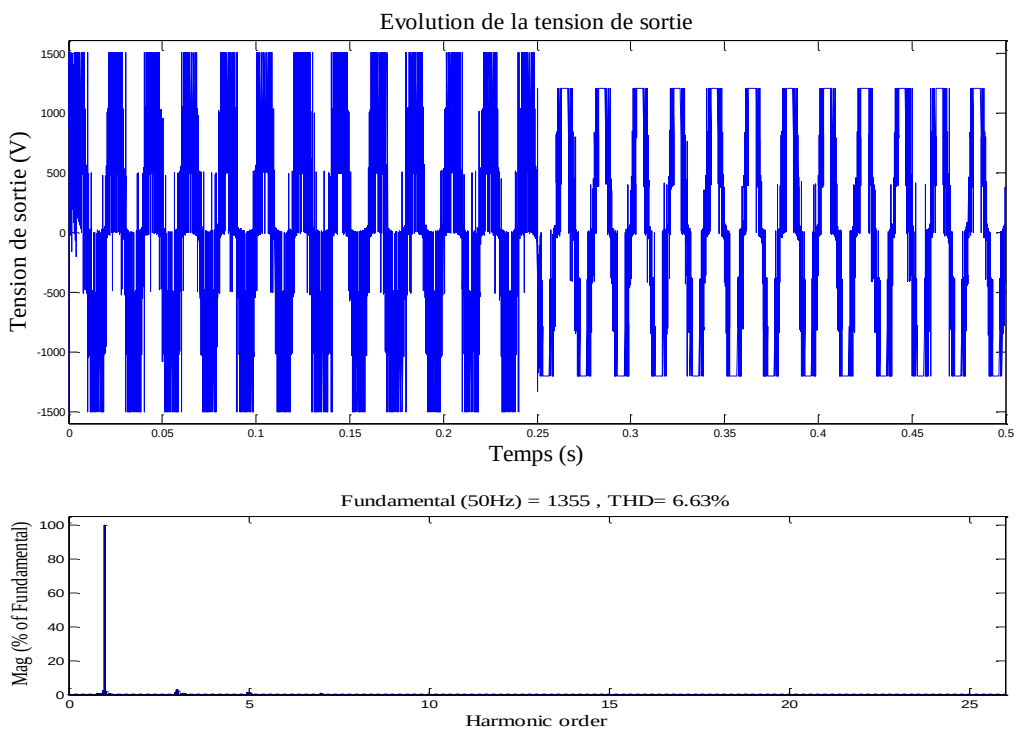


Figure IV.36 : Evolution de la tension de sortie avec THD.

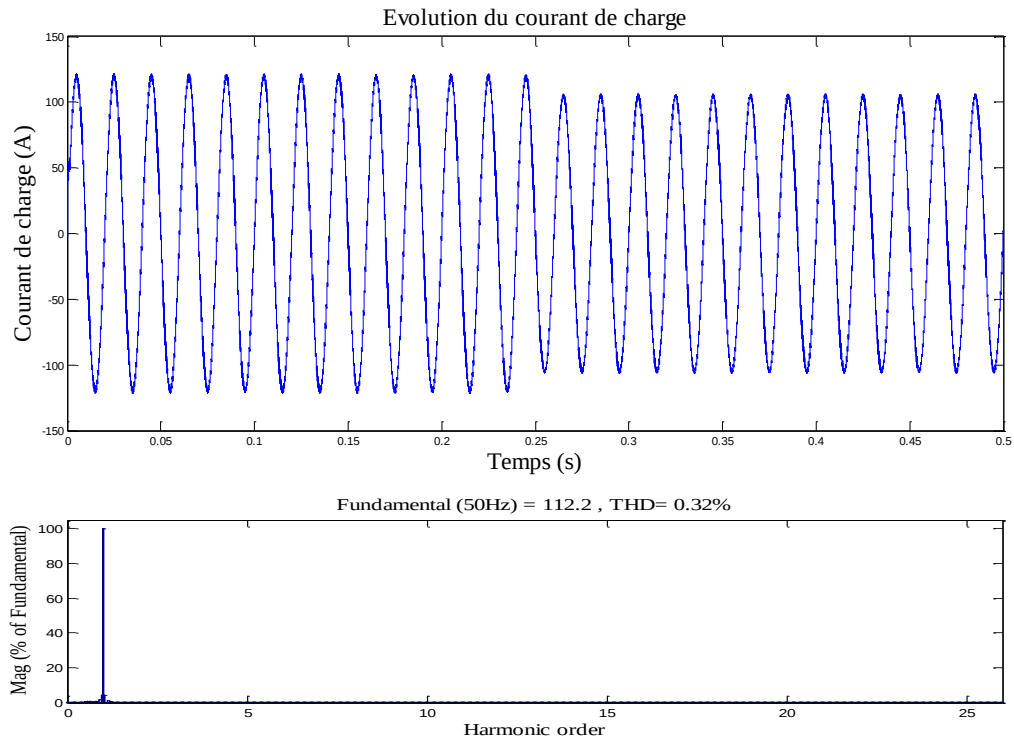


Figure IV.37 : Evolution du courant de charge avec THD.

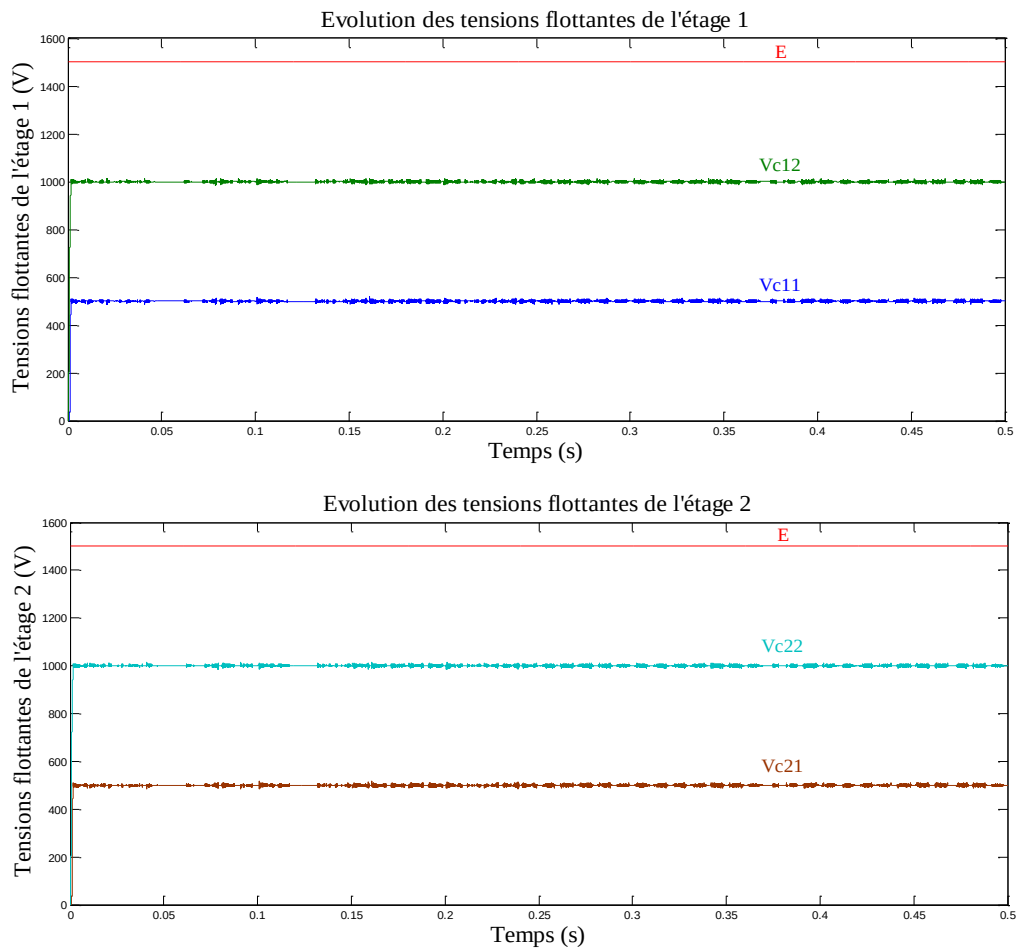


Figure IV.38 : Evolution des tensions flottantes des deux étages (test de robustesse).

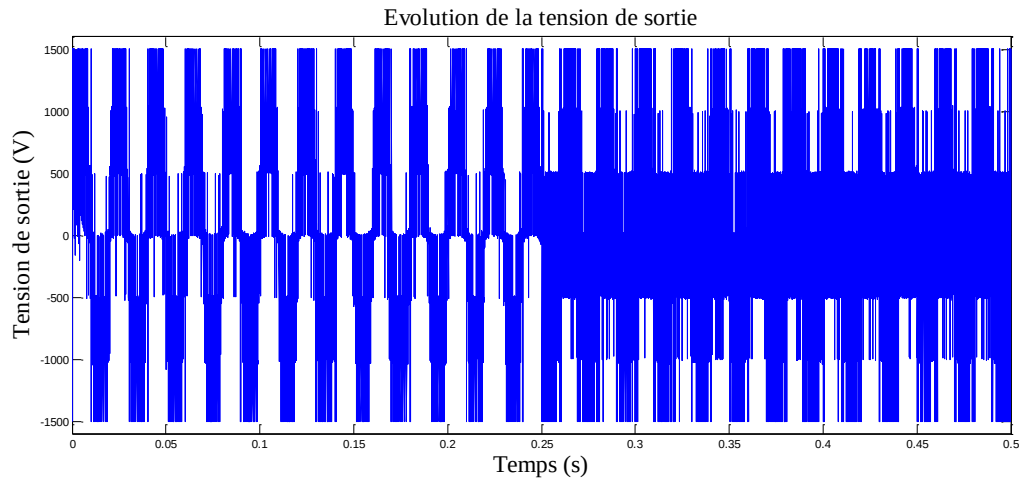


Figure IV.39 : Evolution de la tension de sortie (test de robustesse).

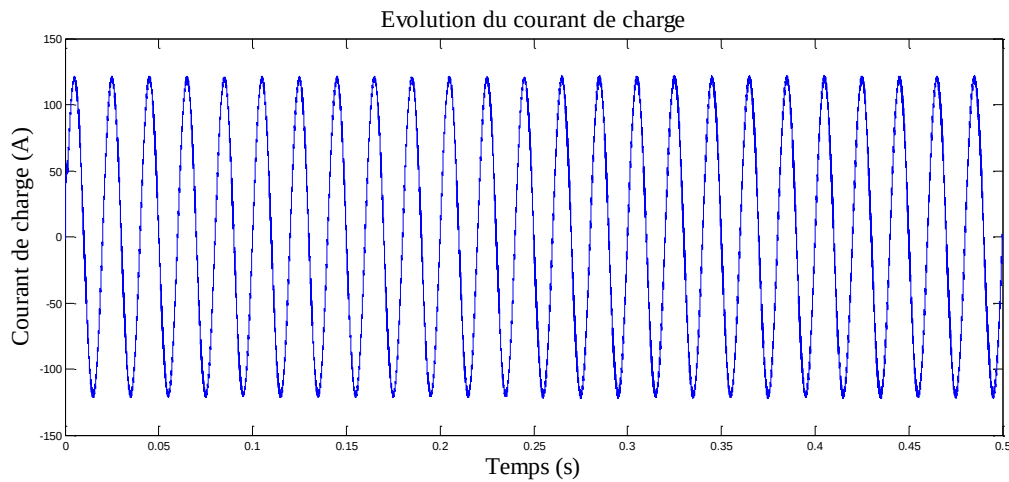


Figure IV.40 : Evolution du courant de charge (test de robustesse).

D'après la figure IV.35, on remarque qu'il n'y a presque pas de régime transitoire (les tensions condensateurs des deux étages sont équilibrées dès le début). La robustesse de la commande est prouvée à $t = 0.5$ s par l'application d'une chute de tension d'alimentation E de 300 V. Les tensions flottantes des deux étages suivent rapidement ce changement ce qui est vu directement sur le signal de la tension de sortie et du courant de charge. Le $\text{THD}_{\text{tension}}$ est égal à 6.63 % et le $\text{THD}_{\text{courant}}$ est égal à 0.32 %.

A $t = 0.25$ s un test de robustesse a été effectué, où, nous avons diminué la charge de 50 %. D'après les figures IV.38, IV.39, IV.40, nous voyons une légère augmentation au niveau de l'ondulation des tensions flottantes, une autre au niveau du courant de charge et un changement de l'allure de la tension de sortie. Ce changement est dû à la diminution de l'inductance de charge.

IV-4- Comparaison entre les commandes utilisées en boucle fermée :

Les résultats obtenues après simulation des différentes techniques de commande en boucle fermée appliquées à l'onduleur multicellulaire superposé 3x2 nous ont permis de dresser le tableau IV.6 qui regroupe plusieurs caractéristiques propres à chaque commande.

Tableau IV.6 : Comparaison entre les commandes en boucle fermée.

Type de commande	TRAD	TRAP	découplage	THD _{courant}	THD _{tension}	Robustesse	ΔV_{C1b} ΔV_{C2i} (AV)	ΔV_{C1b} ΔV_{C2i} (AP)
Commande par modulation des rapports cycliques	0.002 s	0.251 s	non	3.36 %	16.36 %	oui	4.5 %	8 %
Commande découplante avec retour d'état non-linéaire	0.0008 s	0.35025 s	oui	1.5 %	14.21 %	oui	3.1 %	3.5 %
Commande par SVM	0.00005 s	0.250001 s	non	0.38 %	1.81 %	oui	0.5 %	0.51 %
Commande par mode glissant	0.00145 s	0.25075 s	non	0.32 %	6.63 %	oui	1.8 %	1.9 %

Onduleur multicellulaire superposé 3x2

TRAD : Temps de réponse au démarrage.**TRAP** : Temps de réponse après perturbation. ΔV_{C1b} ΔV_{C2i} (AV) : Ondulation des tensions flottantes des deux étages avant variation de la charge. ΔV_{C1b} ΔV_{C2i} (AP) : Ondulation des tensions flottantes des deux étages après variation de la charge.

Comme indiqué sur le tableau IV.6, la commande SVM avec régulateur PI est la technique de contrôle la plus rapide en termes de régulation (temps de réponse au démarrage et après perturbation). En deuxième position, on trouve la commande découplante avec retour d'état non-linéaire. Après, la commande par mode glissant, et à la fin, on a la commande par modulation des rapports cycliques.

D'après les résultats, le découplage entre les entrées et les sorties du système n'est assuré qu'avec la commande découplante avec retour d'état non-linéaire, même dans le cas où une variation paramétriques de la charge est présente.

En ce qui concerne le THD tension et courant, la commande par SVM donne le meilleur taux de distorsion harmonique. Ensuite, nous avons la commande par mode glissant. Après, nous trouvons la commande découplante avec retour d'état non-linéaire et la commande par modulation des rapports cycliques respectivement.

D'après les résultats obtenus, les commandes sont toutes robustes par ce que les variations paramétriques de la charge n'ont aucun effet sur la régulation des tensions flottantes.

La commande du convertisseur multicellulaire superposé par SVM donne la plus petite ondulation des tensions flottantes (avant et après variation de la charge). Puis, nous avons la commande par mode glissant en seconde place. Après, la commande découplante avec retour d'état non-linéaire et la commande par modulation des rapports cycliques en troisième et quatrième place respectivement.

IV-4- Conclusion :

Plusieurs techniques de commande ont été appliquées au convertisseur multicellulaire superposé durant ce quatrième chapitre. Nous avons vu qu'il est possible de contrôler ce convertisseur en boucle ouverte par MLI-ST en profitant du rééquilibrage naturel des tensions flottantes. Nous avons également vu l'amélioration apportée par l'ajout du circuit auxiliaire de rééquilibrage en matière de rapidité d'équilibrage des tensions condensateurs.

Les commandes en boucle fermée appliquées au SMC ont été divisées en deux catégories :

La première catégorie est la commande en durée. Nous avons présenté :

- La commande par modulation des rapports cycliques qui permet uniquement la régulation des tensions flottantes.
- La commande découplante avec retour d'état non-linéaire qui assure le découplage total entre les entrées et les sorties d'un système couplé. Elle assure aussi une régulation rapide du courant et des tensions flottantes.
- La commande par SVM avec régulation des tensions flottantes en utilisant un régulateur PI.

La seconde catégorie est la commande en amplitude. Nous avons vu la commande par mode de glissement qui donne plus de robustesse et de rapidité en termes de régulation des tensions flottantes.

A la fin, nous avons présenté une étude comparative entre les différentes techniques de contrôle en boucle fermée vues au court de ce chapitre.

Dans le cinquième chapitre, nous allons présenter la commande en boucle ouverte du convertisseur multicellulaire parallèle (PMC), le couplage magnétique des inductances de sortie en utilisant les transformateurs inter-cellules et, à la fin, nous allons proposer deux techniques de commande en boucle fermée pour contrôler ce type de convertisseur.

Chapitre V :

*Commande du convertisseur
multicellulaire parallèle.*

V-1- Introduction :

Un convertisseur multicellulaire parallèle (PMC pour « Parallel Multicellular Converter ») est obtenu par la mise en parallèle de plusieurs cellules de commutations élémentaires connectées entre elles grâce à des inductances de liaison. Cette structure permet d'atteindre des puissances, autrement inaccessibles avec des composants standards et uniques. L'utilisation de composants de calibre plus faible (l'association de P cellules de commutations en parallèle va diviser le courant sur ces P cellules équitablement) permet de réduire le coût total du convertisseur et d'améliorer les formes d'ondes de sortie du convertisseur en augmentant le nombre de degrés de liberté ; sans oublier que ce convertisseur peut fonctionner en mode dégradé dans le cas où une cellule est défaillante .

La topologie multicellulaire parallèle est utilisée dans plusieurs domaines d'applications comme :

- Les réseaux de puissance dans le domaine de l'automobile (42V/24A).
- Les régulateurs d'alimentation des microprocesseurs (Voltage Regulator Module VRM) (1,2V/100A).
- Les onduleurs de secours de forte puissance (400V/135A)...etc.

Dans ce chapitre, nous allons analyser la commande en boucle ouverte du convertisseur multicellulaire parallèle avec MLI-ST pour faire apparaître le phénomène du déséquilibre des courants des inductances (les inductances de liaisons émettent un champ magnétique lorsqu'elles sont parcourues par un courant électrique. Ce champ magnétique crée, à son tour, un courant électrique dans les inductances de liaison, ce qui provoque le déséquilibre des courants qui constituent le courant de sortie du convertisseur). Ensuite, nous présenterons l'innovation récente pour résoudre ce problème. Cette solution consiste à coupler magnétiquement les bras du convertisseur. Enfin, deux commandes en boucle fermée du convertisseur multicellulaire parallèle seront présentées (la technique SVM associée au régulateur PI et la commande par mode glissant). Ces techniques de contrôle sont utilisées pour assurer une régulation efficace et rapide des courants des inductances qui constituent le courant de sortie afin d'éviter la saturation du circuit magnétique.

V-2- Commande du PMC en boucle ouverte avec MLI-ST (Modulation de Largeur d'Impulsion-Sinus/Triangle) :

Le principe de la commande du convertisseur multicellulaire parallèle par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est similaire à celui de la commande du convertisseur multicellulaire série par cette technique de contrôle : les signaux de commande de chaque cellule S_i , sont obtenus en faisant la comparaison entre un signal triangulaire centré appelé porteuse et un signal sinusoïdal de référence, dans le cas d'un onduleur, appelé modulante.

Dans le cas d'un convertisseur multicellulaire parallèle de P cellules de commutations, les P porteuses triangulaires centrées sont déphasées entre elles de $2\pi/P$. Le déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres permet à la tension multiniveaux de sortie d'atteindre ses niveaux et aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage du courant de sortie par P car elle vaut $P.f_{déc}$.

Les équations des porteuses triangulaires centrées déphasées entre elles de $2\pi/P$ sont données par l'équation (V.1).

$$\begin{aligned}
Tr_1 &= \frac{2}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t)) \\
Tr_2 &= \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t - \frac{2\pi}{P}\right)\right) \\
&\vdots \\
Tr_P &= \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{déc} \cdot t - (P-1)\frac{2\pi}{P}\right)\right)
\end{aligned} \tag{V.1}$$

La figure V.1 présente le principe de la commande en boucle ouverte de l'onduleur multicellulaire parallèle par modulation de largeur d'impulsion.

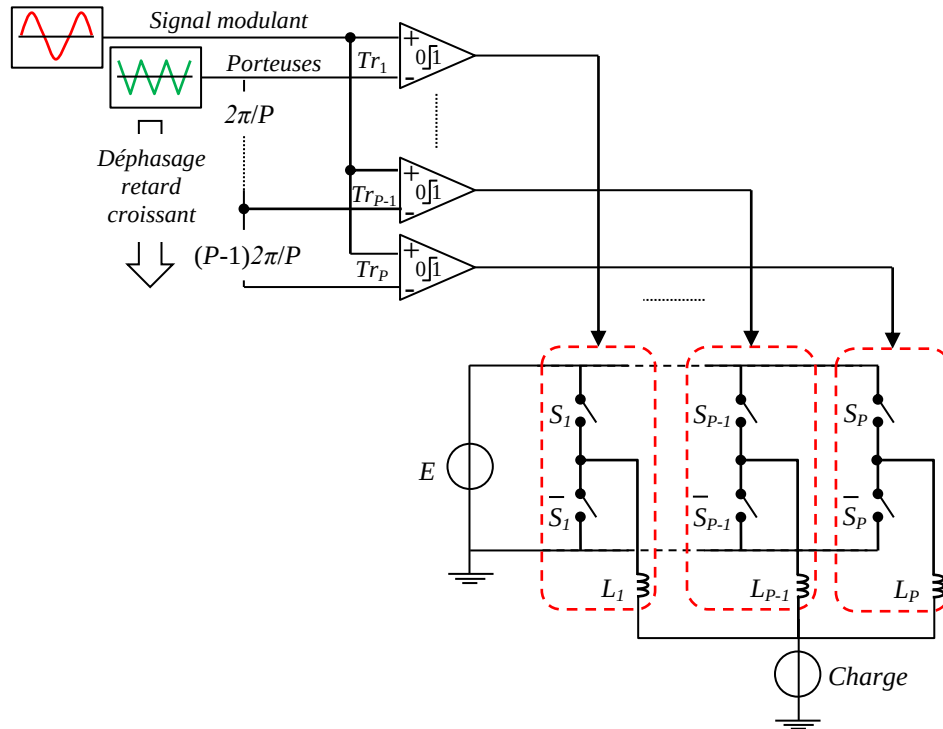


Figure V.1 : Commande en boucle ouverte par MLI-ST d'un onduleur multicellulaire parallèle.

V-2-1- Résultats de simulation:

Une simulation sous MATLAB/SIMULINK a été réalisée sur un onduleur multicellulaire parallèle à 7 cellules, alimentant une charge ($R-L$), commandé par MLI Sinus-Triangle (voir *Annexe B* figures 33, 34 et 35). Cette simulation va nous permettre d'interpréter le comportement du convertisseur multicellulaire parallèle lors de sa commande en boucle ouverte.

Le tableau V.1 regroupe tous les paramètres utilisés dans cette simulation.

Tableau V.1 : Paramètres de simulation dans le cas de la commande par MLI-ST.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire parallèle	<i>Nombre de cellules</i>	7
	<i>Tension continue (E)</i>	1200 V
	<i>Inductances de liaison (L_i)</i>	0.5 mH
	<i>Résistance de l'inductance de liaison (R_{Li})</i>	varie entre 0.2 et 0.5 Ω
Charge	<i>Résistance de charge (R_{ch})</i>	0.5 Ω
	<i>Inductance de charge (L_{ch})</i>	0.8 mH
	<i>Fréquence de découpage ($f_{déc}$)</i>	16 kHz
Paramètres de la commande MLI	<i>Taux de modulation (r)</i>	0.9

Les résultats obtenus après cette simulation sont donnés par les figures V.2, V.3, V.4 et V.5.

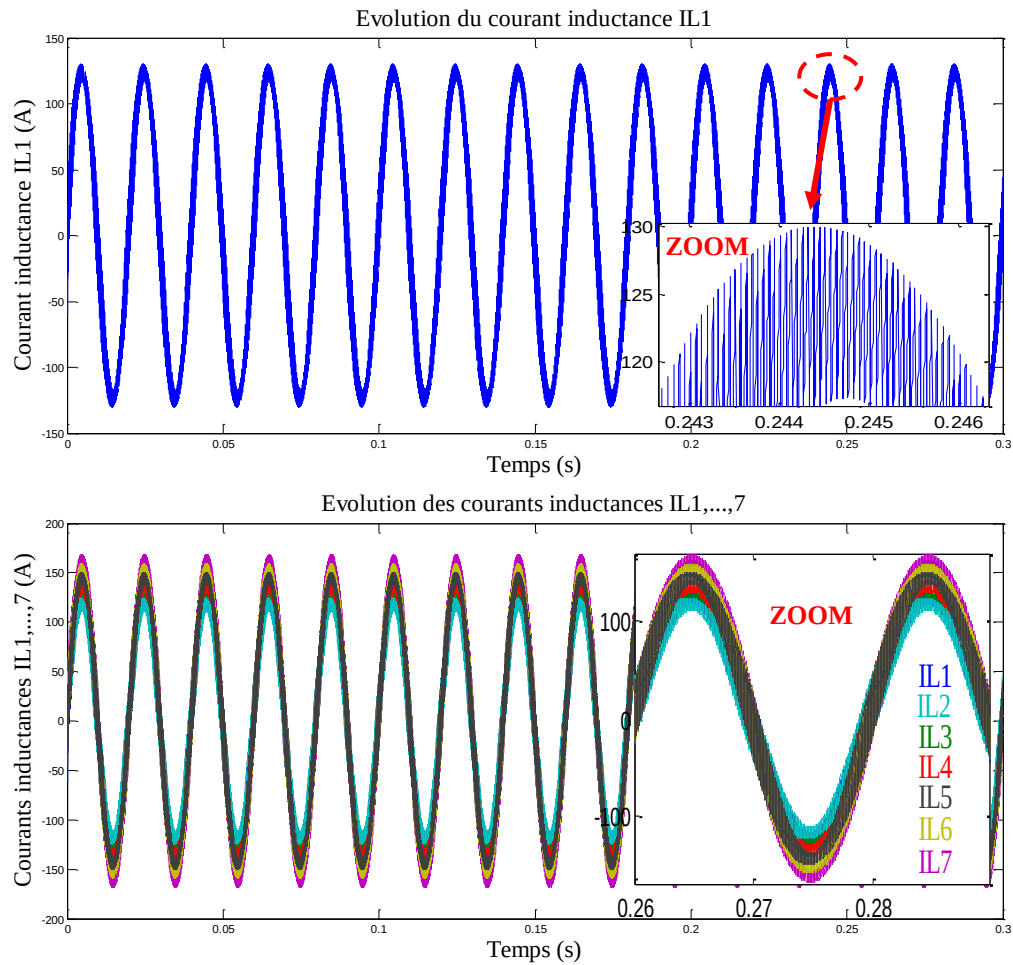


Figure V.2 : Evolution des courants d'inductances.

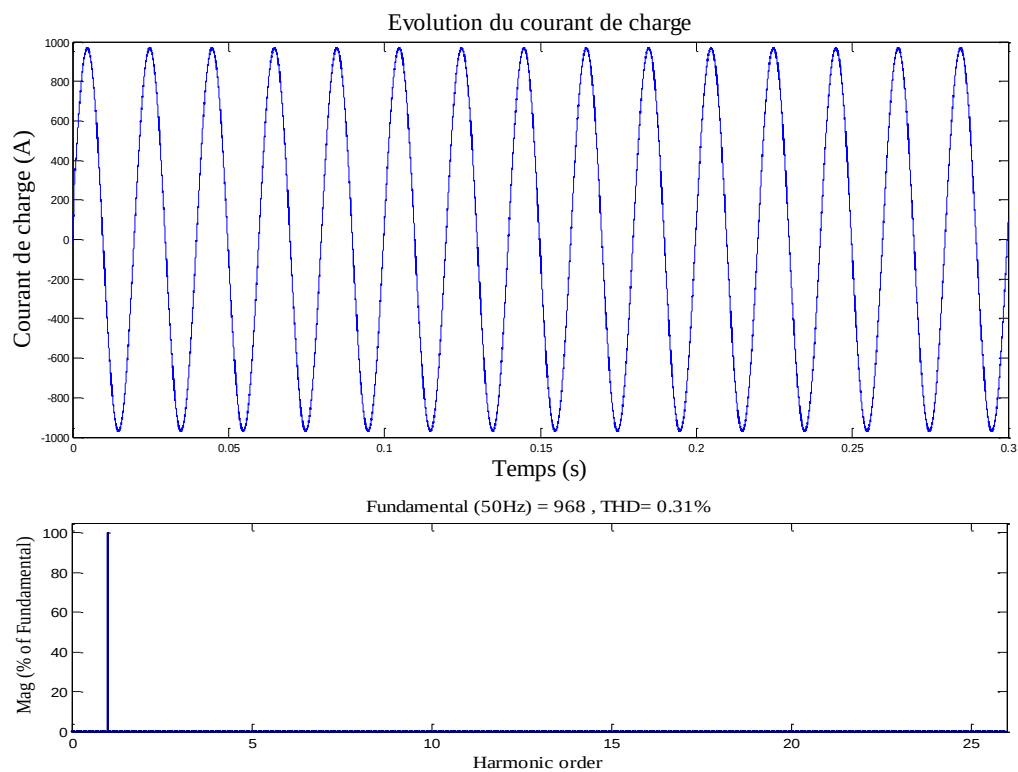


Figure IV.3 : Courant de charge avec THD.

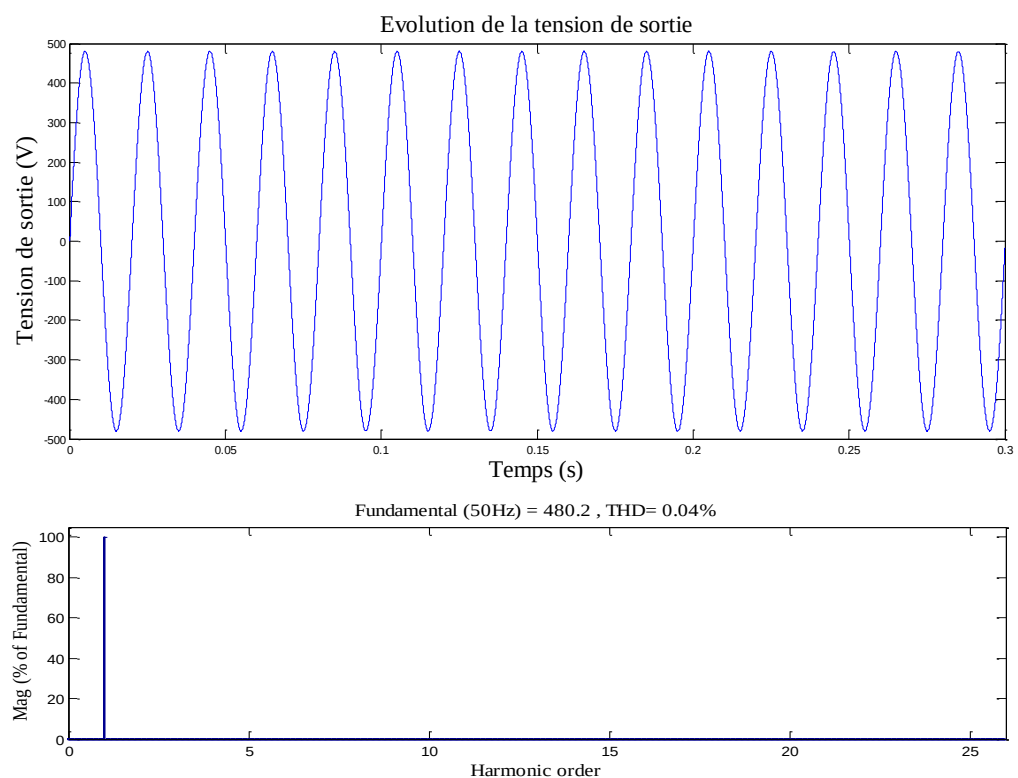


Figure V.4 : Tension de sortie avec THD.

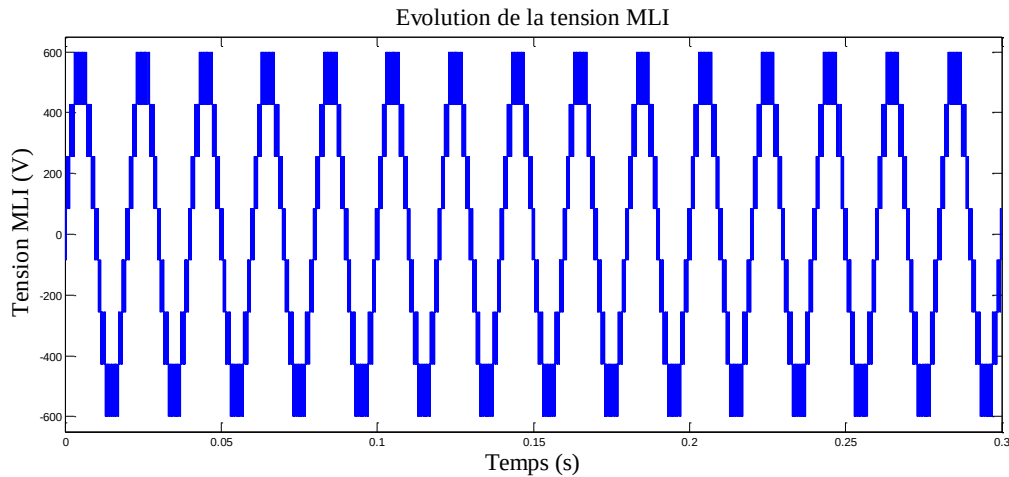


Figure V.5 : Tension MLI (tension à la sortie des semi-conducteurs).

D'après la figure V.2, nous pouvons remarquer que les courants d'inductances ont une forme sinusoïdale mais ils présentent des fortes ondulations (une bande de 15 A) par rapport au courant de charge, avec un déséquilibre important.

Le courant de charge (figure V.3) est purement sinusoïdal et son THD est presque nulle (THD= 0.31%). La tension de sortie à son tour est sinusoïdale avec un THD proche de zéro (THD= 0.04%).

La figure V.5 représente la tension MLI à la sortie des semi-conducteurs, qui est une tension multiniveaux (8 niveaux).

V-3- Problèmes liés au parallélisme massif de cellules de commutation

La mise en parallèle de cellules de commutation a des avantages considérables pour répondre au besoin en tension et courant de certains produits industriels. Néanmoins, beaucoup de problèmes seront rencontrés pendant l'utilisation des convertisseurs de puissance parallèles [AMG 13]. Parmi ces problèmes, on peut citer l'ondulation importante au niveau des courants d'inductances.

Avec l'ondulation relative du courant de phase $\Delta I_{Li}/I_{Li} = P^2 (\Delta I_s/I_s)$, il est aisé de conclure qu'à taux d'ondulation donné en sortie, cette technique d'entrelacement (inductances indépendantes) n'est pas favorable pour un parallélisme important [BOU 09].

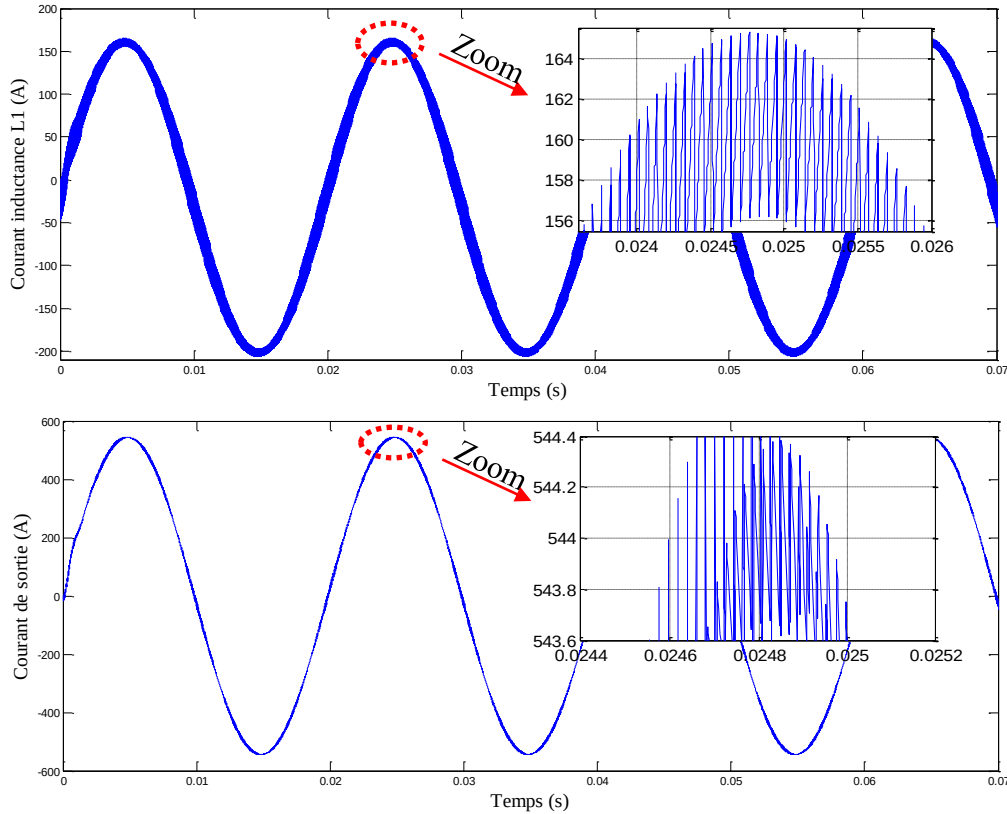


Figure V.6 : Courant inductance I_{L1} et courant de sortie I_s d'un PMC à 3 cellules.

