

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERRI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DU GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

THÈSE DE DOCTORAT 3^{EME} CYCLE LMD

SPÉCIALITÉ : ELECTROTECHNIQUE

PRÉSENTÉE PAR

M. HAMIDA Mohamed Lamine

Thème :

Modélisation et commande d'un convertisseur multicellulaire série

Soutenue publiquement le / / devant le jury d'examen composé de :

Président :	Pr. DJENNOUNE Saïd	UMMTO
Directeur de thèse :	M.C.A. DENOUN Hakim	UMMTO
Co - Directeur de thèse :	Pr. GHANES Malek	Ecole Centrale de Nantes
Examineur :	Pr. BENAMROUCHE Nacereddine	UMMTO
Examineur :	Pr. BARBOT Jean Pierre	E.N.S.E.A, Cergy, Paris
Examineur :	M.C.A. BENYAHIA Nabil	UMMTO
Invité :	Pr. GLUMINEAU Alain	Ecole Centrale de Nantes

Thèse préparée au laboratoire **LATAGE** de l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Modélisation et commande d'un convertisseur multicellulaire série

Résumé

Les convertisseurs multicellulaires proposent des solutions innovantes dans le domaine de l'électronique de puissance puisqu'ils permettent la mise en série ou en parallèle des convertisseurs conventionnels. Ils ont comme principaux avantages la segmentation de la puissance et l'amélioration du contenu spectral. Les convertisseurs multicellulaires série permettent la réduction des contraintes en tension et l'augmentation de la puissance délivrée.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse visent à développer des techniques pour la commande des convertisseurs multicellulaires série à savoir : La commande MLI, la commande découplante, la commande par modes glissants et la commande par réseaux de Petri. Ces commandes permettent d'améliorer les performances et la qualité d'énergie délivrée à la sortie de ces convertisseurs.

Comme application, nous avons utilisé le convertisseur multicellulaire série pour la conduite d'un moteur à courant continu, à l'aide d'un algorithme hybride PI- Réseaux de Petri.

Les hautes performances offertes par les différentes techniques de commande développées dans le cadre de ce travail sont vérifiées par voie de simulation à l'aide du logiciel Matlab/ Simulink/ Simpower Systems. L'efficacité de quelques techniques de commande ont été validées par une implémentation expérimentale sur un banc d'essai réalisé au sein du laboratoire de recherche LATAGE.

Mots clés : Convertisseur multicellulaire série, Dspace 1104, Machine à courant continu, Commande MLI, Logique Floue, Modulation des rapports cycliques, Mode glissant, Réseau de Petri, THD.

Abstract

The multicell converters offer innovative solutions in the field of power electronics since they allow serial or parallel connections of conventional converters. They have as main advantages the segmentation of the power and the improvement of the harmonic spectrum continuum. The series multicell converter allows the reduction of voltage stresses and the increase of the power delivered.

The research presented in this thesis aims to develop control techniques in order to improve the performance of these converters and the quality of energy delivered at their output, namely: The PWM control, the decoupling control, sliding mode control and Petri nets control.

As application, the series multi-cell converter is used for driving a DC motor, using a PI-Petri nets based algorithm.

The high performances offered by the different developed control strategies in this work are verified by simulation using the Matlab / Simulink / Simpower Systems software. The effectiveness of some control techniques has been validated by an experimental implementation on a test bench realized in the LATAGE research laboratory.

Keywords: Series multicell converter, Dspace 1104, DC machines, PWM control, Fuzzy logic, Cyclic ratio modulation, Sliding mode, Petri nets, THD.

Aux Meilleurs Parents du Monde

*Aucune dédicace ne saurait exprimer ma
reconnaissance,
mon grand attachement et mon profond Amour.*

*Vous avez toujours tout fait
pour me préserver une part de bonheur et de
réconfort.*

*Qu'Allah puisse m'aider à vous prouver ma sincère
gratitude*

pour ces nombreuses années de sacrifice.

*Je n'oserais prétendre, que ce travail soit à la
hauteur des longues nuits de
veille*

*et des moments d'angoisse que vous avez endurés
pendant toutes mes années d'étude.*

*Qu'Allah vous protèges et vous accordes longue vie
afin que je puisse vous combler à mon tour.*

Avant propos

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de recherche du Laboratoire de Technologies Avancées en Génie Électrique (LATAGE) de l'Université Mouloud MAMMERI de TIZI-OUZOU.

Je tiens à exprimer ma gratitude, ma plus grande reconnaissance et mon profond respect à mon directeur de thèse, Monsieur **DENOUN Hakim**, Maître de conférences à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, qui a dirigé mes travaux de recherche et qui m'a fait profiter de son expérience scientifique indéniable, ses judicieux conseils, sa disponibilité et de m'avoir fait confiance tout au long de l'élaboration de ma thèse. J'ai profité de son approche rigoureuse, de ses précieux et nombreux conseils, de ses qualités humaines. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Je témoigne toute ma gratitude à mon co-directeur de thèse, Monsieur **GHANES Malek**, Professeur à l'École centrale de Nantes, France, d'avoir accepté de diriger ce travail et de m'avoir accueilli dans le Laboratoire LS2N à l'École Centrale de Nantes. Je le remercie ainsi pour son soutien moral, son écoute, sa collaboration, les nombreuses discussions enrichissantes que j'ai pu avoir avec lui et ses conseils qui ont permis le bon déroulement de mon stage et la réalisation d'un bon travail.

Je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

Monsieur **DJENNOUNE Saïd**, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs **BENAMROUCHE Nacereddine** et **BENYAHIA Nabil** de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, et Monsieur **BARBOT Jean Pierre** Professeur à l'E.N.S.E.A de Paris, France, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur **GLUMINEAU Alain** Professeur à l'École Centrale de Nantes, France, qui a accepté de participer à cette soutenance en qualité d'invité.

Mes remerciements s'adressent également à tous les membres du Laboratoire de Technologies Avancées en Génie Électrique (LATAGE), pour leur sympathie et l'excellente ambiance de travail qu'ils ont créée.

J'adresse également toute ma reconnaissance à ma chère maman et mon cher père pour leurs nombreux sacrifices consentis, ainsi que leur confiance, leur aide et leur compréhension totale durant les périodes difficiles. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et de mon éternelle gratitude.

Pour que ma réussite soit complète, je la partage avec toutes les personnes que j'aime, mes très chères sœurs et frères ainsi que mes amis et collègues « enseignants et doctorants ».

Notations et Acronymes

Notations

$\Delta (X)$	Matrice de découplage
$\Delta_0 (X)$	Vecteur de découplage
C_k	Capacité du condensateur k
E	Tension d'alimentation du convertisseur
e_{1-e2}	Erreur de courant et de la tension
f_{dec}	Fréquence de découpage
f_{mod}	Fréquence de la modulante
G_d	Gain de dénormalisation du contrôleur flou
G_ε et $G_{\Delta\varepsilon}$	Gains de normalisation du contrôleur flou
i_{ck}	Courant dans le condensateur k
i_L	Courant de charge
I_L	Courant de charge moyen
L	Inductance de la charge
$L_f h_j (X)$	Dérivée de Lie de h_j par rapport à f
N	Nombre de niveaux
P	Nombre de cellules
r	Degré relatif
R	Résistance de la charge
S	Surface de glissement
s_{ck}	Signal de commande de l'interrupteur k
T_{dec}	Période de découpage
tr_k	Porteuse triangulaire
U	Vecteur de commande
V	Fonction de Lyapunov
X	Vecteur d'état
Y	Sorties du système
$\alpha (X), \beta(X)$	Vecteur et matrice de retour d'état non linéaire
α	Rapport cyclique
δ	Déphasage entre les signaux de commande
$\Delta\varepsilon$	Variation de l'écart de réglage
ε	Ecart de réglage
σ_1, σ_2	Tolérance des erreurs de courants et des tensions
ω	Vitesse de rotation du moteur

Acronymes

CMS	Convertisseur multicellulaire série
FFT	Fast Fourier Transform
FLC	Fuzzy Logic Controller
IGBT	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MRC	Modulation des Rapports Cycliques
PI	Régulateur Proportionnel intégral
Rdp	Réseaux de Petri
THD	Total Harmonic Distortion

Chapitre I. Etat de l'art et modélisation des convertisseurs multicellulaires séries

Figure I. 1. Bras d'un onduleur à structure NPC.....	7
Figure I. 2. Convertisseur multicellulaire parallèle.....	8
Figure I. 3. Convertisseur multicellulaire série.....	9
Figure I. 4. Principe de la commande naturelle appliquée pour un hacheur à trois cellules.....	10
Figure I. 5. Commande hybride du hacheur à deux cellules lié à une charge non linéaire	11
Figure I. 6. Cellule élémentaire de commutation.....	13

Chapitre II. Commandes basées sur le modèle moyen du convertisseur multicellulaire série

Figure II. 1. Hacheur à deux cellules connecté à une charge R, L	22
Figure II. 2. Principe de la commande MLI appliquée pour un hacheur à deux cellule....	22
Figure II. 3. Intersection entre deux porteuses décalée de $2\pi/p$ avec un rapport cyclique de 0.5.....	23
Figure II. 4. Les deux signaux de commande (sc_1 et sc_2).....	23
Figure II. 5. Evolution de la tension aux bornes du condensateur (2 cellules).....	24
Figure II. 6. Evolution du courant de charge (2 cellules).....	24
Figure II. 7. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (3 Cellules) pour $L=0.5m H$	25
Figure II. 8. Evolution du courant de charge (3 Cellules) pour $L=0.5mH$	25
Figure II. 9. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (5 cellules) pour $L=0.5mH$	26
Figure II. 10. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (3 cellules) pour $L=1.5 m H$	26
Figure II. 11. Evolution du courant de charge (3 Cellules) pour $L=1.5 m H$	27
Figure II. 12. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (5 cellules) pour $L=1.5 m H$	27
Figure II. 13. Onduleur 5 cellules série à point milieu.....	28
Figure II. 14. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (onduleur à 3 cellules).....	29
Figure II. 15. Evolution de la tension de la charge (onduleur à 3 cellules).....	30
Figure II. 16. Evolution du courant de charge (onduleur à 3 cellules).....	30
Figure II. 17. Spectre harmonique du courant de charge (onduleur à 3 cellules).....	30
Figure II. 18. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (onduleur à 5 cellules).....	31
Figure II. 19. Evolution de la tension de la charge (onduleur à 5 cellules).....	31
Figure II. 20. Evolution du courant de charge (onduleur à 5 cellules).....	31
Figure II. 21. Spectre harmonique du courant de charge (onduleur à 5 cellules).....	32
Figure II. 22. Onduleur triphasé à 5 cellules série à point milieu.....	33
Figure II. 23. Evolution des tensions de charge (onduleur triphasé à 5 cellules).....	34
Figure II. 24. Evolution des courants de charge (onduleur triphasé à 5 cellules).....	34
Figure II. 25. Spectre harmonique du courant de la phase (a).....	34
Figure II. 26. Représentation du principe de linéarisation entrée/sortie.....	38

Figure II. 27. Le système après la linéarisation entrée/sortie.....	38
Figure II. 28. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs.....	40
Figure II. 29. Evolution du courant de charge.....	41
Figure II. 30. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs	41
Figure II. 31. Evolution du courant de charge (variation de la tension de bus).....	42
Figure II. 32. Evolution du courant de charge (variation du courant de référence).....	42
Figure II. 33. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (variation du courant de référence).....	43
Figure II. 34. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (variation de la résistance de la charge).....	43
Figure II. 35. Evolution du courant de charge (variation de la résistance de la charge)....	44
Figure II. 36. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (fonctionnement onduleur).....	44
Figure II. 37. Evolution du courant de charge (fonctionnement onduleur).....	45
Figure II. 38. Evolution de la tension de charge (fonctionnement onduleur).....	45
Figure II. 39. Spectre harmonique du courant de charge (fonctionnement onduleur).....	46
Figure II. 40. Principe de la commande par modulation des rapports cycliques.....	47
Figure II. 41. Structure de la commande par modulation des rapports cycliques.....	48
Figure II. 42. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs.....	49
Figure II. 43. Evolution du courant de charge.....	49
Figure II. 44. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation de la tension de bus).....	50
Figure II. 45. Evolution du courant de charge (variation de la tension de bus).....	50
Figure II. 46. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (fonctionnement onduleur).....	51
Figure II. 47. Evolution du courant de charge (fonctionnement onduleur).....	51
Figure II. 48. Evolution de la tension de charge (fonctionnement onduleur).....	52
Figure II. 49. Spectre harmonique du courant de charge.....	52
Figure II. 50. Principe de la commande par intégration de boucle de courant.....	53
Figure II. 51. Structure de base d'un régulateur flou.....	54
Figure II. 52. La structure du régulateur flou développé.....	55
Figure II. 53. Répartition des fonctions d'appartenance : (a) variables d'entrée, (b) variable de sortie.....	56
Figure II. 54. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs.....	57
Figure II. 55. Evolution du courant de charge.....	57
Figure II. 56. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation de la tension de bus).....	58
Figure II. 57. Evolution du courant de charge (variation de la tension de bus).....	58
Figure II. 58. Evolution du courant de charge (variation du courant de charge).....	59
Figure II. 59. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (variation du courant de charge).....	59
Figure II. 60. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (variation de la résistance de charge).....	60
Figure II. 61. Evolution du courant de charge (variation de la résistance de charge).....	60
Figure II. 62. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (fonctionnement onduleur 3 cellules).....	61
Figure II. 63. Evolution du courant de charge (fonctionnement onduleur 3 cellules).....	61

Figure II. 64. Evolution de la tension de charge (fonctionnement onduleur 3 cellules).....	61
Figure II. 65. Spectre harmonique du courant de charge (fonctionnement onduleur 3 cellules).....	62

Chapitre III. Commandes directes du convertisseur multicellulaire série

Figure III. 1. Principe de la commande par modes glissants.....	71
Figure III. 2. Phénomène de "chattering" sur la surface de glissement.....	71
Figure III. 3. Fonctions Signes adoucies.....	71
Figure III. 4. Loi de commande par hystérésis.....	74
Figure III. 5. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs.....	75
Figure III. 6. Evolution du courant de charge.....	75
Figure III. 7. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation de la tension de bus).....	76
Figure III. 8. Evolution du courant de charge (variation de la tension de bus).....	76
Figure III. 9. Evolution du courant de charge (variation du courant de référence).....	77
Figure III. 10. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation du courant de référence).....	77
Figure III. 11. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation de la résistance de la charge).....	78
Figure III. 12. Evolution du courant de charge (variation de la résistance de la charge).....	78
Figure III. 13. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (fonctionnement onduleur).....	79
Figure III. 14. Evolution du courant de charge (fonctionnement onduleur).....	79
Figure III. 15. Spectre harmonique du courant de charge.....	80
Figure III. 16. Evolution de la tension de charge.....	80
Figure III. 17. Réseau de Pétri autonome.....	82
Figure III. 18. Réseau de Pétri continu.....	83
Figure III. 19. Réseau de Pétri hybride.....	83
Figure III. 20. Schéma de commande par réseaux de Petri d'un hacheur à deux cellules.....	84
Figure III. 21. L'évolution du courant de charge et de la tension flottante dans la bande de fonctionnement.....	85
Figure III. 22. Diagramme de RdP des interrupteurs d'un hacheur à 2 cellules.....	86
Figure III. 23. Evolution de la tension aux bornes du condensateur.....	87
Figure III. 24. Evolution du courant de charge.....	87
Figure III. 25. Evolution de la tension aux bornes du condensateur (variation de la tension de bus).....	88
Figure III. 26. Evolution du courant de charge (variation de la tension de bus).....	88
Figure III. 27. Evolution du courant de charge (variation du courant de référence).....	89
Figure III. 28. Evolution de la tension aux bornes du condensateur (variation du courant de référence).....	89
Figure III. 29. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation de la résistance de la charge).....	90
Figure III. 30. Evolution du courant de charge (variation de la résistance de la charge).....	90
Figure III. 31. Schéma de commande par réseaux de Petri d'un hacheur à trois cellules.....	91