La figure V.6 représente les formes d'ondes du courant d'inductance I_{L1} et du courant de sortie I_s d'un onduleur multicellulaire parallèle à trois cellules déphasées entre elles de $2\pi/3$ et entrelacées par des inductances propres à chaque cellule. Ces formes d'ondes mettent en évidence que :

- L'accroissement de fréquence apparente ne concerne que l'ondulation du courant de sortie. L'ondulation des courants de phase reste à f_{dec} .
- Pour une ondulation relative de 9 % sur le courant de sortie sur une bande de 9 A, l'ondulation relative des courants de phase est égale à 98%.

Des ondulations du courant d'inductance I_{L1} du convertisseur, de valeurs élevées, entraînent une augmentation des pertes ohmiques liées à la valeur efficace du courant.

- Une augmentation des pertes en conduction (P_{cond}) dans les semi-conducteurs de puissance :

$$P_{cond} \propto R_{on} \cdot \left(\left(\frac{I_s}{P} \right)^2 + \frac{\Delta I_{Li}^2}{12} \right) \quad (V.2)$$

Avec : R_{on} la résistance à l'état passant du composant.

- Une augmentation des pertes cuivre (P_{cu}) liées aux ondulations dans les bobinages des inductances de liaison.
- Une réduction du rendement du convertisseur.

L'association de plusieurs cellules de commutation en parallèle cause un autre grand problème qui est l'équilibrage des courants d'inductances : la moindre anomalie du convertisseur peut conduire à un déséquilibre des courants.

Ces anomalies peuvent être dues :

- Aux composants actifs (résistances en conduction différentes, seuils de conduction différents).
- Aux composants passifs (différentes résistances des bobinages des inductances).
- Aux circuits de commande (les signaux n'ont pas le même rapport cyclique).

Dans ce chapitre, nous allons présenter deux solutions aux problèmes cités auparavant. La première, consiste à réduire les fortes ondulations des courants inductances en couplant les inductances de liaison entre elles, grâce à un transformateur inter-cellules.

La deuxième solution consiste à assurer l'équilibrage des courants inductances par des techniques de commande en boucle fermée.

V-4- Convertisseurs multicellulaires parallèles à inductances magnétiquement couplées:

On dit que deux circuits électriques sont magnétiquement couplés s'ils sont bobinés autour d'un même circuit magnétique.

Le couplage magnétique des inductances de liaison du convertisseur multicellulaire parallèle se fait grâce aux transformateurs inter-cellules. La figure V.7 et la figure V.8 représente, respectivement, un convertisseur multicellulaire parallèle à trois cellules magnétiquement couplées et un VRM (Voltage Regulator Module) à cinq phases parallèles entrelacées à phases magnétiquement couplées. Une étude assez complète est présentée dans [GAL 06] montrant le principe de fonctionnement de ces coupleurs magnétiques.

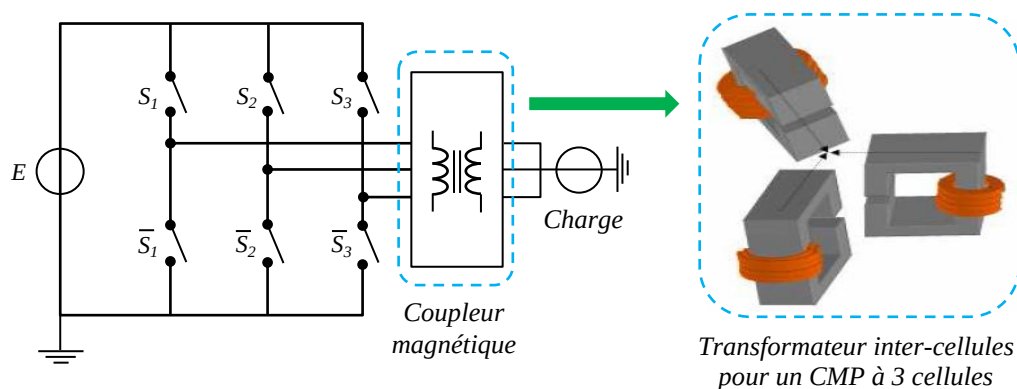


Figure V.7 : Bras multicellulaire parallèle entrelacé à phases magnétiquement couplées.

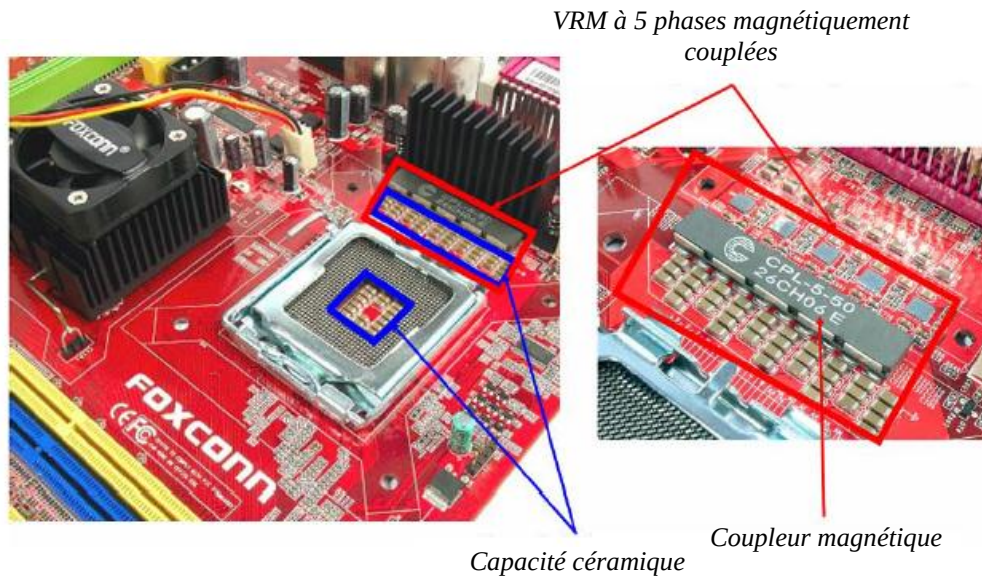


Figure V.8 : Carte mère incluant un VRM à cinq phases parallèles entrelacées à phases magnétiquement couplées pour alimenter le microprocesseur "Intel Core Duo" (130W) [BOU 09].

En effet, avec le couplage des phases, les courants des P cellules sont tous identiques et sont une fraction P du courant de sortie. Les ondulations relatives du courant de sortie et des courants de phases sont identiques ce qui permet d'homogénéiser les contraintes en courant appliqué sur les cellules de commutation.

V-5- Quelques structures de transformateurs inter-cellules :

Il existe plusieurs topologies de transformateurs inter-cellules avec deux ou plus de deux phases. Elles sont généralement divisées en deux types :

- Transformateur inter-cellules monolithique (coupleur monolithique).
- Transformateur inter-cellules séparé (transformateur inter-phases).

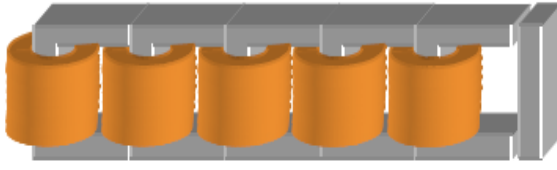
V-5-1- Transformateurs inter-cellules monolithiques :

Une technique de couplage des inductances consiste à mettre ensemble tous les enroulements dans le même noyau magnétique. Ce type d'ICT (inter-cells transformer) est appelé transformateur monolithique [COU 10]. On dénombre trois types de topologies pour les transformateurs inter-cellules monolithiques [COS 07] (toutes ces topologies sont présentées dans [COS 07] et [COU 10]):

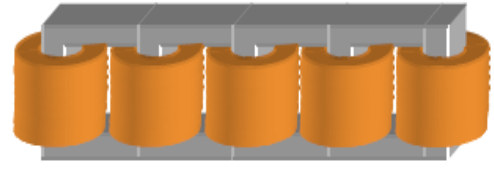
- Topologies en échelle.
- Topologies circulaires.
- Topologies circulaires basées sur des noyaux standards.

La topologie en échelle est la structure la plus trouvée dans la littérature [LI 02], [WON 00], [WON1 01], [WON2 01], [ZUM 03]. La figure V.9 présente un exemple de la topologie en échelle d'un convertisseur à 5 cellules de commutation. Dans la figure V.9(a), le flux produit par chaque enroulement est guidé par la branche la plus à droite où l'entrefer contrôle l'inductance de filtrage de l'ICT. Dans la figure V.9(b), il est une topologie symétrique et, par conséquent, le flux produit par chaque enroulement circule à travers l'air autour des enroulements. Dans cette dernière topologie l'inductance de filtrage est plus difficile à

calculer puisqu'elle dépend fortement du flux circulant dans l'air en dehors de la fenêtre d'enroulement [COU 10].



a)- Topologie en échelle avec flux guidé



b)- Topologie en échelle avec flux de fuite distribué

Figure V.9 : Transformateur inter-cellules à topologie en échelle.

V-5-2- Modélisation du transformateur inter-cellules monolithique à structure en échelle :

La figure V.10 montre un ICT monolithique à structure en échelle utilisée pour le couplage de P cellules de commutation. Pour une inductance propre L et un couplage magnétique M (inductance mutuelle) similaire entre les différentes bobines (configuration symétrique).

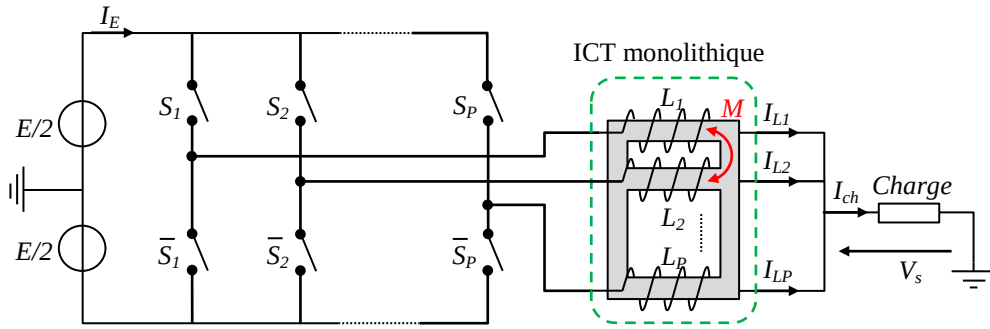


Figure V.10 : ICT monolithique à structure en échelle de P phases.

D'après la figure V.10, la tension aux bornes de l'inductance L_i est égale à :

$$V_{L_i} = S_i \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_1} - M \frac{d}{dt} I_{L_2} - \dots - M \frac{d}{dt} I_{L_{i-1}} \quad (\text{V.3})$$

A partir de l'équation (V.5), on peut trouver le courant I_{L_i} qui circule à travers l'inductance L_i :

$$L_i \frac{d}{dt} I_{L_i} = -R_{L_i} I_{L_i} + S_i \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_1} - M \frac{d}{dt} I_{L_2} - \dots - M \frac{d}{dt} I_{L_{i-1}} \quad (\text{V.4})$$

L'expression générale de l'évolution de la tension de sortie V_s est donnée par l'équation (V.4):

$$\frac{d}{dt} V_s = (I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{p-1}} + I_{L_p}) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \quad (\text{V.5})$$

A partir de l'équation (V.4) qui régit l'évolution des courants I_{L_i} , et l'équation (V.5) qui présente l'évolution de la tension de sortie, nous trouvons le système d'équation (V.6) représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire parallèle à P cellules

(fonctionnant en onduleur) utilisant un transformateur inter-cellules monolithique à structure en échelle pour le couplage magnétique des inductances. Ce convertisseur est associé à une charge R - L .

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{L_1} = \frac{1}{L_1} \left(-R_{L_1} I_{L_1} + S_1 \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_2} - M \frac{d}{dt} I_{L_3} - \dots - M \frac{d}{dt} I_{L_p} \right) \\ \frac{d}{dt} I_{L_2} = \frac{1}{L_2} \left(-R_{L_2} I_{L_2} + S_2 \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_1} - M \frac{d}{dt} I_{L_3} - \dots - M \frac{d}{dt} I_{L_p} \right) \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} I_{L_p} = \frac{1}{L_p} \left(-R_{L_p} I_{L_p} + S_p \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_1} - M \frac{d}{dt} I_{L_2} - \dots - M \frac{d}{dt} I_{L_{p-1}} \right) \\ \frac{d}{dt} V_s = (I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{p-1}} + I_{L_p}) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \end{cases} \quad (V.6)$$

Les équations (V.6) vont nous permettre d'obtenir l'expression de l'équation d'état (équation (V.7)) :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot S \quad (V.7)$$

Avec :

$$X = [I_{L_1} \quad I_{L_2} \quad \dots \quad I_{L_p} \quad V_s]^T, \quad S = [S_1 \quad S_2 \quad S_3 \quad \dots \quad S_p]^T$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{L_1}}{L_1} & -\frac{M}{L_2} \frac{d}{dt} I_{L_2} & -\frac{M}{L_3} \frac{d}{dt} I_{L_3} & \dots & -\frac{M}{L_{p-1}} \frac{d}{dt} I_{L_{p-1}} & -\frac{M}{L_p} \frac{d}{dt} I_{L_p} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{M}{L_1} \frac{d}{dt} I_{L_1} & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & -\frac{M}{L_3} \frac{d}{dt} I_{L_3} & \dots & -\frac{M}{L_{p-1}} \frac{d}{dt} I_{L_{p-1}} & -\frac{M}{L_p} \frac{d}{dt} I_{L_p} & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{M}{L_1} \frac{d}{dt} I_{L_1} & -\frac{M}{L_2} \frac{d}{dt} I_{L_2} & -\frac{M}{L_3} \frac{d}{dt} I_{L_3} & \dots & -\frac{M}{L_{p-1}} \frac{d}{dt} I_{L_{p-1}} & -\frac{R_{L_p}}{L_p} & -\frac{1}{L_p} \\ \frac{1-S_1}{L_{ch}} & \frac{1-S_2}{L_{ch}} & \frac{1-S_3}{L_{ch}} & \dots & \frac{1-S_{p-1}}{L_{ch}} & \frac{1-S_p}{L_{ch}} & -\frac{1}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{E_1}{L_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{E_1}{L_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{E_1}{L_p} \\ \frac{I_{L_1}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_2}}{L_{ch}} & \dots & \frac{I_{L_p}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

Où : $E_1 = E/2$

Pour faire apparaître l'amélioration apportée au convertisseur multicellulaire parallèle par l'ajout du transformateur inter-cellules monolithique à structure en échelle, une simulation sous MATLAB/SIMULINK est réalisée sur un onduleur multicellulaire parallèle de 7

cellules, magnétiquement couplées par un transformateur monolithique à structure en échelle, commandé en boucle ouverte par MLI-ST alimentant une charge (R - L) (voir *Annexe B* figures 34 et 36). Les paramètres de simulation sont donnés sur le tableau V.2.

Tableau V.2: Paramètres utilisés.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire parallèle	<i>Nombre de cellules</i>	7
	<i>Tension continue (E)</i>	1200 V
	<i>Inductances de liaison (L_i)</i>	0.5 mH
	<i>Résistance de l'inductance de liaison (R_{Li})</i>	0.35 Ω
	<i>Inductance mutuelle (M)</i>	0.45 mH
Charge	<i>Résistance de charge (R_{ch})</i>	0.5 Ω
	<i>Inductance de charge (L_{ch})</i>	0.8 mH
Paramètres de la commande MLI	<i>Fréquence de découpage (f_{dec})</i>	16 kHz
	<i>Taux de modulation (r)</i>	0.9

Les résultats obtenus après simulation sont représenté par les figures V.11, V.12, V.13 et V.14.

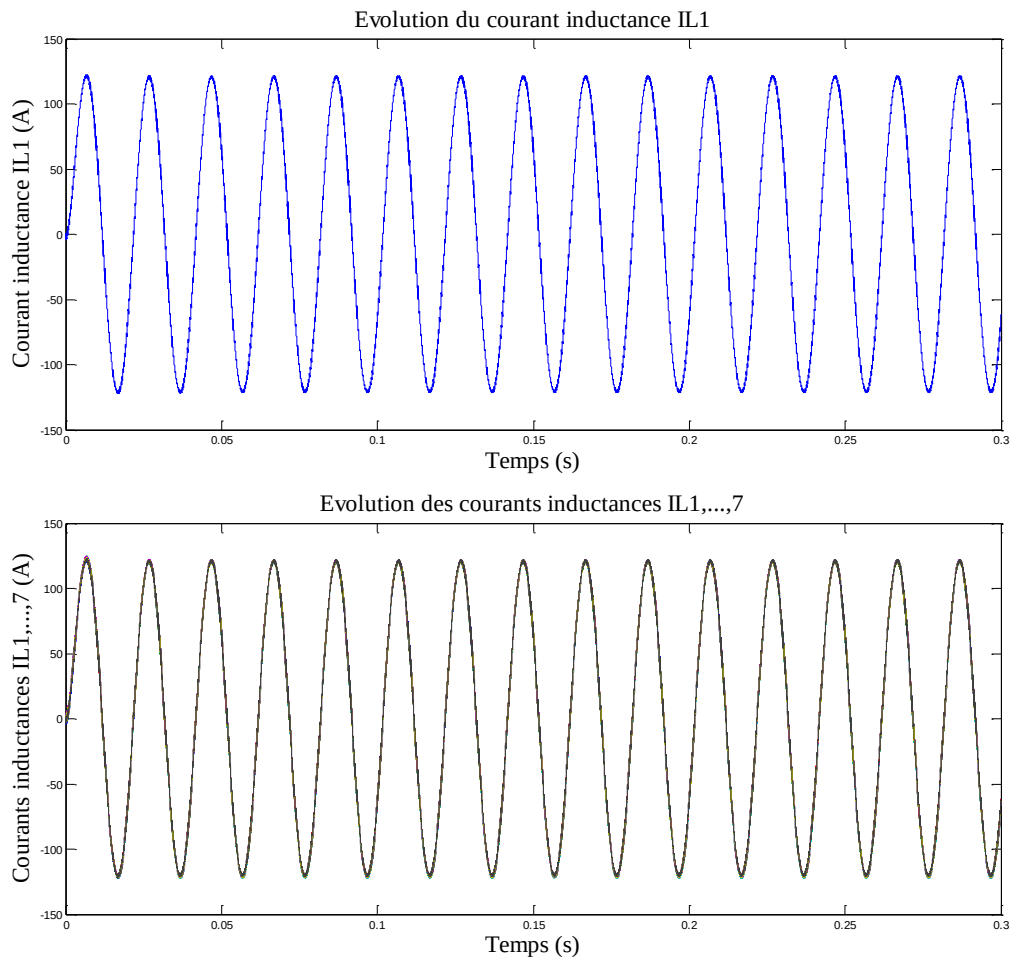


Figure V.11 : Evolution des courants d'inductances.

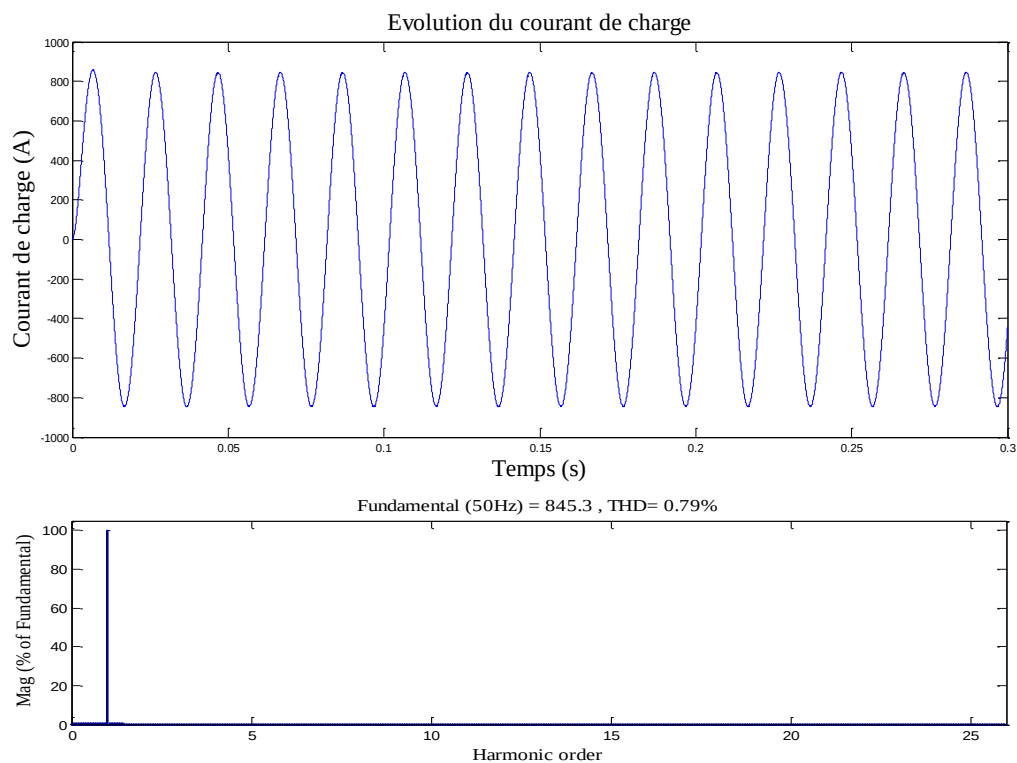


Figure V.12 : Courant de charge avec THD.

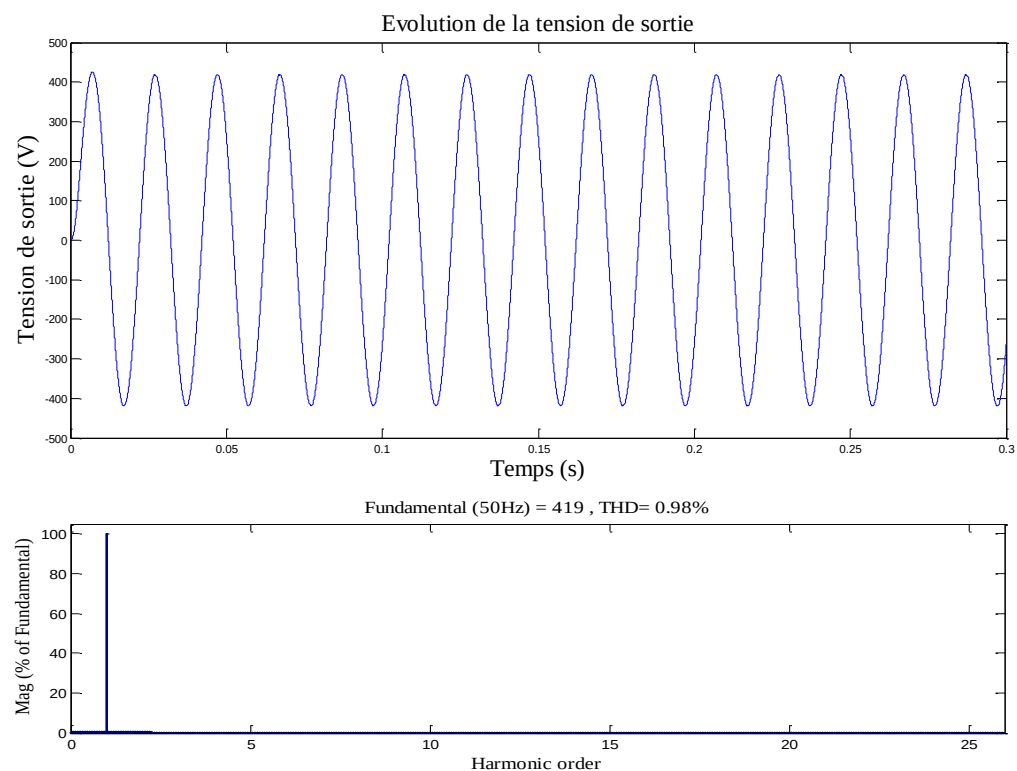


Figure V.13 : Tension de sortie avec THD.

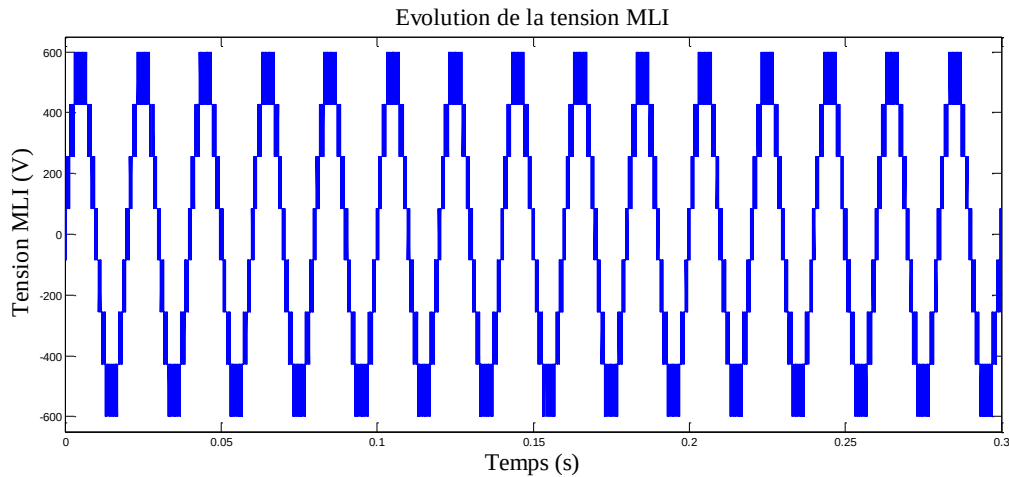


Figure V.14 : Tension MLI (tension à la sortie des semi-conducteurs).

Les courants d'inductances sont sinusoïdaux, équilibrés et ils présentent des ondulations nettement plus faibles (une bande de 1.75 A), comme le montre la figure V.11.

Les figures V.12 et V.13 montrent que le courant de charge et la tension de sortie ont des formes sinusoïdales et des THD presque nuls (0.79 % et 0.98 % respectivement).

La tension à la sortie des semi-conducteurs (figure V.14) est un signal périodique proche de la sinusoïde. Cette tension est à 8 niveaux.

V-5-3- Transformateurs inter-cellules séparés [COU 10] :

Dans la structure du transformateur inter-cellules séparé, le système est composé de plusieurs transformateurs à deux enroulements [ZUM 05][PAR 97][LED 03]. Nous pouvons les connecter de plusieurs façons. Il existe quatre topologies de transformateurs inter-cellules séparés :

- Cascade Symétrique.
- Parallèle Symétrique.
- Cascade Cyclique.
- Parallèle Cyclique.

Chaque topologie est composée de plusieurs transformateurs à deux enroulements. Chaque enroulement est connecté à une phase différente comme indiqué sur la figure V.15. Le nombre de transformateurs séparés qui doit être utilisé dans P phases de convertisseur entrelacé dépend de la topologie adoptée. L'utilisation des transformateurs séparés est spécialement intéressante lors du développement de convertisseurs modulaires [COU 10].

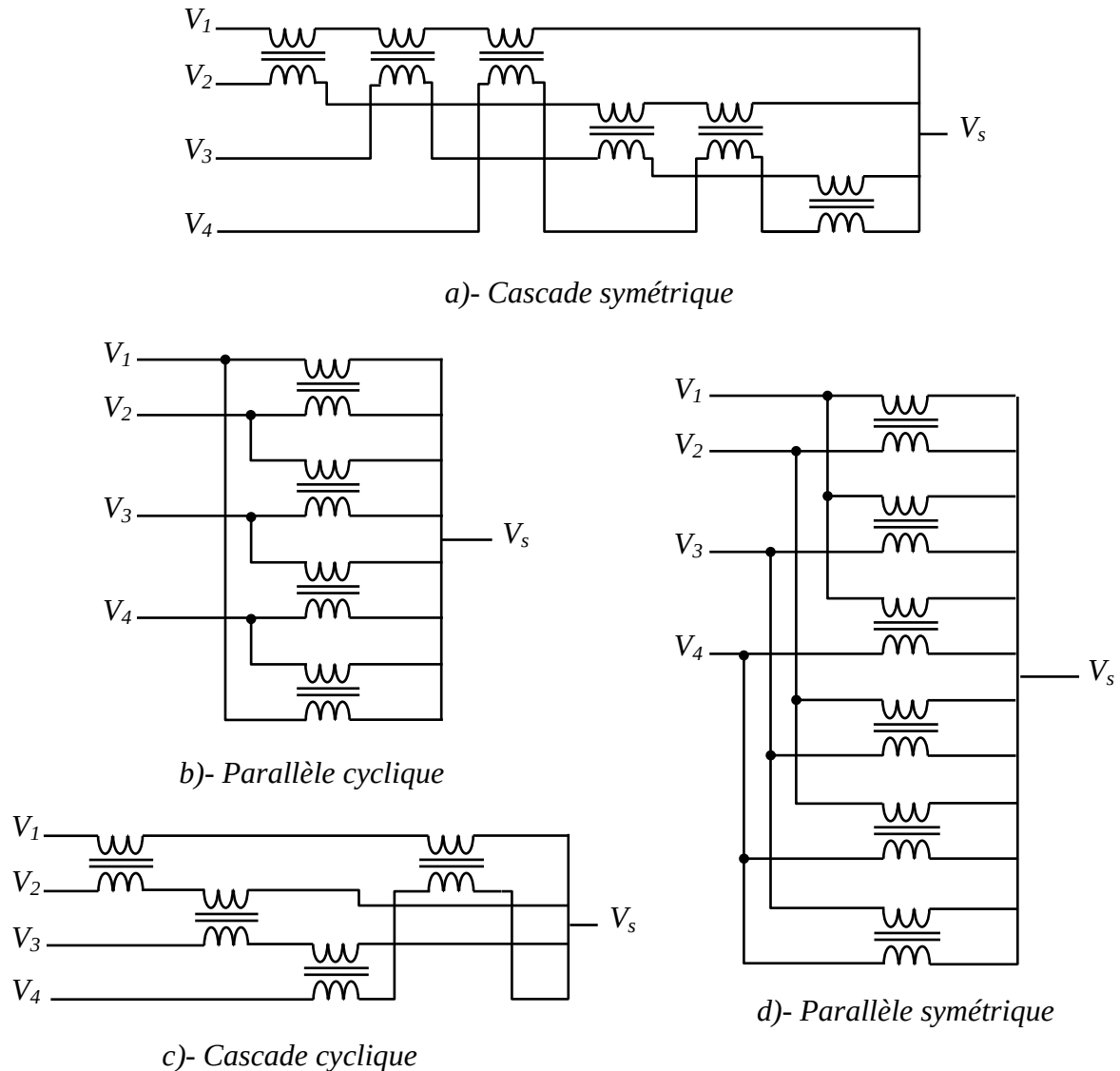


Figure V.15 : Différentes topologies de transformateurs inter-cellules séparés.

Chaque topologie particulière a ses propres avantages et inconvénients :

- La structure cascade symétrique, tout d'abord présenté dans [PAR 97], utilise un nombre élevé de transformateur inter-cellules mais nécessite une petite inductance dans chacun d'eux afin de filtrer efficacement le courant.
- La structure parallèle symétrique peut être intéressante pour être utilisée dans des applications à courant élevé.
- La structure cascade cyclique et la structure parallèle cyclique ont seulement besoin de P transformateurs inter-cellules mais leur capacité de filtrage n'est pas intéressante lorsque le nombre de phases est très élevé. Une comparaison approfondie entre ces topologies peut être trouvée dans [PAR 97] et [SAR 06].

V-5-4- Modélisation du transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique :

La figure V.16 montre la mise en parallèle de P cellules à partir de l'association cascade cyclique.

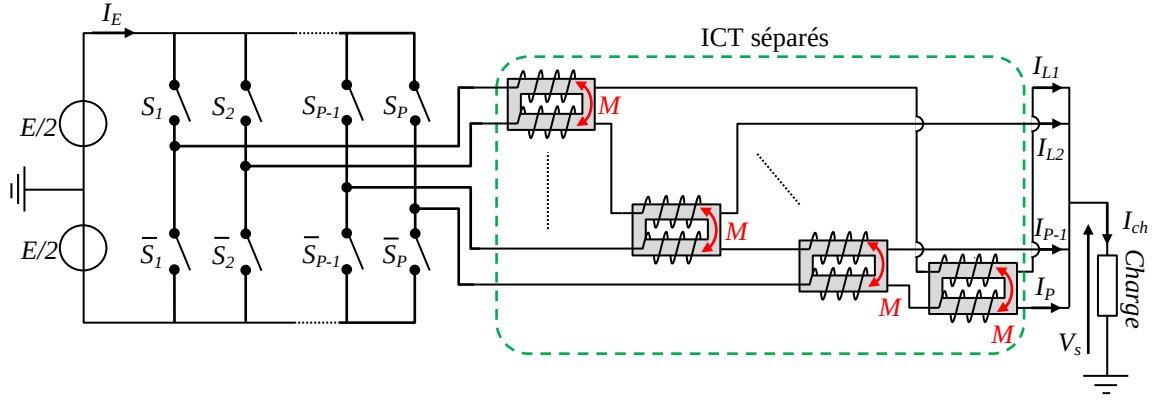


Figure V.16 : Association cyclique cascade pour P cellules de commutation connectées en parallèle.

A partir de la figure V.16, on peut trouver la tension aux bornes de l'inductance L_i :

$$V_{L_i} = S_i \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_1} - M \frac{d}{dt} I_{L_{i-1}} - M \frac{d}{dt} I_{L_{i+1}} \quad (\text{V.8})$$

Donc, le courant I_{L_i} qui circule à travers l'inductance L_i est donné comme suit :

$$2L_i \frac{d}{dt} I_{L_i} = -R_{L_i} I_{L_i} + S_i \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_{i-1}} - M \frac{d}{dt} I_{L_{i+1}} \quad (\text{V.9})$$

L'évolution de la tension de sortie V_s est donnée par l'équation (V.10) :

$$\frac{d}{dt} V_s = (I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{p-1}} + I_{L_p}) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \quad (\text{V.10})$$

Les équations (V.9) et (V.10) permettent d'établir le système d'équation (V.11) qui représente le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire parallèle à P cellules (fonctionnant en onduleur) utilisant des transformateurs inter-cellules séparés à structure cascade cyclique pour le couplage magnétique des inductances. Ce convertisseur alimente une charge de type R - L .

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{L_1} = \frac{1}{2L_1} \left(-R_{L_1} I_{L_1} + S_1 \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_2} - M \frac{d}{dt} I_{L_p} \right) \\ \frac{d}{dt} I_{L_2} = \frac{1}{2L_2} \left(-R_{L_2} I_{L_2} + S_2 \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_1} - M \frac{d}{dt} I_{L_3} \right) \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} I_{L_p} = \frac{1}{2L_p} \left(-R_{L_p} I_{L_p} + S_p \cdot \frac{E}{2} - V_s - M \frac{d}{dt} I_{L_{p-1}} - M \frac{d}{dt} I_{L_1} \right) \\ \frac{d}{dt} V_s = (I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{p-1}} + I_{L_p}) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} \cdot R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

Partant des équations (V.11), nous pouvons trouver l'équation d'état qui représente le convertisseur multicellulaire parallèle à cellules magnétiquement couplées avec un transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique.