Figure III. 32. L'évolution du courant de charge et du niveau de tension correspondant pour un hacheur à trois cellules.....	92
Figure III. 33. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs.....	92
Figure III. 34. Evolution du courant de charge.....	93
Figure III. 35. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation de la tension de bus).....	93
Figure III. 36. Evolution du courant de charge (variation de la tension de bus).....	93
Figure III. 37. Evolution du courant de charge (variation du courant de référence).....	94
Figure III. 38. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation du courant de référence).....	94
Figure III. 39. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (variation de la résistance de la charge).....	94
Figure III. 40. Evolution du courant de charge (variation de la résistance de la charge).....	95
Figure III. 41. Moteur à courant continu à excitation séparée.....	98
Figure III. 42. Hacheur à deux cellules connecté à un MCC.....	99
Figure III. 43. Le schéma de commande du MCC par un régulateur PI- RdP.....	100
Figure III. 44. Profil de la vitesse de référence.....	101
Figure III. 45. Evolution de la vitesse du moteur ($\omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$, $T_L = 0 \text{ Nm}$).....	102
Figure III. 46. Evolution du courant d'induit ($\omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$, $T_L = 0 \text{ Nm}$).....	102
Figure III. 47. Evolution de la tension du condensateur ($\omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$, $T_L = 0 \text{ Nm}$).....	102
Figure III. 48. Evolution de la vitesse du moteur (variation de la vitesse).....	103
Figure III. 49. Evolution du courant d'induit (variation de la vitesse).....	103
Figure III. 50. Evolution de la tension du condensateur (variation de la vitesse).....	103
Figure III. 51. Evolution de la vitesse du moteur (variation du couple de charge).....	104
Figure III. 52. Evolution du courant d'induit (variation du couple de charge).....	104
Figure III. 53. Evolution de la tension du condensateur (variation du couple de charge).....	104

Chapitre IV. Réalisation du banc d'essai et résultats expérimentaux

Figure IV. 1. Le schéma du banc d'essais réalisé.....	109
Figure IV. 2. Photographie de l'interrupteur utilisé.....	110
Figure IV. 3. Photographie du convertisseur à 3 cellules réalisé.....	110
Figure IV. 4. Diagramme fonctionnel du IR2111.....	111
Figure IV. 5. Photographie de la carte d'alimentation 12 V / 15V réalisée.....	111
Figure IV. 6. Photo de la carte de commande réalisée.....	112
Figure IV. 7. Oscillogrammes des signaux complémentaires et temps mort.....	112
Figure IV. 8. Diagramme fonctionnel du HCPL-3120.....	113
Figure IV. 9. Photographie du circuit NMH1215SC.....	113
Figure IV. 10. Le schéma principal d'allumeur.....	114
Figure IV. 11. Photographie de la carte d'allumeur réalisée.....	114
Figure IV. 12. Oscillogramme du signal à la sortie de la carte d'allumeurs.....	115
Figure IV. 13. Principales caractéristiques du DS1104.....	115
Figure IV. 14. Architecture du DS1104.....	116
Figure IV. 15. Illustration du Panneau de contrôle CP1104.....	117
Figure IV. 16. La mise en œuvre de la mesure avec le LA-55P.....	117
Figure IV. 17. La mise en œuvre de la mesure avec le LA-25P.....	118
Figure IV. 18. Photographie de la carte de mesure réalisée.....	118

Figure IV. 19. Photographie du banc d'essai (Laboratoire LATAGE).....	118
Figure IV. 20. Tensions aux bornes des condensateurs flottants.....	119
Figure IV. 21. Evolution du courant de charge (a) et de la tension de charge (b).....	120
Figure IV. 22. Signal de commande de la première cellule.....	120
Figure IV. 23. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants.....	122
Figure IV. 24. Evolution du courant de charge : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants.....	123
Figure IV. 25. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants (Variation de la tension de bus).....	124
Figure IV. 26. Evolution du courant de charge : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants (Variation de la tension de bus).....	125
Figure IV. 27. Evolution du courant de charge : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants (Variation du courant de charge).....	126
Figure IV. 28. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants (Variation du courant de charge).....	127
Figure IV. 29. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants (Variation de la résistance de charge).....	128
Figure IV. 30. Evolution du courant de charge : (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants (Variation de la résistance de charge).....	129

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I. Etat de l'art et modélisation des convertisseurs multicellulaires séries	
I.1. Introduction.....	5
I.2. Etat de l'art sur les convertisseurs multiniveaux.....	5
I.2.1. Les convertisseurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped).....	6
I.2.2. Convertisseur multicellulaire parallèle.....	7
I.2.3. Convertisseur multicellulaire série.....	8
I.3. Etat de l'art sur les convertisseurs multicellulaires série.....	9
I.4. Etude et analyse d'un convertisseur multicellulaire série.....	11
I.4.1. Relations décrivant le convertisseur multicellulaire série.....	12
I.4.2. Tension bloquée par une cellule.....	12
I.4.3. Courant commuté par une cellule.....	12
I.4.4. Tensions instantanées des condensateurs et de sortie.....	13
I.5. Modélisation du convertisseur multicellulaire.....	13
I.5.1. Modèle instantané.....	13
I.5.2. Modèle moyen.....	14
I.5.3. Modèle harmonique.....	15
I.6. Conclusion.....	16
Chapitre II. Commandes basées sur le modèle moyen du convertisseur multicellulaire série	
II.1 Introduction.....	21
II.2 Commande naturelle.....	21
II.2.1 Simulation d'un hacheur à deux cellules.....	23
II.2.2 Simulation d'un hacheur à trois et à cinq cellules.....	24
II.3 Fonctionnement onduleur.....	27
II.3.1. Onduleur à point milieu.....	28
II.3.1.1 Onduleur à trois et à cinq cellules.....	28
II.3.1.2. Onduleur à cinq cellules.....	31
II.3.2 Onduleur triphasé à point milieu.....	33
II.4 Commande en boucle fermée.....	35

II.4.1. Commande par retour d'état basée sur la linéarisation d'entrée / sortie.....	35
II.4.1.1 Application à un hacheur à trois cellules.....	38
II.4.1.2 Résultats de simulation.....	40
II.4.1.3 Application à un onduleur point milieu à trois cellules.....	44
II.4.1.4 Résultats de simulation.....	44
II.5. Commande par modulation des rapports cycliques (MRC).....	46
II.5.1. Résultats de simulation.....	49
II.5.2 Application de la commande par MRC sur un onduleur point milieu à trois cellules.....	51
II 5.2.1. Résultats de simulation.....	51
II 6. Commande par MRC associée à un régulateur flou : intégration de la boucle de courant.....	53
II 6.1. Rappels sur la commande par la logique floue.....	53
II 6.1.1 Interface de Fuzzification.....	54
II 6.1.2 Interface de Défuzzification.....	54
II 6.1.3 Avantages et inconvénients.....	54
II 6.2. La structure du régulateur flou développé.....	55
II 6.3 Application sur un hacheur à trois cellules.....	57
II 6.4. Application sur un onduleur point milieu à 3 cellules.....	60
II 7. Conclusion.....	62
Chapitre III. Commandes directes du convertisseur multicellulaire série	
III.1 Introduction.....	67
III.2 Commande par modes glissants.....	67
III.2.1 Principe de la commande par modes glissants.....	67
III.2.1.1 Choix de la surface de glissement.....	68
III.2.1.2 Etablissement des conditions d'existence de convergence	68
III.2.1.3 Détermination de la loi de commande.....	69
III.2.2 Application de la commande par modes glissants sur le convertisseur à trois cellules.....	72
III.2.2.1 Contrôlabilité du convertisseur à trois cellules.....	72
III.2.2.2 Synthèse de la loi de commande d'un convertisseur à trois cellules.....	73

III.2.2.3 Résultats de simulation.....	75
III.2.3. Application à un onduleur point milieu à trois cellules.....	78
III.3. Commande par réseaux de Petri.....	81
III.3.1 Réseaux de Pétri autonomes.....	82
III.3.2 Réseaux de Pétri Continus.....	82
III.3.3 Réseaux de Pétri Hybrides.....	83
III.3.4 Application des RdP à la commande d'un convertisseur à deux cellules.....	84
III.3.4.1 La stratégie de la commande.....	84
III.3.4.2 Résultats de simulation.....	87
III.3.5 Commande d'un convertisseur à trois cellules par les réseaux de Petri.....	91
III.3.5.1 Résultats de simulation.....	92
III.5 Etude comparative des commandes appliquées.....	96
III.6 Commande hybride d'un moteur à courant continu à excitation séparée basée sur un régulateur PI- RdP.....	98
III.6.1 Modélisation d'un moteur à courant continu à excitation séparée.....	98
III.6.2 La stratégie de la commande.....	100
III.6.3 Résultats de simulation.....	101
III.7 Conclusion.....	105
Chapitre IV. Réalisation du banc d'essai et résultats expérimentaux	
IV.1 Introduction.....	109
IV.2 Description générale.....	109
IV.2.1 La partie puissance.....	110
IV.2.2 La partie commande.....	111
IV.2.3 La partie mesure.....	117
IV.3 Test de validation du banc d'essai.....	119
IV.3.1 Validation et comparaison de la commande par modulation des rapports cycliques associée à un régulateur flou et la commande par mode glissant.....	121
IV.4 Conclusion.....	129
Conclusion Générale	130

Annexes

Introduction générale

Au cours des dernières décennies, la société de l'électronique de puissance a été confrontée à des défis croissants en matière d'alimentation de diverses applications technologiques via des convertisseurs de commutations, comme les véhicules électriques, les systèmes à énergie renouvelable, les microprocesseurs, etc. Dans ces applications, les contraintes de tension et de courant peuvent aller au-delà de la plage que peut supporter un dispositif de puissance et des performances insatisfaisantes sont généralement rencontrées en raison de la fréquence de commutation limitée. Pour répondre aux contraintes de tension ou de courant, plusieurs solutions ont été proposées, basées sur l'association de plusieurs convertisseurs de puissance ou bien la connexion de plusieurs dispositifs de puissance pour obtenir un macro-composant ayant des caractéristiques satisfaisantes en tension et/ou courant. Bien que ces solutions semblent être attractives, un contrôle synchrone direct et non direct des multiples éléments doit être assuré. A cet effet, une solution innovante a été proposée au début des années 1990 par H. Foch et T. Meynard [1], utilisant le concept de cellule de commutation, connue sous le nom de convertisseur multicellulaire série. Cette topologie permet la répartition de la haute tension d'entrée E sur les cellules de commutation au moyen de condensateurs flottants. Chaque cellule est composée de paires d'interrupteurs complémentaires. Cette structure offre $p+1$ niveaux de tension de sortie, ce qui permet d'obtenir une amélioration remarquable des formes d'onde de sortie (Faibles ondulations et fréquence apparente élevée), ce qui permet d'obtenir un signal de sortie significatif avec un très bas taux de distorsion THD. Il convient de noter que ces convertisseurs peuvent fonctionner en plusieurs configurations : hacheur, onduleur demi- pont ou en onduleur en pont complet.

Afin de conserver un fonctionnement correct du convertisseur au cours du temps, sa commande doit assurer la régulation des tensions des condensateurs. Ainsi, la régulation permet d'une part de répartir équitablement les contraintes sur chaque interrupteur, et d'autre part conserver les mêmes caractéristiques du point de vue des niveaux de tension de sortie. Cette régulation est assurée par une commande convenable. Il existe une commande en boucle ouverte très simple permettant d'assurer la stabilité de ce convertisseur. Elle est connue sous le nom de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions). Cette commande permet l'équilibrage naturel des tensions aux bornes des condensateurs. Il apparaît cependant, que pour certains points de fonctionnement, la commande MLI ne permet plus d'assurer la régulation des tensions des condensateurs, ce qui peut conduire à la destruction du convertisseur. Pour pouvoir fonctionner quel que soit le point de fonctionnement, il est absolument nécessaire de développer de nouvelles commandes en boucle fermée. En effet, l'utilisation des commandes en boucle fermée prend en compte l'évolution des tensions des condensateurs et du courant de charge.

Généralement, les commandes classiques des convertisseurs suivent des modèles moyens. Une stratégie MLI est alors appliquée afin de transformer une commande continue en ordres de commutation. Le principal problème est qu'un modèle moyen ne permet pas de représenter les dynamiques liées aux tensions des condensateurs. Il serait donc intéressant d'utiliser un modèle instantané hybride afin de prendre en compte, à chaque instant, l'évolution de chaque

variable d'état. Un contrôleur binaire peut choisir directement l'état discret des actionneurs (les cellules de commutations) afin de remplir les objectifs de la commande.

Objectifs de la thèse

Les objectifs des travaux présentés dans cette thèse sont multiples : premièrement la résolution de la problématique de commande de la structure multicellulaire série et cela en appliquant deux types de commandes, des commandes basées sur le modèle moyen et le deuxième type ce sont les commandes directes.

Certaines commandes vont être appliquées sur un onduleur multicellulaire afin de montrer l'efficacité de cette structure pour l'amélioration de la qualité des grandeurs de sorties (problème d'harmoniques).

Les premières commandes qu'on va appliquer, sont basées sur le modèle moyen du convertisseurs comme la commande naturelle basée sur la commande MLI, puis la commande par linéarisation entrées sorties et la commande par modulation des rapports cycliques. Cette dernière assure juste la régulation des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Dans cette thèse, nous allons introduire une boucle pour la régulation du courant de charge en utilisant un régulateur flou.

Des commandes directes seront aussi appliquées, telles que la commande par modes de glissements et la commande par réseaux de Petri.

Une nouvelle commande d'un moteur à courant continu à excitation séparée à base d'une combinaison entre un régulateur PI classique avec les réseaux de Petri est aussi proposée.

A la fin, un banc d'essai contenant le convertisseur multicellulaire ainsi que la carte d'acquisition Dspace1104, a été réalisé au sein du laboratoire de recherche LATAGE, afin de valider expérimentalement les résultats obtenus par simulation.

La thèse est divisée en quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à des rappels sur les différentes structures de convertisseurs multiniveaux existants, et leur principe de fonctionnement, puis la structure multicellulaire série sera étudiée profondément. Un état de l'art sur les différents travaux réalisés sur le convertisseur multicellulaire sera détaillé. Ensuite, nous allons présenter les différents modèles qui caractérisent ces convertisseurs.

Dans le deuxième chapitre, quelques commandes basées sur le modèle moyen seront appliquées sur un convertisseur à trois cellules. Les deux fonctionnements (Hacheur et onduleur) seront traités afin de montrer la bonne qualité que présentent les grandeurs de sortie de ce convertisseur. A la fin de chaque section des résultats de simulations seront discutés.

Dans le troisième chapitre, nous allons développer deux commandes directes. La première est basée sur la technique de modes glissants, la deuxième est basée sur les réseaux de Petri. Une brève partie sera dédiée pour l'explication du principe de ces deux commandes. Des simulations, pour montrer la validité de ces commandes pour un convertisseur à trois cellules seront présentées. Une étude comparative entre les commandes réalisées sera présentée. Finalement un nouveau contrôle hybride basé sur les réseaux de Pétri d'un moteur à courant continu sera proposé.

Le dernier chapitre traite de la réalisation du banc d'essai. Une description détaillée de chaque partie de ce banc sera présentée. La fin de ce chapitre, est consacrée pour une validation expérimentale de quelques commandes présentées dans les chapitres précédents.

Une conclusion générale du travail ainsi que des perspectives clôturent le document.

Etat de l'art et modélisation des C.M.S

Ce chapitre décrit l'état de l'art sur les convertisseurs multiniveaux et les avantages ainsi que les inconvénients de leurs différentes structures. Puis nous nous intéressons à l'étude de la structure multicellulaire série, en donnant un état de l'art et les commandes proposées afin de résoudre la problématique de la commande de ce convertisseur et de minimiser le taux des harmoniques au niveau de la charge qui y est connectée. Une étude approfondie sur le principe de fonctionnement du convertisseur multicellulaire sera proposée. On montrera à la fin de ce chapitre, les différents modèles mathématiques qui sont nécessaires pour la commande du convertisseur multicellulaire série.

Sommaire

I.1. Introduction.....	5
I.2. Etat de l'art sur les convertisseurs multiniveaux.....	5
I.2.1. Les convertisseurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped).....	6
I.2.2. Convertisseur multicellulaire parallèle	7
I.2.3. Convertisseur multicellulaire série.....	8
I.3. Etat de l'art sur les convertisseurs multicellulaires série.....	9
I.4. Etude et analyse d'un convertisseur multicellulaire série.....	11
I.4.1. Relations décrivant le convertisseur multicellulaire série.....	12
I.4.2. Tension bloquée par une cellule.....	12
I.4.3. Courant commuté par une cellule	12
I.4.4. Tensions instantanées des condensateurs et de sortie	13
I.5. Modélisation du convertisseur multicellulaire.....	13
I.5.1. Modèle instantané	13
I.5.2. Modèle moyen.....	15
I.5.3. Modèle harmonique	15
I.6. Conclusion.....	16

I.1. Introduction

Dans les années 90, de nouvelles structures des convertisseurs de puissance sont apparues ; notamment la structure multicellulaire série à la suite d'un brevet déposé par Thierry A. Meynard et Henri Foch [1],[2],[3]. Ce genre de convertisseurs sont devenus l'une des meilleures solutions utilisées pour la conversion d'énergie pour les grandes puissances dans plusieurs domaines d'application tels que l'industrie [4],[5], la conversion d'énergie éolienne, la traction ferroviaire, la compensation de l'énergie réactive...etc. Ce convertisseur donne de très bonnes performances pour les applications à haute tension, puisque le contenu harmonique se trouve amélioré à sa sortie.

On peut citer quelques avantages liés à ce type de convertisseurs :

- Une bonne répartition de la tension sur chaque interrupteur quel que soit le régime de fonctionnement statique ou dynamique.
- Amélioration de la forme d'onde des grandeurs de sortie.
- L'application à la commande des machines électriques diminuera l'amplitude des tensions aux bornes des moteurs par exemple ce qui conduit à l'augmentation de la durée de vie de ces derniers.

D'autre part, le convertisseur multicellulaire a des contraintes à ne pas nier. On peut citer à titre d'exemple :

- L'utilisation encombrante des composants électroniques et leurs éléments de dissipation d'énergie.
- La complexité de la commande.
- Les tensions flottantes.

I.2. Etat de l'art sur les convertisseurs multiniveaux

Le concept des convertisseurs multiniveaux peut être mis en œuvre selon différentes structures. La caractéristique commune de celles-ci sera leur capacité à fournir une forme d'onde qui puisse prendre plus de deux niveaux en sortie du convertisseur. Ce type de convertisseurs, présente essentiellement deux avantages. D'une part, les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par ces convertisseurs présente une bonne qualité spectrale. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée [6].

Les premières traces révélées sur les convertisseurs multiniveaux remontent aux années 60. En 1962 Flairty [7] met en série, via un transformateur, plusieurs onduleurs déphasés entre eux. Puis, Ross et Harter [8] transposent le concept du convertisseur numérique-analogique pour l'électronique de puissance en multipliant le nombre de potentiels disponibles afin de minimiser l'écart entre le signal de sortie et la référence sinusoïdale (signal en marches d'escalier). Il s'agit bien ici de réduire les harmoniques gênants d'un onduleur « pleine onde » (proposant des signaux carrés) à 2 niveaux. En 1975, le premier modèle d'un onduleur en pont H (H-bridge) est apparu [9], [10]. Un progrès des onduleurs multiniveaux a été dû au modèle en pont H cascadié en série. Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie. L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules

de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur.

Mais l'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont.

Il faudra attendre le début des années 80 pour voir apparaître une nouvelle topologie [11],[12], qui va marier une augmentation du nombre de niveaux à la MLI, grâce à des composants actifs plus performants, tout en offrant un dimensionnement avantageux. Dans cette topologie, chaque composant supporte une fraction de la tension grâce à un agencement de diodes connectées entre chaque potentiel et les différents composants actifs. Les premières descriptions étant proposées pour 3 niveaux, le nom adopté fût « Neutral Point Clamped » ou NPC, du fait d'un potentiel intermédiaire raccordé au neutre du réseau triphasé [13]. Cette topologie s'est fortement répandue dans les variateurs de vitesse de moyenne tension [13].

Au début des années 1990, un brevet est déposé par Meynard et Foch [1], pour un onduleur obtenu par raccordement de cellules de condensateurs de bouclage. Le premier avantage de cette topologie est l'absence des diodes de bouclage propres aux topologies des onduleurs NPC et MPC. De plus, les contraintes en tension imposées aux composants de puissance sont naturellement limitées : on note une faible valeur de dv/dt aux bornes des composants. Des "redondances" de commutation dans les séquences de fonctionnement introduisent des états qui peuvent être utilisés pour le maintien de l'équilibre des charges des condensateurs. Ainsi, par phase, une seule source DC est nécessaire. Ajouter à cela, les onduleurs FC peuvent présenter des nombres pairs ou impairs de niveaux [2].

I.2.1. Les convertisseurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped)

Cette structure à point neutre fixé est la plus ancienne des structures. Connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, elle n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension d'entrée continue sur différents interrupteurs en série est assurée par des diodes (clamps) connectées à des points milieu capacitifs. La figure I.1 présente la structure d'un onduleur monophasé à p niveaux.

Une série de $p-1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $p-2$ points milieu capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $E/(p-1)$, $2E/(p-1)$, $(2E)/(p-1), \dots$, jusqu'à $((p-2)E)/(p-1)$. Des niveaux de tensions intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commandes $sc_1, sc_2, \dots, sc_{p-1}, sc_{p-2}$, des interrupteurs de puissance.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique à 2 niveaux sont [14],[15]:

- L'amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
- La réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (celle-ci est proportionnelle au nombre de niveaux) et donc adaptée pour les applications haute tension.

Par contre, l'inconvénient de cette structure est le déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension.

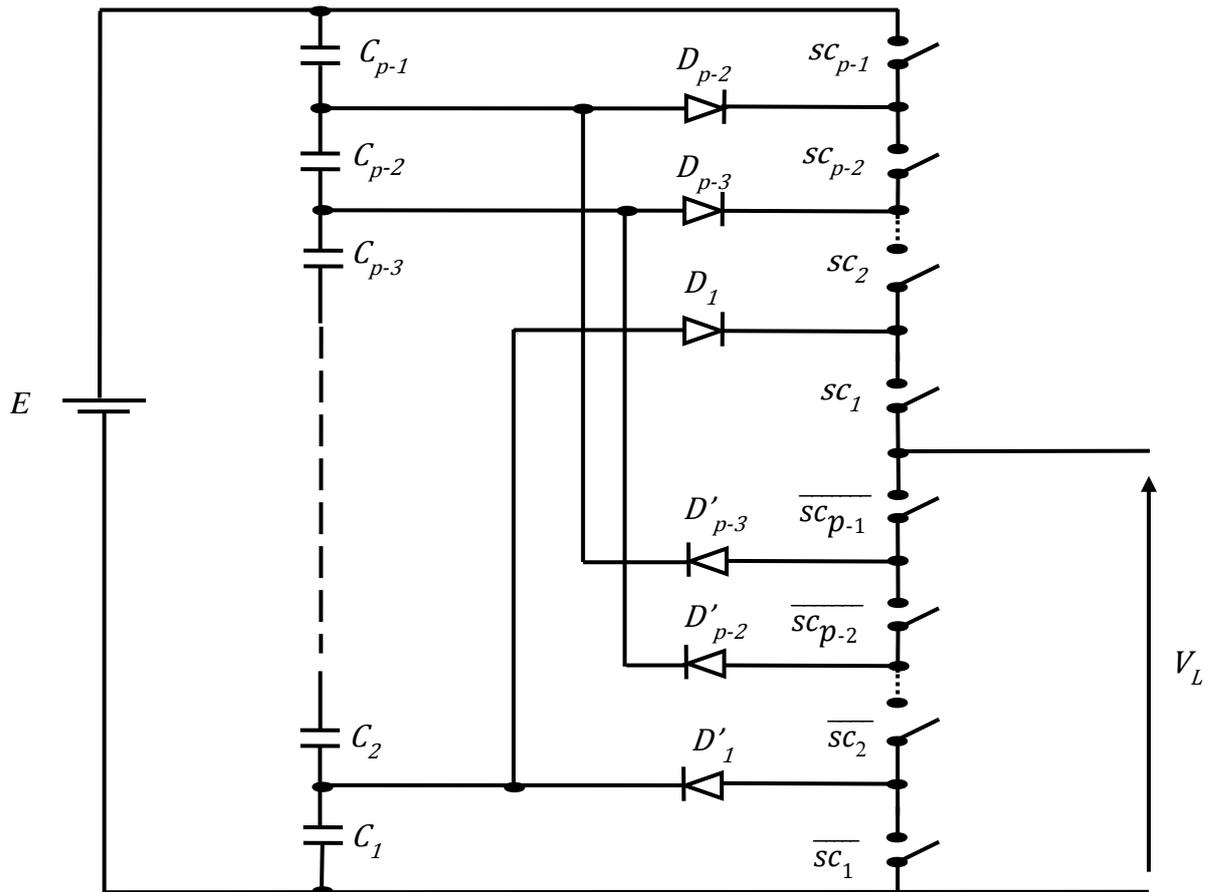


Figure I. 1. Bras d'un onduleur à structure NPC

I.2.2. Convertisseur multicellulaire parallèle

Les convertisseurs multicellulaires parallèles sont utilisés dans des applications très variées, comme les microprocesseurs, le réseau de puissance automobile ou les onduleurs de secours de forte puissance. Les principales motivations de la mise en parallèle des cellules de commutation sont :

- La possibilité d'atteindre des puissances inaccessibles avec des composants uniques,
- L'utilisation de composants de calibre plus faible, et par conséquent plus performants,
- L'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur par une augmentation du nombre de degrés de liberté,
- La réduction du coût total du convertisseur, car des composants de calibres plus faibles peuvent être utilisés.

Le principal inconvénient des convertisseurs multicellulaires parallèles est dû aux problèmes que peut engendrer un parallélisme massif. Ces problèmes sont :

- L'existence de fortes ondulations de courant dans les bras du convertisseur ;
- Le déséquilibre des courants de bras dû à la moindre imperfection du convertisseur.

Une topologie classique du convertisseur multicellulaire parallèle (CMP) repose sur une association de p cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison [16] (Figure I.2). Les ordres de commande des cellules de commutation ont le même rapport cyclique et deux cellules adjacentes ont les ordres de commande déphasés de $2\pi/p$. Les tensions délivrées par les p

cellules de commutation sont des tensions carrées de niveau 0 et $+E$, et déphasées de $2\pi/p$. Les p tensions constituent un système de tensions équilibrées (tensions de même fréquence fondamentale et de même contenu harmonique). Les inductances de liaison sont identiques sur chaque cellule et ont pour rôle d'absorber toute différence de tension instantanée entre les cellules. Elles sont toutes parcourues par le même courant moyen, ce qui offre un aspect modulaire très intéressant de ce type de convertisseur.

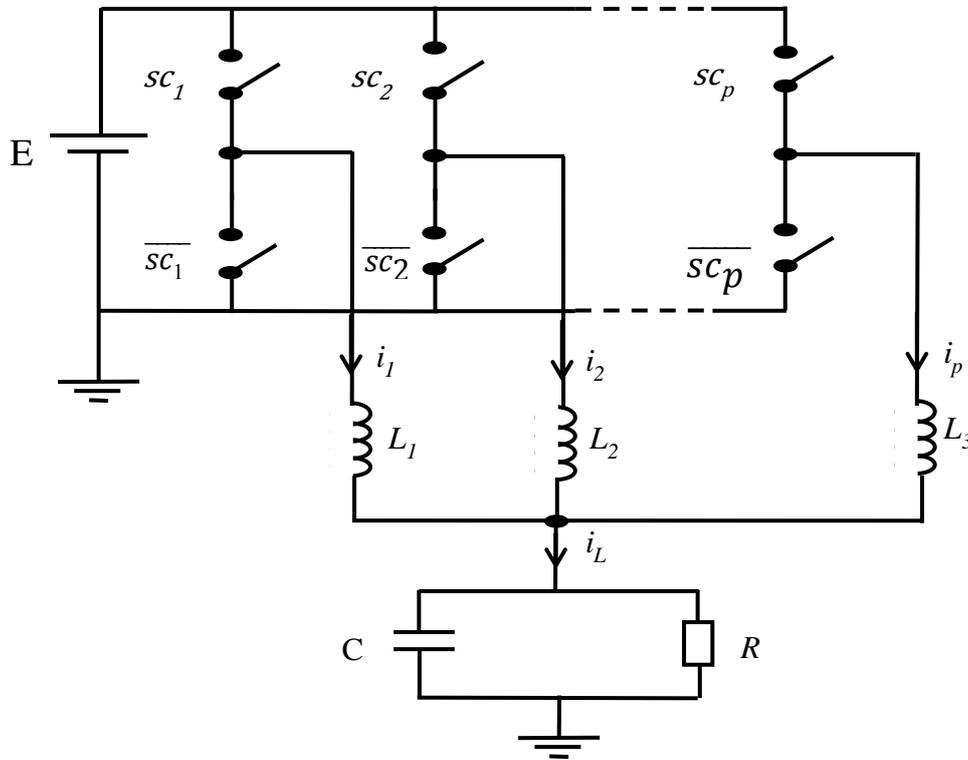


Figure I. 2. Convertisseur multicellulaire parallèle

I.2.3. Convertisseur multicellulaire série

Le convertisseur multicellulaire série (Figure I.3) est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée.

Ces sources de tensions flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure du convertisseur multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure I.3 montre le schéma d'un convertisseur multicellulaire série à p niveaux, constitué de $p-1$ cellules. Les principales qualités qu'offre ce type de convertisseurs sont :

- La modularité d'une cellule de base permettant de construire toute une gamme de convertisseurs [17].
- Le nombre élevé de degrés de liberté lié aux nombres de cellules utilisées.
- L'ondulation réduite dans le rapport du nombre de cellules employées [14].
- La possibilité de faire fonctionner ce type de convertisseurs en mode dégradé.

Pour conserver un fonctionnement correct du convertisseur multicellulaire série au cours du temps, la commande doit assurer la régulation des tensions des condensateurs flottants. La régulation permet d'une part de répartir équitablement les contraintes sur chaque interrupteur,

et d'autre part de conserver les mêmes caractéristiques du point de vue des niveaux de tension.

Il existe une commande en boucle ouverte très simple permettant d'assurer la stabilité du convertisseur. Elle est connue sous le nom de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) ou commande dite "naturelle" [2]. Elle permet l'approximation de la tension de référence de sortie par la réalisation d'une tension moyenne de même valeur sur une période. Il apparaît cependant, que pour certains points de fonctionnement (points critiques), la commande dite naturelle ne permet plus d'assurer la stabilité des tensions des condensateurs, ce qui peut conduire à la destruction du convertisseur. Ce phénomène a déjà été souligné dans des travaux antérieurs [2],[3],[18]. Le besoin de mieux caractériser l'existence d'un tel fonctionnement rend nécessaire une analyse approfondie de la commande de ce type de convertisseur. Dans [19] l'auteur s'est appuyé sur une approche géométrique afin de faire cette analyse. Cette démarche a permis alors une analyse aussi complète que possible. Cela a notamment permis de caractériser les points de fonctionnement critiques pour lesquels les tensions de condensateurs ne sont plus naturellement contrôlées, notamment dans le cas triphasé avec la détermination de l'ensemble des points critiques dans deux cas différents. Cela a également conduit au développement des commandes spécifiques afin d'assurer le contrôle des tensions des condensateurs flottants dans tous les cas de fonctionnement. Par contre, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée [20].

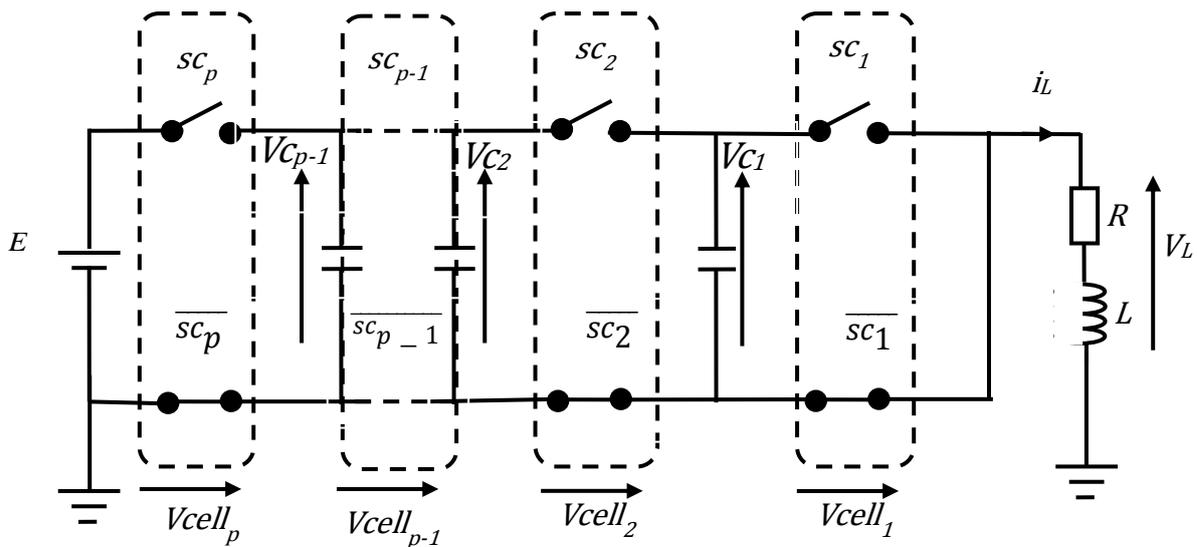


Figure I. 3. Convertisseur multicellulaire série

I.3. Etat de l'art sur les convertisseurs multicellulaires série

Plusieurs études ont démontré (voir [2], [22]) que dans des conditions spécifiques, un simple contrôle en boucle ouverte garantit un équilibrage naturel des tensions des condensateurs (Figure I.4). Ces conditions sont :

- Les signaux des cellules ont le même rapport cyclique qui dépend du courant de charge de référence.
- Le déphasage entre les signaux de cellules successives est égal à $\delta=2\pi/p$.

Cependant, il présente de sérieux inconvénients tels que la dépendance du temps de réponse de l'impédance de la charge (l'impédance élevée implique un équilibrage naturel très lent et

inversion). Pour remédier à ce problème, un circuit auxiliaire (RLC) avec une fréquence propre égale à la fréquence de commutation a été proposé par **Guillaume Gateau, 1997** [2].