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot S \quad (\text{V.12})$$

Avec :

$$X = [I_{L_1} \ I_{L_2} \ \dots \ I_{L_p} \ V_s]^T, \quad S = [S_1 \ S_2 \ S_3 \ \dots \ S_p]^T$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{L_1}}{2L_1} & -\frac{M}{2L_1 I_{L_2}} \frac{dI_{L_2}}{dt} & 0 & \dots & 0 & -\frac{M}{2L_1 I_{L_p}} \frac{dI_{L_p}}{dt} & -\frac{1}{2L_1} \\ -\frac{M}{2L_2 I_{L_1}} \frac{dI_{L_1}}{dt} & -\frac{R_{L_2}}{2L_2} & -\frac{M}{2L_2 I_{L_3}} \frac{dI_{L_3}}{dt} & \dots & 0 & 0 & -\frac{1}{2L_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{M}{2L_p I_{L_1}} \frac{dI_{L_1}}{dt} & 0 & 0 & \dots & -\frac{M}{2L_p I_{L_{p-1}}} \frac{dI_{L_{p-1}}}{dt} & -\frac{R_{L_p}}{2L_p} & -\frac{1}{2L_p} \\ \frac{1-S_1}{L_{ch}} & \frac{1-S_2}{L_{ch}} & \frac{1-S_3}{L_{ch}} & \dots & \frac{1-S_{p-1}}{L_{ch}} & \frac{1-S_p}{L_{ch}} & -\frac{1}{L_{ch} R_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{E_1}{2L_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{E_1}{2L_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{E_1}{2L_p} \\ \frac{I_{L_1}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_2}}{L_{ch}} & \dots & \frac{I_{L_p}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

Où : $E_1 = E/2$

Une simulation sous MATLAB/SIMULINK est réalisée sur un onduleur multicellulaire parallèle de 7 cellules magnétiquement couplées par un transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique, commandé en boucle ouverte par MLI-ST, alimentant une charge (R - L) (voir *Annexe B* figures 34 et 37). Cette simulation permet de constater l'importance du couplage magnétique des cellules par transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique. Les paramètres de simulation sont donnés sur le tableau V.3.

Tableau V.3 : Paramètres utilisés.

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire parallèle	<i>Nombre de cellules</i>	7
	<i>Tension continue (E)</i>	1200 V
	<i>Inductances de liaison (L_i)</i>	0.5 mH
	<i>Résistance de l'inductance de liaison (R_{Li})</i>	0.35 Ω
	<i>Inductance mutuelle (M)</i>	0.45 mH
Charge	<i>Résistance de charge (R_{ch})</i>	0.5 Ω
	<i>Inductance de charge (L_{ch})</i>	0.8 mH
Paramètres de la commande MLI	<i>Fréquence de découpage (f_{dec})</i>	16 kHz
	<i>Taux de modulation (r)</i>	0.9

Les figures V.17, V.18, V.19 et V.20 représentent les résultats obtenus après simulation.

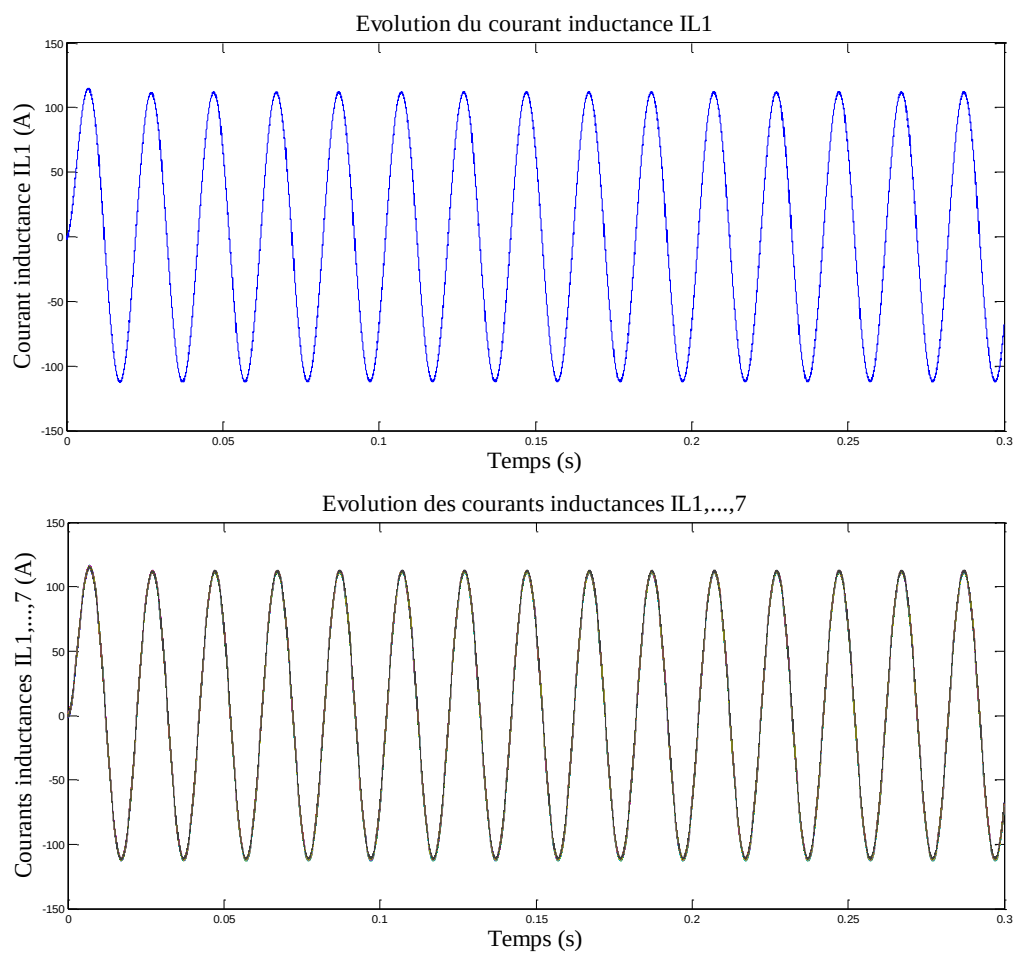


Figure V.17 : Evolution des courants inductances.

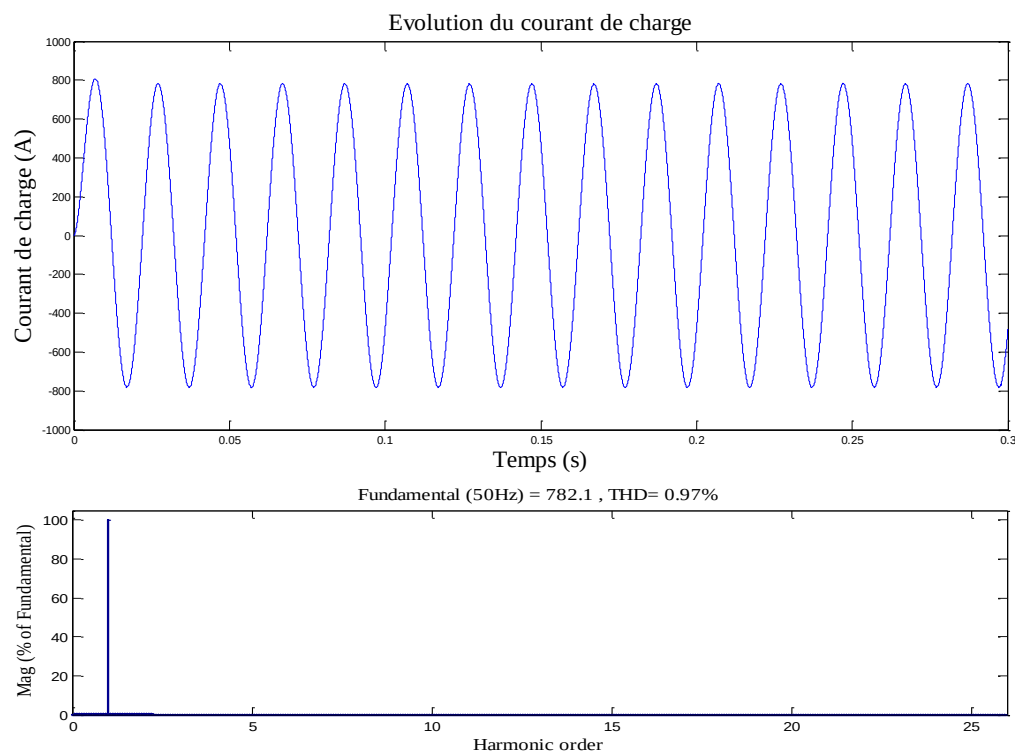


Figure V.18 : Courant de charge avec THD.

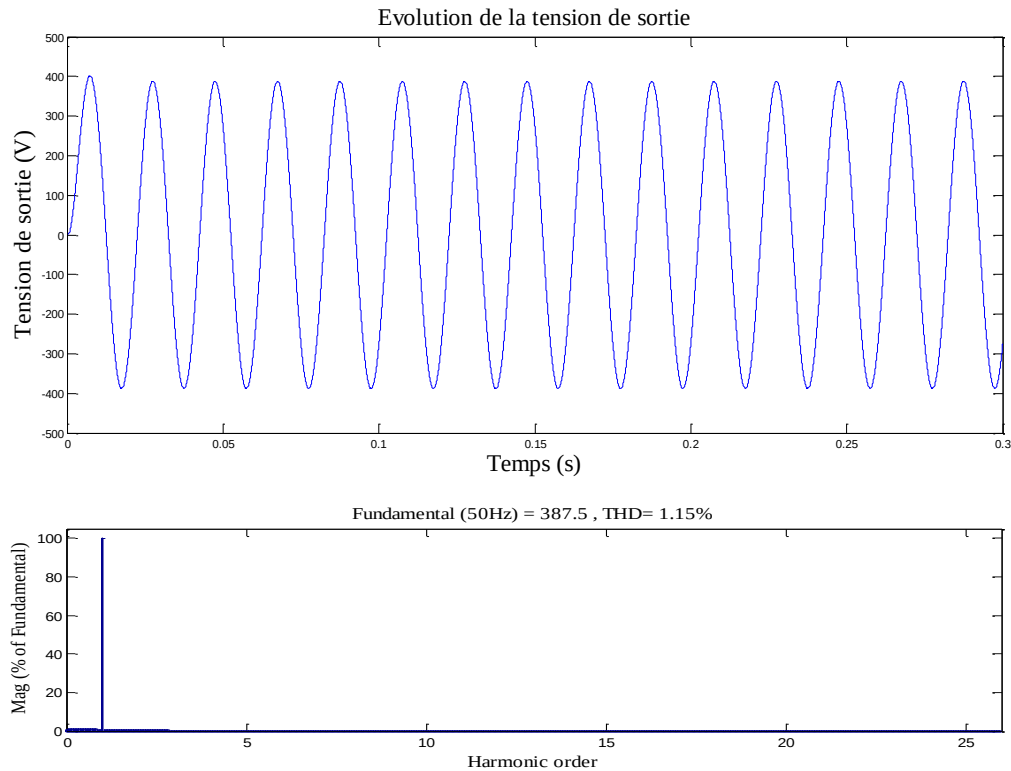


Figure V.19 : Tension de sortie avec THD.

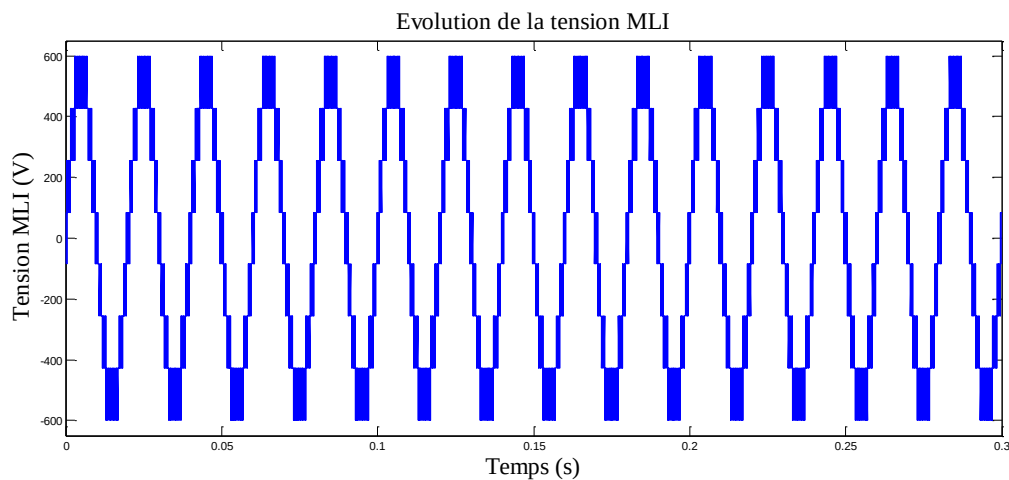


Figure V.20 : Tension MLI (tension à la sortie des semi-conducteurs).

Les courants d'inductances (figure V.17) ont une allure sinusoïdale. Ils sont équilibrés et ils présentent de faibles ondulations (ces ondulations sont comprises dans une bande de 0.9 A).

Le courant de charge (figure V.18) et la tension de sortie (figure V.19) sont sinusoïdaux et leurs THD sont de 0.97 % et 1.15 % respectivement.

La figure V.20 représente la tension MLI multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs.

V-6- Comparaison entre les différentes techniques présentées de couplage des inductances :

Les résultats des simulations faites auparavant, nous ont permis de dresser le tableau V.4 qui rassemble plusieurs caractéristiques propres à chaque techniques de couplage des inductances. Ce tableau sera très utile pour faire une comparaison entre les différentes techniques de couplage des inductances de liaisons utilisées précédemment.

Tableau V.4 : Caractéristiques des techniques de couplage des inductances.

Type de couplage	ΔI_{Li}	Equilibrage	THD _{courant}	THD _{tension}	Nbre d'ICT
Couplage par entrelacement (inductances séparées)	15 A	non	0.31 %	0.04 %	aucun
Couplage par ICT monolithique à structure en échelle	1.75 A	oui	0.79 %	0.98 %	1
Couplage par ICT séparés à structure cascade cyclique	0.9 A	oui	0.97 %	1.15 %	7

ΔV_{Li} : Bande d'ondulation des courants d'inductances.

D'après le tableau V.4, nous remarquons que le couplage par ICT monolithique à structure en échelle ou par ICT séparés à structure cascade cyclique, permet d'obtenir de meilleurs résultats en ce qui concerne la réduction d'ondulation des courants d'inductances par rapport à la technique d'entrelacement (inductances séparées).

Les deux types de transformateur inter-cellules présentés (ICT monolithique à structure en échelle et ICT séparés à structure cascade cyclique) apportent un équilibrage totale des courants d'inductances. Ce qui n'est pas le cas lors de l'utilisation d'inductances séparées.

En ce qui concerne les THD tension et courant, nous pouvons dire que les trois techniques de couplage des inductances présentent des THD de mêmes ordres.

V-7- Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires parallèles à inductances magnétiquement couplées :

La technique du couplage magnétique des inductances du convertisseur multicellulaire parallèle apporte des améliorations remarquables en termes d'élimination des fluctuations au niveau des courants d'inductances. Néanmoins, cette innovation rend le convertisseur plus sensible au déséquilibre des courants d'inductances car, la moindre instabilité de ces courants, peut engendrer une saturation du noyau magnétique et mettre en défaut le convertisseur. Pour cela, une régulation très précise doit être employée.

Nous allons proposer deux techniques de commande pour assurer le contrôle et la régulation des courants d'inductances. La première technique est la commande SVM associée avec un régulateur PI (commande en durée). La deuxième est la commande par mode glissant, considérée comme une commande en amplitude.

V-7-1- Commande par SVM avec régulation des courants d'inductances (commande en durée) :

Le principe de l'algorithme SVM destiné à la commande des onduleurs N niveaux a été exposé dans le troisième chapitre. Cette technique de commande est utilisée dans ce cinquième chapitre pour contrôler un onduleur multicellulaire parallèle à cellules magnétiquement couplées. En ce qui concerne la régulation des courants d'inductances, nous avons opté pour un régulateur PI, car cette solution est simple et elle a montré son efficacité dans le troisième et le quatrième chapitre. Le principe de cette régulation est présenté sur la figure V.21.

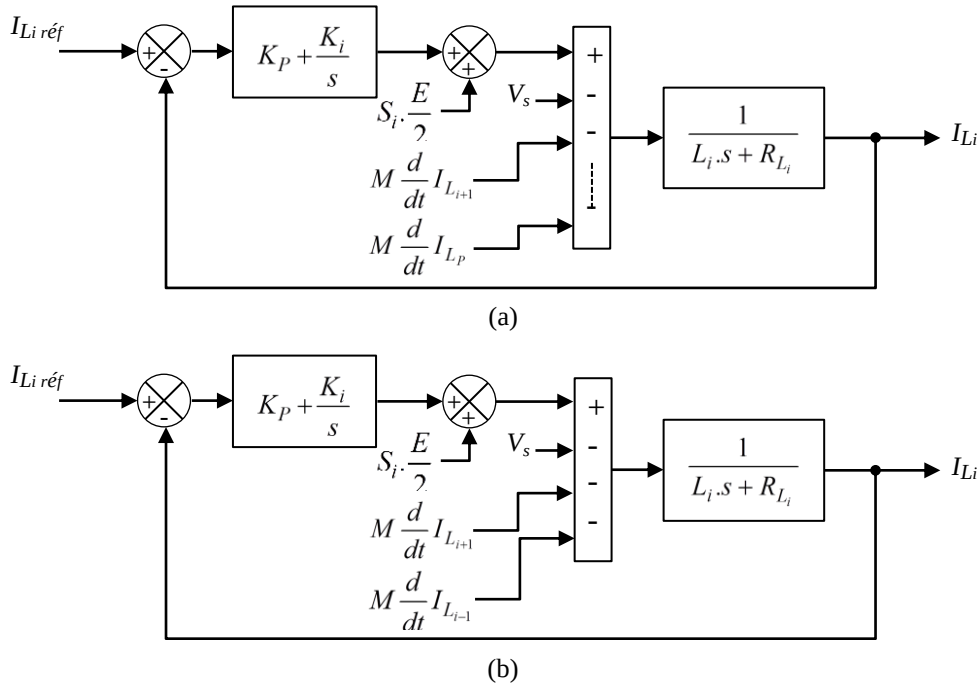


Figure V.21 : Boucle de régulation des courants d'inductances magnétiquement couplées par :
a)-Transformateur monolithique à structure en échelle. b)- Transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique.

Afin de valider cette méthode de régulation, deux simulations ont été réalisées sous MATLAB/SIMULINK.

La première consiste à utiliser la commande SVM avec régulation des courants d'inductances par un régulateur PI pour contrôler un onduleur multicellulaire parallèle de 7 cellules magnétiquement couplées par un transformateur monolithique à structure en échelle. Cet onduleur alimente une charge (R-L) (voir *Annexe B* figures 36, 38, 39 et 40).

Pour la deuxième simulation, nous allons garder la même technique de contrôle pour commander un onduleur multicellulaire parallèle de 7 cellules magnétiquement couplées par un transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique alimentant une charge (R-L) (voir *Annexe B* figures 37, 38, 39 et 40).

Les paramètres utilisés dans cette simulation sont présentés sur le tableau V.5.

Tableau V.5: Paramètres utilisés dans le cas de la commande par SVM.

	Paramètres	Valeurs numérique
Convertisseur multicellulaire parallèle	<i>Nombre de cellules</i>	7
	<i>Tension continue (E)</i>	1200 V
	<i>Inductances de liaison (L_i)</i>	40 μF
	<i>Résistance de l'inductance de liaison (R_{Li})</i>	0.35 Ω
	<i>Inductance mutuelle (M)</i>	0.45 mH
Charge	<i>Résistance de charge (R_{ch})</i>	0.5 Ω
	<i>Inductance de charge (L_{ch})</i>	0.8 mH
Commande SVM	<i>Fréquence de découpage (f_{dec})</i>	16 kHz
	r	0.9
	K_p	300
	K_i	5

Les figures V.22 à V.29 présentent les résultats obtenus après la première simulation (utilisation d'un transformateur monolithique à structure en échelle pour le couplage des inductances).

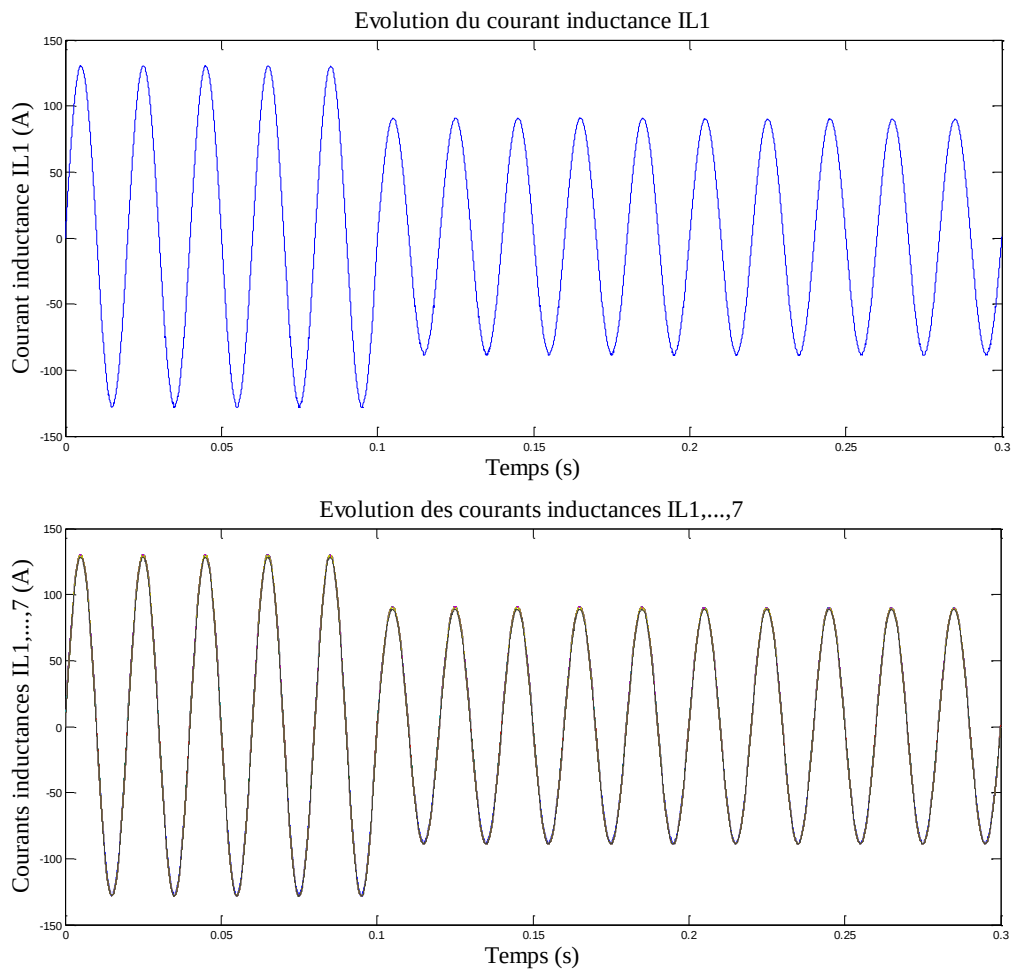


Figure V.22 : Evolution des courants d'inductances.

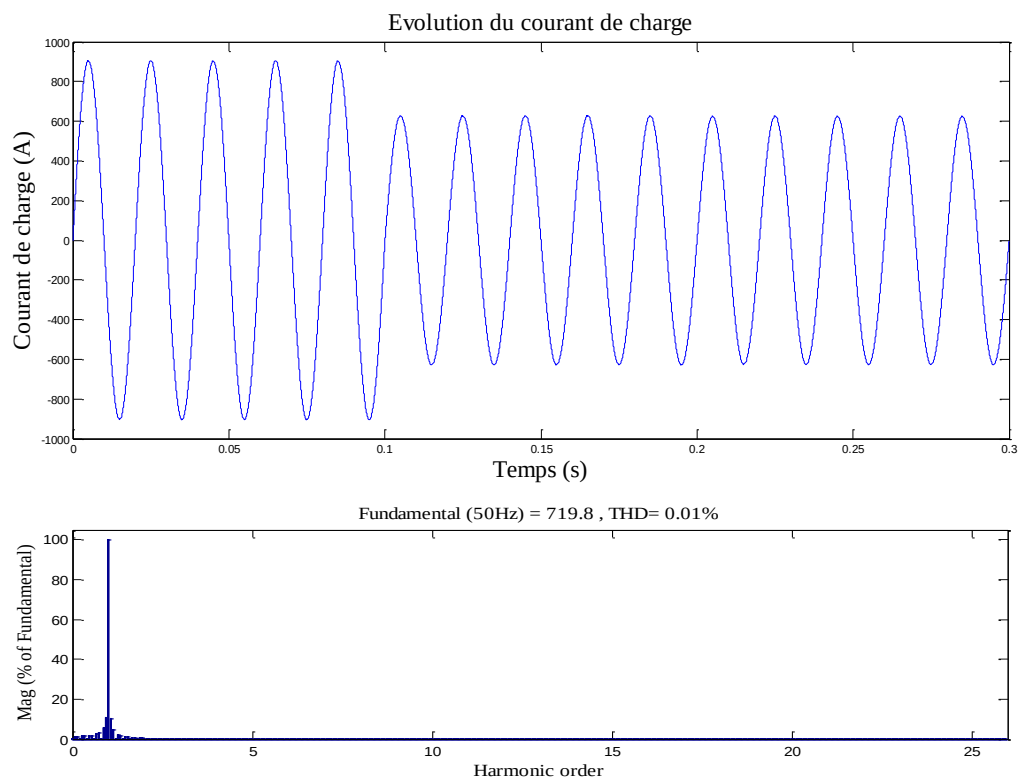


Figure V.23 : Courant de charge et son THD.

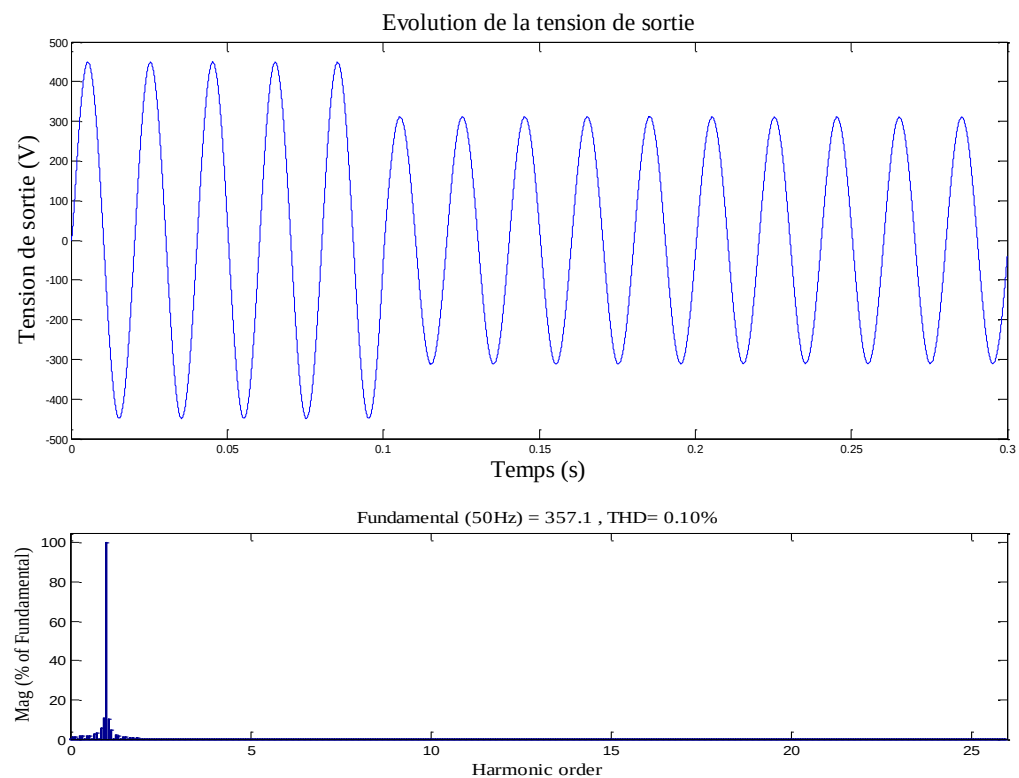


Figure V.24 : Tension de sortie et son THD.

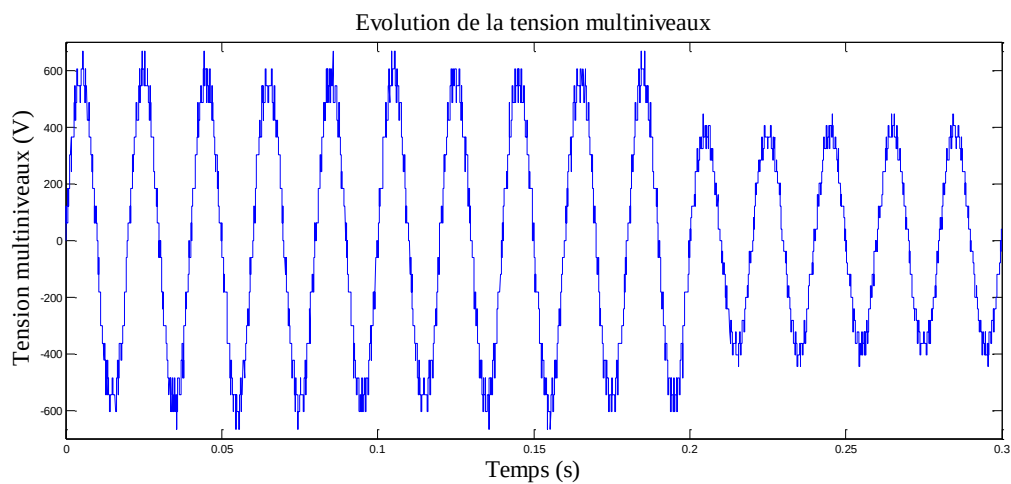


Figure V.25 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs.

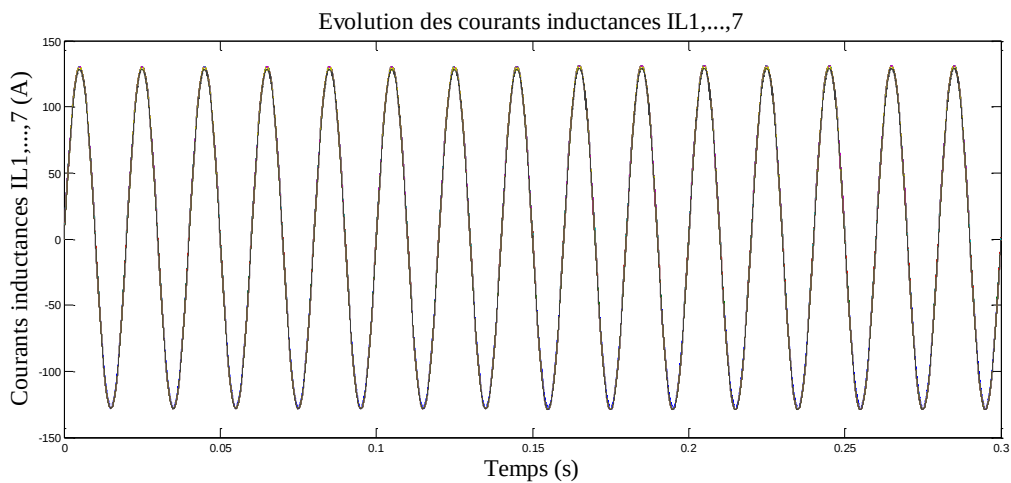
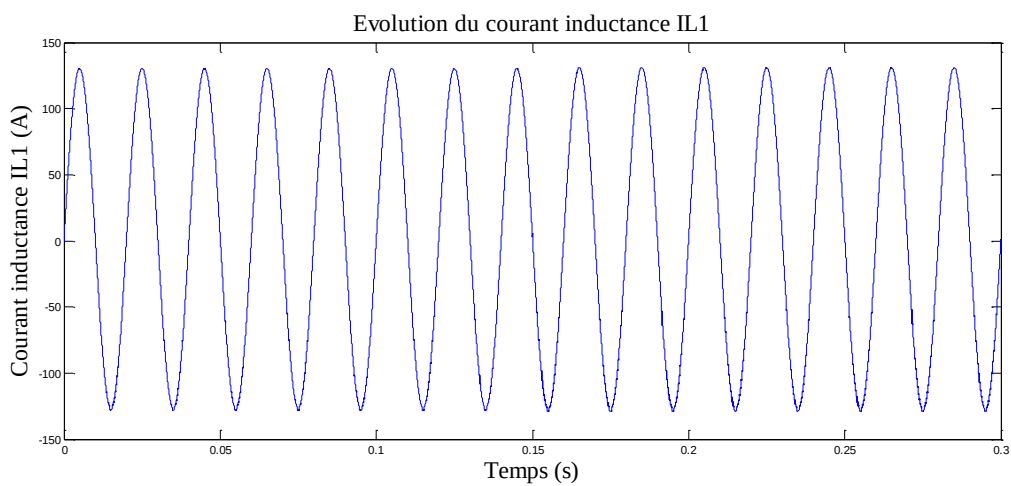


Figure V.26 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse).

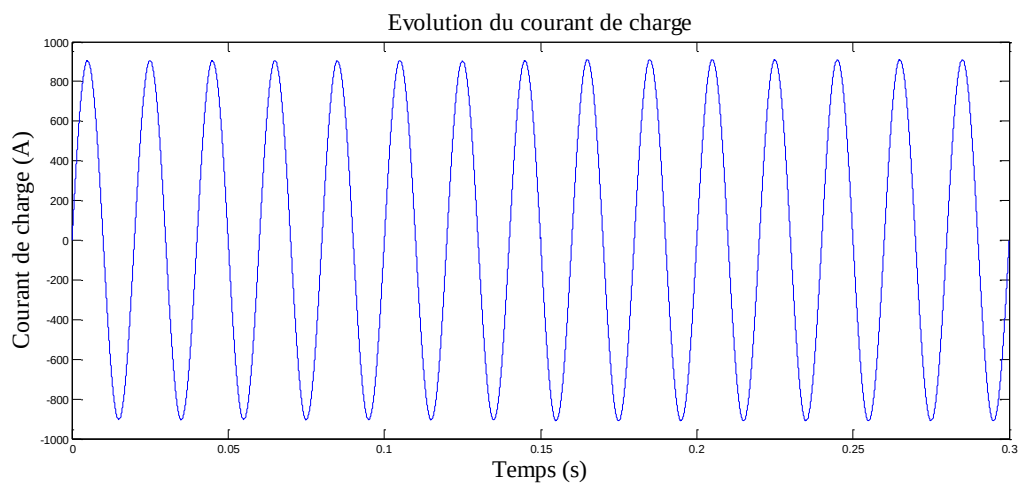


Figure V.27 : Courant de charge (test de robustesse).

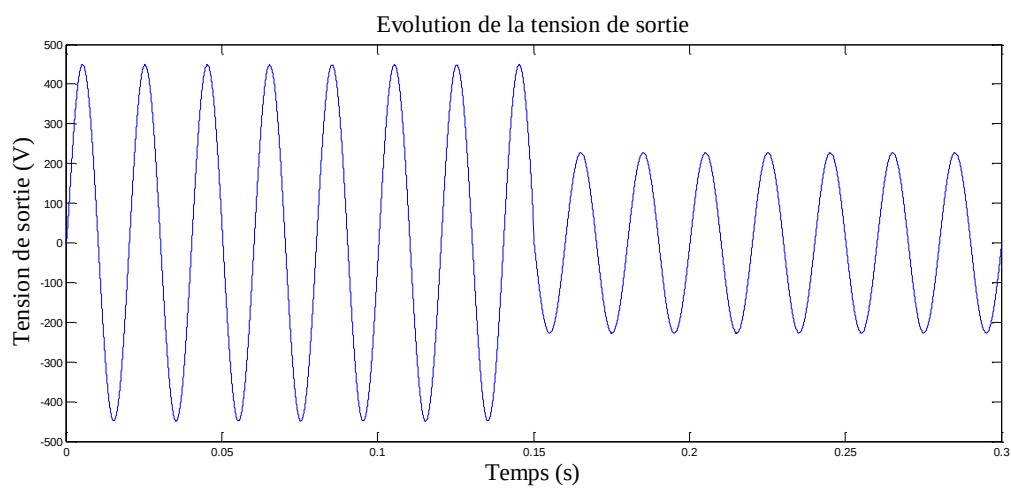


Figure V.28 : Tension de sortie (test de robustesse).

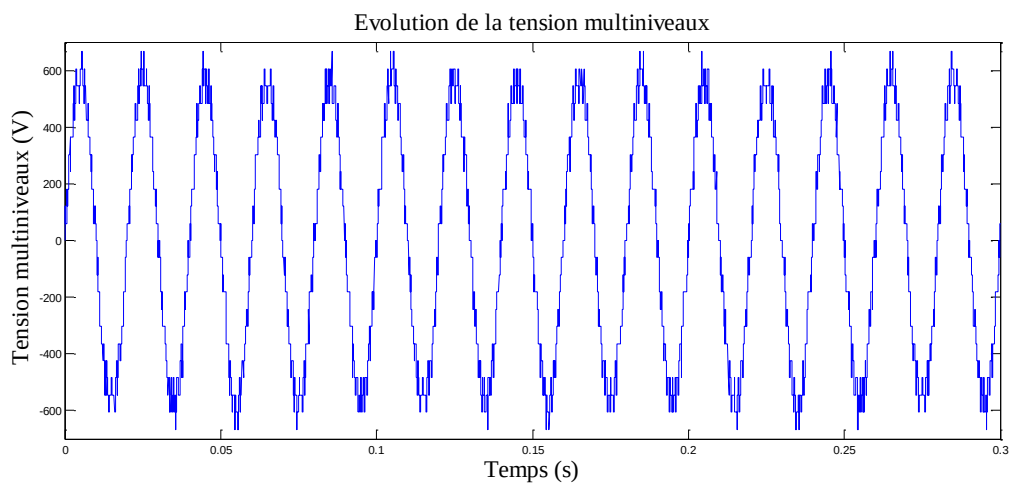


Figure V.29 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse).

Les figures V.30 à V.37 présentent les résultats obtenus après la deuxième simulation (utilisation d'un transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique pour le couplage des inductances).

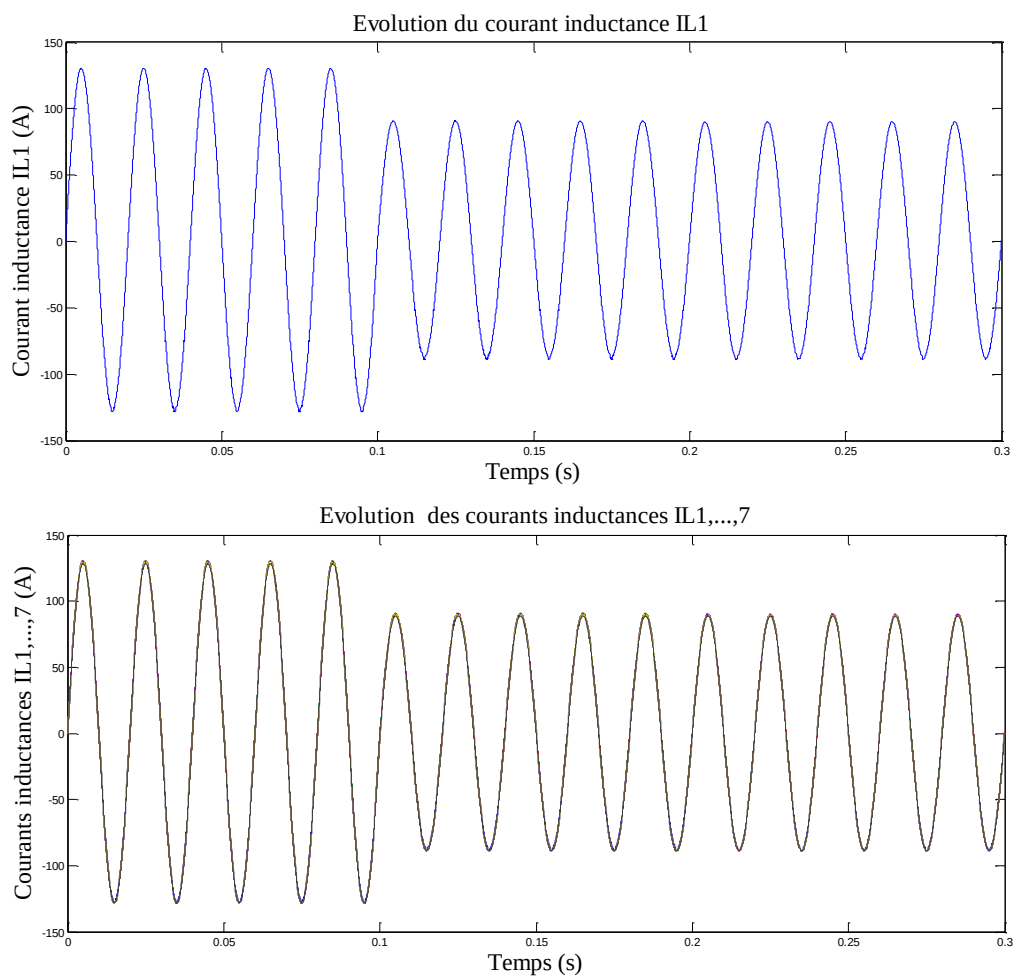


Figure V.30 : Evolution des courants d'inductances.

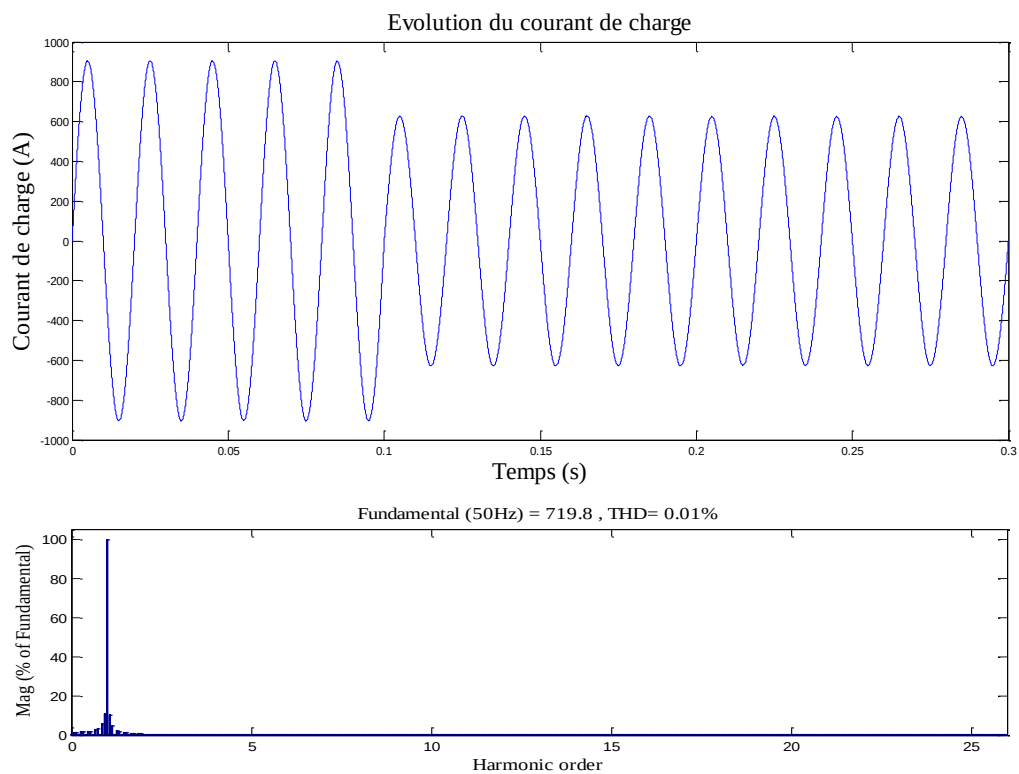


Figure V.31 : Courant de charge et son THD.

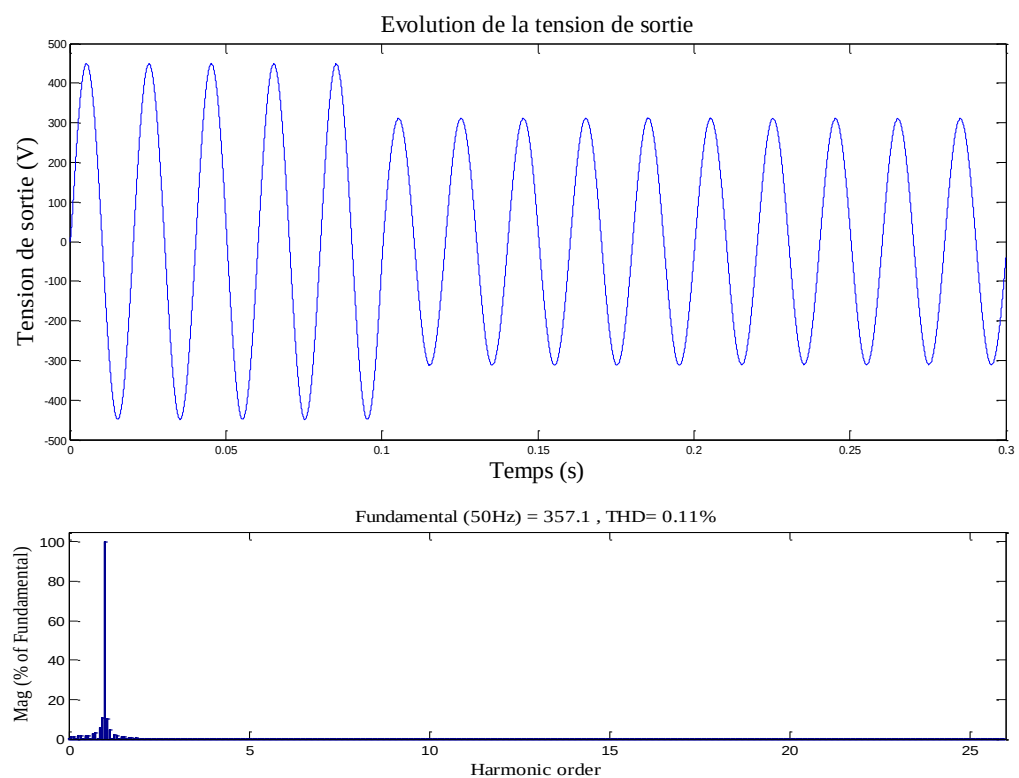


Figure V.32 : Tension de sortie et son THD.

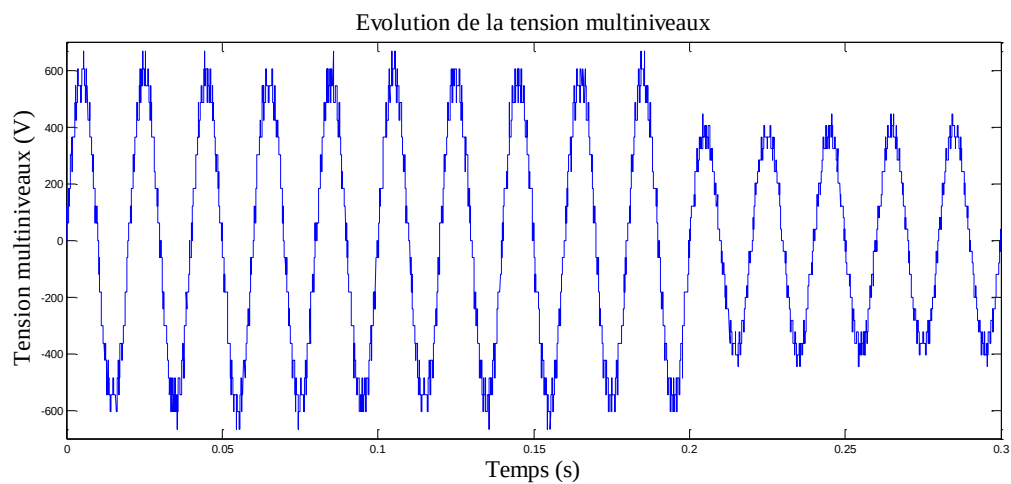


Figure V.33 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs.

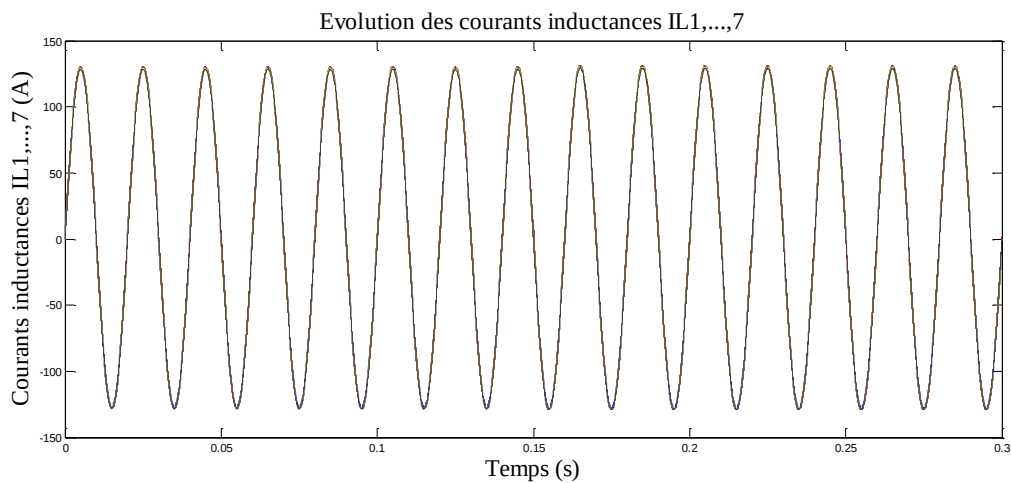
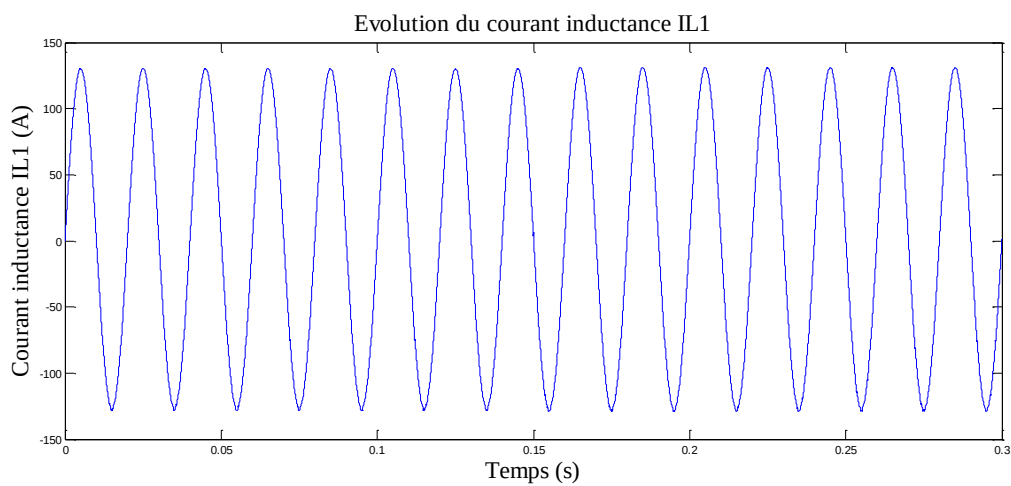


Figure V.34 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse).

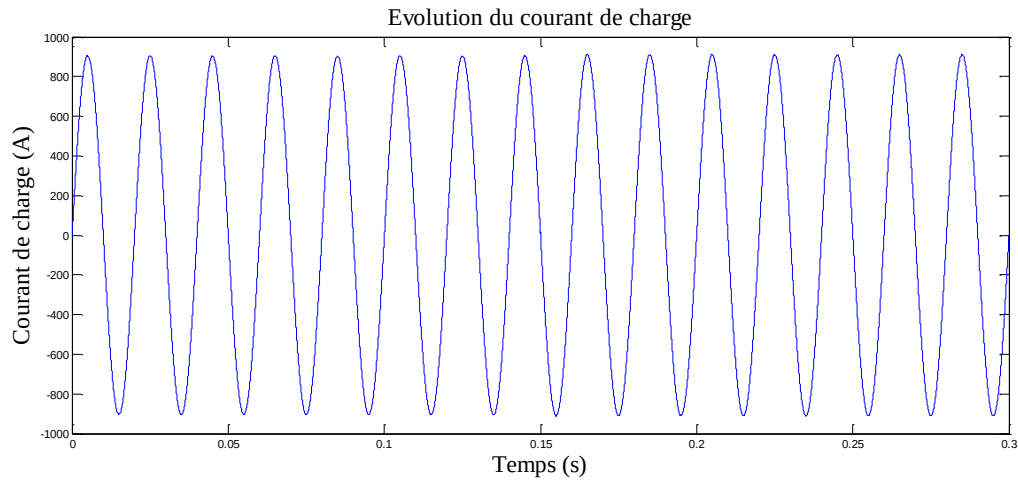


Figure V.35 : Courant de charge (test de robustesse).

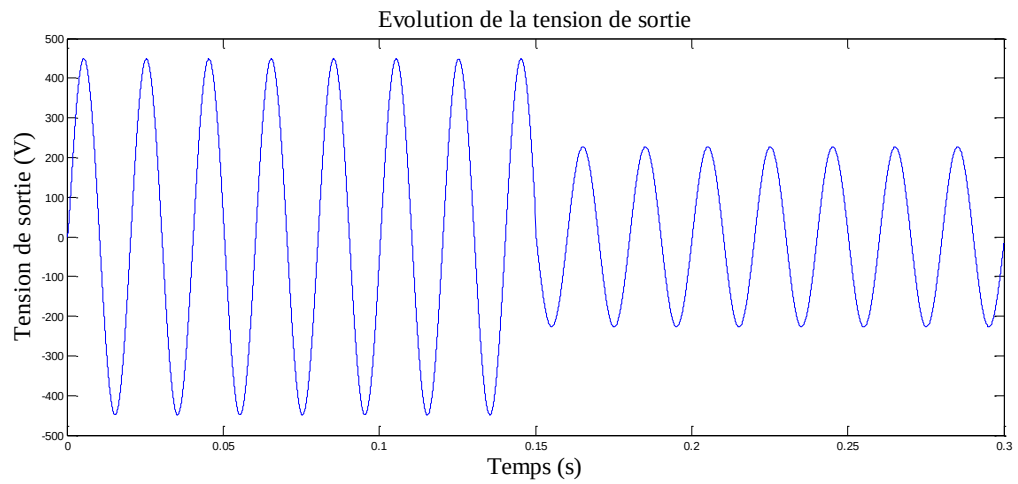


Figure V.36: Tension de sortie (test de robustesse).

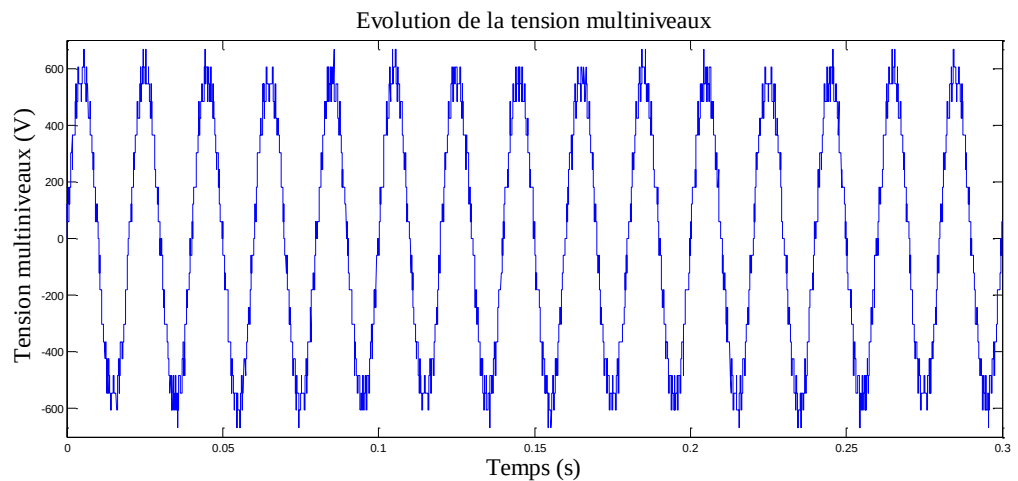


Figure V.37: Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse).

D'après les figures V.22 et V.30, nous pouvons constater clairement l'absence totale des ondulations au niveau des courants d'inductances. Il est à noter aussi que ces courants sont stables et équilibrés.

A $t = 0.1$ s, nous diminuons la consigne des courants d'inductances jusqu'à 90 A. Comme résultat, les courants suivent la consigne instantanément, ce qui se répercute sur le courant de charge et la tension de sortie au cours des deux simulations.

Les courants de charge des deux tests (figure V.23 et V.31) ont une allure sinusoïdale, un comportement et un THD similaire égale à 0.01 %.

Les figures V.24 et V.32 qui présentent les tensions de sortie des deux tests montrent qu'elles ont la même allure sinusoïdale et le même comportement. En plus, leurs THD sont quasi identique (0.10 % et 0.11 % respectivement).

La deuxième variation est appliquée à $t = 0.2$ s. Nous simulons une chute de tension d'alimentation E de 400 V. Cette variation peut être vue au niveau des deux figures V.25 et V.33 (tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs). Cette perturbation n'a aucun effet sur les courants d'inductances, le courant de charge et la tension de sortie.

A $t = 0.15$ s, un test de robustesse est introduit (figures V.26, V.27, V.28, V.29, V.34, V.35, V.36 et V.37). Ce test consiste à diminuer les valeurs des inductances du convertisseur (leurs résistances également) et la valeur de la charge de 50 %. Les résultats montrent que les courants d'inductances pour les deux simulations (figures V.26 et V.34) ne présentent pas d'ondulations et restent équilibrés à leurs valeurs de référence (130 A). Les courants de charge (figures V.27 et V.35) sont stables.

A partir des figures V.28 et V.36 (tensions de sortie), nous remarquons une diminution au niveau de l'amplitude des tensions de sortie lors la variation paramétrique, ce qui est normale. Cette diminution d'amplitude est due à la diminution de la charge. Il faut noter aussi que les tensions multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (figures V.29 et V.37) ne présentent aucun changement après la perturbation.

V-7-2- Commande par mode glissant (commande en amplitude):

Après présentation de la théorie de la commande par mode glissant dans le troisième chapitre, nous allons appliquer cette commande à l'onduleur multicellulaire parallèle.

D'après l'équation II.60 (équation d'état du modèle du convertisseur multicellulaire parallèle), la représentation d'état du convertisseur multicellulaire parallèle est donnée par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (V.13)$$

La surface de glissement est définit par :

$$s(x) = \Delta x = x - x_{réf} \quad (V.14)$$

Le vecteur d'état de l'erreur est donné comme suit :

$$\Delta x = \begin{pmatrix} x_1 - x_{réf1} \\ x_2 - x_{réf2} \\ x_3 - x_{réf3} \\ x_4 - x_{réf4} \\ x_5 - x_{réf5} \\ x_6 - x_{réf6} \\ x_7 - x_{réf7} \\ x_8 - x_{réf8} \end{pmatrix} \quad (V.15)$$

Pour vérifier la condition de convergence, nous posons l'équation (V.16) comme fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (V.16)$$

$$\dot{V} = s(x) \dot{s}(x) \quad (V.17)$$

La dérivée de la surface de glissement est représentée par (V.18) :

$$\dot{s} = \Delta \dot{x} = \dot{x} - \dot{x}_{réf} \quad (V.18)$$

En substituant (V.13) dans (V.18), nous obtenons :

$$\dot{s} = f(x) + g(x)u - \dot{x}_{réf} \quad (V.19)$$

La commande équivalente est choisie de telle façon que le système glisse sur la surface de commutation (la dérivée de la surface de glissement est nulle) :

$$u_{eq} = -(g(x))^{-1} \left(f(x) - \dot{x}_{réf} \right) \quad (V.20)$$

Après sommation des deux commandes équivalente et discontinue, nous obtenons la commande totale u (équation (V.21)) :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (V.21)$$

En substituant (V.20) et (V.21) dans (V.19), on obtient :

$$\dot{s} = g(x)u_n \quad (V.22)$$

Pour simplifier les éléments passifs, nous allons introduire la matrice Q qui est la matrice des éléments passifs :

$$\dot{s} = Qg(x)u_n \quad (V.23)$$

Dans le cas où nous utilisons un transformateur inter-cellules monolithique à structure en échelle, Q est donnée comme suit :

$$Q = \begin{pmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ch} \end{pmatrix}$$

Dans le cas où nous utilisons un transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique, Q est donnée comme suit :

$$Q = \begin{pmatrix} 2L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2L_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2L_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2L_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2L_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2L_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ch} \end{pmatrix}$$

Ces matrices nous permettrons de trouver la dérivée de la fonction de Lyapunov :

$$s(x) \dot{s}(x) = s(x) Q g(x) u_n \quad (V.24)$$

Où :

$$s(x) = \begin{pmatrix} I_{L_1} - I_{L_{1ref}} \\ I_{L_2} - I_{L_{2ref}} \\ I_{L_3} - I_{L_{3ref}} \\ I_{L_4} - I_{L_{4ref}} \\ I_{L_5} - I_{L_{5ref}} \\ I_{L_6} - I_{L_{6ref}} \\ I_{L_7} - I_{L_{7ref}} \\ V_s - V_{sref} \end{pmatrix}, \quad u_n = \begin{pmatrix} u_{n1} \\ u_{n2} \\ u_{n3} \\ u_{n4} \\ u_{n5} \\ u_{n6} \\ u_{n7} \end{pmatrix}$$

Dans le cas où un ICT monolithique à structure en échelle est utilisé, la matrice $g(x)$ est égale à :

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{E_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{E_1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{E_1}{L_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{L_4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{L_5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{L_6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{L_7} \\ \frac{I_{L_1}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_2}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_3}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_4}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_5}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_6}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_7}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

Par contre, dans le cas où un ICT séparé à structure cascade cyclique est utilisé, $g(x)$ est donnée comme suit :

$$\begin{aligned}
g(x) &= \begin{pmatrix} \frac{E_1}{2L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{E_1}{2L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{E_1}{2L_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{2L_4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{2L_5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{2L_6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{E_1}{2L_7} \\ \frac{I_{L_1}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_2}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_3}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_4}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_5}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_6}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_7}}{L_{ch}} \end{pmatrix} \\
Qg(x) &= \begin{pmatrix} E_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & E_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & E_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_1 \\ I_{L_1} & I_{L_2} & I_{L_3} & I_{L_4} & I_{L_5} & I_{L_6} & I_{L_7} \end{pmatrix} \\
Qg_1(x) &= \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{L_1} \end{pmatrix}, \quad Qg_2(x) = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{L_2} \end{pmatrix}, \quad Qg_3(x) = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{L_3} \end{pmatrix}, \quad Qg_4(x) = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{L_4} \end{pmatrix}, \quad Qg_5(x) = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{L_5} \end{pmatrix}, \\
Qg_6(x) &= \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{L_6} \end{pmatrix}, \quad Qg_7(x) = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{L_7} \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

Pour la représentation d'état du convertisseur multicellulaire parallèle :

$$\dot{s}(x) = s(x) \begin{bmatrix} (E_1 + I_{L_1})u_{n1} + (E_1 + I_{L_2})u_{n2} + (E_1 + I_{L_3})u_{n3} + (E_1 + I_{L_4})u_{n4} \\ + (E_1 + I_{L_5})u_{n5} + (E_1 + I_{L_6})u_{n6} + (E_1 + I_{L_7})u_{n7} \end{bmatrix} \quad (V.25)$$

La stabilité selon le théorème de Lyapunov est assurée si, et seulement si, $\dot{V}(x) < 0$. Ce qui nous amène à écrire :

$$\begin{aligned}
 u_{n1} &= \text{signs}[-s(x)(E_1 + I_{L_1})] \\
 u_{n2} &= \text{signs}[-s(x)(E_1 + I_{L_2})] \\
 u_{n3} &= \text{signs}[-s(x)(E_1 + I_{L_3})] \\
 u_{n4} &= \text{signs}[-s(x)(E_1 + I_{L_4})] \\
 u_{n5} &= \text{signs}[-s(x)(E_1 + I_{L_5})] \\
 u_{n6} &= \text{signs}[-s(x)(E_1 + I_{L_6})] \\
 u_{n7} &= \text{signs}[-s(x)(E_1 + I_{L_7})]
 \end{aligned} \tag{V.26}$$

Après calculs, on obtient les signaux de commande S :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \text{signs} \left(\frac{E}{2} (I_{L_1 \text{ réf}} - I_{L_1}) + I_{L_1} (I_{L_1 \text{ réf}} - I_{L_1}) \right) \\
 S_2 &= \text{signs} \left(\frac{E}{2} (I_{L_2 \text{ réf}} - I_{L_2}) + I_{L_2} (I_{L_2 \text{ réf}} - I_{L_2}) \right) \\
 S_3 &= \text{signs} \left(\frac{E}{2} (I_{L_3 \text{ réf}} - I_{L_3}) + I_{L_3} (I_{L_3 \text{ réf}} - I_{L_3}) \right) \\
 S_4 &= \text{signs} \left(\frac{E}{2} (I_{L_4 \text{ réf}} - I_{L_4}) + I_{L_4} (I_{L_4 \text{ réf}} - I_{L_4}) \right) \\
 S_5 &= \text{signs} \left(\frac{E}{2} (I_{L_5 \text{ réf}} - I_{L_5}) + I_{L_5} (I_{L_5 \text{ réf}} - I_{L_5}) \right) \\
 S_6 &= \text{signs} \left(\frac{E}{2} (I_{L_6 \text{ réf}} - I_{L_6}) + I_{L_6} (I_{L_6 \text{ réf}} - I_{L_6}) \right) \\
 S_7 &= \text{signs} \left(\frac{E}{2} (I_{L_7 \text{ réf}} - I_{L_7}) + I_{L_7} (I_{L_7 \text{ réf}} - I_{L_7}) \right)
 \end{aligned} \tag{V.27}$$

Nous allons insérer, maintenant, les P lois de commutation dans P boucles de rétroaction (Figure V.38). Une boucle de régulation est dédiée à chacune des variables d'état. Ceci nous permettra de calculer les erreurs par rapport aux grandeurs de référence. L'étape suivante consiste à calculer les P fonctions de commutation en combinant linéairement les erreurs des variables d'état. Il ne nous restera qu'à introduire P comparateurs à hystérésis pour générer les P ordres de commande de l'onduleur multicellulaire parallèle 7 cellules.

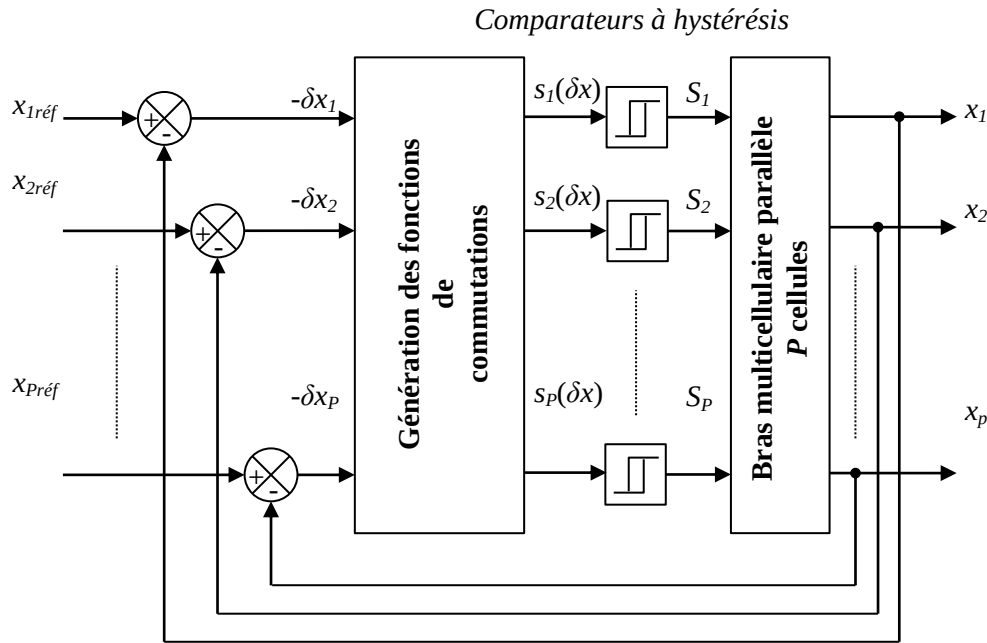


Figure V.38: Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur multicellulaire parallèle P cellules.

Deux simulations sous MATLAB/SIMULINK ont été réalisées :

- nous allons utiliser la commande par mode glissant pour contrôler, en premier temps, un onduleur multicellulaire parallèle de 7 cellules magnétiquement couplées par un transformateur monolithique à structure en échelle alimentant une charge ($R-L$) (voir *Annexe B* figures 36, 41 et 42).
- En deuxième temps, cette commande est adoptée pour commander un onduleur multicellulaire parallèle de 7 cellules magnétiquement couplées par un transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique, qui alimente une charge ($R-L$) (voir *Annexe B* figures 37, 41 et 42).

Le tableau V.6 présente les paramètres utilisés au cours des simulations.

Tableau V.6: Paramètres utilisés dans le cas de la commande par mode glissant.

	Paramètres	Valeurs numérique
Convertisseur multicellulaire parallèle	Nombre de cellules	7
	Tension continue (E)	1200 V
	Inductances de liaison (L_i)	40 μF
	Résistance de l'inductance de liaison (R_{Li})	0.35 Ω
	Inductance mutuelle (M)	0.45 mH
Charge	Résistance de charge (R_{ch})	0.5 Ω
	Inductance de charge (L_{ch})	0.8 mH
Commande par mode glissant	Fréquence de découpage ($f_{déc}$)	Autour de 10 kHz

Les résultats obtenus après la première simulation (utilisation d'un transformateur monolithique à structure en échelle) effectuée sous MATLAB/SIMULINK sont donnés sur les figures V.39 à V.46.

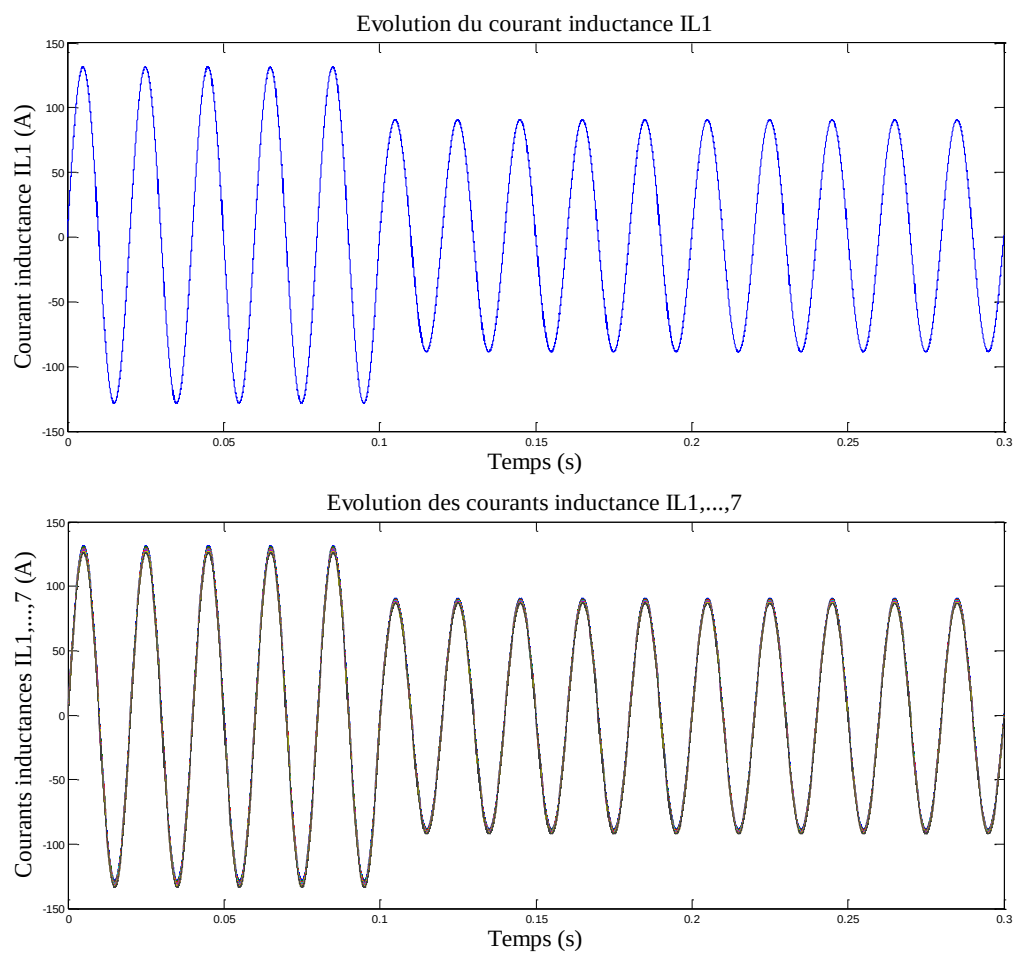


Figure V.39 : Evolution des courants d'inductances.