Bien que l'état transitoire soit vraiment amélioré, cette stratégie est considérée comme inappropriée pour suivre les variations rapides de la tension d'entrée [21]. Cela motive la nécessité de stratégies de contrôle en boucle fermée pour un convertisseur multicellulaire en série.

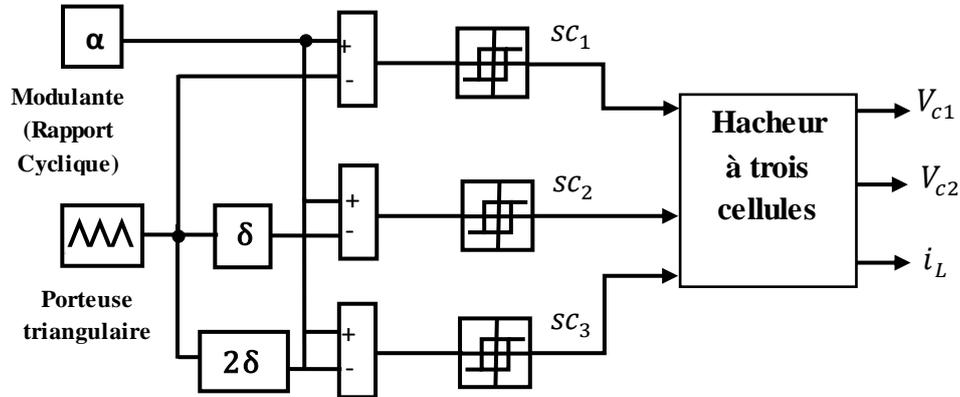


Figure I. 4. Principe de la commande naturelle appliquée pour un hacheur à trois cellules

Olivier Tachon, 1998 [22] a proposé deux lois de commande pour le convertisseur multicellulaire série. La première loi de commande de type proportionnel permet de contrôler les tensions des condensateurs flottants aussi bien en fonctionnement hacheur qu'en fonctionnement onduleur. La seconde loi de commande met en œuvre une commande non interactive qui permet de minimiser les interactions entre les tensions des condensateurs flottants et le courant de charge, et d'imposer les dynamiques sur les grandeurs électriques.

Dominique Pinon, 2000 [17] a proposé trois techniques de commande. Dans la première technique de commande, il a utilisé la méthode de linéarisation par bouclage statique, tandis que dans la deuxième et la troisième technique, il a exploité respectivement la théorie de la commande par mode de glissement en imposant une fréquence de commutation fixe.

Martin Aimé, 2003 [23] a présenté une nouvelle stratégie de commande inspirée de la commande du courant crête à fréquence de découpage fixe, et adaptée à un convertisseur multiniveaux. Cette commande permet de contrôler le courant de sortie du convertisseur grâce à un système de double rampe de référence et un algorithme qui détermine en temps réel l'évolution du niveau de tension souhaité en sortie. Cette commande ne nécessite pas de capteur de tension aux bornes de la charge. Seul le courant dans l'inductance doit être mesuré, ainsi que les tensions flottantes, dans le cas d'un convertisseur multicellulaire. Par contre, la tension aux bornes de la charge ne doit pas subir de discontinuité, et elle ne doit pas varier de manière trop importante pendant chaque période de découpage. Cette condition est importante, afin de garantir que le courant dans l'inductance de sortie reste contrôlable, et varie de manière quasi linéaire par morceaux.

Olivier Bethoux, 2005 [24] a montré comment élaborer un contrôle permettant d'assurer les meilleures dynamiques tout en préservant des régimes permanents optimaux. En particulier, le contrôle rapproché du convertisseur à nombre pair de cellules est établi avec succès. La boucle de premier niveau est utilisée directement par des algorithmes contrôlant les processus par modes glissants. Ensuite la défaillance d'une cellule est envisagée dans ces travaux.

Khelifa Benmansour, 2009 [15] a utilisé une approche hybride pour réaliser un banc d'essai d'un convertisseur multicellulaire série. La commande par modes glissants est utilisée pour la

conduite des machines à courant continu. Ensuite l'analyse d'observabilité des tensions flottantes par approche statique et approche hybride est étudiée dans sa thèse.

Leonardo Amet, 2011 [18] améliore la commande de Bethoux en proposant une commande directe basée sur la projection de phase qui calcule la combinaison des commutateurs afin d'approximer les tensions des condensateurs flottants avec leurs références.

Bilal Amghar, 2013 [25] a présenté une nouvelle façon de commander les convertisseurs multicellulaires parallèles. Cette commande permet de contrôler le courant de sortie du convertisseur multicellulaire parallèle grâce à un réseau de Pétri (RdP) et un algorithme qui détermine en temps réel l'évolution du niveau de tension souhaité en sortie.

Fernando Salinas, 2014 [31] a amélioré la commande par RdP proposée dans [25], mais cette fois ci sur le convertisseur multicellulaire série avec une étude de stabilité formelle basée sur une fonction de Lyapunov qui assure la convergence des états en fonction de la règle de commutation.

Philippe Djondine, 2015 [26] a étudié les comportements chaotiques dans les convertisseurs multicellulaires séries alimentant une charge non linéaire, ainsi il a utilisé une loi de commande hybride basée sur la modélisation par réseaux de Petri pour la régulation des tensions des condensateurs flottants et du courant de charge.

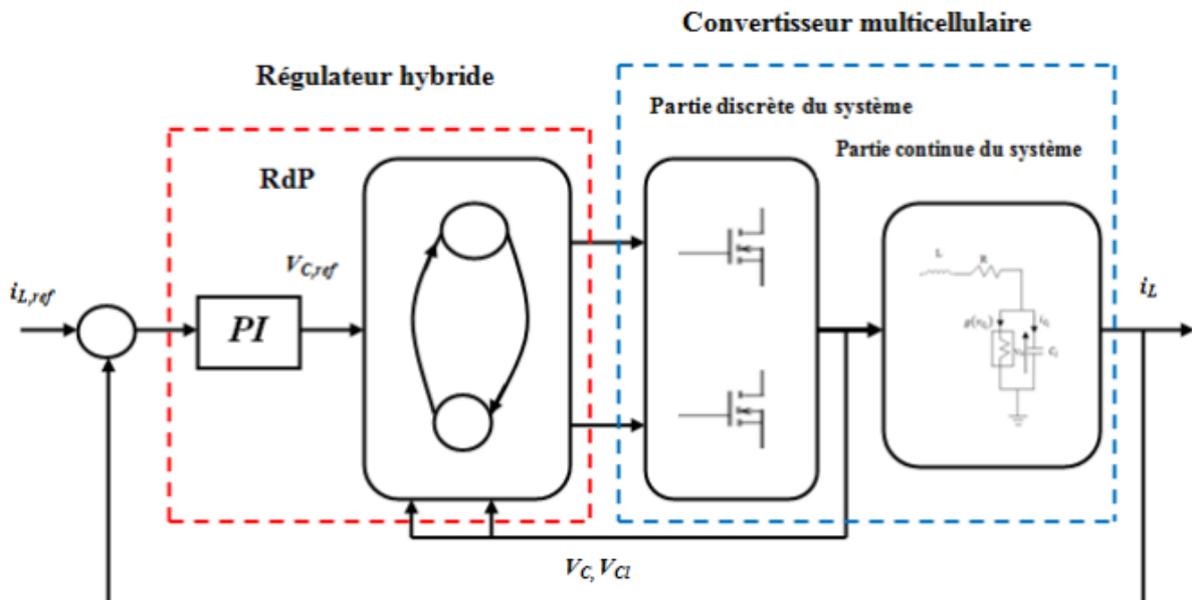


Figure I. 5. Commande hybride du hacheur à deux cellules lié à une charge non linéaire [26]

Fernando Salinas, 2016 [27] a proposé une commande de prévision basée sur les réseaux de Pétri pour prédire les tensions de condensateurs flottants. Cette approche réduit le temps de calcul par rapport au schéma de contrôle prédictif typique.

I.4. Etude et analyse d'un convertisseur multicellulaire série

La modélisation mathématique est une phase essentielle et importante pour prédire le comportement des systèmes physiques. Il est à noter que plusieurs modèles peuvent exister pour un même processus avec des précisions différentes [28], et le choix parmi ceux-ci dépendra de son utilisation (Conception de contrôle, conception ou analyse d'observateur). La

dynamique du convertisseur a été décrite par différents modèles fournis par la littérature tels que le modèle instantané, le modèle moyen, le modèle harmonique et le modèle hybride. Dans les sous-sections suivantes, nous reformulons certains modèles mathématiques d'un convertisseur multicellulaire en série qui sera utilisé pour la conception du contrôleur

I.4.1. Relations décrivant le convertisseur multicellulaire série

Avant de développer les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons poser un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées [2] :

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 sources de tension et de courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.

Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation.

Les deux interrupteurs de chaque cellule ne doivent en aucun cas être passants en même temps pour éviter de court-circuiter les sources de tension. Cela est obtenu grâce au contrôle des deux interrupteurs avec des signaux quasi-opposés en intégrant des temps morts à chaque commutation [29].

I.4.2. Tension bloquée par une cellule

Chaque cellule est encadrée par deux sources de tension flottantes intermédiaires V_{Ck} et V_{Ck-1} avec $V_{C0}=0$ et $V_{Cp}=E$. Donc la tension bloquée par chaque cellule est :

$$V_{Cell_k} = V_{Ck} - V_{Ck-1} \quad (I.1)$$

Ces sources de tension flottantes sont faites avec de simples condensateurs. Ces condensateurs doivent imposer la même contrainte en tension sur chaque cellule de commutation, c'est-à-dire :

$$V_{Cell_k} = \frac{E}{p} \quad (I.2)$$

Et à partir des équations (1.1) et (1.2) nous pouvons déduire les tensions sur ceux-ci :

$$V_{Ck} = \frac{k.E}{p} \quad (I.3)$$

I.4.3. Courant commuté par une cellule

Le courant prélevé par la source de courant est continu dans le temps, quelles que soient les commutations des cellules, il doit pouvoir circuler. Il est aiguillé par les différentes cellules et, selon les positions des interrupteurs, circule ou non à travers les condensateurs :

$$\begin{aligned} i_{sc_k} &= sc_k \cdot i_L \\ i_{sc_k}^- &= sc_k \cdot i_L \end{aligned} \quad (I.4)$$

I.4.4. Tensions instantanées des condensateurs et de sortie

La tension V_L appliquée à la sortie est le résultat du choix des p commandes sc_k :

$$V_L = \sum_{k=1}^p sc_k \cdot v_{cell_k} \tag{I.5}$$

L'évolution des tensions internes V_{ck} dépend du courant circulant dans chaque condensateur C_k . Celui-ci est déterminé par la configuration de ses deux cellules adjacentes :

$$i_{C_k} = i_L (sc_{k+1} - sc_k) \tag{I.6}$$

$$V_{C_k}(t) = v_{C_k}(0) + \int_0^t \frac{i_{C_k}}{C_k} dt \tag{I.7}$$

A partir des équations (I.5) et (I.7) nous pouvons conclure que dans le cas où les tensions sur les condensateurs sont identiques, il est possible de les contrôler indépendamment de la tension de sortie.

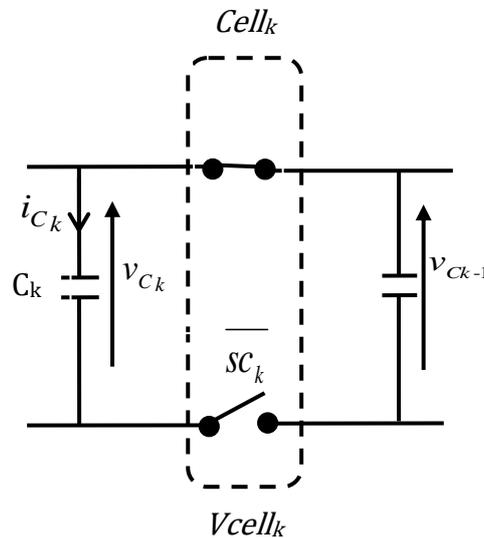


Figure I. 6. Cellule élémentaire de commutation

I.5. Modélisation du convertisseur multicellulaire

La modélisation est une étape très importante dans la simulation, la synthèse de lois de commande, et la conception d'observateurs. La précision de la modélisation est définie selon l'objectif visé.

Un convertisseur multicellulaire série possède p interrupteurs à commander pour régler p grandeurs d'état qui sont les tensions flottantes et le courant de charge. Ces interrupteurs fournissent $2p-1$ degrés de libertés (p rapports cycliques et $p-1$ déphasages). Selon les degrés de liberté utilisés pour la définition d'une stratégie de commande, trois types de modèles ont été développés: Le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique [29].

I.5.1. Modèle instantané

Le modèle instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les valeurs instantanées des variables d'état et de sortie du convertisseur. Pour établir le modèle instantané d'un convertisseur multicellulaire série associé à une charge quelconque, nous

prenons un condensateur C_k et ses deux cellules adjacentes. L'évolution de la tension de ce condensateur dépend du courant i_{Ck} qui le traverse, lequel est déterminé par les états des interrupteurs des cellules mentionnées :

$$i_{C_k}(t) = (sc_{k+1}(t) - sc_k(t))i_L(t) \quad (I.8)$$

La tension sur le condensateur C_k est liée au courant $i_{Ck}(t)$ par la relation :

$$\frac{dV_{C_k}}{dt}(t) = \frac{(sc_{k+1}(t) - sc_k(t))}{C_k} i_L(t) \quad (I.9)$$

Cette expression décrit le comportement de tous les états du convertisseur. Il nous reste à déduire l'expression de la tension de la sortie. D'après la deuxième loi de Kirchoff (loi des mailles), la tension de sortie $v_{\overline{sc}_k}(t)$ aux bornes des interrupteurs inférieurs \overline{sc}_k , sont définies par :

$$V_{\overline{sc}_k}(t) = (V_{C_k} - V_{C_{k-1}})sc_k(t) \quad (I.10)$$

D'où la tension aux bornes de la charge est donnée par :

$$V_L(t) = \sum_{k=1}^p V_{\overline{sc}_k}(t) \quad (I.11)$$

$$V_L(t) = \sum_{k=1}^p (V_{C_k}(t) - V_{C_{k-1}}(t))sc_k(t) \quad (I.12)$$

Avec $V_{C0}(t)=0$ et $V_{Cp}(t)=E$.

En regroupant les expressions obtenues sous la forme des équations d'état, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{sc_2(t) - sc_1(t)}{C_1} i_L(t) \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{sc_3(t) - sc_2(t)}{C_2} i_L(t) \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} = \frac{sc_p(t) - sc_{p-1}(t)}{C_{p-1}} i_L(t) \\ V_L(t) = \sum_{k=1}^p (V_{C_k}(t) - V_{C_{k-1}}(t))sc_k(t) \end{array} \right. \quad (I.13)$$

I.5.2. Modèle moyen

Ce modèle permet de réaliser la synthèse de certaines lois de commande et correspond à l'utilisation des rapports cycliques. Il ne comprend aucune information relative à la phase des signaux. Pour le convertisseur multicellulaire série, les phénomènes harmoniques ne seront donc pas pris en compte tel que le rééquilibrage naturel [15],[26].

Dans le modèle aux valeurs moyennes, chaque grandeur dans le modèle exact est remplacée par sa valeur moyenne sur la période de découpage. Ce modèle est continu et permet de faire la synthèse des lois de commande [29].

Les hypothèses supplémentaires à l'établissement de ce modèle par rapport au modèle instantané sont :

- Tensions flottantes et tension de bus : Les tensions sont considérées constantes durant une période de découpage.
- Courants de charge : Le courant de charge est constant sur une période de découpage et correspond à sa valeur moyenne sur cette même période.

Le modèle moyen d'un convertisseur à p cellules est donné par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{C_1} I_L \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{\alpha_3 - \alpha_2}{C_2} I_L \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} = \frac{\alpha_p - \alpha_{p-1}}{C_{p-1}} I_L \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(\alpha_1 - \alpha_2).V_{C1} + \frac{1}{L}(\alpha_2 - \alpha_3).V_{C2} + \dots + \frac{1}{L}(\alpha_{p-1} - \alpha_p).V_{C_{p-1}} + \frac{\alpha_p}{L}E - \frac{R}{L}I_L \end{array} \right. \quad (I.14)$$

I.5.3. Modèle harmonique

Le modèle harmonique permet de fournir de nombreuses informations :

- En régime permanent : en fixant le rapport cyclique et le déphasage, il est possible d'extraire les points d'équilibre des tensions des condensateurs sans passer par une longue et fastidieuse simulation ;
- En régime transitoire avec la détermination des constantes de temps : les valeurs propres de la matrice dynamique élémentaire du système permettent de caractériser les différentes constantes de temps pour chaque tension. Les rapports cycliques appliqués aux cellules sont alors constants sinon le modèle devient non linéaire.
- En réponse fréquentielle (le diagramme de Bode) : il contient les résultats sur le calcul et les propriétés des valeurs propres [30]. Il montre que l'équilibrage naturel fonctionne uniquement pour un nombre premier de cellules [2]. La commande fréquentielle basée sur ce modèle permet de réduire le nombre de filtres [1].

Chacun de ces trois modèles peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande. Les deux premiers modèles, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des

grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur, se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande pour le modèle instantané. Le modèle harmonique permet quant à lui d'agir sur les p rapports cycliques et sur les $(p - 1)$ déphasages inter-cellules simultanément.

I.6. Conclusion

Après avoir présenté un historique sur les différentes structures des convertisseurs multiniveaux, nous avons présenté dans ce chapitre quelques travaux réalisés pour commander le convertisseur multicellulaire série. Ensuite nous avons détaillé le principe de fonctionnement de ce convertisseur, puis nous avons présenté trois modèles mathématiques du convertisseur, qui sont le modèle instantané, le modèle moyen ainsi que le modèle harmonique. Dans le chapitre suivant nous allons nous intéresser à présenter quelques résultats de simulation en utilisant quelques techniques de commande.

Bibliographie

- [1] T. Meynard, H. Foch, "Dispositif de conversion d'énergie électrique à semi-conducteur", Brevet. France, n° 00652, p. 91, 1992.
- [2] G. Gateau, "Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série: commande non linéaire et commande floue", Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 1997.
- [3] P. Carrere, "Étude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGTB: équilibrage des condensateurs flottants", Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 1996.
- [4] L. Amet, "Control of switched systems: application to electrical systems", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2014.
- [5] B. Robert and A. Aroudi, "Discrete time model of a multicell dc/dc converter : Nonlinear approach", Mathematics and computers in simulation, vol.71, pp.4-6, 2005.
- [6] P. Bartholomeus, P. Le Moigne, "A simple method for the evaluation of the harmonics generated by multilevel converters", in IMACS. Georgia, p. 871–876, 1996
- [7] C. W. Flairty, "A 50-kVA adjustable-frequency 24-phase controlled rectifier inverter", IRE Trans. Ind. Electron., n° 1, p. 56–60, 1962.
- [8] J. A. Ross et R. J. W. Harter, "High power synthetic waveform generator" Brevet, Washington, USA, n° 3,100,851 août-1963.
- [9] W. E. Newell, "Power Electronics Emerging from Limbo", IEEE Transactions on Industry Applications, n° 1, p. 7–11, 1974.
- [10] N. P. Schibli, T. Nguyen, A. C. Rufer, "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors", IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, n° 5, p. 978–986, 1998.
- [11] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., n° 5, p. 518–523, 1981.

- [12] R. H. Baker, "Bridge converter circuit", brevet, Washington, USA, n° 4,270,163, 26 mai-1981.
- [13] C. Rizet, "Amélioration du rendement des alimentations sans interruption", Thèse de doctorat, Université de Grenoble Alpes, 2011.
- [14] M. F. Escalante Gutiérrez, "Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande de machines à courant alternatif par DTC ", Thèse de doctorat, Paris 6, 2001.
- [15] K. Benmansour, "Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride", Thèse de doctorat, Cergy-Pontoise, 2009.
- [16] V. Costan, "Convertisseurs parallèles entrelacés: étude des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules", Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2007.
- [17] D. Pinon, "Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement", Thèse de Doctorat, Toulouse, INPT, 2000.
- [18] L. Amet, M. Ghanes, J.-P. Barbot, "Direct control based on sliding mode techniques for multicell serial chopper", in American Control Conference, San Francisco, p. 751–756, 2011.
- [19] A. Donzel, "Commande des convertisseurs multiniveaux: Application à un moteur asynchrone " Thèse de doctorat, Inst. Natl. Polytech. Grenoble, 2000.
- [20] D. Florica, G. Gateau, M. Dumitrescu, R. Teodorescu, "A new stacked NPC converter: 3L-topology and control", European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, p. 1–10. 2007.
- [21] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, et T. A. Meynard, "Multicell converters: active control and observation of flying-capacitor voltages", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, n° 5, p. 998–1008, 2002.
- [22] O. Tachon, "Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série: modélisation, synthèse et expérimentation", Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 1998.
- [23] M. Aimé, "Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques: Application aux nouvelles structures multicellulaires", Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 2003.
- [24] O. Bethoux, "Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série", Thèse de doctorat, Cergy-Pontoise, 2005.
- [25] B. Amghar, "Modélisation, observabilité et commande de convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2013.

- [26] P. Djondiné, "Étude des comportements chaotiques dans les convertisseurs statiques", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2015.
- [27] F. Salinas, M. A. González, M. F. Escalante, "Finite Control Set-Model Predictive Control of a Flying Capacitor Multilevel Chopper Using Petri Nets", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 9, p. 5891–5899, 2016.
- [28] M. Benmiloud, A. Benalia, M. Defoort, M. Djemai, "On the limit cycle stabilization of a DC/DC three-cell converter", *Control Engineering Practice*, vol. 49, p. 29–41, 2016.
- [29] A. A. Boukhtache, "Contribution à la commande d'un système lampe décharge-ballast électronique pour épuration des eaux", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2017.
- [30] P. Davancens, T. Meynard, "Étude des convertisseurs multicellulaires parallèles : I. Modélisation", *Journal de Physique III*, vol. 7, n° 1, p. 143–160, 1997.
- [31] F. Salinas, M. Ghanes, J. P. Barbot, M. F. Escalante, et B. Amghar, "Modeling and control design based on Petri nets for serial multicellular choppers", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, n° 1, p. 91–100, 2015.

Chapitre II

Commandes basées sur le modèle moyen du C.M.S

Ce chapitre sera consacré à la commande du convertisseur multicellulaire série en se basant sur son modèle moyen. Une commande simple qui fonctionne en boucle ouverte, dite naturelle sera présentée en premier. Puis nous nous intéresserons à la commande en boucle fermée de ce convertisseur. La commande par retour d'état basée sur la linéarisation d'entrée / sortie et la commande par modulation des rapports cycliques seront donc développées et appliquées pour un fonctionnement hacheur. Le fonctionnement en onduleur sera aussi traité pour montrer l'intérêt de cette structure dans l'amélioration de la qualité des grandeurs de sorties.

Sommaire

II.1 Introduction.....	21
II.2 Commande naturelle	21
II.2.1 Simulation d'un hacheur à deux cellules	23
II.2.2 Simulation d'un hacheur à trois et à cinq cellules	24
II.3 Fonctionnement onduleur	27
II.3.1. Onduleur à point milieu	28
II.3.1.1 Onduleur à trois cellules	28
II 3.1.2. Onduleur à cinq cellules	31
II.3.2 Onduleur triphasé à point milieu.....	33
II.4 Commande en boucle fermée	35
II.4.1. Commande par retour d'état basée sur la linéarisation d'entrée / sortie	35
II.4.1.1 Application à un hacheur à trois cellules	38
II.4.1.2 Résultats de simulation.....	40
II.4.1.3 Application à un onduleur point milieu à trois cellules.....	44
II.4.1.4 Résultats de simulation.....	44
II.5. Commande par modulation des rapports cycliques (MRC).....	46
II.5.1. Résultats de simulation	49

II.5.2 Application de la commande par MRC sur un onduleur point milieu à trois cellules	51
II 5.2.1. Résultats de simulation.....	51
II 6. Commande par MRC associée à un régulateur flou : intégration de la boucle de courant	53
II 6.1. Rappels sur la commande par la logique floue	53
II 6.1.1 Interface de Fuzzification	54
II 6.1.2 Interface de Défuzzification	54
II 6.1.3 Avantages et inconvénients	54
II 6.2. La structure du régulateur flou développé	55
II 6.3 Application sur un hacheur à trois cellules	57
II 6.4. Application sur un onduleur point milieu à 3 cellules	60
II 7. Conclusion	62

II.1 Introduction

La commande des convertisseurs statiques qui se situe entre deux domaines, l'automatique et l'électronique de puissance, vise à améliorer les performances des convertisseurs par une meilleure adéquation de la commande à la structure du convertisseur et à tendre vers une meilleure transmission de l'énergie vers la charge. Les objectifs principaux de la commande consistent à asservir les grandeurs de sortie du convertisseur à des grandeurs de référence de manière aussi parfaite que possible mais également à réguler ses grandeurs de sortie pour les rendre insensibles aux perturbations de la charge et de la source d'alimentation. Les performances d'une loi de commande sont évaluées en termes de stabilité, de rapidité, et de précision. La recherche d'une loi de commande appropriée passe par l'analyse du comportement dynamique et statique du convertisseur, donc par l'obtention d'un modèle de celui-ci. Dans ce chapitre, nous présenterons quelques commandes basées sur le modèle moyen, capables d'imposer la dynamique des tensions flottantes et du courant de charge du convertisseur multicellulaire série connecté à une charge R, L .

II.2 Commande naturelle

Cette commande est très simple pour l'implémentation et efficace, de plus elle fonctionne même en boucle ouverte et assure la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs flottants. C'est la commande de modulation de largeur d'impulsion (MLI), elle est utilisée à fréquence fixe [1]. Les ordres de commande de chaque cellule, sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant, ce signal peut être constant (rapport cyclique) dans le cas d'un hacheur, ou sinusoïdal dans le cas d'un onduleur. Ces ordres doivent être déphasés entre eux d'un angle $\delta=2\pi/p$, où p représente le nombre de cellules. Chaque porteuse prend des valeurs entre 0 et 1, la fonction qui permet de générer ces porteuses est donnée par l'équation (II.1) [2] :

$$t_{rk} = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{\pi} \text{Arc sin} \left[1 + \sin \left(\frac{2\pi}{p} t \cdot f_{dec} + \delta_k - \frac{\pi}{2} \right) \right] \right] \quad (\text{II.1})$$

Pour un fonctionnement correct du convertisseur multicellulaire, les tensions aux bornes des condensateurs flottants doivent être équilibrées à leur valeur de référence $k.E/p$ avec $k \in [1, 2, \dots, 1-p]$. Cet équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement, à condition que les rapports cycliques soient identiques et que le déphasage entre les signaux de commande soit égal à $2\pi/p$. Supposons qu'au moins l'une des tensions flottantes s'écarte de sa valeur souhaitée. La conséquence immédiate sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie. En effet, la tension de bras (notées V_L) est une combinaison linéaire de la tension de bus continu (E) et des tensions flottantes ($V_{C1}, V_{C2}, \dots, V_{p-1}$). 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 $p \cdot f_{dec}$. 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 $k.E/p$. Cela permet de mettre en évidence que l'équilibrage est lié à la composante alternative du courant de charge [3]. Pour que le phénomène de rééquilibrage se produise, il faut qu'il existe une relation de causalité entre la tension de sortie et le courant débité. Cet équilibrage n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide. Dans le

cas d'une charge R, L , la dynamique d'équilibrage est conditionnée par la valeur de la constante de temps L/R de la charge régissant l'évolution du courant de charge i_L . De plus, pour une résistance donnée, une valeur importante (respectivement faible) de l'inductance de charge L , entraîne une dynamique d'équilibre lente (respectivement rapide) [3].

Le schéma de principe de la commande naturelle par MLI d'un hacheur à deux cellules (Fig II.1) est représenté dans la figure II.2.

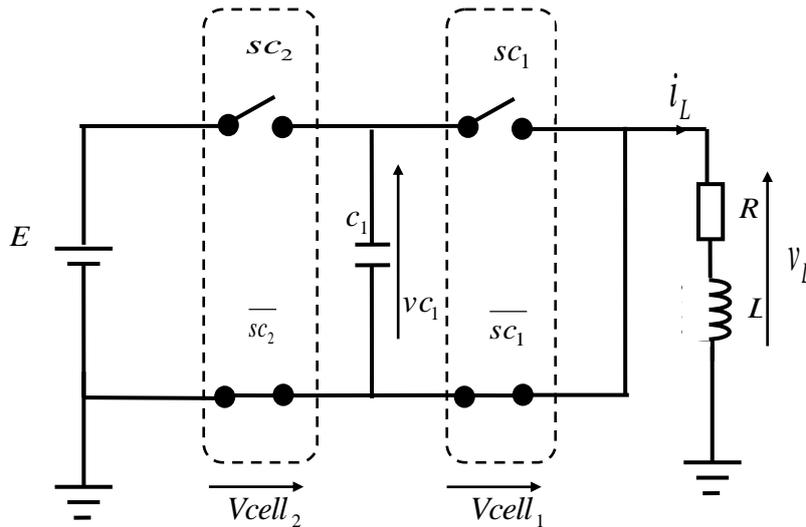


Figure II. 1.Hacheur à deux cellules connecté à une charge R, L

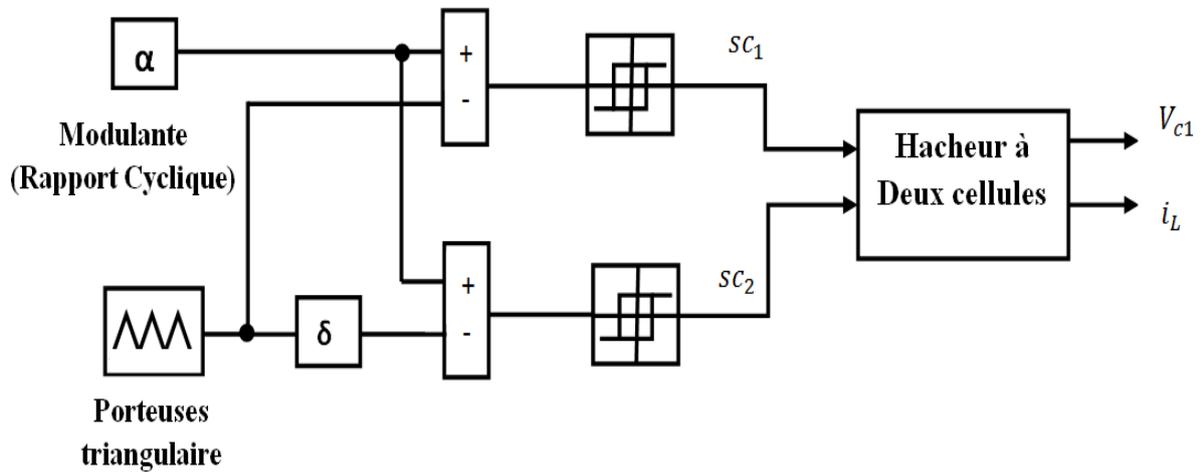


Figure II. 2. Principe de la commande MLI appliquée pour un hacheur à deux cellules

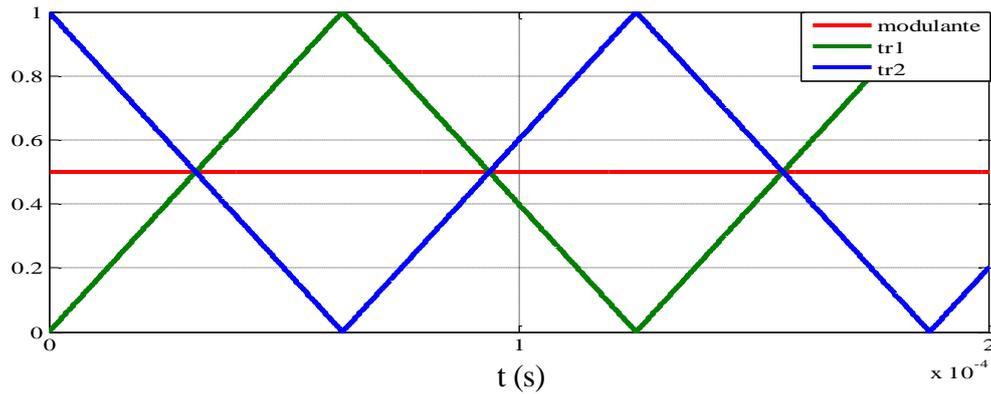


Figure II. 3. Intersection entre deux porteuses décalée de $2\pi/p$ avec un rapport cyclique de 0.5

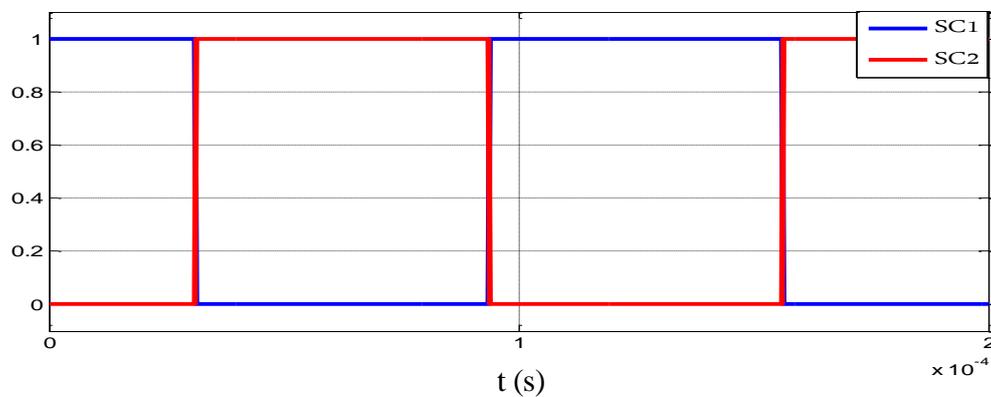


Figure II. 4. Les deux signaux de commande (sc_1 et sc_2)

II.2.1 Simulation d'un hacheur à deux cellules

Sur les figures suivantes nous présentons les résultats de simulation concernant un hacheur série à deux cellules, alimentant une charge R, L . Les caractéristiques du convertisseur sont :

- La tension du bus continu $E = 1500 \text{ V}$
- La résistance de charge $R = 10 \Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5 \text{ mH}$
- La capacité $C_1 = 40 \mu\text{F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
- Le rapport cyclique $\alpha = 0.5$
- Le déphasage $\delta = \pi/2$

Les figures suivantes montrent respectivement l'allure de la tension aux bornes du condensateur flottant et celle du courant de charge.