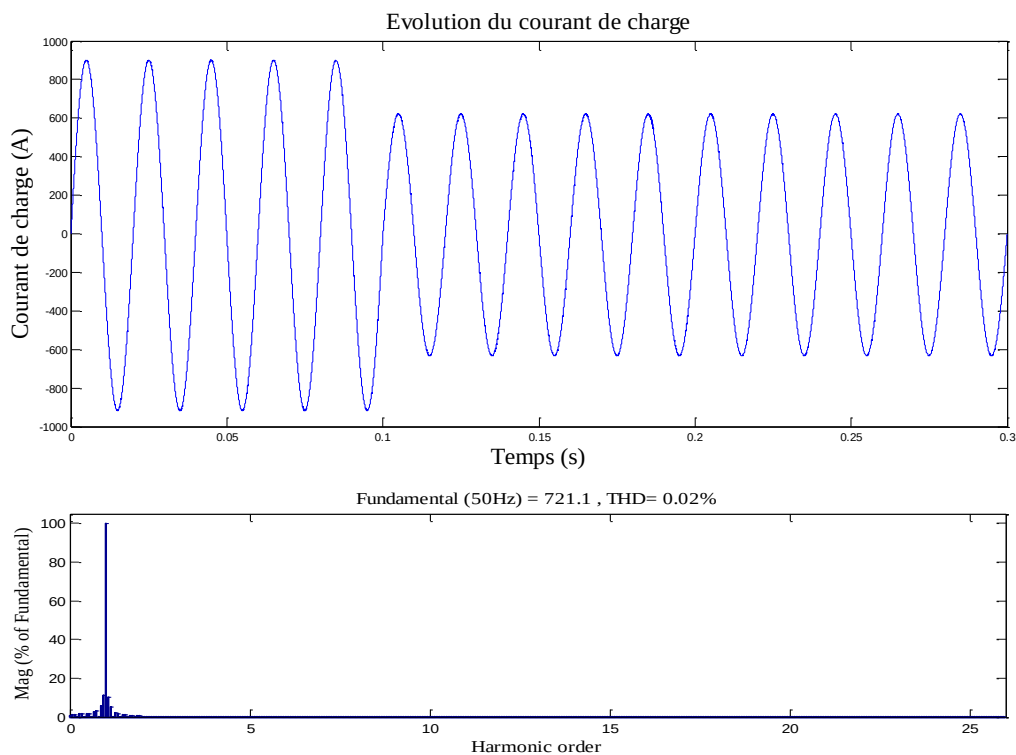


Figure V. 40 : Courant de charge et son THD.

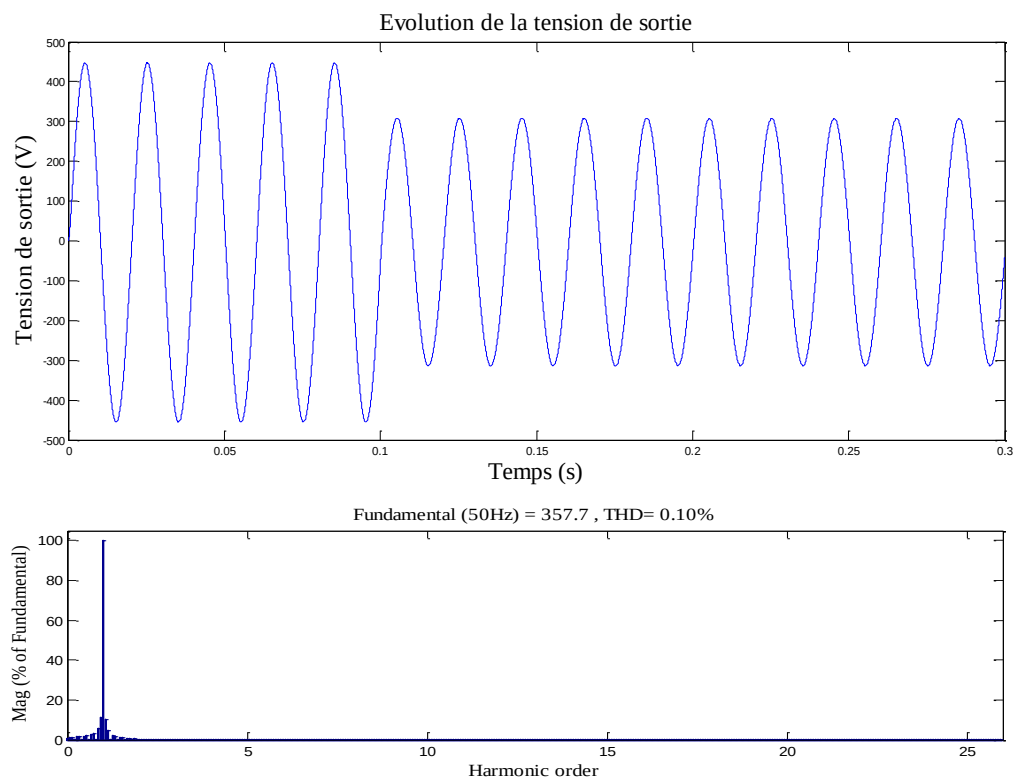


Figure V.41 : Tension de sortie et son THD.

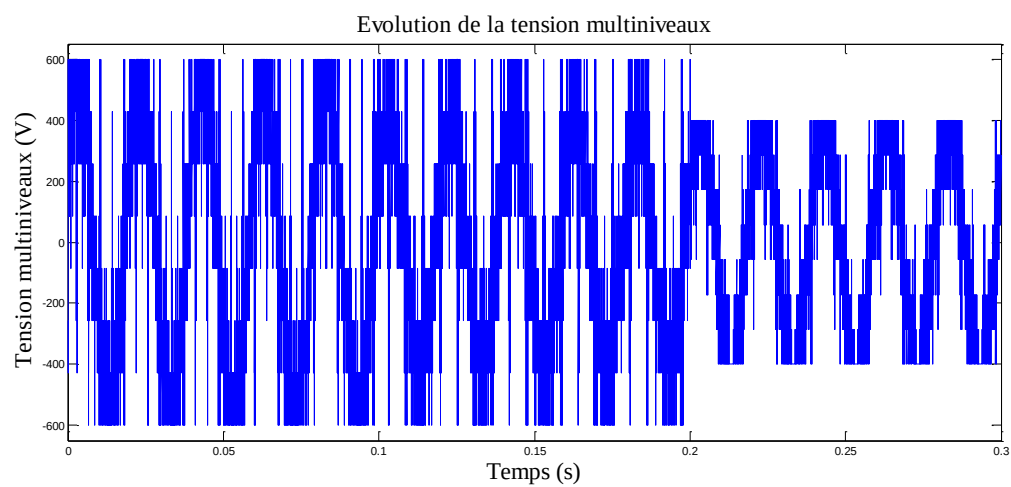


Figure V.42 : Tension multinationaux à la sortie des semi-conducteurs.

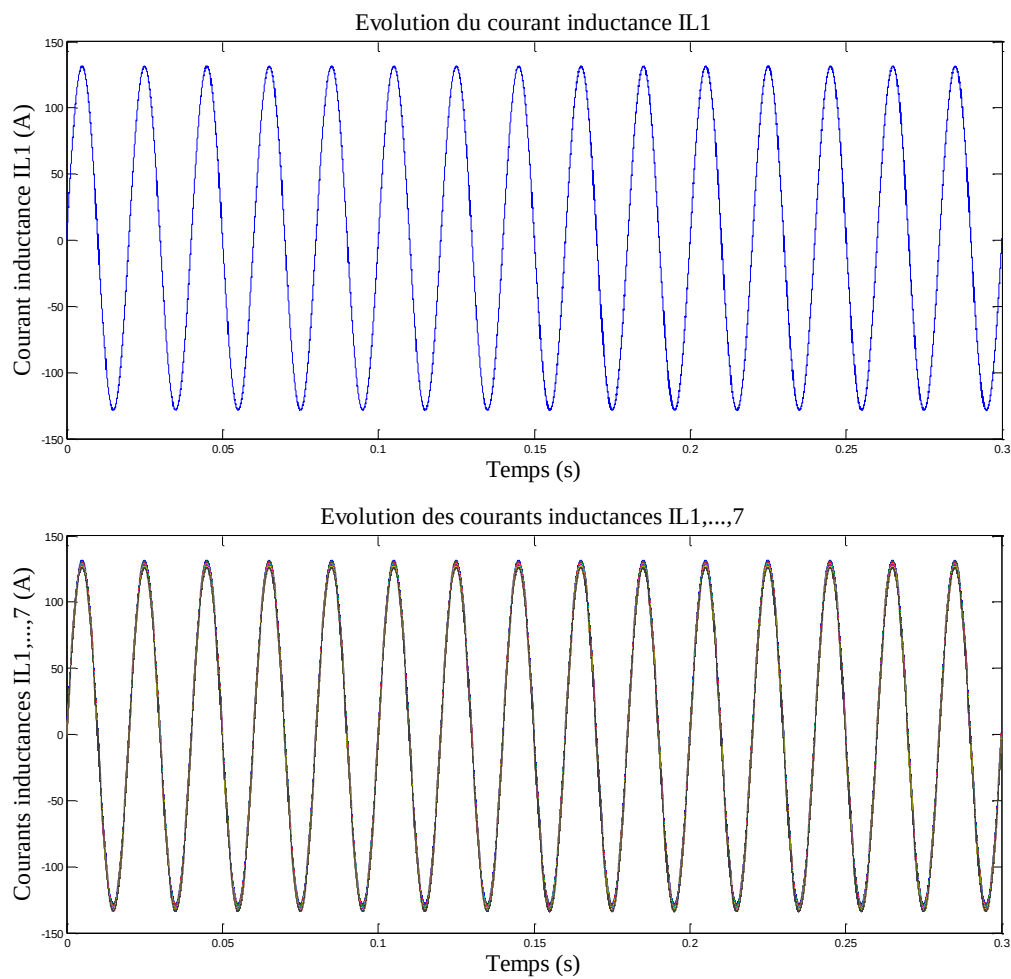


Figure V.43 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse).

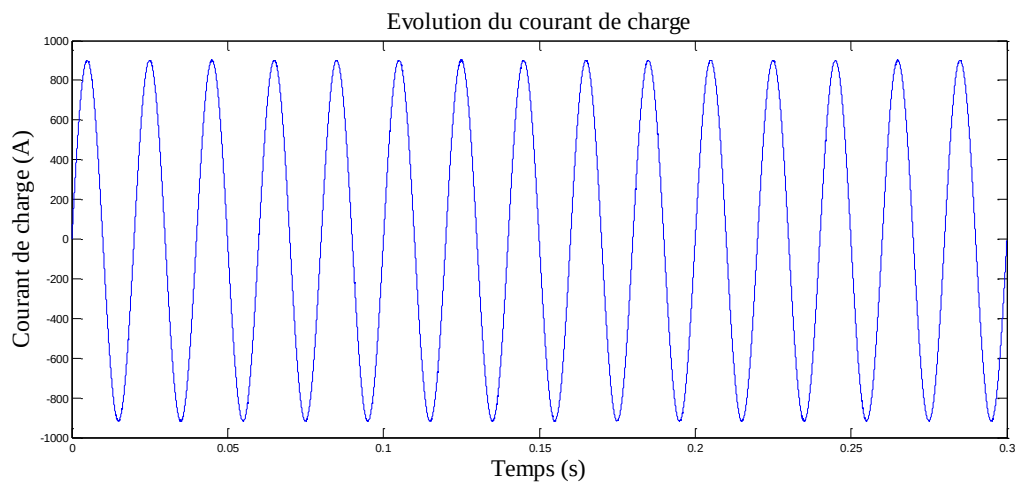


Figure V.44 : Courant de charge (test de robustesse).

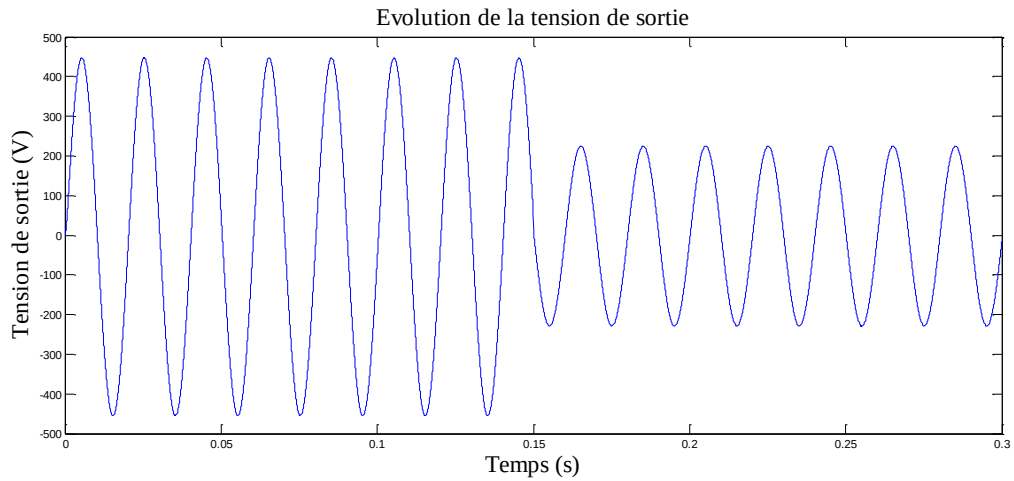


Figure V.45 : Tension de sortie (test de robustesse).

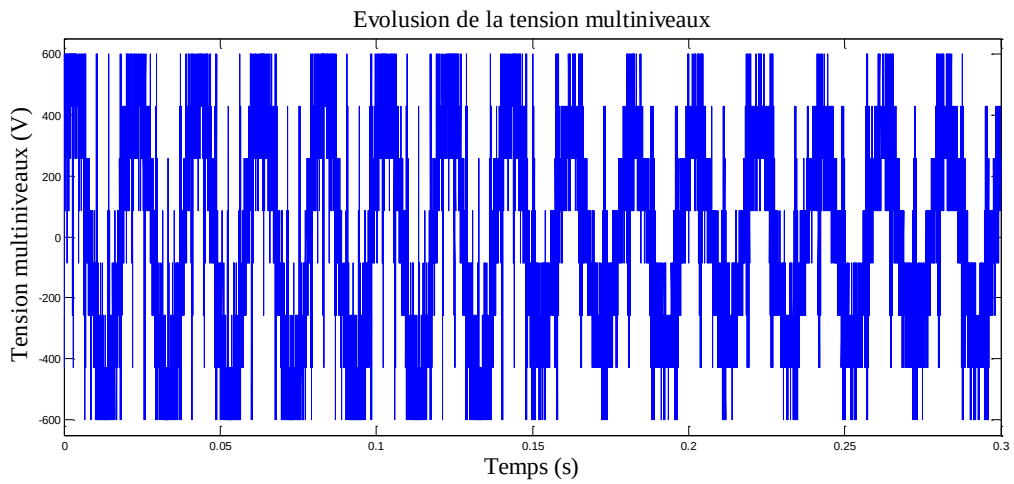


Figure V.46: Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse).

Les résultats obtenus après la deuxième simulation (utilisation d'un transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique) effectuée sous MATLAB/SIMULINK sont donnés sur les figures V.47 à V.54.

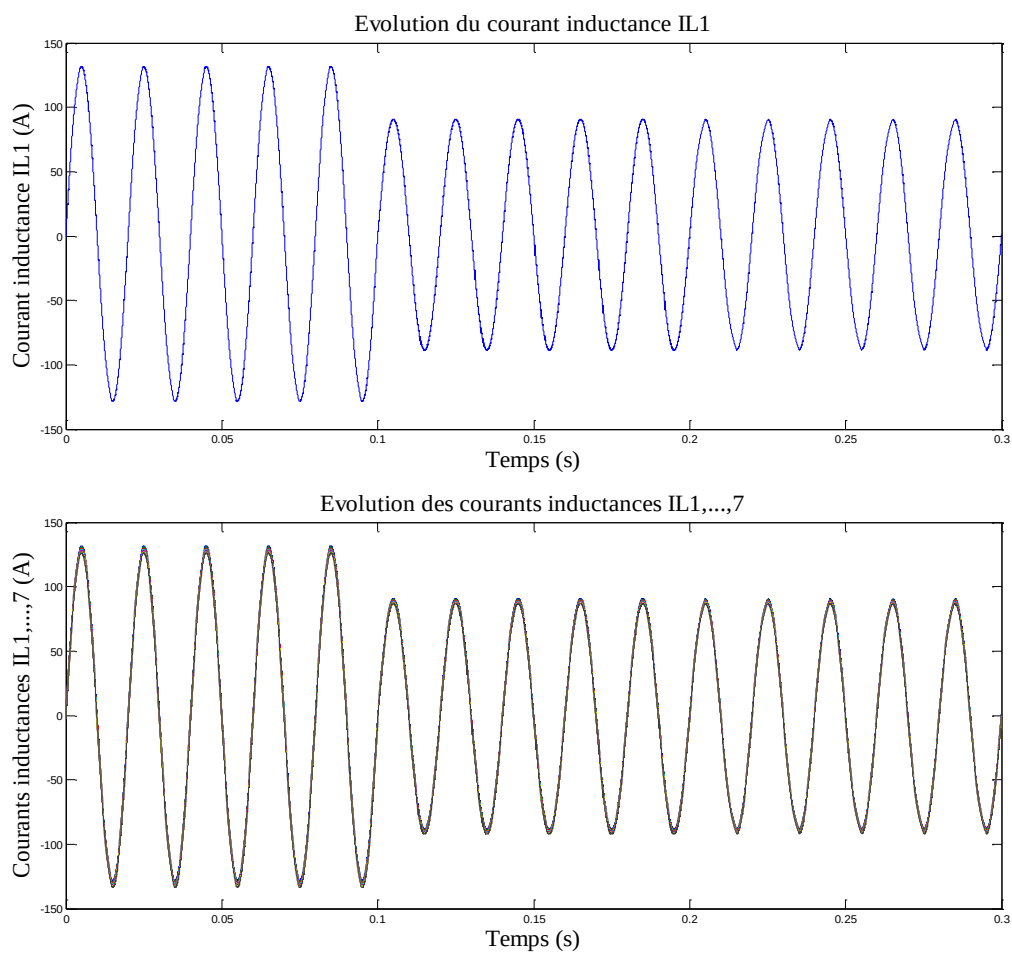


Figure V.47 : Evolution des courants d'inductances.

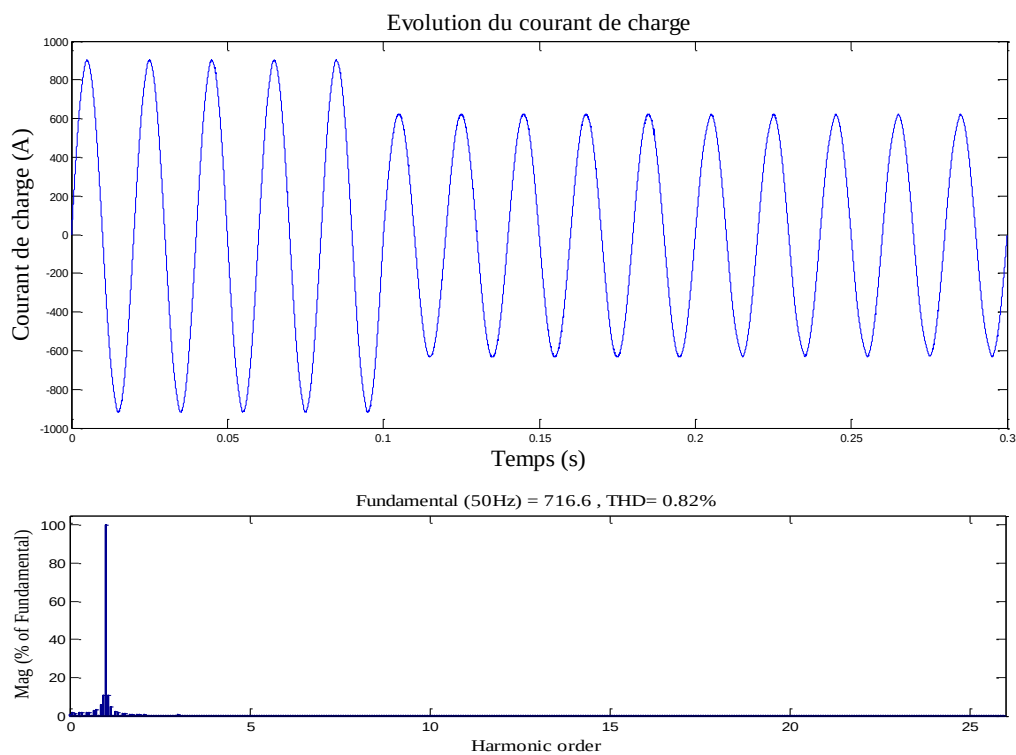


Figure V.48 : Courant de charge et son THD.

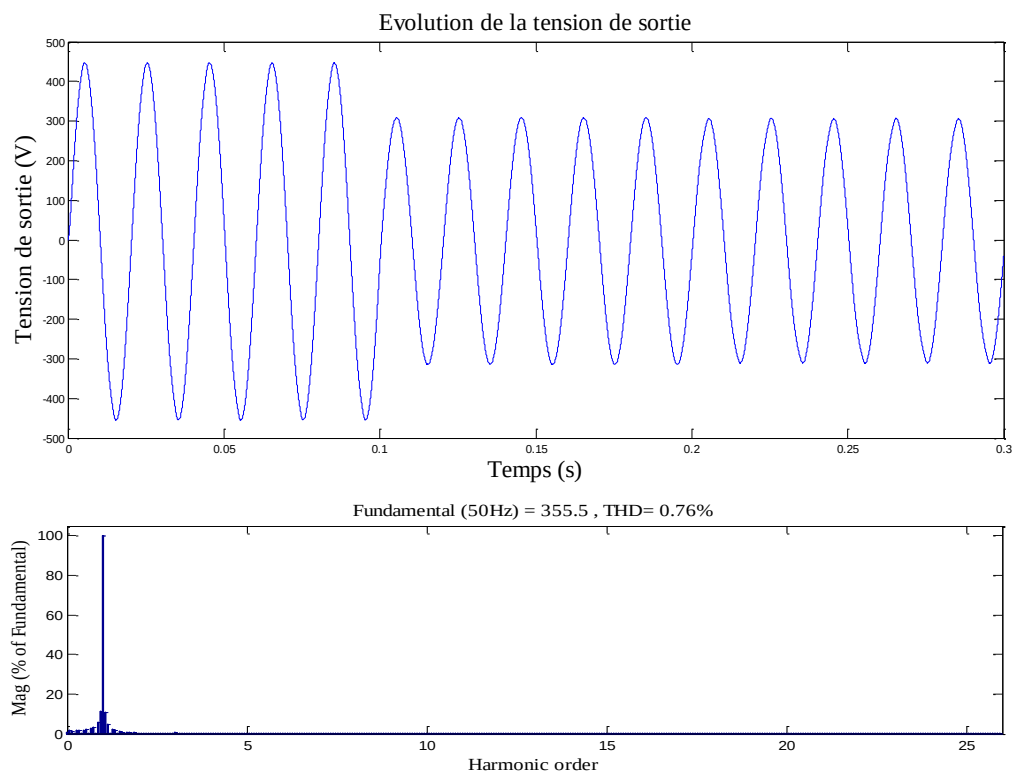


Figure V.49 : Tension de sortie et son THD.

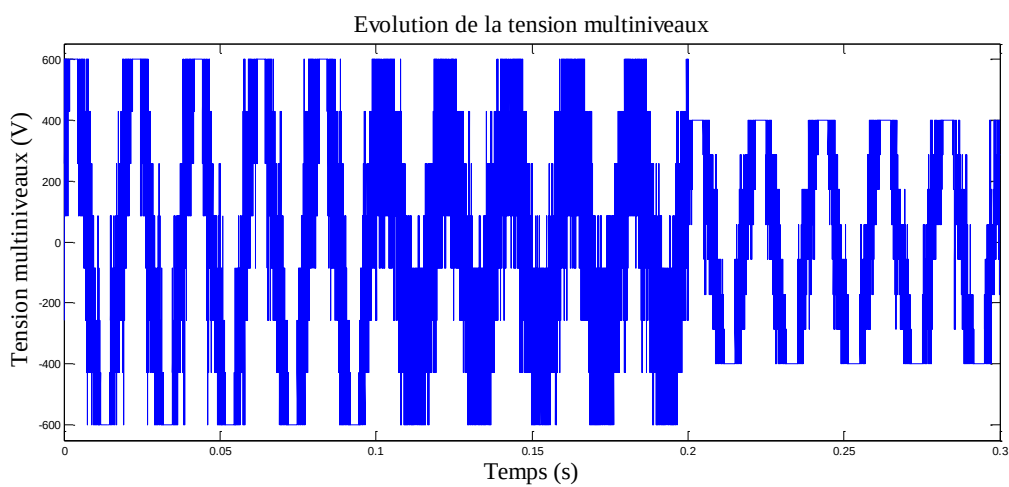


Figure V.50 : Tension multinationaux à la sortie des semi-conducteurs.

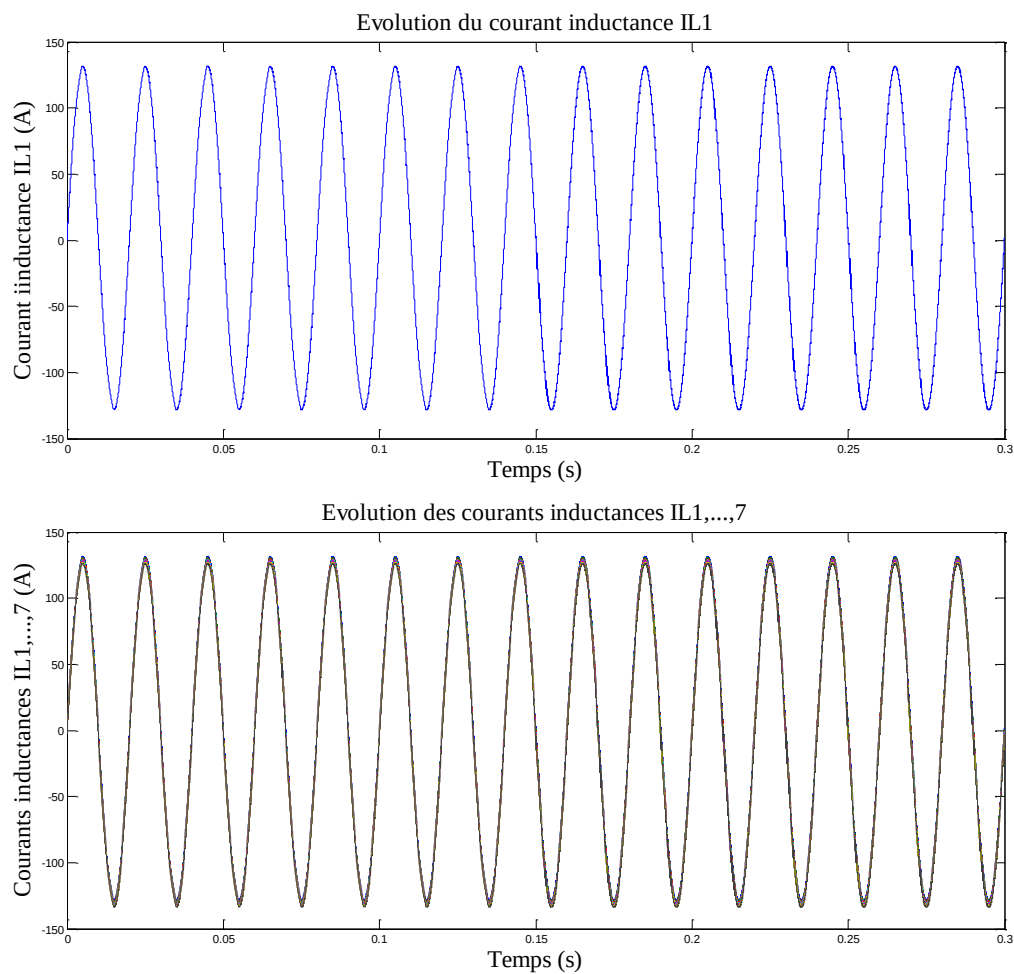


Figure V.51 : Evolution des courants d'inductances (test de robustesse).

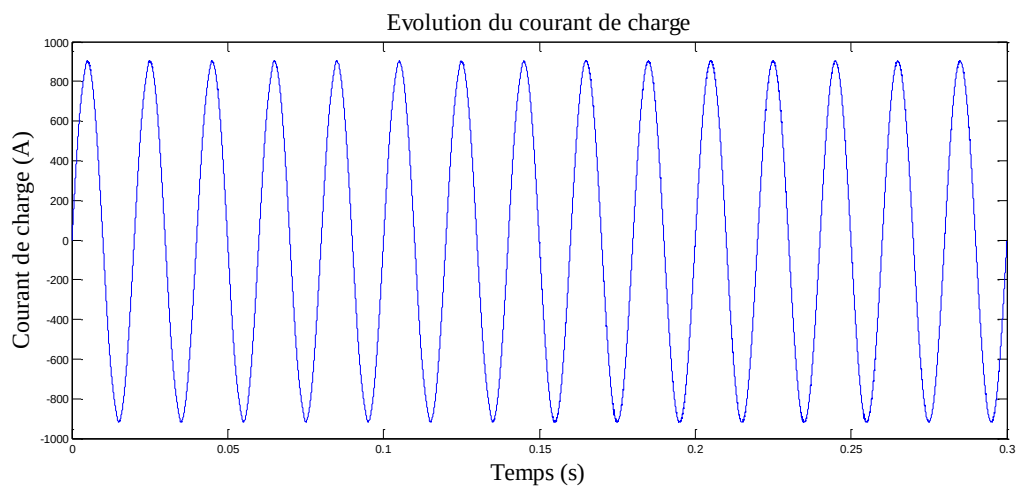


Figure V.52 : Courant de charge (test de robustesse).

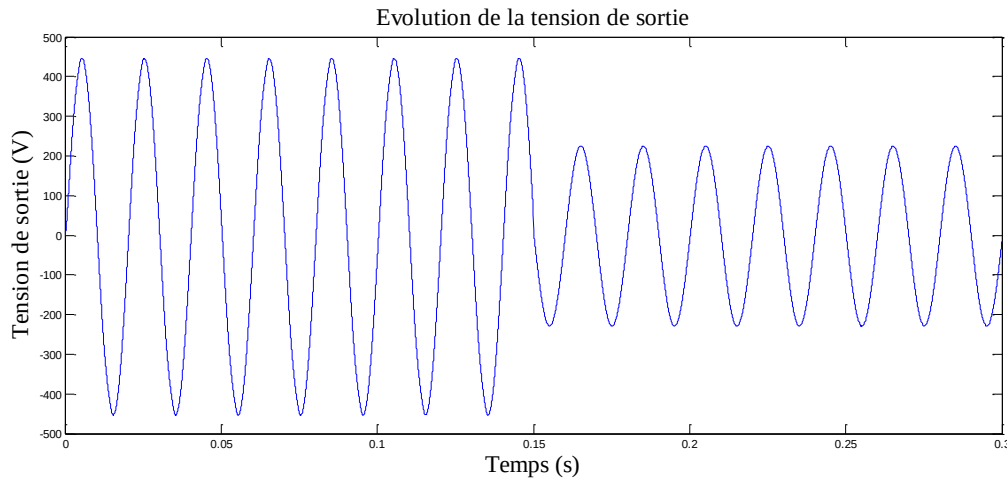


Figure V.53 : Tension de sortie (test de robustesse).

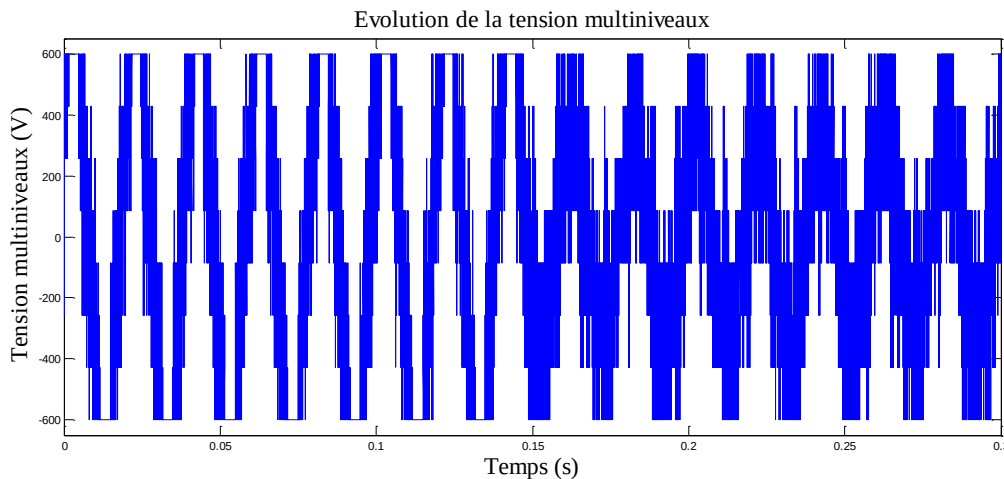


Figure V.54 : Tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs (test de robustesse).

Les figures V.39 et V.47 montrent que les courants d'inductances sont stables et équilibrés. Aussi, nous pouvons remarquer l'absence d'ondulations à leurs niveaux.

Une consigne est introduite à $t = 0.1$ s, où nous ordonnons les courants d'inductances à diminuer jusqu'à 90 A. La réponse des courants est rapide et instantanée et ces courants suivent ce changement. Cette variation engendre la diminution du courant de charge, de la tension de sortie et le changement de la forme de la tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs dans les deux tests.

Le courant de charge du premier test (figure V.40) est sinusoïdal et son THD est égal à 0.02 %. Le courant de charge du deuxième test (figure V.48) a une allure et un comportement identiques à celui de la figure V.40. Par contre, son THD est différent car il est de l'ordre de 0.82 %.

A partir des figures V.41 et V.49 (les tensions de sortie des deux tests), nous remarquons que ces tensions présentent une forme sinusoïdale et un comportement similaire. Les THD des deux tensions de sortie sont de 0.10 % et 0.76 %, respectivement.

A $t = 0.2$ s, une deuxième variation est appliquée. Nous simulons une chute de la tension d'alimentation E de 400 V. Cette variation est présentée sur les figures V.42 et V.50 (tension multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs). Cette perturbation n'affecte pas les courants d'inductances, le courant de charge et la tension de sortie.

Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant, nous avons diminué de 50% les valeurs des inductances du convertisseur (leurs résistances également) et la valeur de la charge à $t = 0.15$ s (figures V.43, V.44, V.45, V.46, V.51, V.52, V.53 et V.54). Comme résultats, les courants d'inductances (figures V.43 et V.51) sont identiques à leurs références avant et après la variation. Nous voyons aussi l'absence d'ondulations au niveau de ces courants. Les figures V.44 et V.52 présentent des courants de charge stables.

L'amplitude des tensions de sortie (figures V.45 et V.53) diminue après l'application de la perturbation, ce qui est logique. La cause de cette baisse est principalement la diminution de la charge. Au niveau des figures V.46 et V.54 (les tensions multiniveaux à la sortie des semi-conducteurs), nous notons un changement d'allure des tensions multiniveaux, mais avec les mêmes amplitudes.

V-8- Comparaison entre les deux techniques de commande (SVM et mode glissant) :

Afin de faire une comparaison entre les deux techniques de commande en boucle fermée, nous avons élaboré le tableau V.7 à partir des résultats de simulation obtenus. Ce tableau rassemble plusieurs caractéristiques propres à chaque commande. A partir du tableau V.7, nous pouvons dire que la commande du PMC (couplage avec ICT monolithique à structure en échelle ou avec ICT séparé à structure cascade cyclique) par SVM avec régulateur PI ne présente pas d'ondulations au niveau des courants d'inductances. Par contre, nous remarquons de petites ondulations au niveau des courants d'inductances lors de la commande par mode glissant, en particulier pour le couplage avec ICT séparé à structure cascade cyclique qui permet d'obtenir des valeurs minimales d'ondulations des courants par rapport au couplage avec ICT monolithique à structure en échelle.

La commande par SVM avec régulateur PI (pour les deux couplages présentés) offre les meilleurs THD tension et courant. Nous notons aussi que le couplage par ICT monolithique à structure en échelle, lors de la commande par mode glissant, permet d'avoir un THD tension courant similaire à celui obtenu lors de la commande par SVM, ce qui n'est pas le cas pour le THD obtenu lors de la commande par mode glissant avec l'utilisation d'ICT séparé à structure cascade cyclique.

D'après les résultats sur le tableau, nous remarquons que les deux commandes sont robustes relativement aux variations paramétriques des systèmes étudiés. Ces variations n'ont aucune influence sur la régulation des courants d'inductances.

Tableau V.7 : Comparaison entre les commandes en boucle fermée.

Type de commande	ICT monolithique à structure en échelle				ICT séparé à structure cascade cyclique			
	ΔI_{Li}	THD _{courant}	THD _{tension}	Robustesse	ΔI_{Li}	THD _{courant}	THD _{tension}	Robustesse
Commande par SVM avec régulateur PI	0 A	0.01 %	0.10 %	oui	0 A	0.01 %	0.11 %	oui
Commande par mode glissant	0.2 A	0.02 %	0.10 %	oui	0.1 A	0.82 %	0.76 %	oui

ΔI_{Li} : Bande d'ondulation des courants d'inductances.

V-9- Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande en boucle ouverte du convertisseur multicellulaire parallèle par MLI-ST pour faire apparaître les fluctuations importantes et le déséquilibre au niveau des courants d'inductances.

Ensuite, nous avons introduit la récente technique permettant d'éliminer les fluctuations au niveau des courants causées par le couplage magnétique des inductances. Nous avons présenté deux type de transformateurs inter-cellules. Le premier type est le transformateur inter-cellules monolithique à structure en échelle. Le deuxième est le transformateur inter-cellules séparé à structure cascade cyclique.