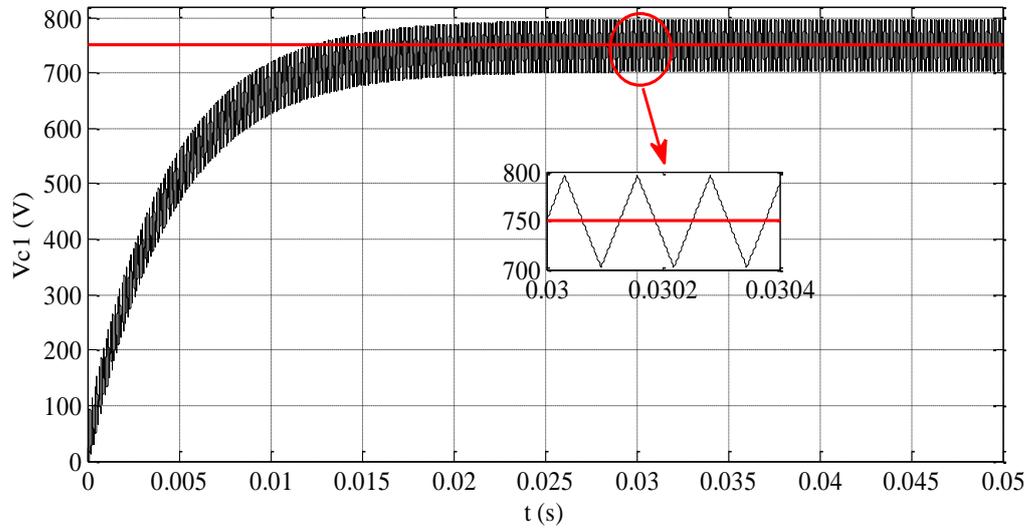


Figure II. 5. Evolution de la tension aux bornes du condensateur (2 cellules)

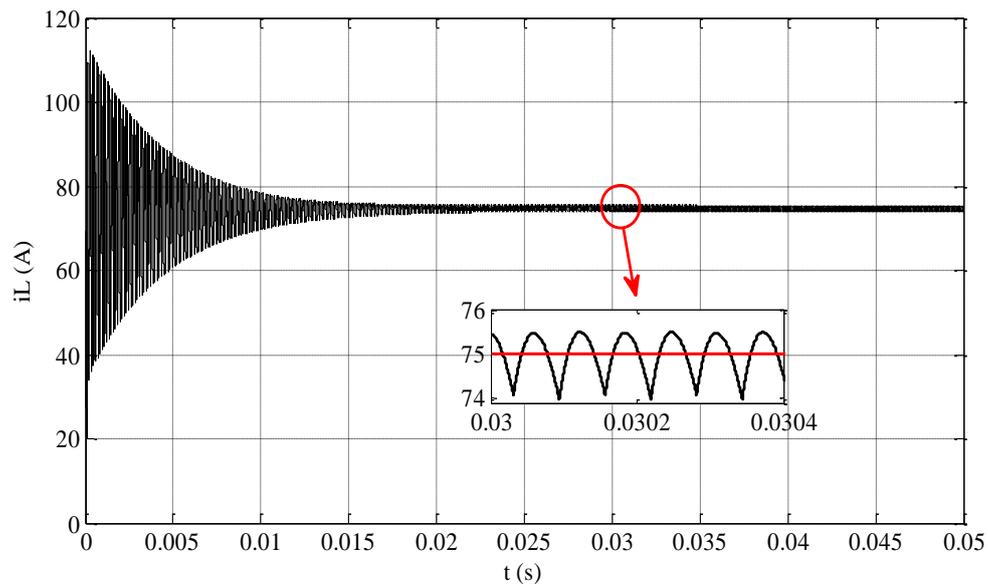


Figure II. 6. Evolution du courant de charge (2 cellules)

II.2.2 Simulation d'un hacheur à trois et à cinq cellules

A partir de conditions initiales nulles, nous appliquons cette commande sur un hacheur à trois et à cinq cellules, en gardant les mêmes paramètres, il faut noter que les valeurs de C_1 , C_2 , C_3 et C_4 sont identiques, le courant de référence est fixé à 80 A.

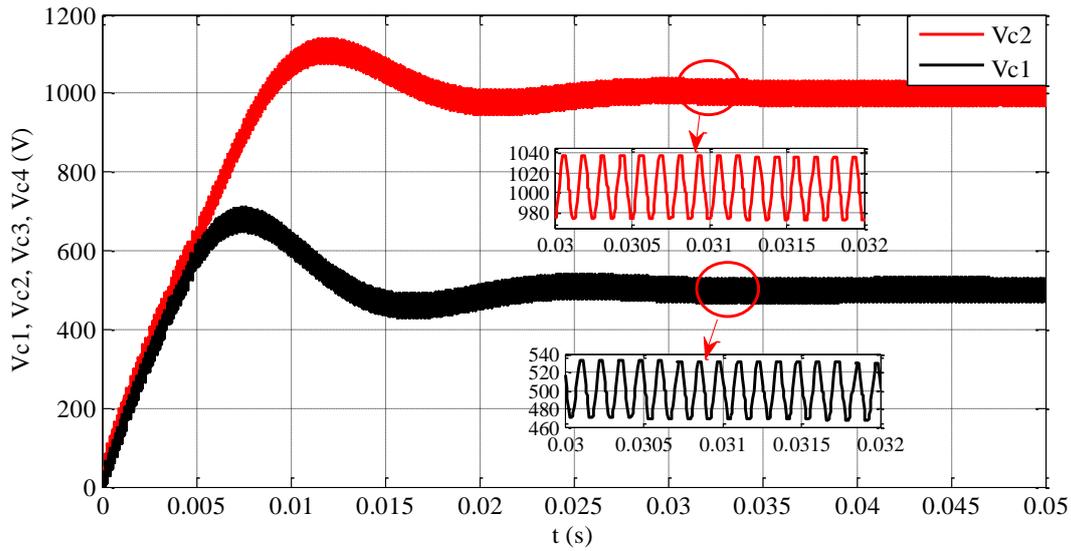


Figure II. 7. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (3 Cellules) pour $L=0.5$ mH

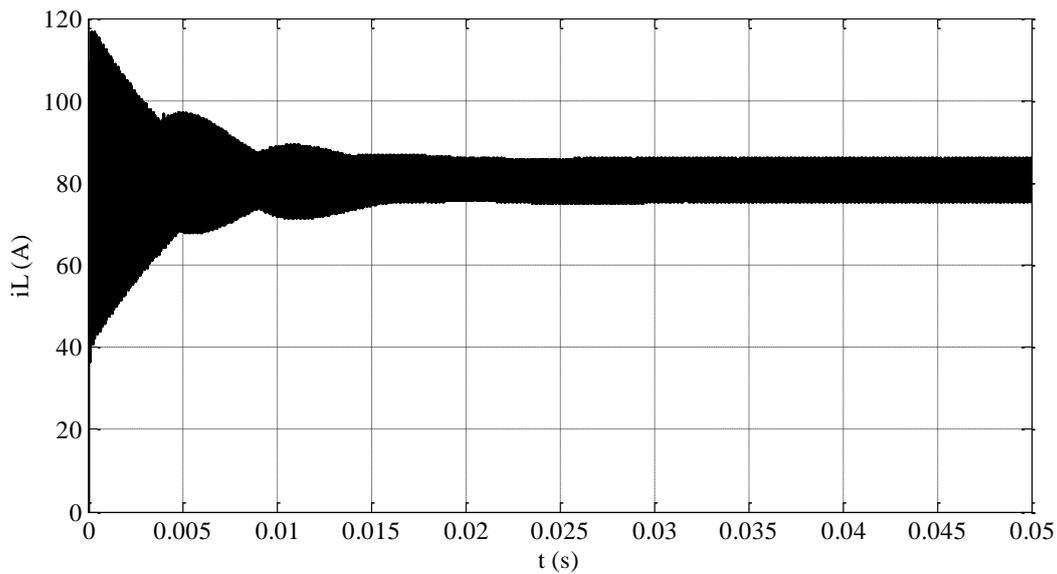


Figure II. 8. Evolution du courant de charge (3 Cellules) pour $L=0.5$ mH

On peut remarquer que le système évolue vers un état d'équilibre caractérisé par des tensions V_{c1} et V_{c2} respectivement 500V et 1000V ($E/3$ et $2E/3$) dans le cas de 3 cellules (Fig.II.7), et les tensions d'équilibre 300V, 600V, 900V et 1200V ($E/5$, $2E/5$, $3E/5$, $4E/5$) dans le cas d'un hacheur à 5 cellules (Fig.II.9).

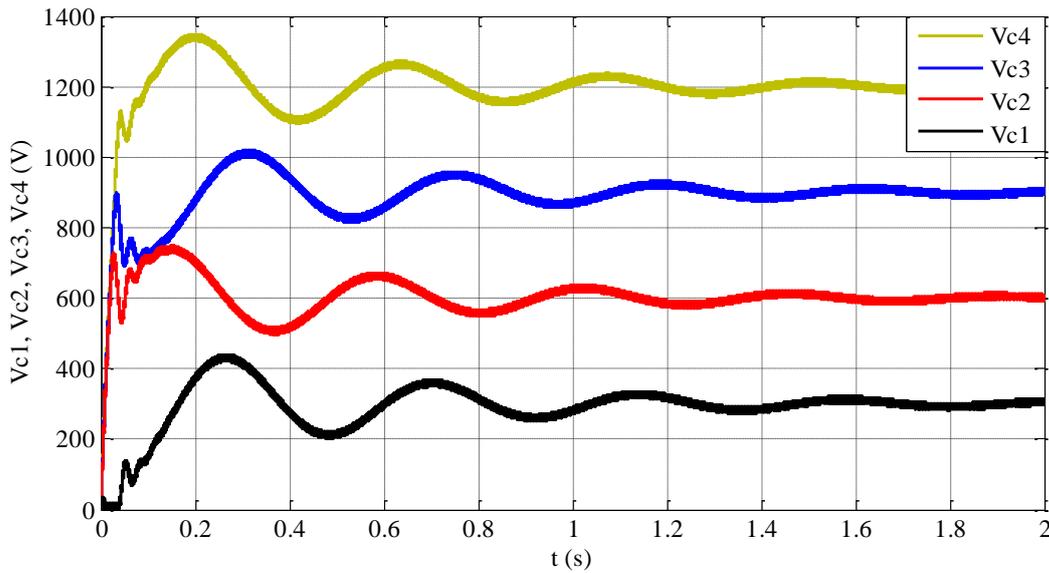


Figure II. 9. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (5 cellules) pour $L=0.5$ mH

Cependant, cette commande présente de sérieux inconvénients tels que la dépendance du temps de réponse par rapport à l'impédance de la charge et à la fréquence de commutation (une impédance élevée implique un équilibrage naturel très lent et inversement).

Pour montrer cet inconvénient, dans le test suivant en augmentant la valeur de l'inductance à 1.5 mH, cette valeur sera maintenue pour les autres commandes qui seront validées dans cette thèse.

Les résultats de simulation sont donnés dans les figures II.10 et II.12. On voit bien que les tensions prennent plus de temps pour atteindre leurs états d'équilibre, environ 0.2 s pour le hacheur à 3 cellules et après 3 s pour le 5 cellules.

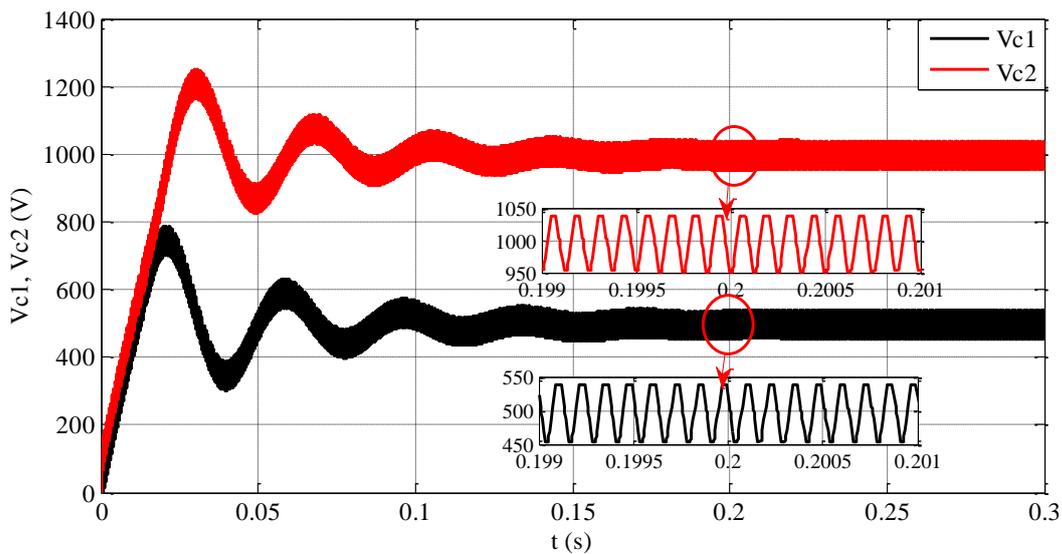


Figure II. 10. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (3 cellules) pour $L=1.5$ mH

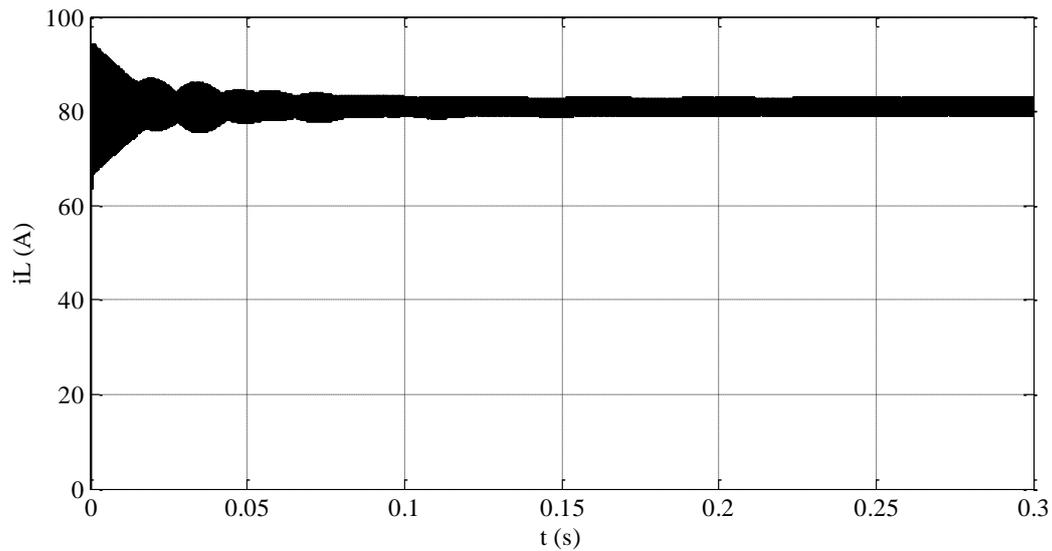


Figure II. 11. Evolution du courant de charge (3 Cellules) pour $L=1.5$ mH

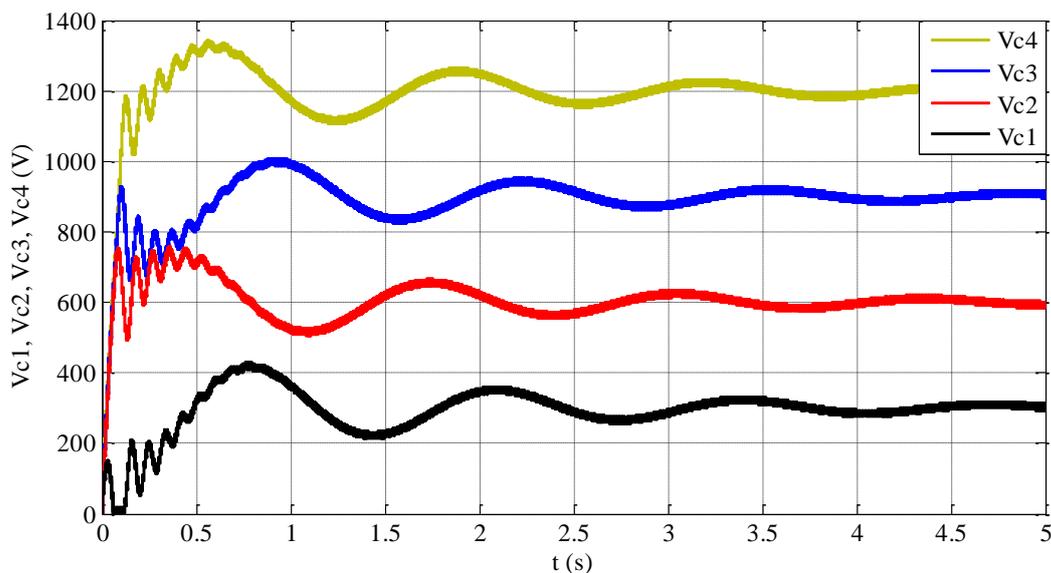


Figure II. 12. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (5 cellules) pour $L=1.5$ mH

II.3 Fonctionnement onduleur

Le convertisseur multicellulaire série a permis le développement d'onduleurs haute tension performants avec des bras d'onduleurs composés de 2 ou 3 cellules, améliorant ainsi la qualité de la tension par rapport aux structures de conversion classiques [4]. Néanmoins, si le nombre de cellules est supérieur à 5, la quantité d'énergie stockée dans les condensateurs flottants a un impact considérable sur le prix de la structure envisagée. Cette topologie est de nos jours considérée rentable jusqu'à 3 à 5 cellules pour les applications de forte puissance.

II.3.1. Onduleur à point milieu

L'onduleur à point milieu capacitif est un cas intéressant, c'est un montage en onduleur (avec un point milieu capacitif). Cette structure est composée de p cellules de commutation séparées les unes des autres, par $p-1$ condensateurs flottants. Les niveaux de tension obtenus par cet onduleur lui procurent des avantages fréquentiels et lui permettent d'obtenir une bonne source de courant, de grande qualité tant par la forme d'onde que par la réponse en fréquence [5].

Cette partie va bien nous montrer les avantages fréquentiels de cette structure, et l'intérêt de monter en nombre de cellules, en comparant les spectres harmoniques des courants obtenus pour un onduleur à trois cellules avec un onduleur à cinq cellules.

II.3.1.1 Onduleur à trois et à cinq cellules

La figure II.13 illustre un onduleur à cinq cellules à point milieu.

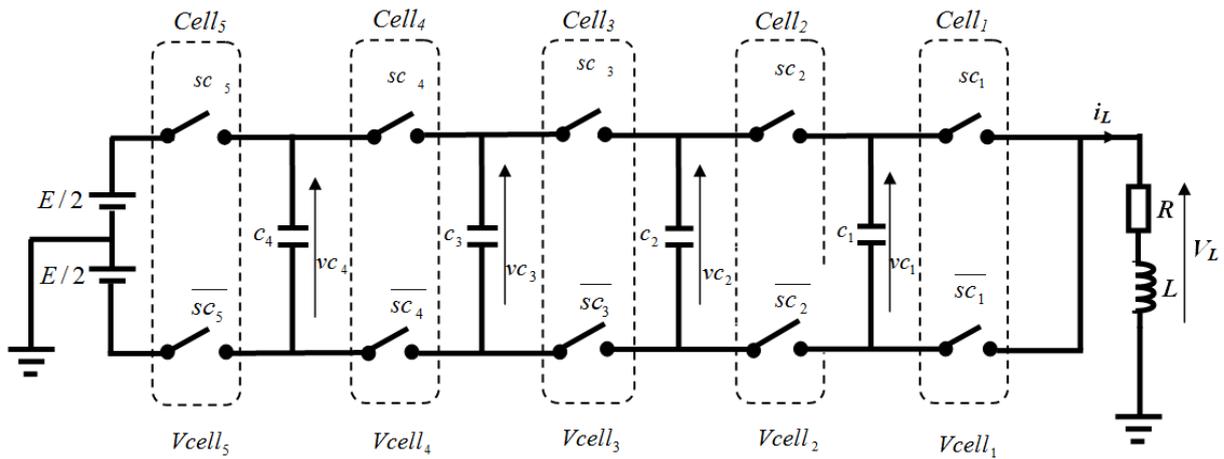


Figure II. 13. Onduleur à cinq cellules série à point milieu

La modélisation moyenne d'un onduleur à cinq cellules à point milieu nous donne le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{C_1} I_L \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{\alpha_3 - \alpha_2}{C_2} I_L \quad \frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{\alpha_4 - \alpha_3}{C_3} I_L \\ \frac{dV_{C4}}{dt} = \frac{\alpha_5 - \alpha_4}{C_4} I_L \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{L} V_{C1} + \frac{\alpha_2 - \alpha_3}{L} V_{C2} + \frac{\alpha_3 - \alpha_4}{L} V_{C3} + \frac{\alpha_4 - \alpha_5}{L} V_{C4} + \frac{\alpha_5}{L} E - \frac{R}{L} I_L - \frac{1}{2L} E \end{cases} \quad (II.2)$$

Dans la MLI naturelle, les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire de fréquence f_{dec} , (la fréquence de découpage est

fixée à $f_{dec} = 20$ kHz) et le signal modulant sinusoïdal de fréquence f_{mod} , cette fréquence sera choisie égale à 50 Hz. La valeur de l'inductance est choisie égale à 1.5 mH.

L'expression de la modulante sinusoïdale est donnée par l'expression suivante :

$$\text{mod}_k = r \cdot \sin(2\pi f_{mod} t) \tag{II.3}$$

Où r représente la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1. Dans cette simulation, on prend $r = 0.9$.

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

$$\begin{cases} t_{r1} = \left[\frac{2}{\pi} \left[\arcsin \left(\sin \left(2\pi \cdot f_{dec} \cdot t - \frac{\pi}{2} \right) \right) \right] \right] \\ t_{r2} = \left[\frac{2}{\pi} \left[\arcsin \left(\sin \left(2\pi \cdot f_{dec} \cdot t - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{5} \right) \right) \right] \right] \\ t_{r3} = \left[\frac{2}{\pi} \left[\arcsin \left(\sin \left(2\pi \cdot f_{dec} \cdot t - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{5} \right) \right) \right] \right] \\ t_{r4} = \left[\frac{2}{\pi} \left[\arcsin \left(\sin \left(2\pi \cdot f_{dec} \cdot t - \frac{\pi}{2} - \frac{6\pi}{5} \right) \right) \right] \right] \\ t_{r5} = \left[\frac{2}{\pi} \left[\arcsin \left(\sin \left(2\pi \cdot f_{dec} \cdot t - \frac{\pi}{2} - \frac{8\pi}{5} \right) \right) \right] \right] \end{cases} \tag{II.4}$$

Les résultats de simulation d'un onduleur à trois cellules alimentant une charge R, L sont représentés dans les figures II.14, II.15 et II.16.

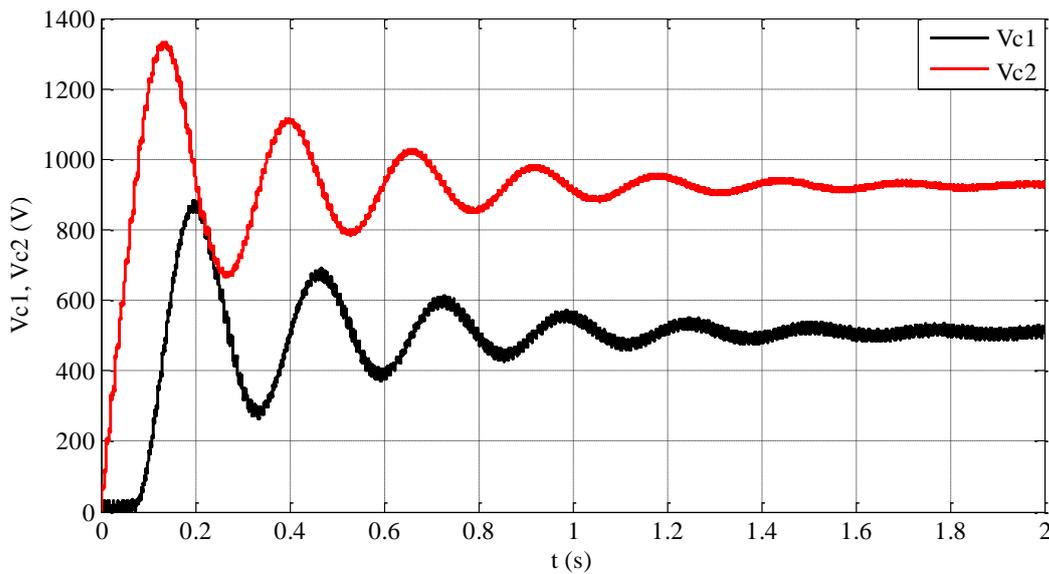


Figure II. 14. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Onduleur à 3 cellules)

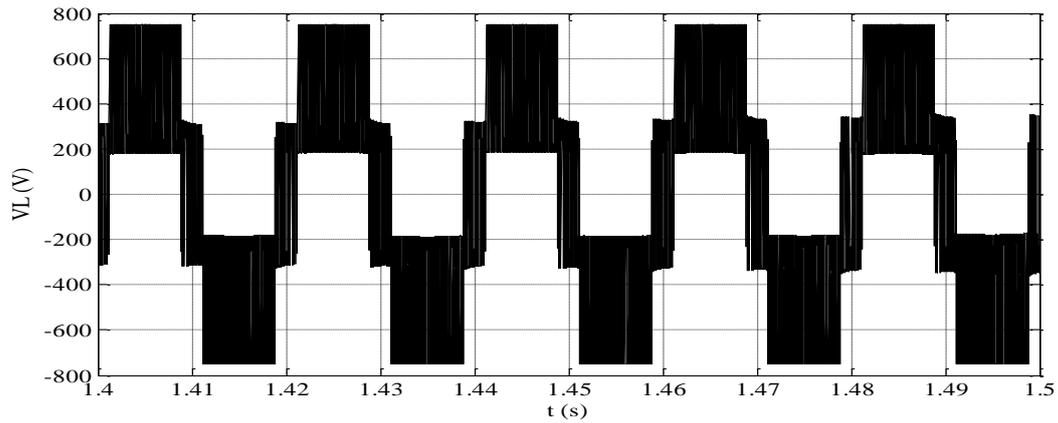


Figure II. 15. Evolution de la tension de la charge (Onduleur à 3 cellules)

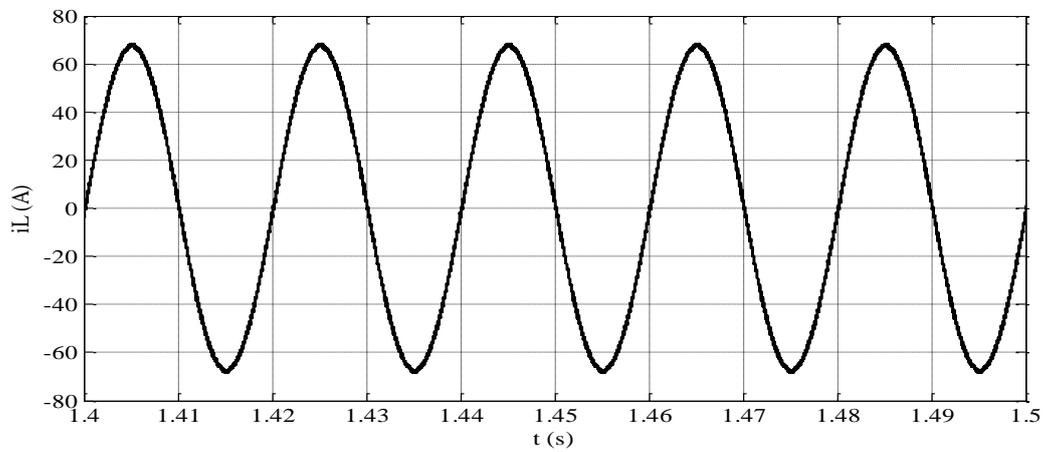


Figure II. 16. Evolution du courant de charge (Onduleur à 3 cellules)

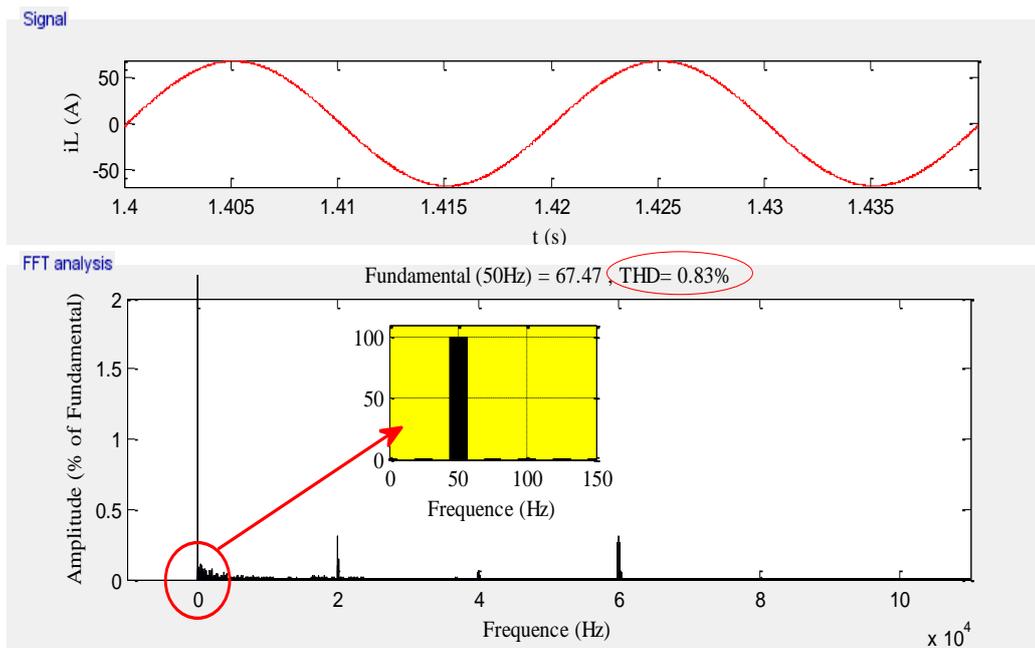


Figure II. 17. Spectre harmonique du courant de charge (Onduleur à 3 cellules)

II 3.1.2. Onduleur à cinq cellules

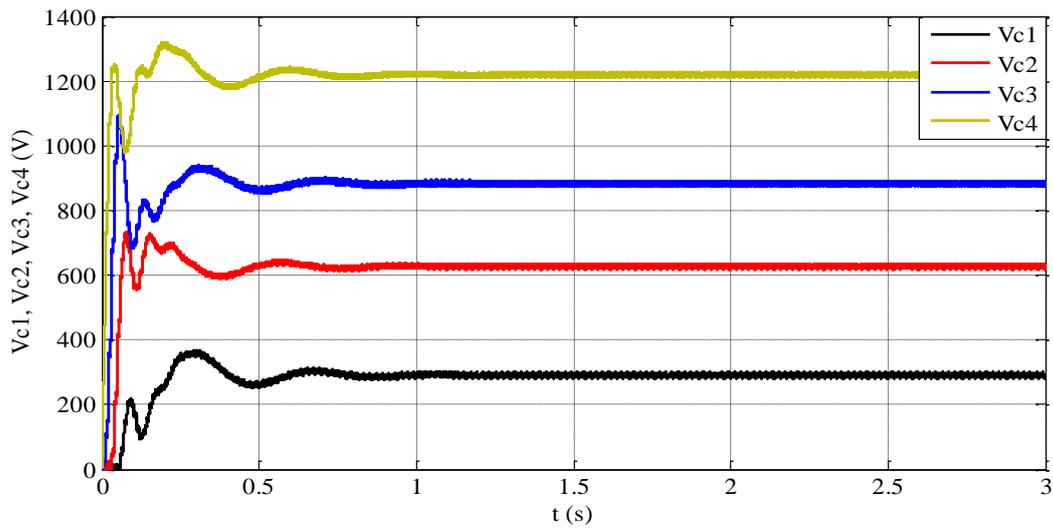


Figure II. 18. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (Onduleur à 5 cellules)