Nous avons également proposé deux techniques de contrôle pour commander en boucle fermée le convertisseur multicellulaire parallèle à inductances magnétiquement couplées, afin d'imposer une régulation rapide et efficace des courants d'inductances : comme commande en durée, nous avons utilisé la commande SVM associé à un régulateur PI. Comme commande en amplitude, nous avons préféré la commande par mode glissant.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse est une continuation des travaux lancés auparavant concernant les convertisseurs multiniveaux, précisément les onduleurs multiniveaux, au niveau du laboratoire ICEPS.

Notre préoccupation dans ce travail a été de faire une étude sur les convertisseurs multicellulaires, ce qui nous a amené à faire une analyse fonctionnelle des différentes structures multicellulaires. Cette analyse a été suivie par une modélisation afin de trouver des modèles mathématiques qui décrivent fidèlement le comportement des convertisseurs multicellulaires. L'obtention des modèles mathématiques des convertisseurs multicellulaires, nous a permis d'appliquer des techniques de commande intelligente en boucle ouverte et en boucle fermée. Notre contribution peut se résumer comme suit :

- L'application de la commande linéaire par modulation des rapports cycliques à l'onduleur multicellulaire série 7 cellules et à l'onduleur multicellulaire superposé 3x2 (3 cellules, 2 étages). Cette commande assure juste la régulation des tensions flottantes.
- L'application de la commande découplante avec retour d'état non linéaire à l'onduleur multicellulaire série 7 cellules et à l'onduleur multicellulaire superposé 3x2. Cette commande présente une difficulté lors de son application à un onduleur, car elle perd sa validité lorsque le courant de charge s'annule (le courant de charge s'annule deux fois par période dans le cas d'un onduleur), ce qui rend cette commande inefficace. Ces raisons nous ont amené à développer un limiteur de courant de charge qui a pour mission d'éliminer les points zéro et les points qui sont au voisinage de zéro. Il faut noter que c'est difficile de trouver la matrice inverse d'une matrice de dimension 7x7 dans le cas d'un onduleur multicellulaire série 7 cellules et 6x6 dans le cas d'un onduleur multicellulaire superposé 3x2. La commande découplante avec retour d'état non linéaire permet un découplage total entre la tension et le courant, elle assure aussi la régulation des tensions condensateurs et du courant.
- Le développement d'une méthode de contrôle destinée aux onduleurs multicellulaires séries, parallèles de P cellules/ N niveaux et superposés de P cellules/ n étages/ N niveaux. Cette méthode est l'association entre un algorithme SVM généralisé à N niveaux et des régulateurs PI destinés à la régulation des tensions générées par les condensateurs flottants et les courants traversant les inductances de liaison.
- L'application de la commande par mode glissant à l'onduleur multicellulaire série 7 cellules, à l'onduleur multicellulaire superposé 3x2 et à l'onduleur multicellulaire parallèle 7 cellules. Cette commande est très utilisée pour le

contrôle des convertisseurs statiques grâce à sa robustesse et son insensibilité aux variations paramétriques de la charge.

À l'issue de ce travail plusieurs perspectives ont été programmées. On peut citer :

- Développer un observateur pour surveiller les tensions flottantes car la mesure directe est délicate et très coûteuse.
- Réaliser un banc d'essai expérimental alimentant plusieurs types de charges pour valider les résultats de simulation trouvés.
- Faire une étude sur les convertisseurs multicellulaires qui sont composés de cellules multicellulaires (la cellule élémentaire est composée de plusieurs cellules pour diviser encore plus les contraintes en tension et/ou en courant).
- Approfondir l'étude concernant le couplage magnétique des inductances de liaison des convertisseurs multicellulaires parallèles par des transformateurs inter-cellules.

Bibliographie

Bibliographie

- [AIM 03]- M. Aimé, « *Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [AMG 13]- B. Amghar, « *Modélisation, observabilité et commande de convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié* ». Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2013.
- [AMM 08]- H. Amimeur, « *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement* ». Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [BAK 79]- R. H. Baker, « Bridge converter circuit ». U.S. patent, N° 4 270 163, August, 1979.
- [BAR 96]- P. Bartholoméus, « *Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasi unitaire fonctionnant en mode multiniveaux. Application au chargeur de batteries* ». Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996.
- [BEN 09]- K. 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.
- [BENA 10]- M. Benadel, « *Modélisation et Simulation des Convertisseurs Statiques (Application à la Structure Multicellulaire Série)* ». Mémoire de Magister, Université M'hamed Bougara Boumerdes, 2010.
- [BOU 09]- N. Bouhalli, « *Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- [CAR 96]- P. Carrere, « *Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT* ». Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [CEL 99]- N. Celanovic, D. Boroyevich. « *A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters* ». 0-7803-5589-x/99/\$10.00©1999 IEEE.
- [CEL 00]- N. Celanovic, « *Space vector modulation and control of multilevel converters* ». Thèse de doctorat, Blacksburg, Virginia, 2000.
- [CHO 10]- A. Chouder, « *Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série* ». Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2010.
- [COS 07]- V. Costan, « *Convertisseurs parallèles entrelacés : etude des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules* ». Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

- [COU 10]- B. Cougo Franca, « *Design and optimization of inter-cell transformers for parallel multi-cell converters* ». Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [DAV 97]- P. Davencens, T. Meynard, « *Etude des convertisseurs multicellulaires parallèles* ». J. Phys III France 7, pp. 143-160, 1997.
- [DEL 03]- L. Delmas. « *Etude et mise en œuvre d'une nouvelle structure de Conversion Multicellulaire Superposée (SMC)* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [DON 00]- A. Donzel, « *Commande des convertisseurs multiniveaux : Application à un moteur asynchrone* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [ELM 12]- C.I. Elmetennani, « *Commande et optimisation par l'approche hybride d'une chaine de production photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire* ». Mémoire de master, Ecole Nationale Polytechnique El Harrach, 2012.
- [FAD 96]- M. Fadel, T.A. Meynard, « *Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: Modélisation* » EPF Grenoble, pp.115-120, 1996.
- [FOS 93]- A.J. Fossard, C.D. Normand, « *Systèmes non-linéaires* ». Masson, 1993.
- [FRI 93]- A. Frick, E. Von Westerholt, B. de Fornel, « *Nonlinear control of induction motors via input-output decoupling* », ETPE J, 1993.
- [GAL 06]- J. Gallagher, "Coupled inductors improve multiphase buck efficiency". Field Applications Engineer, Power Division, Pulse, San Diego, 2006.
- [GAT1 97]- G. Gateau, « *Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [GAT2 97]- G. Gateau, P. Maussion, T. A. Meynard, « *De la modélisation à la commande non linéaire des convertisseurs multicellulaire série. Application à la fonction hacheur* », J. Phys III France 7, 6, pp. 1277-1305, 1997.
- [GAT1 01]- G. Gateau, T. A. Meynard, H. Foch, « *Stacked Multicell Converter (SMC): properties and design* ». IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vancouver-Canada, Vol. 3, 2001, pp. 1583 1588.
- [GAT2 01]- G. Gateau, T. A. Meynard, H. Foch, « *Stacked Multicell Converter (SMC): topology and control* ». 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2001), Graz-Austria, 2001, pp. 405–410.
- [GAT 02]- G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, T.A. Meynard. « *Multicell converters: active control and observation of flying- capacitor voltages* ». IEEE transaction on industrial electronics, V.49, N°5, pp 998_1008, 2002.
- [GIR 88]- M. Girard, « *Amplificateurs de puissance* », Ediscience, ISBN 2-84074-041-9, 1988.
- [GUT 01]- M.F.E. Gutiérrez, « *Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif* ». Thèse de Doctorat, Supélec, 2001.

- [HAN 12]- S. Hanafi, M.K. Fellah, A. Guebli, E. Chiali, « *Commande du convertisseur multicellulaire série (7 cellules) par SVM avec régulation des tensions flottantes* ». 2nd International Conference on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED'12), Oran, Algeria, 2012.
- [HAN1 14]- S. Hanafi, M.K. Fellah, M. Yaichi, M.F Benkhoris, « *Nonlinear feedback decoupling control applied to stacked multicellular converter* ». Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg, 59, 1, pp. 97-106 (2014).
- [HAN2 14]- S. Hanafi, M.K. Fellah, A. Guebli, E. Chiali, « *Control with cyclic reports modulation of 3x2 stacked multicellular DC/AC converter* ». 3rd International Conference on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED'14), Oran, Algeria, 2014.
- [HAN 15]- S. Hanafi, M.K. Fellah, A. Guebli, M.F. Benkhoris, « *Control of 7 cells DC/AC flying capacitor multicellular converter with nonlinear feedback decoupling control* ». 2nd International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA 2015), Djelfa, Algeria, 2015.
- [LED 03]- A. B. Ledenev, G. G. Gurov, R. M. Porter, « *Multiple power converter system using combining transformers* ». U.S. Patent 6,545,450, 8 Avril, 2003.
- [LIE 05]- A. M. Lienhardt, G. Gateau, T. A. Meynard, « *Stacked Multicell Converter (SMC): reconstruction of flying capacitor voltages* », IEEE Industrial Electronics Conference, 2005, pp. 691–696.
- [LIE 06]- A. M. Lienhardt. « *Etude de la Commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [LI 02]- J. Li, C. R. Sullivan, A. Schultz, « *Coupled-inductor design optimization for fast response low-voltage DC/DC converters* ». IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2002, pp. 817-823, 2002.
- [MEY 92]- T. A. Meynard, H. Foch, « *Multilevel choppers for high voltage applications* ». EPEJ, Vol (2) n°1, pp-45-55, Mars 1992.
- [MEY 97]- T. A. Meynard, M. Fadel, N. Aouda, « *Modeling of multi-level converters* ». IEEE Transaction on Industrial Electronics, V.44, N°.3, pp.356-364, 1997.
- [NIC 96]- B. NICOLAS, « *Contribution à la commande des convertisseurs statiques: définition des lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [OUK 94]- A. Oukaour, J.P. Barbot, B. Le Pioufle, « *Nonlinear control of a variable frequency DC-DC converter* ». Proc IEEE Conf on Control Applications, Glasgow 1994.
- [PAR 97]- I. G. Park, S. I. Kim, « *Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel* ». Power Electronics Specialists Conference, PESC, pp.1164-1170, 1997.
- [PIO 92]- B. Le Pioufle, G. Gorgiou, J.P. Louis, « *Application des commandes non-linéaires pour la régulation en vitesse et en position de la machine synchrone autopilotée* ». J. Phys. III France 2, pp. 129-144, 1992.

- [PIN 00]- D. Pinon, « *Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [POU 01]- S. Poullain, J. L. Thomas, « *Method of regulating a rotary machine, and a power supply circuit for such a machine* ». United States Patent 6, 313, 603 B1, November 06, 2001, Brevets, au nom d'ALSTOM.
- [ROU 12]- B. Rouabah, « *Commande d'un convertisseur multicellulaire pour une application de filtrage actif* ». Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas, Sétif. 2012.
- [SAH 04]- Y. Sahali, « *Etude, modélisation et simulation des onduleurs de tension multinationaux. Etat de l'art* ». Mémoire de Magister, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, 2004.
- [SAR 06]- E. Sarraute, T. Meynard, V. Costan, E. Laboure, A. Cuniere, F. Forest, J.J. Huselstein, « *Analyse de différents montages d'inductances couplées dans les convertisseurs DC/DC parallèles entrelacés* ». EPF'06, Grenoble - France, 2006.
- [SLO 90]- J.J.E. Slotine, W. Li, « *Applied non-linear control* ». Prentice Hall, 1990.
- [SLO 91]- J.J.E. Slotine, « *Applied non-linear control* ». Edition of Massachusetts institute of technology. Prentice hall 1991.
- [TAC 98]- O. Tachon, « *Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [TLE 07]- A. Tlemçani, « *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, ENP, 2007.
- [WES 94]- E. Von Westerholt, « *Commande non linéaire d'une machine asynchrone* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1994.
- [WON 00]- P. Wong, Q. Wu, P. Xu, B. Yang, F. C. Lee, « *Investigating coupling inductors in interleaving QSW VRM* ». IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC, pp. 973- 978, 2000.
- [WON1 01]- P. Wong, Q. Wu, P. Xu, B. Yang, F. C. Lee, « *Performance Improvements of Interleaving VRMs with coupling inductors* ». IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 4, pp.499-507, 2001.
- [WON2 01]- P. Wong, « *Performance improvements of multi-channel interleaving voltage regulator modules with integrated coupled inductors* ». Thèse de doctorat, Institut polytechnique de Virginie, Blacksburg, 2001.
- [YAI 06]- M. Yaichi, « *Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM appliquée aux onduleurs multinationaux* ». Mémoire de magister, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, 2006.
- [ZUM 03]- P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos and J. Uceda, « *Magnetic integration for interleaved converters* ». IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, pp.1143-1149, 2003.

[ZUM 05]- P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos and J. Uceda, « *Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers* ». IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2002, pp. 385-391, 2005.

Annexes

Annexe A :

Calcul théorique du spectre de la tension de sortie d'un onduleur 4 niveaux commandé en MLI naturelle [AIM 03].

L'annexe qui suit présente le calcul théorique « classique » permettant de déterminer le spectre harmonique d'une tension découpée, obtenue en sortie d'un onduleur à 2 niveaux commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion. Ce calcul, présenté entre autres dans [GIR 88], se déroule en deux étapes.

Il s'agit tout d'abord de décomposer en série de Fourier un signal carré périodique de rapport cyclique constant. Nous allons démontrer que chaque coefficient de Fourier est alors une fonction sinusoïdale du rapport cyclique.

Nous allons ensuite exprimer le fait que le rapport cyclique varie lentement au cours du temps. En particulier, si le signal modulant est sinusoïdal, alors le rapport cyclique varie lui aussi de manière sinusoïdale. En remplaçant son expression dans la décomposition en série de Fourier de la tension découpée, nous obtiendrons le spectre de la tension MLI à deux niveaux.

Le passage à une tension multiveaux s'effectuera naturellement. Il suffira de considérer celle-ci comme la somme de plusieurs tensions deux niveaux. Nous verrons, au cours de cette sommation, comment le déphasage régulier des porteuses triangulaires permet d'annuler certaines raies harmoniques.

1- Signal de rapport cyclique constant

Nous allons tout d'abord décomposer en série de Fourier le signal de rapport cyclique constant représenté ci-dessous.

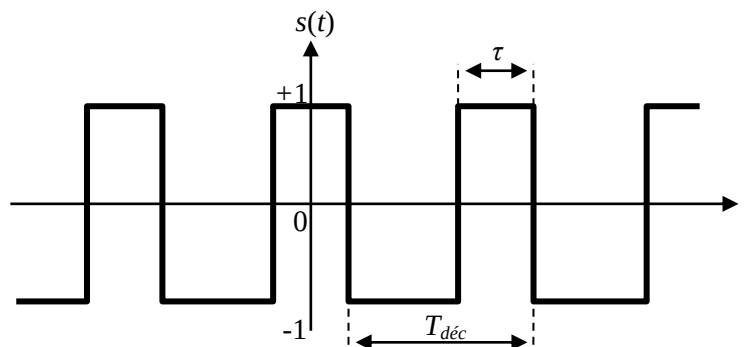


Figure 1- Signal carré périodique de rapport cyclique constant.

Ce signal correspond à une tension découpée obtenue en sortie d'un onduleur deux niveaux. Nous avons volontairement choisi une échelle réduite d'amplitude (entre -1 et 1) pour $s(t)$. Nous avons également choisi l'origine des dates de manière à centrer le créneau de $s(t)$ sur celle-ci. Par la suite nous allons adopter les notations ci-dessous :

- T_{dec} : période du signal $s(t)$ (période de découpage).
- $f_{dec} = \frac{1}{T_{dec}}$: fréquence de découpage.
- $\omega_{dec} = \frac{2\pi}{T_{dec}}$: pulsation correspondant à la fréquence de découpage.

- t : durée de l'état haut du signal $s(t)$.
- $\mathfrak{R} = \frac{\tau}{T_{déc}}$: rapport cyclique ($0 \leq \mathfrak{R} \leq 1$).

Puisque le signal s est périodique de période $T_{déc}$, il est possible de le décomposer en série de Fourier. Nous allons, par conséquent, chercher une expression de la forme :

$$s(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} C_n \cdot \cos(n\omega_{déc}t + \phi_n) \quad (\text{A.1})$$

A_0 représente la valeur moyenne du signal $s(t)$. Elle peut être calculée par l'expression :

$$A_0 = \frac{1}{T_{déc}} \int_{-\frac{T_{déc}}{2}}^{\frac{T_{déc}}{2}} s(t) \cdot dt \quad (\text{A.2})$$

Le déroulement de ce calcul nous conduit au résultat :

$$A_0 = \frac{2\tau}{T_{déc}} - 1 = 2\mathfrak{R} - 1 \quad (\text{A.3})$$

C_n et ϕ_n représentent respectivement l'amplitude et la phase de l'harmonique de rang n . Ces deux grandeurs sont calculées à partir du coefficient complexe de Fourier de rang n .

$$\underline{C}_n = \frac{2}{T_{déc}} \cdot \int_{-\frac{T_{déc}}{2}}^{\frac{T_{déc}}{2}} s(t) \cdot e^{-jn\omega_{déc}t} \cdot dt \quad (\text{A.4})$$

$$\text{Puis} \begin{cases} C_n = |\underline{C}_n| \\ \phi_n = \arg(\underline{C}_n) \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Le calcul de $\underline{C}_n$ par l'expression (A.4) nous donne :

$$\underline{C}_n = \frac{4}{n\pi} \cdot \sin(n\pi \cdot \mathfrak{R}) \quad (\text{A.6})$$

Ainsi, les coefficients de Fourier dépendent du rapport cyclique $\mathfrak{R}$. Calculons maintenant C_n et ϕ_n .

- Dans le cas où $\sin(n\pi \cdot \mathfrak{R}) \geq 0$, nous avons :
$$\begin{cases} C_n = \frac{4}{n\pi} \cdot \sin(n\pi \cdot \mathfrak{R}) \\ \phi_n = 0 \end{cases}$$
- Dans le cas où $\sin(n\pi \cdot \mathfrak{R}) < 0$, nous avons :
$$\begin{cases} C_n = -\frac{4}{n\pi} \cdot \sin(n\pi \cdot \mathfrak{R}) \\ \phi_n = \pi \end{cases}$$

Dans les deux cas, l'harmonique de rang n de la tension réduite $s(t)$ vaut :

$$C_n \cdot \cos(n\omega_{déc}t + \phi_n) = \frac{4}{n\pi} \sin(n\pi \cdot \mathfrak{R}) \cdot \cos(n\omega_{déc}t) \quad (\text{A.7})$$

D'où le développement en série de Fourier de $s(t)$:

$$s(t) = (2\mathfrak{R} - 1) + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin(n\pi.\mathfrak{R}).\cos(n\omega_{dec}t) \quad (A.8)$$

2- Modulation de la largeur d'impulsion

2.1-Relation entre le signal modulant et le rapport cyclique

Dans le cas d'un onduleur commandé en MLI naturelle, la largeur des impulsions de $s(t)$ est déterminée par un signal modulant qui intercepte une porteuse triangulaire. Nous choisissons un signal modulant sinusoïdal de la forme :

$$e(t) = M.\sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (A.9)$$

Avec : M : profondeur de modulation ($0 \leq M \leq 1$).

$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$: fréquence du signal modulant.

La porteuse triangulaire évolue entre -1 et $+1$, et elle est choisie de période T_{dec} , comme indiqué sur la Figure 2.

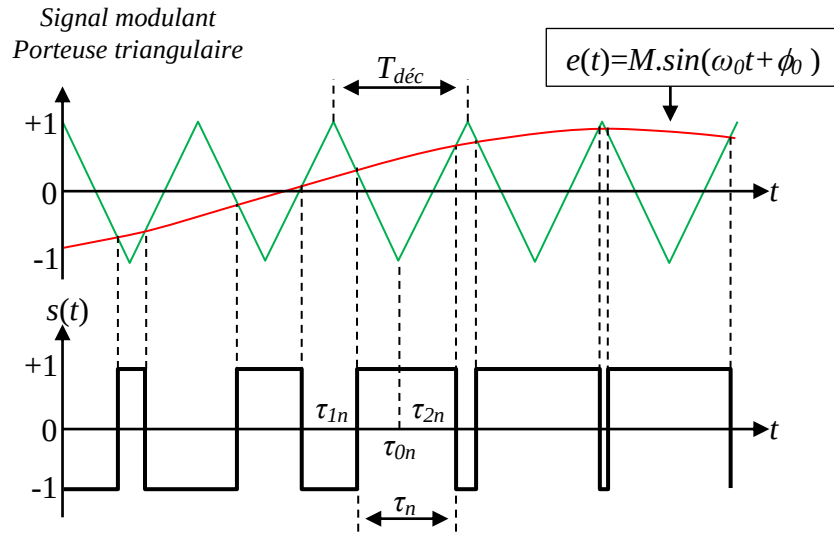


Figure 2- MLI deux niveaux: détermination des instants de commutation.

La relation entre la valeur du signal modulant et celle du rapport cyclique n'est pas à priori évidente. Cependant, dans le cas où la fréquence du signal modulant (f_0) est très faible devant celle de la porteuse triangulaire, il est possible de donner une expression approximative du rapport cyclique $\mathfrak{R}(t)$:

$$\text{Si : } e(t) = M.\sin(\omega_0 t + \phi_0), \quad \text{et } \omega_0 t \ll \omega_{dec}$$

Alors :

$$\mathfrak{R}(t) \approx \frac{1}{2}.(1 + M.\sin(\omega_0 t + \phi_0)) \quad (A.10)$$

Cette expression du rapport cyclique est en toute rigueur inexacte. Comment peut-on en effet concevoir un rapport cyclique qui varie continuellement en fonction du temps ? Le calcul exposé ci-dessous apporte des éléments de réponse à cette question.

Pour calculer l'évolution temporelle du rapport cyclique, il nous faut avant tout « discrétiser » le temps : nous allons considérer la $n^{\text{ème}}$ période de découpage, et calculer la valeur du rapport cyclique sur cette période. La Figure 3 représente cette $n^{\text{ème}}$ période de découpage.

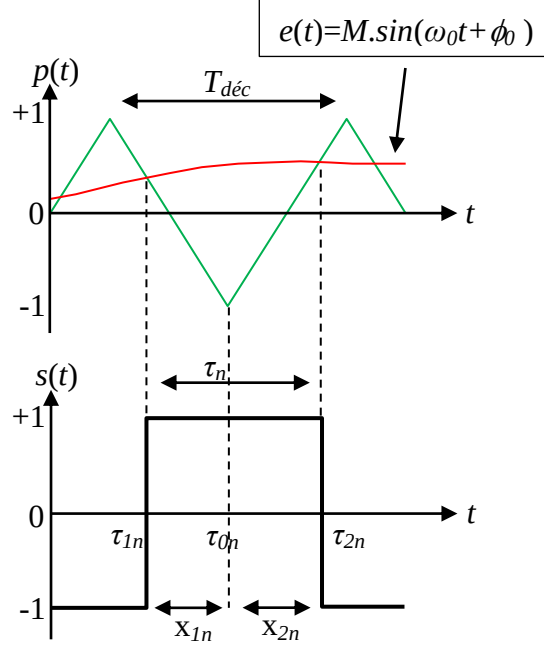


Figure 3- Motif de MLI associé à la $n^{\text{ème}}$ période de découpage.

Nous définissons ensuite trois suites numériques (t_{0n}) , (t_{1n}) et (t_{2n}) .

- t_{0n} (n entier naturel) représente la date du milieu du $n^{\text{ème}}$ motif du signal $s(t)$.
- t_{1n} (n entier naturel) représente la date du $n^{\text{ème}}$ front montant.
- t_{2n} (n entier naturel) représente la date du $n^{\text{ème}}$ front descendant.

La durée de l'état haut du signal $s(t)$ est alors égale à la différence entre t_{2n} et t_{1n} :

$$\tau_n = t_{2n} - t_{1n} \quad (\text{A.11})$$

Et la valeur du rapport cyclique est donnée par l'équation (A.12) :

$$\mathfrak{R}_n = \frac{t_{2n} - t_{1n}}{T_{\text{dec}}} \quad (\text{A.12})$$

Pour calculer chaque terme de la suite numérique $(\mathfrak{R}_n)$, il faut déterminer les instants t_{1n} et t_{2n} , quel que soit n . Donc il nous faut résoudre le système d'équations :

$$\begin{cases} p(t_{1n}) = e(t_{1n}) \\ p(t_{2n}) = e(t_{2n}) \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Il est aisé de trouver l'équation de la porteuse sur la $n^{\text{ème}}$ période de découpage :

- Pour : $t \in \left[t_{0n} - \frac{T_{\text{dec}}}{2}; t_{0n} \right]$, $p(t) = -1 - 4 \cdot \frac{t - t_{0n}}{T_{\text{dec}}}$.

- Pour : $t \in \left[t_{on}; t_{on} + \frac{T_{déc}}{2} \right], p(t) = -1 + 4 \cdot \frac{t - t_{on}}{T_{déc}}.$

Le système d'équations (A.13) devient alors :

$$\begin{cases} -1 - 4 \cdot \frac{t_{1n} - t_{on}}{T_{déc}} = M \cdot \sin(\omega_0 t_{1n} + \phi_0) \\ -1 + 4 \cdot \frac{t_{2n} - t_{on}}{T_{déc}} = M \cdot \sin(\omega_0 t_{2n} + \phi_0) \end{cases} \quad (A.14)$$

Nous ne savons pas résoudre littéralement les équations du système (A.14), c'est pourquoi nous allons être amenés à simplifier ce système en effectuant des approximations. Introduisons tout d'abord les suites numériques auxiliaires (x_{1n}) et (x_{2n}) définies par :

$$\begin{cases} x_{1n} = t_{on} - t_{1n} \\ x_{2n} = t_{2n} - t_{on} \end{cases} \quad (A.15)$$

Où : n est un entier naturel.

Nous avons, par conséquent, la relation (A.16) :

$$\tau_n = x_{1n} - x_{2n} \quad (A.16)$$

Le système d'équations (A.14) devient :

$$\begin{cases} -1 - 4 \cdot \frac{x_{1n}}{T_{déc}} = M \cdot \sin(\omega_0 t_{on} - \omega_0 x_{1n} + \phi_0) \\ -1 + 4 \cdot \frac{x_{2n}}{T_{déc}} = M \cdot \sin(\omega_0 t_{on} - \omega_0 x_{2n} + \phi_0) \end{cases} \quad (A.17)$$

L'addition membre à membre des équations du système (A.17) nous donne :

$$-2 + 4 \cdot \frac{x_{1n} + x_{2n}}{T_{déc}} = 2M \cdot \sin\left(\omega_0 t_{on} + \omega_0 \cdot \frac{x_{2n} + x_{1n}}{2} + \phi_0\right) \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot \frac{x_{1n} + x_{2n}}{2}\right) \quad (A.18)$$

De même, la soustraction membre à membre des deux équations du système (A.17) nous donne :

$$4 \cdot \frac{x_{1n} - x_{2n}}{T_{déc}} = 2M \cdot \cos\left(\omega_0 t_{on} + \omega_0 \cdot \frac{x_{2n} + x_{1n}}{2} + \phi_0\right) \cdot \sin\left(\omega_0 \cdot \frac{x_{1n} + x_{2n}}{2}\right) \quad (A.19)$$

Les expressions (A.18) et (A.19) font apparaître la durée t_n de l'état haut du $n^{ème}$ motif de découpage. D'autre part, nous supposons que la fréquence du signal modulant est très faible par rapport à celle de la porteuse triangulaire :

$$f_0 \ll f_{déc} \quad \text{équivalent à} \quad T_{déc} \ll T_0$$

Comme $0 \leq \tau_n \leq T_{déc}$, nous en déduisons que $\tau_n \ll T_0$, soit :

$$\omega_0 \cdot \tau_n \ll 2\pi \quad (A.20)$$

Effectuons le développement limité à l'ordre 0 des quantités $\sin(\omega_0 \cdot \tau_n / 2)$ et $\cos(\omega_0 \cdot \tau_n / 2)$. Il vient :

$$\begin{cases} \sin\left(\omega_0 \cdot \frac{\tau_n}{2}\right) \approx 0 \\ \cos\left(\omega_0 \cdot \frac{\tau_n}{2}\right) \approx 1 \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

Le développement limité à l'ordre 0 des équations (A.18) et (A.19) nous donne par conséquent :

$$\begin{cases} -1 + 2 \cdot \frac{\tau_n}{T_{déc}} \approx M \cdot \sin\left(\omega_0 t_{0n} - \omega_0 \frac{x_{2n} - x_{1n}}{2} + \phi_0\right) \\ 4 \cdot \frac{x_{2n} - x_{1n}}{T_{déc}} \approx 0 \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

D'où :

$$\begin{cases} x_{2n} \approx x_{1n} \\ \mathfrak{R}_n = \frac{\tau_n}{T_{déc}} \approx \frac{1}{2} [1 + M \cdot \sin(\omega_0 t_{0n} + \phi_0)] \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

Le système d'équations (A.23) montre que si le signal modulant est à une fréquence très basse par rapport à celle de la porteuse, alors les créneaux de MLI sont presque symétriques ($x_{2n} \approx x_{1n}$). De plus, la valeur du rapport cyclique sur la $n^{ème}$ période de découpage ne dépend que de la date du milieu du $n^{ème}$ motif (t_{0n}). A partir de la deuxième équation de (A.23), en considérant que la période de découpage $T_{déc}$ est très faible devant la période de modulante (T_0), nous pouvons passer à un modèle moyen du rapport cyclique, en écrivant :

$$\mathfrak{R}(t) \approx \frac{1}{2} (1 + M \cdot \sin(\omega_0 t_{0n} + \phi_0)) \quad (\text{A.24})$$

2.2-Développement en série de Fourier du signal MLI deux niveaux

Pour effectuer le développement en série de Fourier du signal modulé en largeur d'impulsion, nous allons reprendre l'expression (A.8) obtenue dans le cas du signal non modulé, et remplacer le rapport cyclique par sa fonction sinusoïdale du temps (équation (A.24)). En remarquant que :

$$2\mathfrak{R}(t) - 1 = M \cdot \sin(\omega_0 t_{0n} + \phi_0) \quad (\text{A.25})$$

Nous obtenons :

$$s(t) = M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \cdot \sin\left[\frac{n\pi}{2} \cdot (1 + M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0))\right] \cdot \cos(n\omega_{déc} t) \quad (\text{A.26})$$

Posons :

$$u_n(t) = \sin\left(\frac{n\pi}{2} \cdot (1 + M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0))\right) \quad (\text{A.27})$$

La principale difficulté consiste maintenant à décomposer en série de Fourier la quantité $u_n(t)$. Nous allons pour cela devoir séparer le cas où n est pair, et celui où n est impair.

- Lorsque n est pair, il existe un entier naturel k tel que $n=2k$. Nous avons alors dans ce cas :

$$u_{2k}(t) = (-1)^k \cdot \sin(kM\pi \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0)) \quad (\text{A.28})$$

La fonction $t \mapsto u_{2k}(t)$ est périodique de période $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$. Elle est donc décomposable en série de Fourier. Pour effectuer cette décomposition, nous allons faire intervenir les fonctions de Bessel de 1^{ère} espèce, et utiliser la propriété suivante :

Pour tout couple de réels $(z ; \theta)$, la quantité $\sin(z \cdot \sin \theta)$ est décomposable en série de Fourier et :

$$\sin(z \cdot \sin \theta) = 2 \cdot \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p-1}(z) \cdot \sin((2p-1)\theta) \quad (\text{A.29})$$

$J_1, J_3, \dots, J_{2p-1}, \dots$ sont les fonctions de Bessel de première espèce. Dans notre cas, z et θ valent :

$$\begin{cases} z = kM\pi \\ \theta = \omega_0 t + \phi_0 \end{cases}$$

Donc :

$$u_{2k}(t) = (-1)^k \cdot 2 \cdot \sum_{p=1}^{+\infty} J_{2p-1}(kM\pi) \cdot \sin((2p-1)(\omega_0 t + \phi_0)) \quad (\text{A.30})$$

- Lorsque n est impair, il existe un entier naturel k tel que $n=2k+1$. Nous avons alors dans ce cas :

$$u_{2k+1}(t) = (-1)^k \cdot \cos\left(\left(k + \frac{1}{2}\right)M\pi \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0)\right) \quad (\text{A.31})$$

Là encore, la fonction $t \mapsto u_{2k+1}(t)$ est périodique de période $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$. Elle est

donc décomposable en série de Fourier. Pour effectuer cette décomposition, Nous utilisons à nouveau une propriété des fonctions de Bessel :

Pour tout couple de réels $(z ; \theta)$, la quantité $\cos(z \cdot \sin \theta)$ est décomposable en série de Fourier et :

$$\cos(z \cdot \sin \theta) = J_0(z) + 2 \cdot \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p}(z) \cdot \cos(2p\theta) \quad (\text{A.32})$$

$J_0, J_2, \dots, J_{2p}, \dots$ sont les fonctions de Bessel de première espèce. Dans ce deuxième cas, z et θ valent :

$$\begin{cases} z = \left(k + \frac{1}{2}\right)M\pi \\ \theta = \omega_0 t + \phi_0 \end{cases}$$

Donc :

$$u_{2k+1}(t) = \left| \begin{aligned} &(-1)^k \cdot J_0 \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) M\pi \right) \\ &+ (-1)^k \cdot 2 \cdot \sum_{p=1}^{+\infty} J_{2p} \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) M\pi \right) \cdot \cos(2p \cdot (\omega_0 t + \phi_0)) \end{aligned} \right. \quad (\text{A.33})$$

Revenons maintenant à l'expression générale de $s(t)$ donnée par (A.26).

$$u_{2k+1}(t) = \left| \begin{aligned} &M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \\ &+ \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} \cdot u_{2k+1}(t) \cdot \cos((2k+1) \cdot \omega_{d\acute{e}c} t) \\ &+ \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4}{2k\pi} \cdot u_{2k}(t) \cdot \cos(2k \cdot \omega_{d\acute{e}c} t) \end{aligned} \right. \quad (\text{A.34})$$

Dans l'expression (A.34), nous remarquons tout d'abord le terme fondamental égal à $M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0)$. Ce terme fondamental est égal au signal modulant $e(t)$. Ceci explique pourquoi lors du tracé des courbes de réponse fréquentielle, nous avons trouvé un gain unitaire et un déphasage nul pour de faibles fréquences de signal modulant. A partir de (A.34), remplaçons les termes $u_{2k}(t)$ et $u_{2k+1}(t)$ par leur expression issue de (A.30) et (A.33) :

- Le produit $u_{2k+1}(t) \cdot \cos((2k+1) \cdot \omega_{d\acute{e}c} t)$ fait alors apparaître une somme de termes de la forme $\cos((2k+1) \cdot \omega_{d\acute{e}c} t) \times \cos(2p(\omega_0 t + \phi_0))$ (avec $k \geq 0$ et $p \geq 1$). Nous pouvons décomposer chacun de ces produits en la somme de deux cosinus. Ainsi, la $(2k+1)^{\text{ème}}$ famille de raies harmoniques est donnée par l'expression (A.35) :

$$\begin{aligned} &\frac{4}{(2k+1)\pi} \cdot u_{2k+1}(t) \cdot \cos((2k+1) \cdot \omega_{d\acute{e}c} t) = \\ &\left\{ \begin{aligned} &\frac{4}{(2k+1)\pi} \cdot (-1)^k \cdot J_0 \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) M\pi \right) \cdot \cos((2k+1) \cdot \omega_{d\acute{e}c} t) \\ &+ \frac{4}{(2k+1)\pi} \cdot (-1)^k \cdot \sum_{p=1}^{+\infty} J_{2p} \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) M\pi \right) \cdot \left[\cos((2k+1) \cdot \omega_{d\acute{e}c} t + 2p(\omega_0 t + \phi_0)) \right. \\ &\quad \left. + \cos((2k+1) \cdot \omega_{d\acute{e}c} t - 2p(\omega_0 t + \phi_0)) \right] \end{aligned} \right. \quad (\text{A.35}) \end{aligned}$$

Ceci nous montre que la $(2k+1)^{\text{ème}}$ famille de raies harmoniques est composée :

- D'une raie centrale de fréquence $(2k+1) \cdot f_{d\acute{e}c}$ et d'amplitude

$$\frac{4}{(2k+1)\pi} \cdot (-1)^k \cdot J_0 \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) M\pi \right)$$

- D'un certain nombre de raies latérales de fréquences $(2k+1) \cdot f_{d\acute{e}c} + 2pf_0$ et

$$(2k+1) \cdot f_{d\acute{e}c} - 2pf_0, \text{ et d'amplitude } \frac{4}{(2k+1)\pi} \cdot (-1)^k \cdot J_{2p} \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) M\pi \right).$$

L'écart fréquentiel séparant deux raies harmoniques consécutives vaut $2f_0$. Remarquons que les raies de fréquence $(2k+1) \cdot f_{d\acute{e}c} + 2pf_0$ et $(2k+1) \cdot f_{d\acute{e}c} - 2pf_0$ sont « symétriques » par rapport à la raie centrale, et qu'elles sont de

même amplitude. D'autre part, la quantité $J_{2p}\left(\left(k+\frac{1}{2}\right)M\pi\right)$ tend rapidement vers zéro lorsque p augmente. Ainsi, l'amplitude des raies harmoniques latérales de la $(2k+1)^{ème}$ famille devient vite négligeable quand on s'éloigne de la raie centrale.

- Le produit $u_{2k}(t).cos(2k\omega_{déc}t)$ fait apparaître une somme de termes de la forme $cos(2k\omega_{déc}t) \times sin((2p-1)(\omega_0t + \phi_0))$ (avec $k \geq 1$ et $p \geq 1$). Nous pouvons décomposer chacun de ces produits en la différence de deux sinus. Ainsi, la $(2k)^{ème}$ famille de raies harmoniques est donnée par l'expression (A.36) :

$$\begin{aligned} \frac{4}{2k\pi} u_{2k}(t).cos(2k\omega_{déc}t) = \\ \frac{4}{2k\pi} .(-1)^k . \sum_{p=1}^{+\infty} J_{2p-1}(kM\pi) . \begin{cases} sin((2k\omega_{déc}t) + (2p-1)(\omega_0t + \phi_0)) \\ - sin((2k\omega_{déc}t) - (2p-1)(\omega_0t + \phi_0)) \end{cases} \end{aligned} \quad (A.36)$$

L'expression (A.36) nous montre que la $(2k)^{ème}$ famille de raies harmoniques ne possède pas de raie centrale, contrairement aux familles d'ordre impair. Les raies harmoniques de la $(2k)^{ème}$ famille se situent aux fréquences $2k.f_{déc} + (2p-1).f_0$ et $2k.f_{déc} - (2p-1).f_0$. Là encore, les deux raies symétriques par rapport à la fréquence $2k.f_{déc}$ sont de même amplitude. L'écart fréquentiel entre deux raies consécutives vaut $2f_0$.

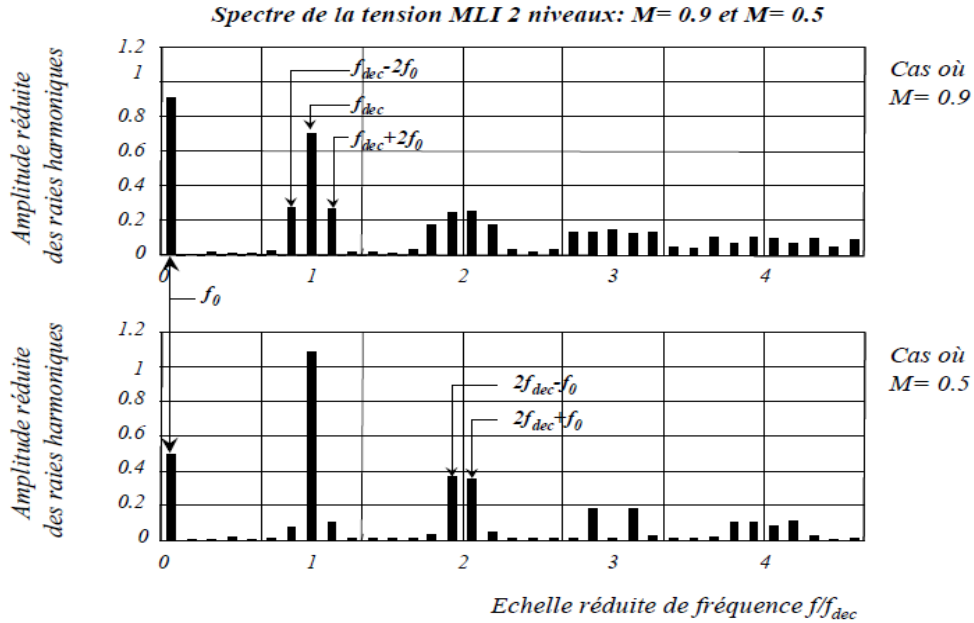


Figure 4- Spectre d'une tension MLI deux niveaux, avec deux valeurs différentes de profondeur de modulation ($M=0.9$ et $M=0.5$) et un rapport fréquentiel $f_0/f_{déc}=1/15$.

La Figure 4 donne un exemple de spectres d'une tension MLI deux niveaux obtenus par simulation, en utilisant la transformée rapide de Fourier. Les deux spectres de cette figure ont été tracés avec deux valeurs différentes de profondeur de modulation ($M=0.9$ et $M=0.5$), et un rapport fréquentiel $f_0/f_{déc}$ égal à $1/15$. Sur ces deux spectres, nous retrouvons bien la raie fondamentale à f_0 , et les familles de raies harmoniques centrées sur $n.f_{déc}$. Les familles de rang impair possèdent une raie centrale à $(2k+1).f_{déc}$, et des raies latérales à $(2k+1).f_{déc} \pm 2pf_0$.

Les familles de rang pair ne possèdent pas de raie centrale, et leurs raies latérales se situent aux fréquences $2k \cdot f_{dec} \pm (2p-1) \cdot f_0$. La comparaison des deux spectres montre que l'amplitude des raies harmoniques dépend grandement de la profondeur de modulation. Le fait de diminuer celle-ci semble resserrer chaque famille autour de sa fréquence centrale $n \cdot f_{dec}$, tout en augmentant l'amplitude des raies les plus proches de cette fréquence centrale.

3- Calcul du spectre d'une tension MLI 4 niveaux

La tension MLI à 4 niveaux peut être considérée comme la somme de trois tensions MLI deux niveaux générées par le même signal modulant, mais avec trois porteuses régulièrement déphasées entre elles. Le synoptique de la Figure 5 illustre la reconstitution d'une tension MLI à 4 niveaux à partir de 3 tensions MLI à deux niveaux.

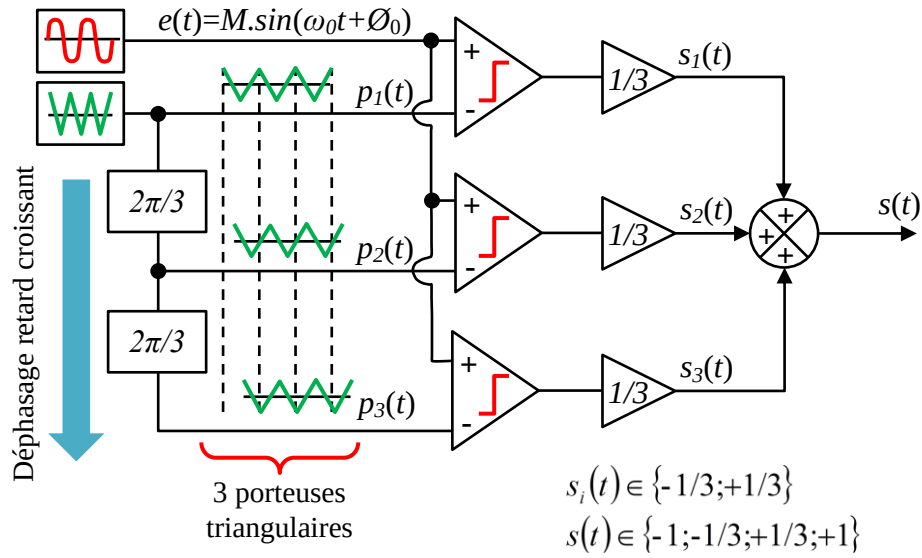


Figure 5- Reconstitution d'une tension MLI à 4 niveaux à partir de 3 tensions MLI à deux niveaux.

Sur cette figure, les trois comparateurs sont attaqués par le même signal modulant.

$$e(t) = M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (\text{avec } 0 \leq M \leq 1)$$

Les trois porteuses triangulaires sont toutes identiques à un déphasage de $(2\pi/3)$ près. Nous avons, par conséquent :

$$\begin{cases} p_2(t) = p_1\left(t - \frac{T_{dec}}{3}\right) \\ p_3(t) = p_1\left(t - \frac{2T_{dec}}{3}\right) \end{cases} \quad (A.37)$$

D'autre part, pour conserver une tension réduite $s(t)$ comprise entre -1 et $+1$, nous avons introduit 3 gains égaux à $1/3$ dans le modèle de calcul présenté en Figure 5. Nous allons maintenant décomposer en série de Fourier chacune des tensions modulées $s_1(t)$, $s_2(t)$ et $s_3(t)$, avant de les sommer. Pour chacune de ces trois tensions, l'équation (A.26) reste valable, à condition de tenir compte du gain de $1/3$, et du déphasage de la porteuse triangulaire par rapport à la porteuse de référence. Nous avons ainsi, pour i entier naturel compris entre 1 et 3 :

$$s_i(t) = \frac{1}{3} \times \left| M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) + \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \cdot u_n(t) \cdot \cos\left(n\omega_{déc} \left(t - (i-1) \cdot \frac{T_{déc}}{3}\right)\right) \right| \quad (\text{A.38})$$

Avec :

$$u_n(t) = \sin\left(\frac{n\pi}{2} \cdot (1 + M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0))\right) \quad (\text{A.27})$$

Dans l'équation (A.38), le terme fondamental ne dépend pas de l'angle de calage de la porteuse triangulaire, ni même des termes en $u_n(t)$. En effet, la quantité $u_n(t)$ traduit le fait que le rapport cyclique varie au cours du temps. Le fait de passer à un modèle moyen du rapport cyclique rend celui-ci indépendant du calage de la porteuse triangulaire. Le déphasage des porteuses intervient donc uniquement dans le terme $\cos\left(n\omega_{déc} \left(t - (i-1) \cdot \frac{T_{déc}}{3}\right)\right)$. Ce terme peut-être simplifié en remarquant que la pulsation $\omega_{déc}$ et la période $T_{déc}$ sont liées par la relation $\omega_{déc} \cdot T_{déc} = 2\pi$. Nous obtenons :

$$\cos\left(n\omega_{déc} \left(t - (i-1) \cdot \frac{T_{déc}}{3}\right)\right) = \cos\left(n\omega_{déc} t - n(i-1) \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A.39})$$

Calculons maintenant le spectre de la tension $s(t)$ à 4 niveaux. Nous avons :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{i=3} s_i(t) \quad (\text{A.40})$$

D'après les relations (A.38) et (A.40), nous obtenons :

$$s(t) = \left| M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) + \frac{1}{3} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \cdot u_n(t) \cdot \sum_{i=1}^{i=3} \cos\left(n\omega_{déc} t - n(i-1) \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right| \quad (\text{A.41})$$

Evaluons maintenant le terme $\sum_{i=1}^{i=3} \cos\left(n\omega_{déc} t - n(i-1) \cdot \frac{2\pi}{3}\right)$ ($1 \leq i \leq 3$).

- Si n n'est pas un multiple de 3, alors ce terme est nul. En effet, nous pouvons dans ce cas nous ramener à une somme de la forme :

$$\cos \theta + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) = 0 \quad (\text{avec : } \theta = n\omega_{déc} t).$$

- Si n est multiple de 3, alors la quantité $n(i-1) \cdot \frac{2\pi}{3}$ est un multiple de 2π . Donc :

$$\sum_{i=1}^{i=3} \cos\left(n\omega_{déc} t - n(i-1) \cdot \frac{2\pi}{3}\right) = 3 \cdot \cos(n\omega_{déc} t) \quad (\text{A.42})$$

Finalement, l'expression (A.41) se simplifie de la manière suivante :

$$s(t) = \left| \begin{aligned} &M \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \\ &+ \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{4}{3m\pi} \cdot u_{3m}(t) \cdot \cos(3m\omega_{dec}t) \end{aligned} \right. \quad (A.43)$$

Ainsi, le spectre de la tension $s(t)$ à 4 niveaux conserve uniquement les familles harmoniques multiples de 3. Toutes les autres familles de raies se compensent lors de l'addition des 3 tensions à deux niveaux. La Figure 6 montre les spectres obtenus dans des conditions identiques par simulation d'une tension MLI à deux niveaux et d'une tension MLI à 4 niveaux. Sur le graphe du haut, le spectre de la tension MLI à 2 niveaux possède toutes les familles de raies harmoniques. Le graphe du bas représente le spectre de la tension MLI à 4 niveaux. Toutes les familles harmoniques dont le rang n 'est pas multiple de 3 y ont disparu (familles 1, 2, 4, 5, 7). Par contre, les familles de rang multiple de trois restent inchangées par rapport au spectre de la tension à 2 niveaux.

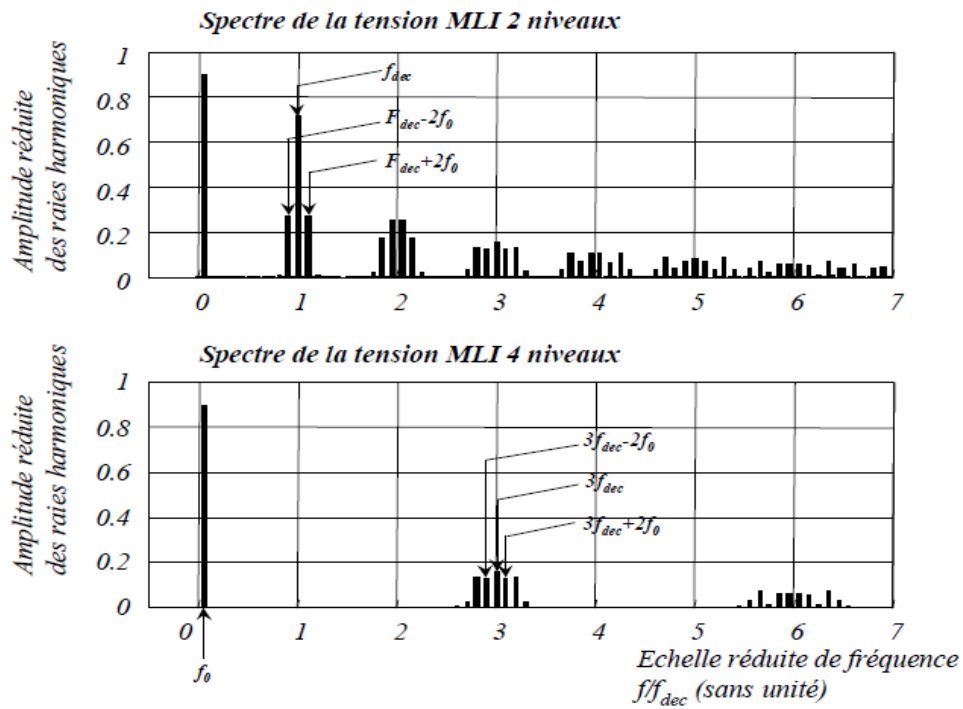


Figure 6- Comparaison des spectres obtenus en MLI à 2 niveaux et en MLI à 4 niveaux (rapport fréquentiel: $f_0/f_{dec}=0.05$, profondeur de modulation: $M=0.9$).

Annexe B :

Schémas bloc MATLAB/SIMULINK des simulations.

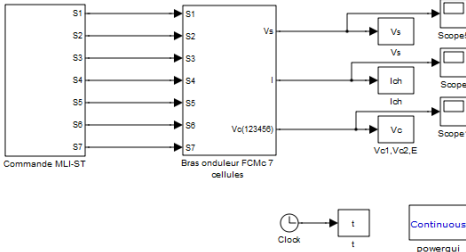


Figure 1- Bras onduleur FCMC 7 cellules, alimentant une charge R-L, commandé par MLI-ST.

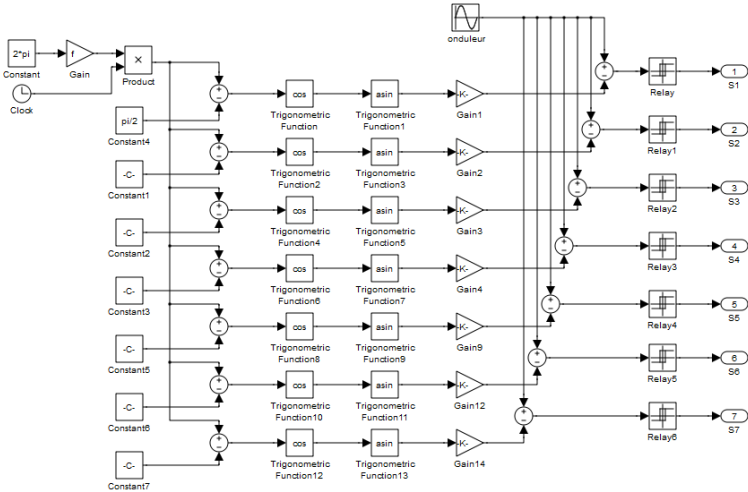


Figure 2- Bloc commande MLI-ST du bras onduleur FCMC 7 cellules.

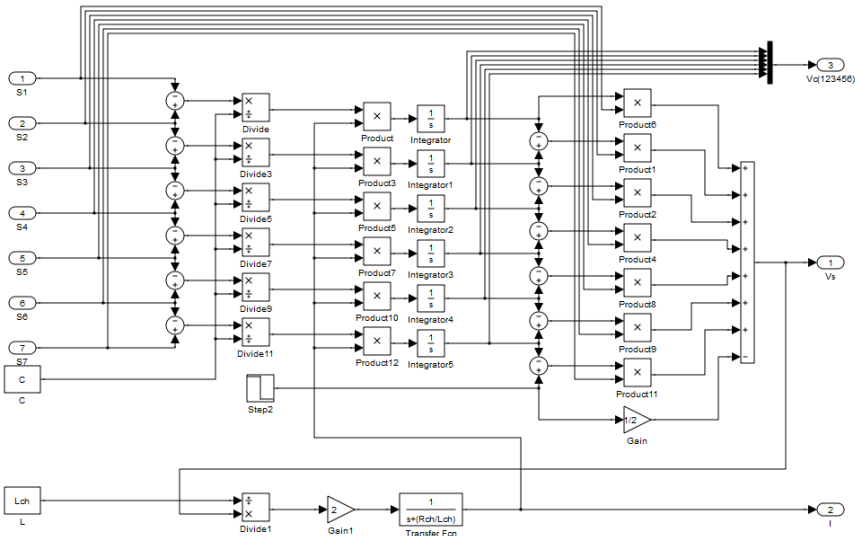


Figure 3- Bras onduleur FCMC 7 cellules alimentant une charge R-L.

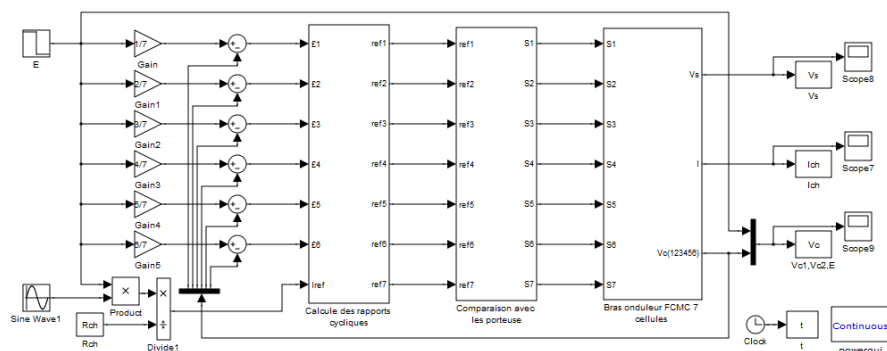


Figure 4- Bras onduleur FCMC 7 cellules, alimentant une charge R-L, contrôlé par la commande par modulation des rapports cycliques.

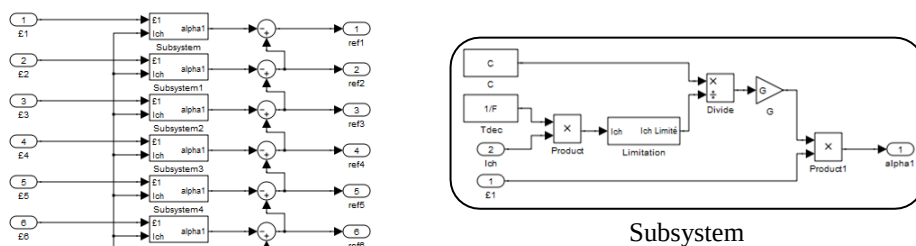


Figure 5- Bloc calculs des rapports cycliques.

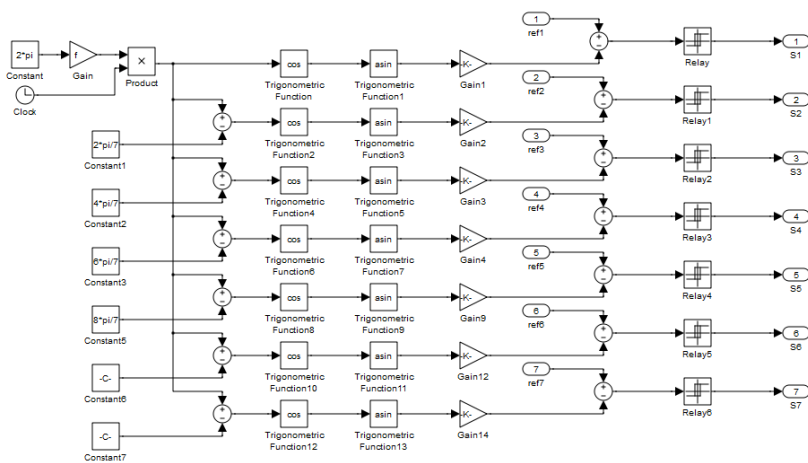


Figure 6- Bloc comparaison avec les porteuses.

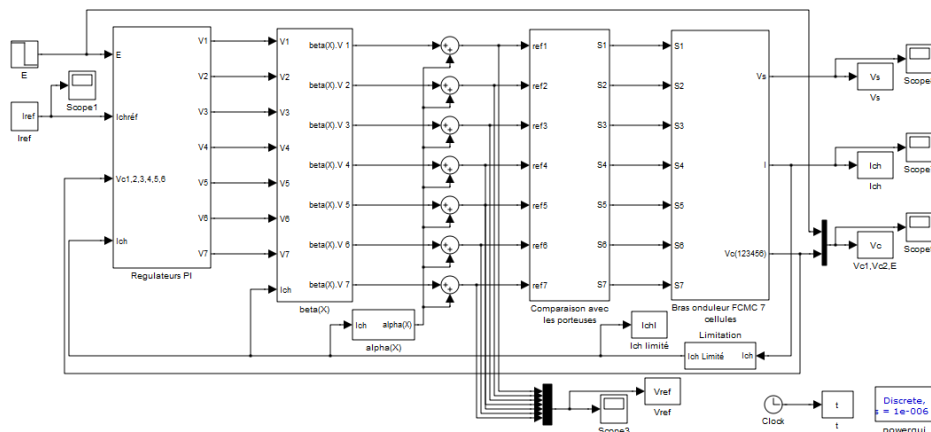


Figure 7- Bras onduleur FCMC 7 cellules, alimentant une charge R-L, contrôlé par la commande découplante avec retour d'état non linéaire.

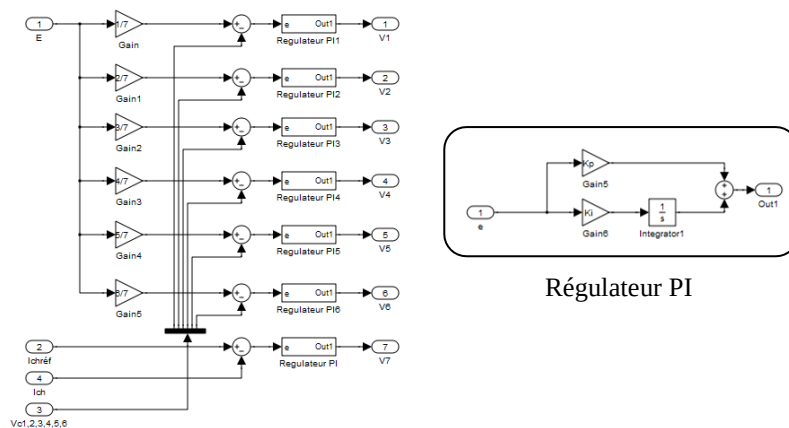


Figure 8- Bloc régulation avec régulateurs PI.

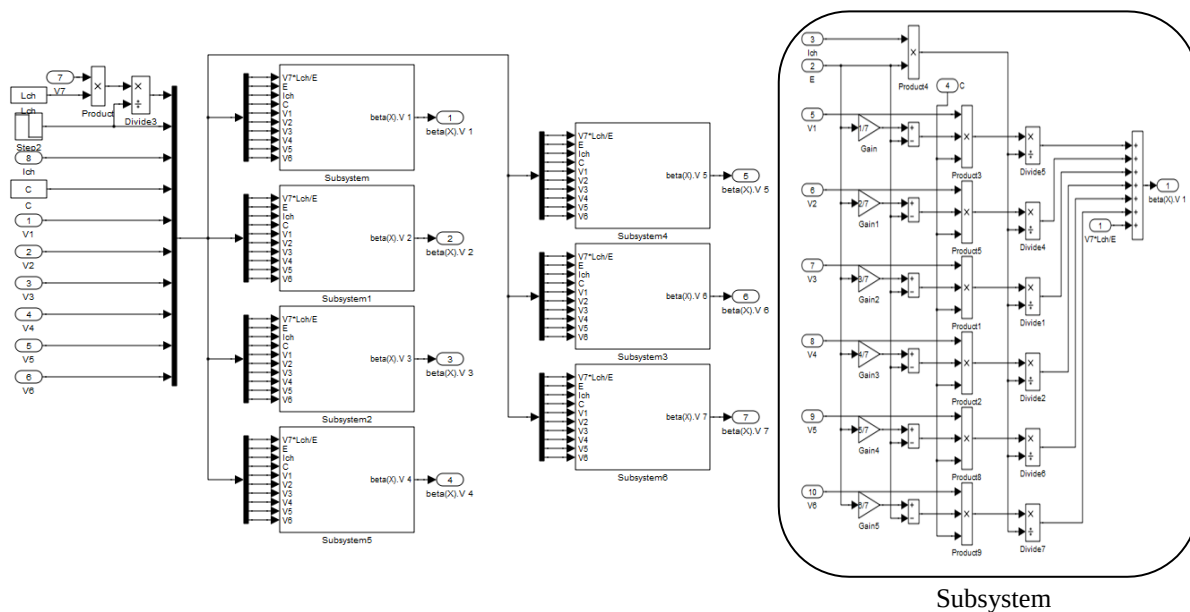


Figure 9- Bloc beta (x).

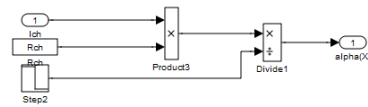


Figure 10- Bloc alpha (x).

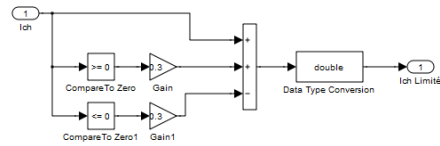


Figure 11- Limiteur de courant de charge.

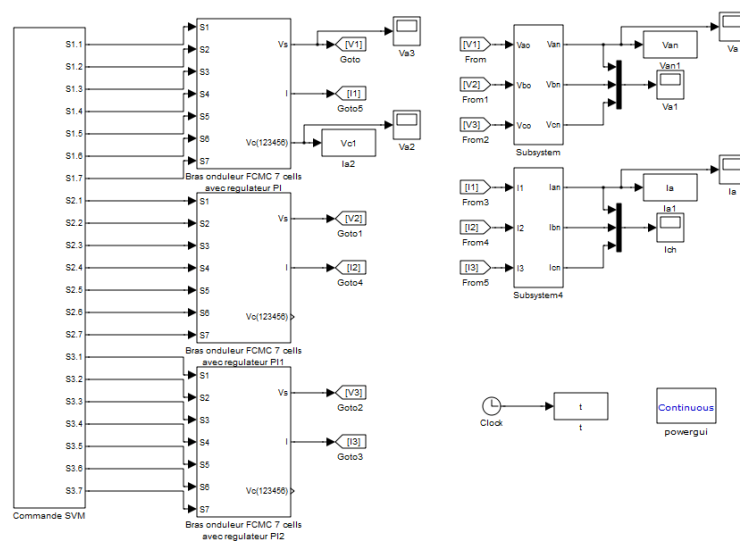


Figure 12- Onduleur FCMC 7 cellules, alimentant une charge R-L, commandé par SVM avec régulation des tensions flottantes par régulateur PI.

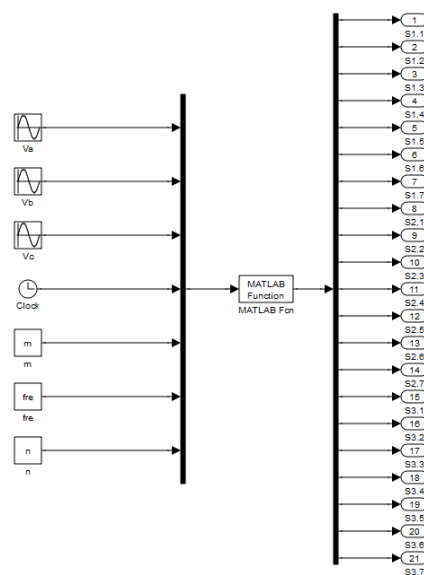


Figure 13- Bloc commande SVM.

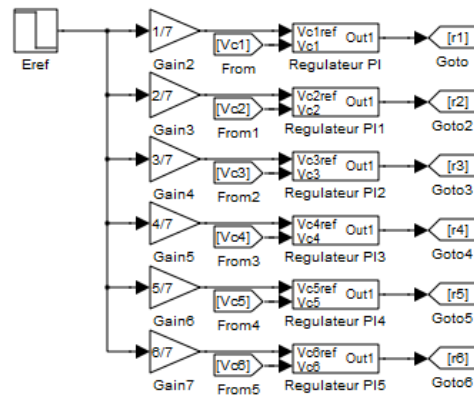


Figure 14- Les régulateurs PI pour réguler les tensions flottantes.

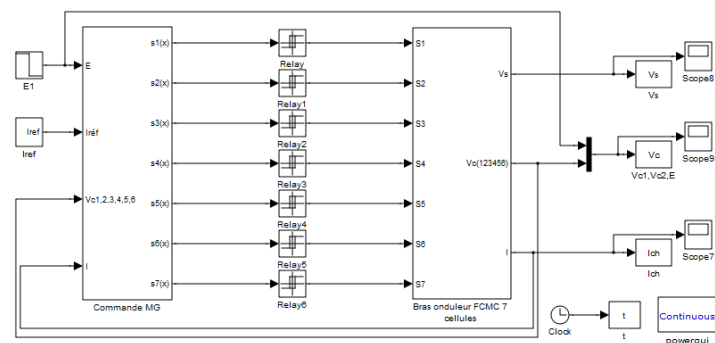


Figure 15- Bras onduleur FCMC 7 cellules, alimentant une charge R-L, contrôlé par la commande par mode de glissement.

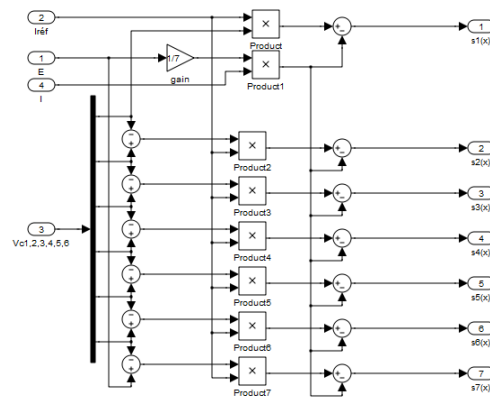


Figure 16- Bloc commande par mode de glissement.

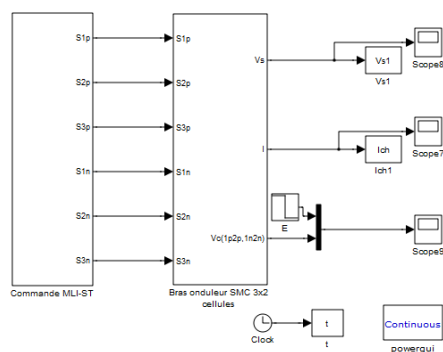


Figure 17- Bras onduleur SMC 3x2 cellules, alimentant une charge R-L, commandé par MLI-ST.

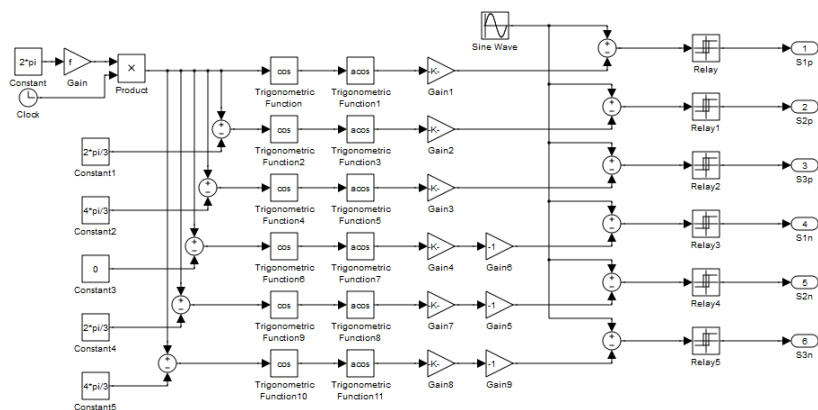


Figure 18- Bloc commande MLI-ST du bras onduleur SMC 3x2 cellules.

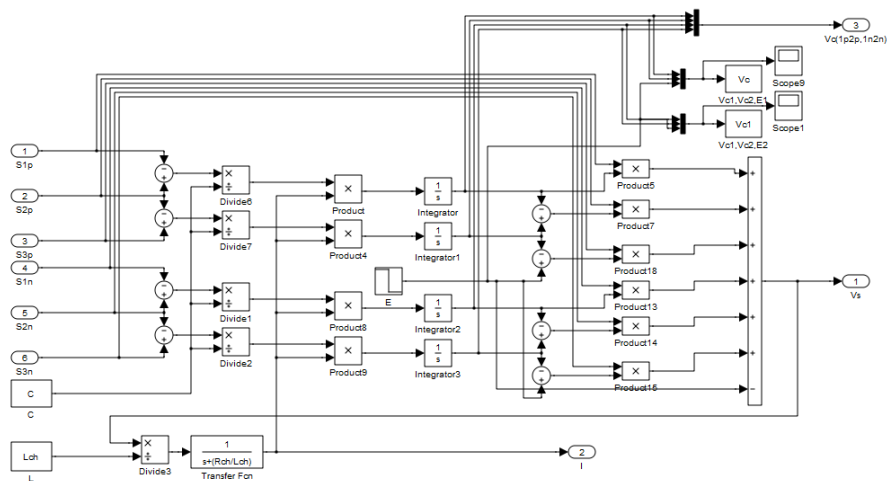


Figure 19- Bras onduleur SMC 3x2 cellules alimentant une charge R-L.

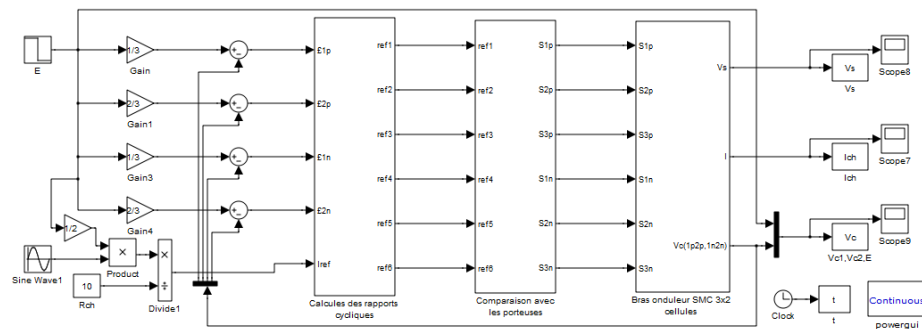


Figure 20- Bras onduleur SMC 3x2 cellules, alimentant une charge R-L, contrôlé par la commande par modulation des rapports cycliques.

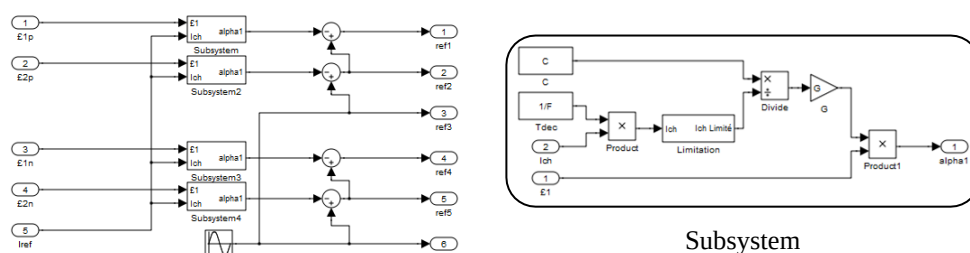


Figure 21- Bloc calcul des rapports cycliques.

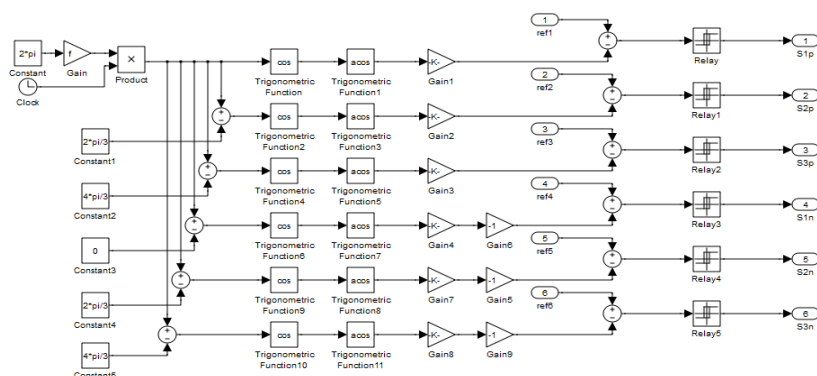


Figure 22- Bloc comparaison avec les porteuses.

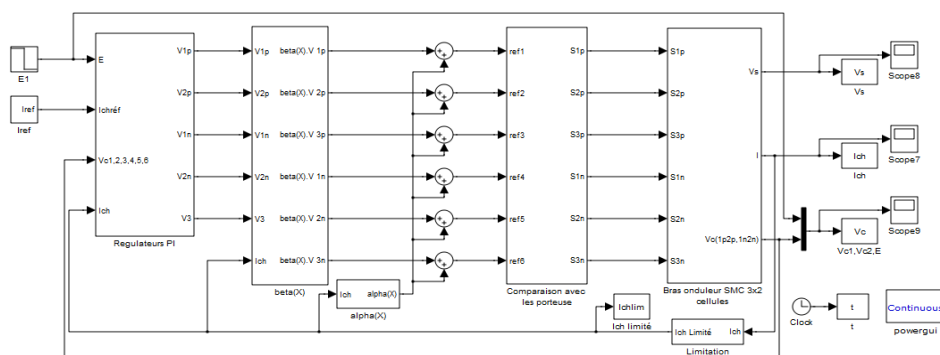


Figure 23- Bras onduleur SMC 3x2 cellules, alimentant une charge R-L, contrôlé par la commande découplante avec retour d'état non linéaire.

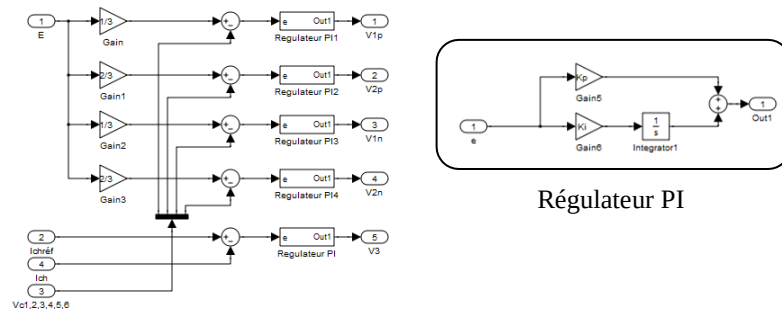


Figure 24- Bloc régulation avec régulateurs PI.

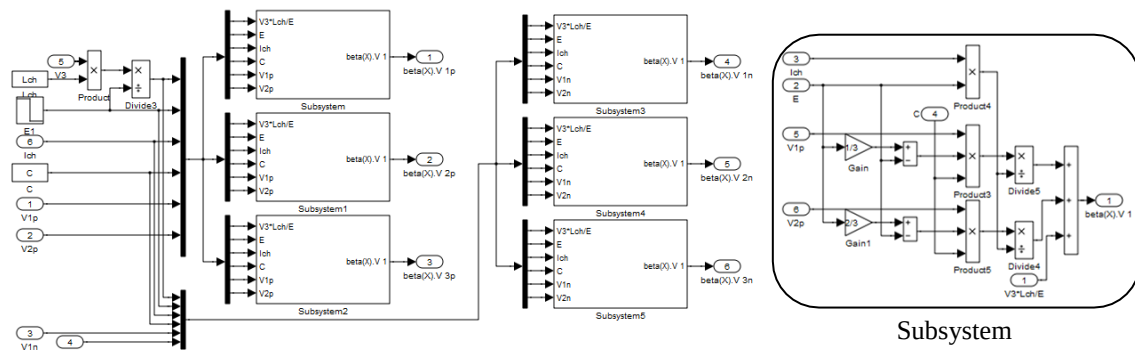


Figure 25- Bloc beta (x).

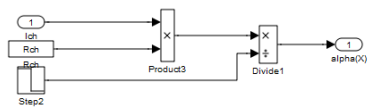


Figure 26- Bloc alpha (x).

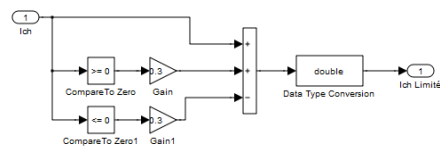


Figure 27- Limiteur de courant de charge.

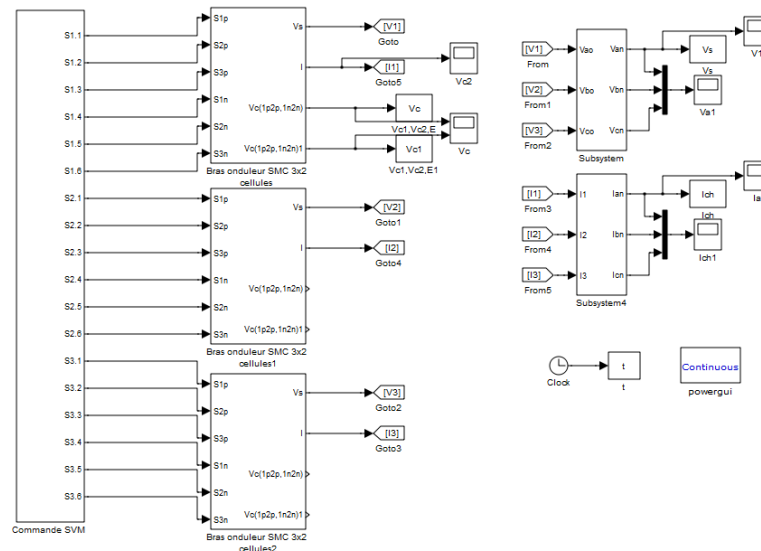


Figure 28- Onduleur SMC 3x2 cellules, alimentant une charge R-L, commandé par SVM avec régulation des tensions flottantes par régulateur PI.

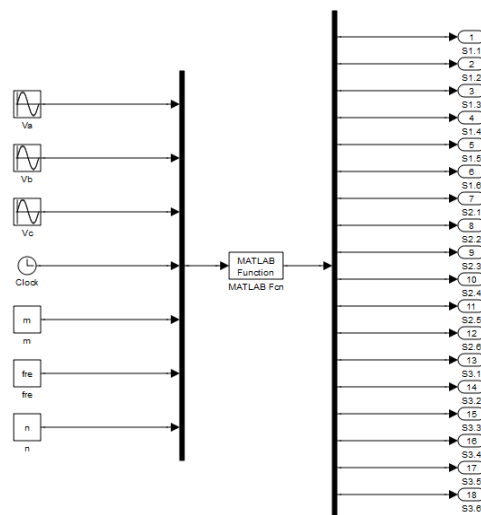


Figure 29- Bloc commande SVM.

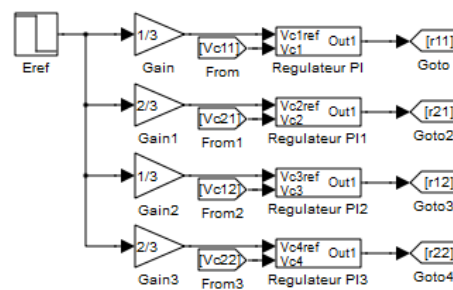


Figure 30- Les régulateurs PI pour réguler les tensions flottantes des deux étages.

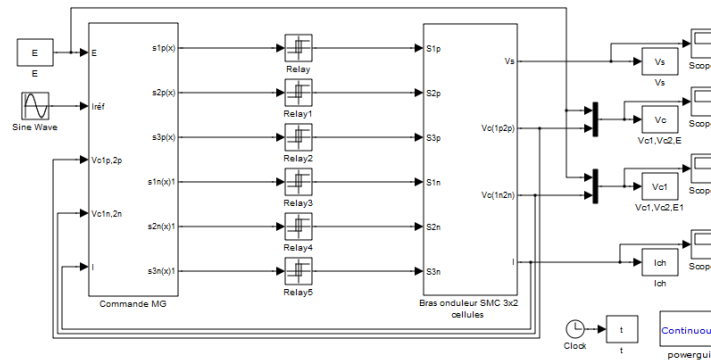


Figure 31- Bras onduleur SMC 3x2 cellules, alimentant une charge R-L, contrôlé par la commande par mode de glissement.

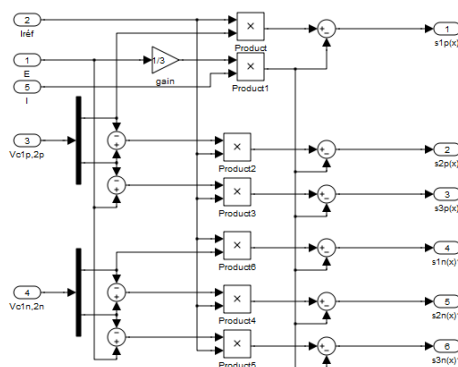


Figure 32- Bloc commande par mode de glissement.

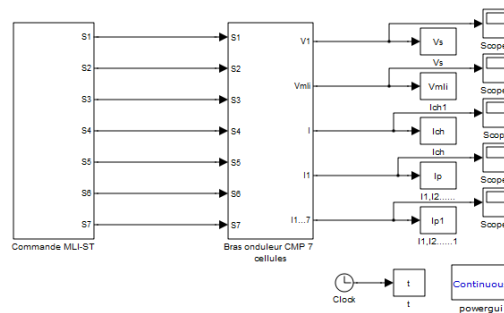


Figure 33- Bras onduleur PMC 7 cellules, alimentant une charge R-L, commandé par MLI-ST.

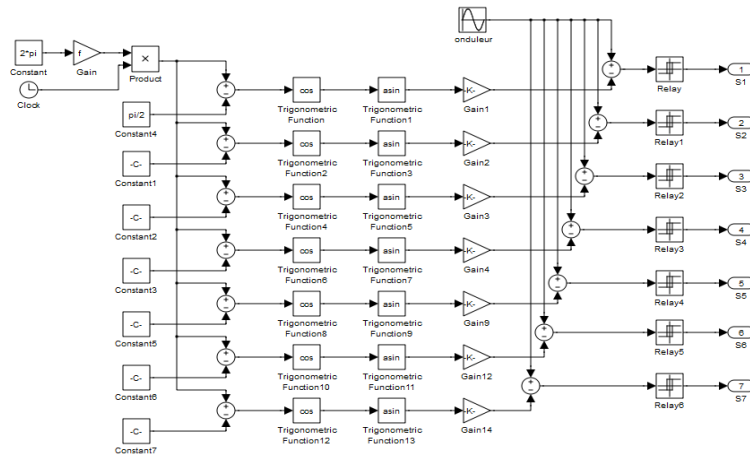


Figure 34- Commande MLI-ST d'un bras onduleur PMC 7 cellules.

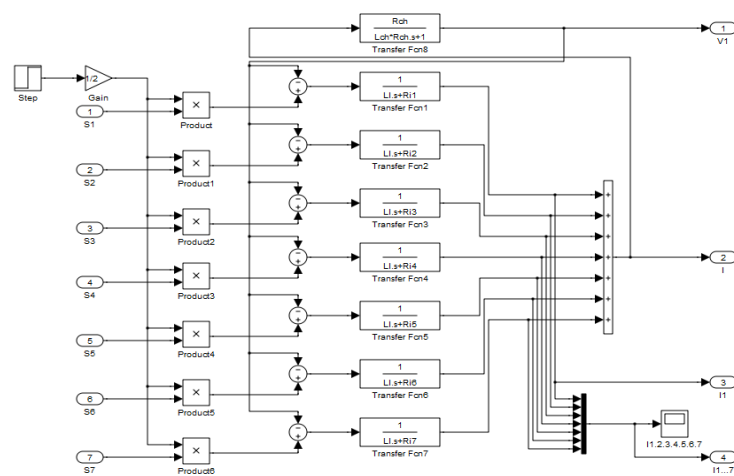


Figure 35- Bras onduleur PMC 7 cellules alimentant une charge R-L.

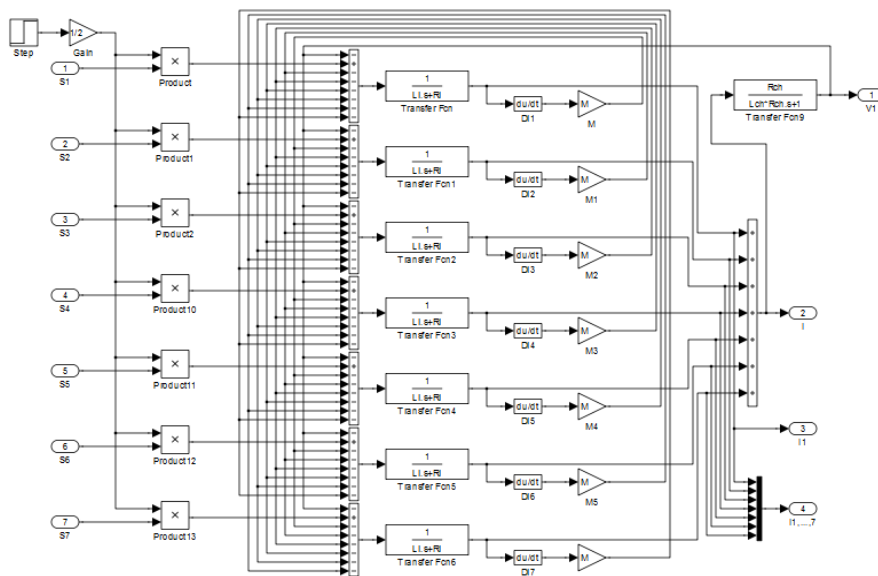


Figure 36- Bras onduleur PMC 7 cellules à inductances magnétiquement couplées par ICT monolithique à structure en échelle, alimentant une charge R-L.

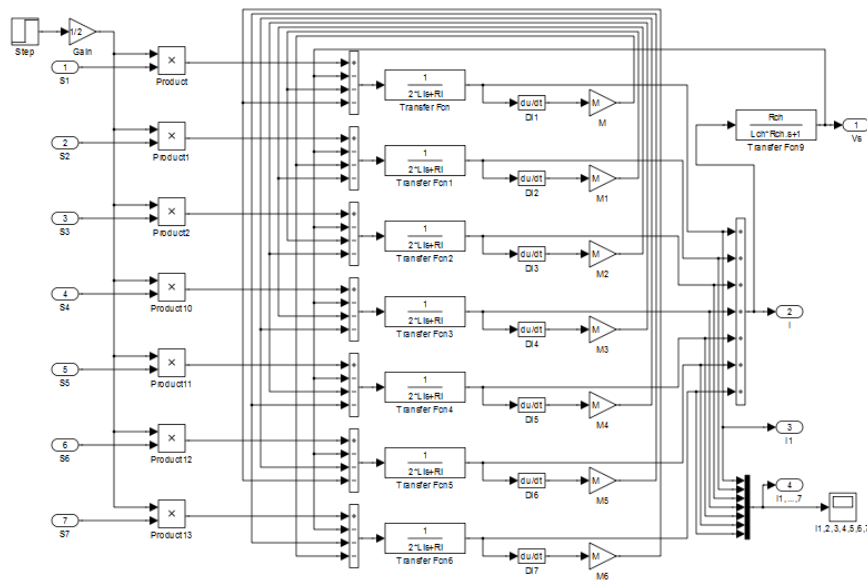


Figure 37- Bras onduleur PMC 7 cellules à inductances magnétiquement couplées par ICT séparés à structure cascade cyclique, alimentant une charge R-L.

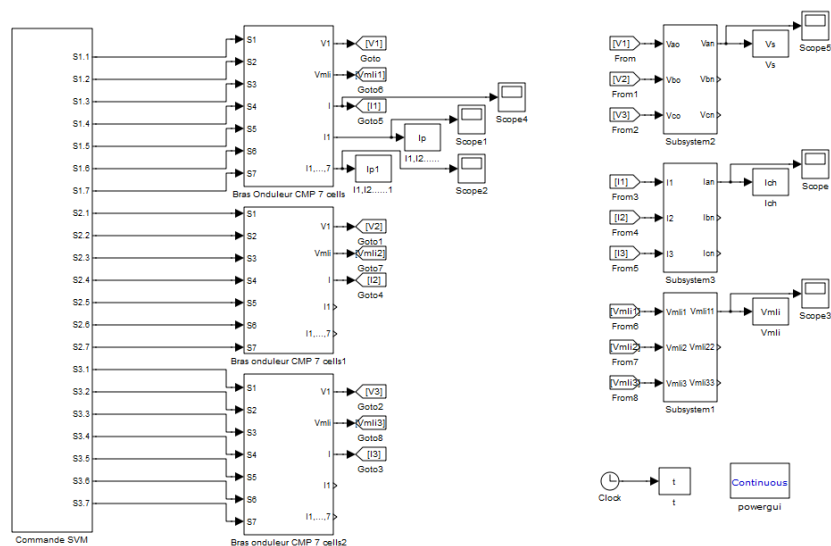


Figure 38- Onduleur PMC 7 cellules à inductances magnétiquement couplées par ICT, alimentant une charge R-L, commandé par SVM avec régulation des tensions flottantes par régulateur PI.

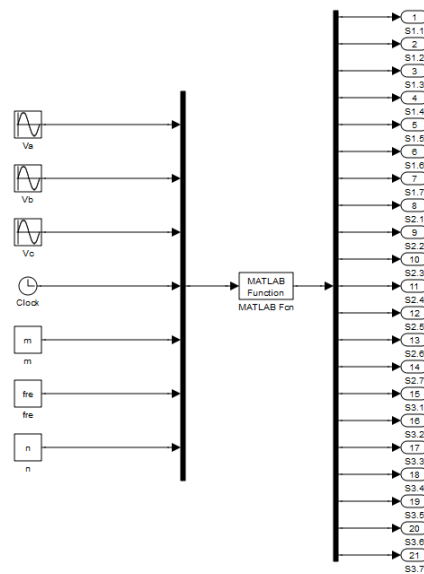


Figure 39- Bloc commande SVM.

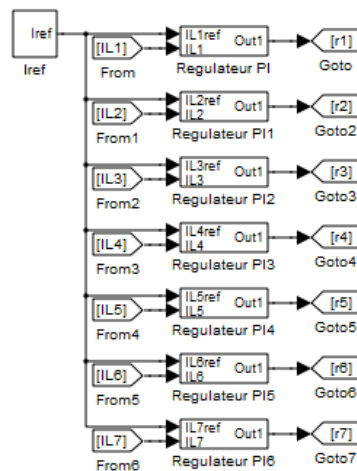


Figure 40- Les régulateurs PI pour réguler les tensions flottantes.

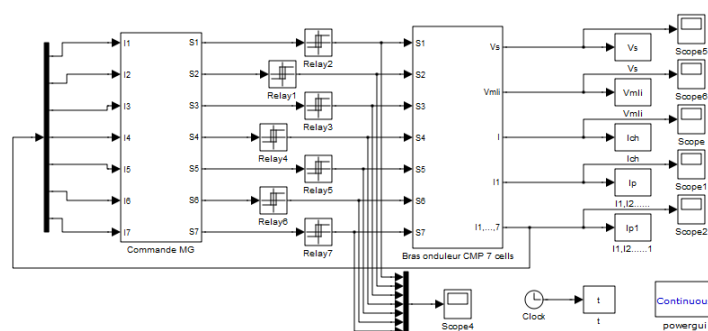


Figure 41- Onduleur PMC 7 cellules à inductances magnétiquement couplées par ICT, alimentant une charge R-L, contrôlé par la commande par mode de glissement.

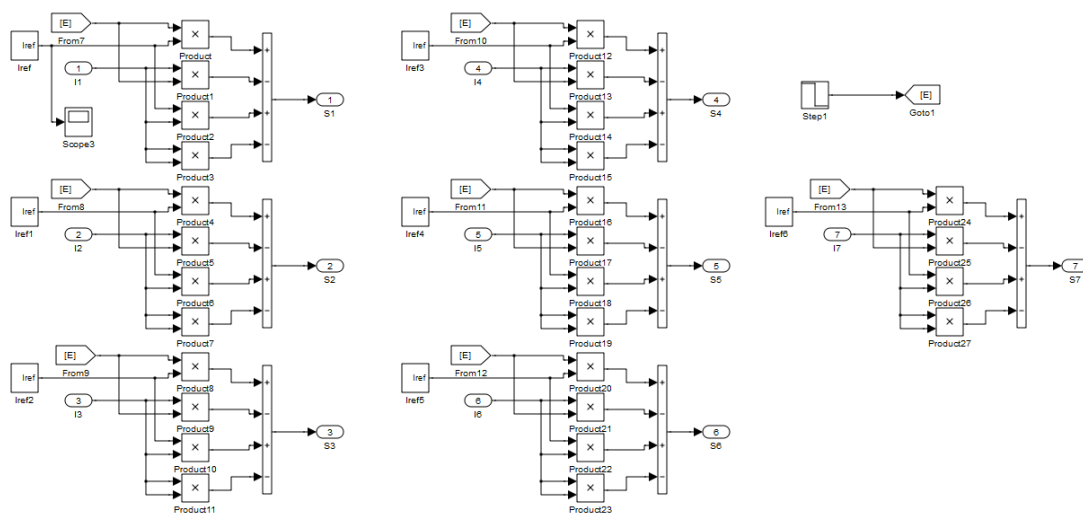


Figure 42- Bloc commande par mode de glissement.

Annexe C :

Programme utilisé (SVM à N niveaux).

```

function y=svmnng1(x);
%programme de calcul de SVM (Space Vector Modulation) :
t=x(4);E=x(5);m=x(6);fre=x(7);pe=1/fre;n=x(8);
Ts=pe/m;
%Transformation de la coordonnée :
vab=(x(1)-x(2));vbc=(x(2)-x(3));vca=(x(3)-x(1));
vref=(n-1)/(2*3)*[2 -1 -1;-1 2 -1]*[vab;vbc;vca];
%Détection des trois vecteurs les plus proches :
vgs=floor(vref(1))+1;
vgi=floor(vref(1));
vhs=floor(vref(2))+1;
vhi=floor(vref(2));
vul=[vgs;vhi];vlu=[vgi;vhs];vuu=[vgs;vhs];vll=[vgi;vhi];
q=vref(1)+vref(2)-(vul(1)+vul(2));
%Calcul des temps de commutation :
if q>0
    vp=vuu;
    dul=-(vref(2)-vuu(2));
    dlu=-(vref(1)-vuu(1));
    dp=1-dul-dlu;
    Tul=Ts*dul;Tlu=Ts*dlu;Tp=Ts*dp;
else
    vp=vll;
    dul=(vref(1)-vll(1));
    dlu=(vref(2)-vll(2));
    dp=1-dul-dlu;
    Tul=Ts*dul;Tlu=Ts*dlu;Tp=Ts*dp;
end;
%Détermination des états de commutation :
if (vul(1)>=0 & vul(2)>=0)|(vul(1)<=0 & vul(2)<=0);
    nul=n-((abs(vul(1))+abs(vul(2))));
else
    nul=n-(max(abs(vul(1)),abs(vul(2))));
end;
if (vlu(1)>=0 & vlu(2)>=0)|(vlu(1)<=0 & vlu(2)<=0);
    nlu=n-((abs(vlu(1))+abs(vlu(2))));
else
    nlu=n-(max(abs(vlu(1)),abs(vlu(2))));
end;
if (vp(1)>=0 & vp(2)>=0)|(vp(1)<=0 & vp(2)<=0);
    np=n-((abs(vp(1))+abs(vp(2))));
else
    np=n-(max(abs(vp(1)),abs(vp(2))));
end;
n1=nul;n2=nlu;n3=np;

```

```

sul=[0;0;0];slu=[0;0;0];sp=[0;0;0];
for k=0:n-1;
    i=k;i1=k-vul(1);i2=k-vul(1)-vul(2);
    i3=k;i4=k-vlu(1);i5=k-vlu(1)-vlu(2);
    i6=k;i7=k-vp(1);i8=k-vp(1)-vp(2);
    if ((i>=0 & i<=n-1) & (i1>=0 & i1<=n-1) & (i2>=0 & i2<=n-1))
        sul(nul,1)=i;sul(nul,2)=i1;sul(nul,3)=i2;
        nul=nul-1;
    end;
    if ((i3>=0 & i3<=n-1) & (i4>=0 & i4<=n-1) & (i5>=0 & i5<=n-1))
        slu(nlu,1)=i3;slu(nlu,2)=i4;slu(nlu,3)=i5;
        nlu=nlu-1;
    end;
    if ((i6>=0 & i6<=n-1) & (i7>=0 & i7<=n-1) & (i8>=0 & i8<=n-1))
        sp(np,1)=i6;sp(np,2)=i7;sp(np,3)=i8;
        np=np-1;
    end;
end;
som1=0; som2=0; som3=0;
for l=1:n1
    som1=som1+sul(l,1)+sul(l,2)+sul(l,3);
end;
for l=1:n2
    som2=som2+slu(l,1)+slu(l,2)+slu(l,3);
end;
for l=1:n3
    som3=som3+sp(l,1)+sp(l,2)+sp(l,3);
end;
s1=[0;0;0]; s2=[0;0;0]; s3=[0;0;0];
ness=n1+n2+n3;
ness1=ness-2*floor(ness/2);
%Synthèse des vecteurs de référence :
if ness1==0
    if((n1==n2 & som3>som1)|(n1==n3 & som2>som1)|(n2==n3 & som1>som2))
        somm=max(som1,max(som2,som3));
        if somm==som1
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            so=min(som2,som3);
            if so==som2
                s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
                s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
            else
                s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
                s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
            end;
        elseif somm==som2
            x1=n2;
            s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
            so=min(som1,som3);

```

```

    if so==som1
        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
    else
        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end;
else if somm==som3
    x1=n3;
    s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
    so=min(som1,som2);
    if so==som1
        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
        s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
    else
        s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end;
end;
else if
    somm=min(som1,min(som2,som3));
    if somm==som1
        x1=n1;
        s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
        so=min(som2,som3);
        if so==som2
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
        else
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
        end;
    else if somm==som2
        x1=n2;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        so=min(som1,som3);
        if so==som1
            s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
        else
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
            s3=sul;T3=Tul;n3q=x1;
        end;
    else
        x1=n3;
        s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
        so=min(som1,som2);
        if so==som1
            s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;

```

```

        else
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
            s3=sul;T3=Tul;n3q=x1;
        end;
    end;
end;
else
    if((n1==n2 & som3<som1)|(n1==n3 & som2<som1)|(n2==n3 & som1<som2))
        somm=min(som1,min(som2,som3));
        if q>0
            if somm==som1
                so=min(som2,som3);
                if so==som2
                    if Tlu>Tp
                        x1=n2;
                        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
                        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
                    else
                        x1=n3;
                        s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
                        s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
                    end;
                else
                    if Tp>Tlu
                        x1=n3;
                        s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                        s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
                        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
                    else
                        x1=n2;
                        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
                        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
                    end;
                end;
            else if somm==som2
                so=min(som1,som3);
                if so==som1
                    if Tul>Tp
                        x1=n1;
                        s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
                        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
                        s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
                    else
                        x1=n3;
                        s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                        s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
                        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
                    end;
                end;
            end;
        end;
    end;
end;

```

```

        end;
    else
        if Tp>Tul
            x1=n3;
            s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
            s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
        else
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
        end;
    end;
else
    so=min(som1,som2);
    if so==som1
        if Tul>Tlu
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=slu;T2=Tlu;n1q=x1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
        else
            x1=n2;
            s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
            s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
        end;
    else
        if Tlu>Tul
            x1=n1;
            s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
            s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
        else
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
        end;
    end;
end;
else
    if somm==som1
        so=max(som2,som3);
        if so==som2
            if Tlu>Tp
                x1=n2;
                s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
            end;
        end;
    end;
end;

```

```

        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
    else
        x1=n3;
        s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
        s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end;
else
    if TP>Tlu
        x1=n3;
        s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
        s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
    else
        x1=n2;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end;
end;
else if somm==som2
    so=max(som1,som3);
    if so==som1
        if Tul>Tp
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
        else
            x1=n3;
            s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
            s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
        end;
    else
        if Tp>Tul
            x1=n3;
            s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
            s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
        else
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
        end;
    end;
end;
else
    so=max(som2,som1);
    if so==som2

```

```

    if Tlu>Tul
        x1=n2;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    else
        x1=n1;
        s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
        s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
    end;
else
    if Tul>Tlu
        x1=n1;
        s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
        s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
    else
        x1=n2;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
    end;
end;
end;
end;
else
    somm=max(som1,max(som2,som3));
    if q<0
        if somm==som1
            so=min(som2,som3);
            if so==som2
                if Tlu>Tp
                    x1=n2;
                    s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                    s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
                    s3=sul;T3=Tul;n3q=x1;
                else
                    x1=n3;
                    s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                    s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
                    s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
                end;
            else
                if Tp>Tlu
                    x1=n3;
                    s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                    s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
                    s3=sul;T3=Tul;n3q=x1;
                else

```

```

        x1=n1;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
    end;
end;
else if somm==som2
    so=min(som1,som3);
    if so==som1
        if Tul>Tp
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
        else
            x1=n3;
            s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
            s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
        end;
    else
        if Tp>Tul
            x1=n3;
            s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
            s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
        else
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
        end;
    end;
end;
else
    so=min(som2,som1);
    if so==som2
        if Tlu>Tul
            x1=n2;
            s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
            s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
        else
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
            s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
        end;
    else
        if Tul>Tlu
            x1=n1;

```

```

        s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
        s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
    else
        x1=n2;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end;
end;
end;
else
    if somm==som1
        so=max(som2,som3);
        if so==som2
            if Tlu>Tp
                x1=n2;
                s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
                s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
            else
                x1=n3;
                s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
                s3=sul;T3=Tul;n3q=x1;
            end;
        else
            if Tp>Tlu
                x1=n3;
                s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
                s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
            else
                x1=n2;
                s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
                s3=sul;T3=Tul;n3q=x1;
            end;
        end;
    else if somm==som2
        so=max(som1,som3);
        if so==som1
            if Tul>Tp
                x1=n1;
                s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
                s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
                s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
            else
                x1=n3;
                s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;

```

```
s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
end;
else
if Tp>Tul
x1=n3;
s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
else
x1=n1;
s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
end;
end;
end;
else
so=max(som2,som1);
if so==som2
if Tlu>Tul
x1=n2;
s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
else
x1=n1;
s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
end;
else
if Tul>Tlu
x1=n1;
s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
else
x1=n2;
s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
end;
end;
end;
end;
end;
end;
end;
%Application des vecteurs de commutation :
p1=T1/4;p2=T2/2;p3=T3/2;
t1=rem(t,Ts)
```

```

if t1<=p1
    w=[s1(n1q,1);s2(n1q,2);s1(n1q,3)];
else if t1<=p1+p2
    w=[s2(n2q,1);s2(n2q,2);s2(n2q,3)];
else if t1<=p1+p2+p3
    w=[s3(n3q,1);s3(n3q,2);s3(n3q,3)];
else if t1<=3*p1+p2+p3
    w=[s1(n1q-1,1);s1(n1q-1,2);s1(n1q-1,3)];
else if t1<=3*p1+p2+2*p3
    w=[s3(n3q,1);s3(n3q,2);s3(n3q,3)];
else if t1<=3*p1+2*p2+2*p3
    w=[s2(n2q,1);s2(n2q,2);s2(n2q,3)];
else
    w=[s1(n1q,1);s1(n1q,2);s1(n1q,3)];
end;
for ii=n-1:-1:0
    if w(1)==ii
        for iii=1:n-1
            y(iii)=0;
        end;
        if ii~=0
            for iii=1:ii
                y(iii)=1;
            end;
        end;
    end;
    if w(2)==ii
        for iii=n:2*n-2
            y(iii)=0;
        end;
        if ii~=0
            for iii=n:n-1+ii
                y(iii)=1;
            end;
        end;
    end;
    if w(3)==ii
        for iii=2*n-1:3*n-3
            y(iii)=0;
        end;
        if ii~=0
            for iii=2*n-1:2*n-2+ii
                y(iii)=1;
            end;
        end;
    end;
end;
end;

```


Résumé :

De nos jours, les convertisseurs statiques comme la structure multicellulaire occupent plusieurs domaines d'applications. Cette structure possède un potentiel très important qui lui permet d'être compétitive vis-à-vis des autres structures de conversions multiniveaux existant sur le marché et utilisées dans des applications industrielles de forte puissance.

Ce travail vise l'étude et la commande des onduleurs multicellulaires afin d'améliorer leurs fonctionnement. En premier lieu, il est donné un aperçu rapide des différentes structures de conversion d'énergie multiniveaux. Puis, une présentation et une modélisation des trois topologies du convertisseur multicellulaire (série, superposé et parallèle) est introduite.

Après modélisation, plusieurs techniques de commande en boucle fermée sont appliquées à l'onduleur multicellulaire série (FCMC) et à l'onduleur multicellulaire superposé (SMC). Ces stratégies de contrôle ont été regroupées en deux catégories. La première catégorie concerne les commandes en durée. La seconde, les commandes en amplitude.

Par la suite, une étude est menée sur les différentes techniques de couplage magnétique par ICT (Transformateurs Inter-Cellules) des inductances de liaison du convertisseur multicellulaire parallèle (PMC). Ainsi, deux commandes en boucle fermée (une en durée et l'autre en amplitude) sont utilisées pour contrôler le PMC à cellules magnétiquement couplées afin de réguler les courants traversant les inductances de liaison.

A la fin de cette thèse, un bilan du travail réalisé et une liste de perspectives sont dressés.

Mots clefs :

Onduleur Multiniveaux, Convertisseur Multicellulaire Série FCMC, Convertisseur Multicellulaire Superposé SMC, Convertisseur Multicellulaire Parallèle PMC, Transformateurs Inter-Cellules ICT, MLI Sinus Triangle MLI/ST, Space Vector Modulation SVM, Commande linéaire par modulation des rapports cycliques, Commande découplante avec retour d'état non-linéaire, Commande par mode glissant, Régulateur PI.

المخلص:

في أيامنا هذه، المحولات الثابتة مثل المحول متعدد الخلايا تحتل عدة مجالات تطبيقية. هذا النوع من المحولات يمتلك خصائص هامة جدا تمكنه من أن يكون تنافسيا بالنسبة للأنواع الأخرى من المحولات متعددة الطوابق الموجودة في السوق و المستعملة في عدة تطبيقات صناعية ذات طاقة عالية.

العمل المنجز في هذه الأطروحة يتمحور حول الدراسة و التحكم في المحولات متعددة الخلايا العاكسة (من التيار المستمر الى التيار المتناوب) من أجل تحسين عملها. أولا، أعطيت نظرة خاطفة عن مختلف أنواع محولات الطاقة ذات المستويات، بعد ذلك عرفنا و استظهرنا مختلف النماذج الرياضية المستخدمة لمحاكاة الأنواع الثلاثة للمحول متعدد الخلايا. بعد هذه النمذجة، عدة تقنيات قدمت للتحكم في المحولات متعددة الخلايا المتسلسلة العاكسة (FCMC) و المحولات متعددة الخلايا ذات الطوابق العاكسة (SMC). هذه التقنيات قسمت الى قسمين، القسم الأول يمثل التحكم وفقا للزمن، أما الثاني فيمثل التحكم وفقا للمدى.

بعد ذلك، قدمت دراسة عن مختلف تقنيات التوصيل المغناطيسي باستعمال ال ICT (المحول ما بين الخلايا) للوشائع الموصلة التي تستعمل في تكوين المحولات متعددة الخلايا المتوازية (PMC). حيث، استعملت تقنيتان (الأولى تقنية تحكم وفقا للزمن و الثانية وفقا للمدى) للتحكم في ال PMC ذي الخلايا الموصلة مغناطيسيا باستعمال ال ICT، لضبط التيارات الكهربائية المارة في الوشائع. في نهاية هذه الأطروحة نقدم تقرير عن العمل المنجز و لائحة تضم الأعمال المسطرة في المستقبل.

الكلمات مفتاحية:

عاكس متعدد المستويات، محول متعدد الخلايا المتسلسلة (FCMC)، محول متعدد الخلايا ذو الطوابق (SMC)، محول متعدد الخلايا المتوازية (PMC)، محول ما بين الخلايا (ICT)، تعديل عرض النبضة (MLI/ST)، تعديل الفضاء الشعاعي (SVM)، التحكم الخطي عن طريق تعديل العلاقات الدورية، التحكم الفاصل مع عودة الحالة غير الخطية، التحكم بواسطة وضع الانزلاق، منظم PI.