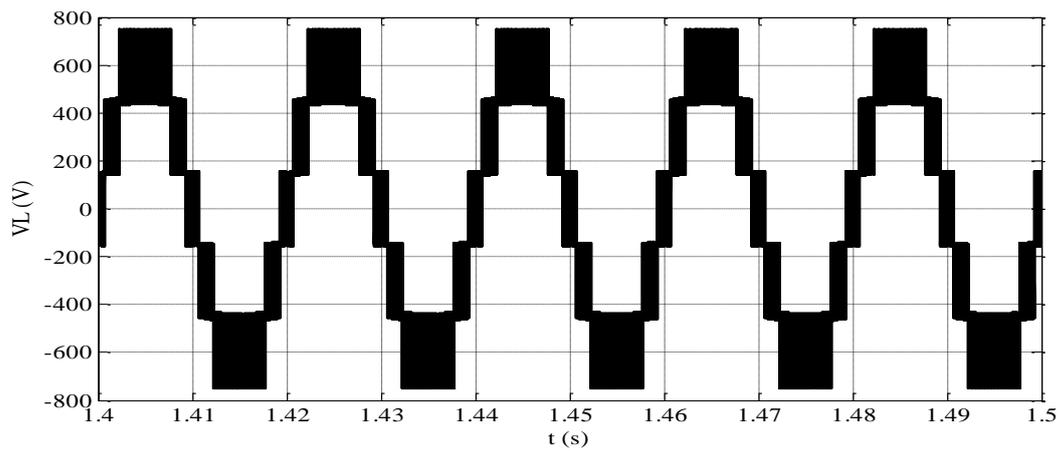


Figure II. 19. Evolution de la tension de la charge (Onduleur à 5 cellules)

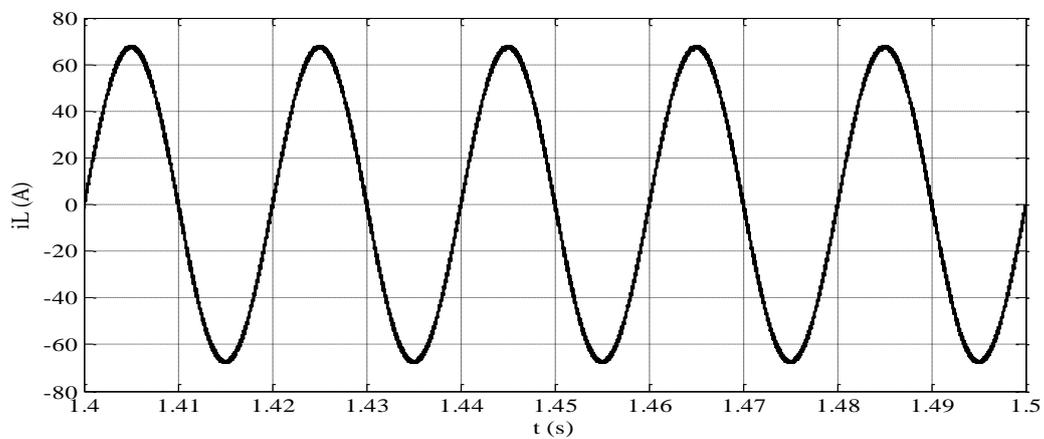


Figure II. 20. Evolution du courant de charge (Onduleur à 5 cellules)

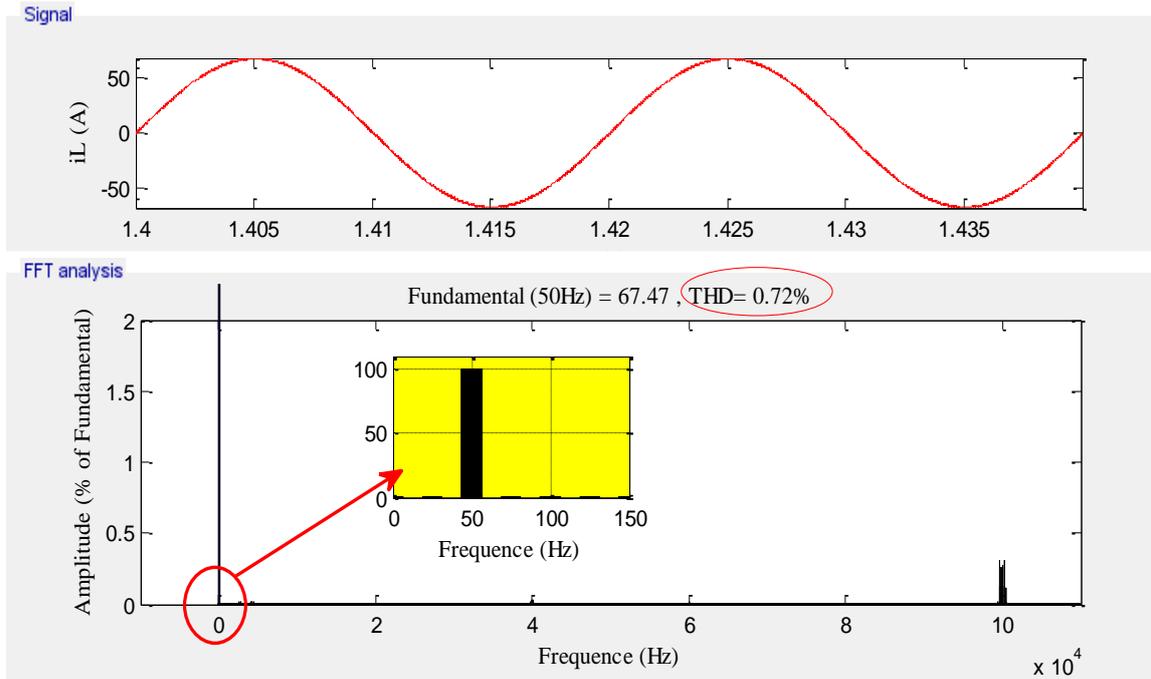


Figure II. 21. Spectre harmonique du courant de charge (Onduleur à 5 cellules)

On remarque que la tension de la charge varie entre les tensions $-E/2$ et $E/2$, avec une fréquence identique à celle de la modulante. Le courant dans la charge est d'une forme sinusoïdale. On constate ainsi que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $p.m.f_{mod}$, où $m = f_{dec} / f_{mod}$ représente l'indice de modulation.

Il est montré dans le spectre harmonique du courant de charge (figure II.17 et figure II.21) que les harmoniques sont centrés autour de $p * f_{dec}$, qui correspond à la fréquence de sortie du convertisseur, qui est respectivement autour de 60 kHz pour l'onduleur à trois cellules et 100 kHz pour l'onduleur à cinq cellules.

Cette propriété a de meilleures performances par rapport aux convertisseurs classiques à deux niveaux.

On peut constater aussi une amélioration de la THD qui est de 0.72% pour le cinq cellules, contre 0.83% pour l'onduleur à trois cellules.

Il faut noter que l'augmentation du nombre de cellules de commutation a l'avantage de réduire les contraintes sur les IGBTs et améliore la qualité des grandeurs de sortie.

II.3.2 Onduleur triphasé à point milieu

La structure générale d'un onduleur à cinq cellules triphasé à point milieu est représentée dans la figure II.22.

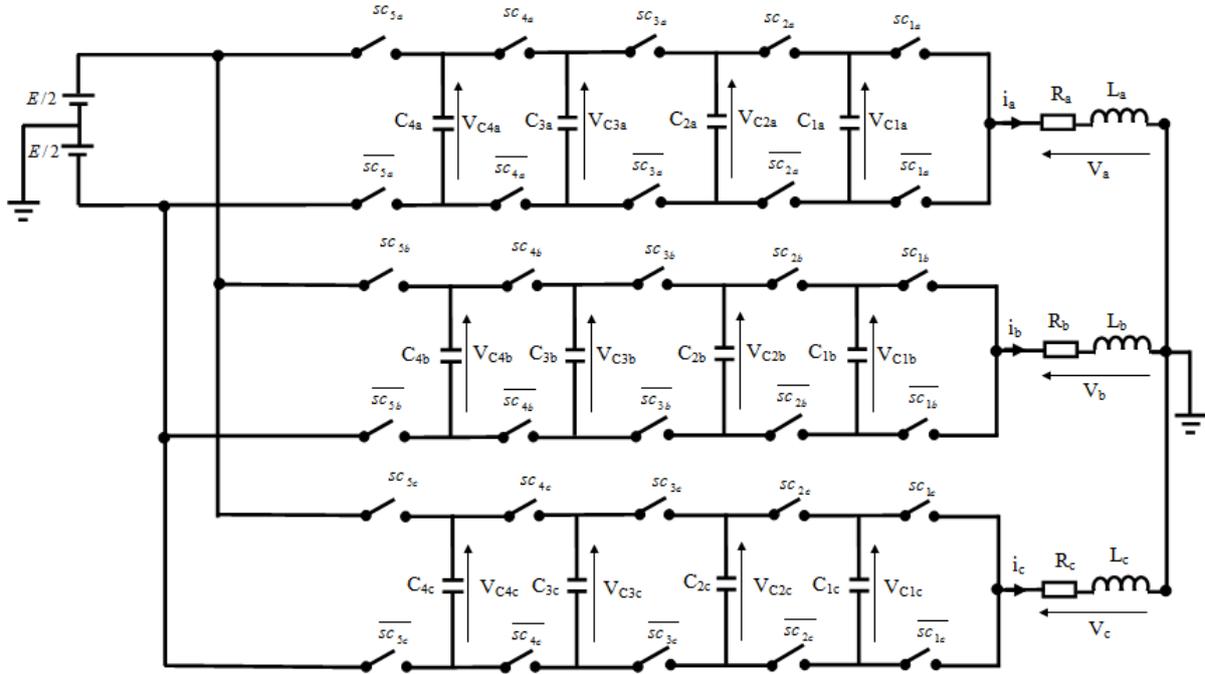


Figure II. 22. Onduleur triphasé à 5 cellules série à point milieu

Un onduleur triphasé série à cinq cellules connecté à une charge R, L peut être modélisé par le système d'équations (II.5) suivant :

$$\begin{cases} \frac{dV_{ckj}}{dt} = \frac{1}{c_{kj}} \Delta \alpha_{kj} i_j \\ \frac{di_j}{dt} = \sum_{k=1}^4 -(\Delta \alpha_{kj}) \frac{V_{ckj}}{L_j} - \frac{R_j}{L_j} i_j + \alpha_{5j} - \frac{1}{2} \frac{E}{L_j} \end{cases} \quad (II.5)$$

Où :

j : représente les bras 1,2 ou 3.

$k= 1, \dots, 4$: le nombre de condensateurs.

C_{kj} : le condensateur k du bras j .

V_{ckj} : la tension du condensateur k du bras j .

$\Delta \alpha_{kj} = \alpha_{(k+1)j} - \alpha_{kj}$.

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation d'un onduleur triphasé série à cinq cellules alimentant une charge R, L triphasée utilisant la commande MLI. Les trois modulantes sont sinusoïdales et déphasées entre elles de $2\pi/3$.

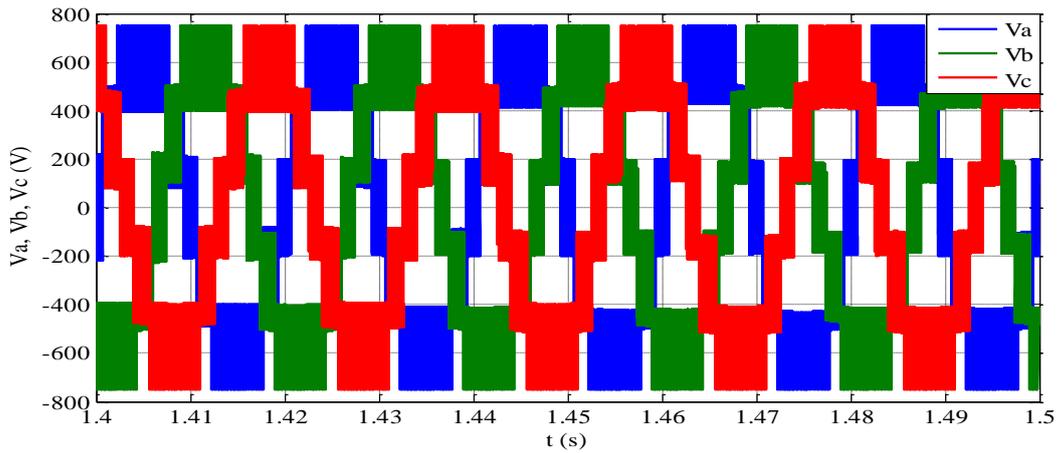


Figure II. 23. Evolution des tensions de charge (Onduleur triphasé à 5 cellules)

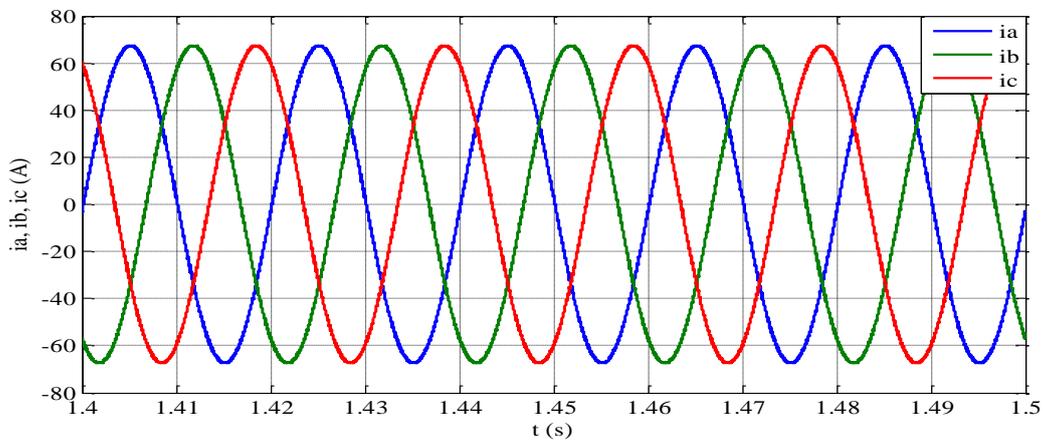


Figure II. 24. Evolution des courants de charge (Onduleur triphasé à 5 cellules)

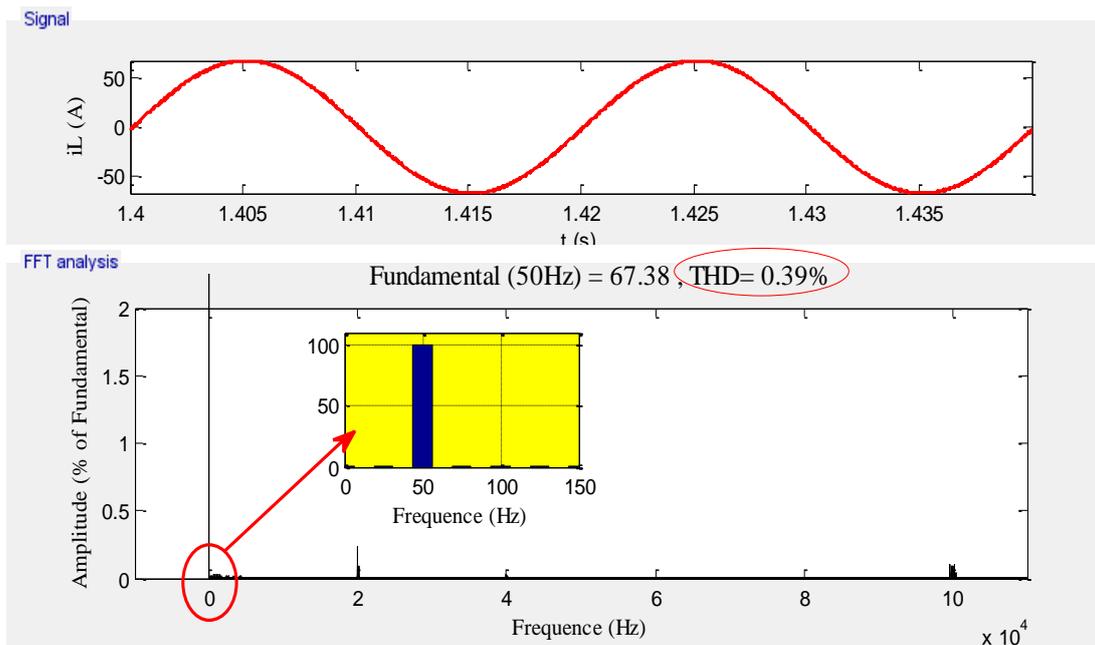


Figure II. 25. Spectre harmonique du courant de la phase (a)

Le spectre harmonique du courant de la phase (a) est représenté sur la figure II.25. On constate que le signal du courant est d'une forme sinusoïdale avec un très bon THD de l'ordre de 0.39 %.

II.4 Commande en boucle fermée

Dans la partie précédente, nous avons vu qu'il est possible de commander facilement un convertisseur multicellulaire série en boucle ouverte, par le biais de la commande MLI, bénéficiant de l'une des propriétés intéressantes de ce convertisseur, qui est l'équilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants.

Par ailleurs, il a été montré dans différents travaux [6], que cette commande n'était capable d'assurer une régulation correcte qu'unique dans le cas d'un nombre premier de cellules. Dans le cas contraire, il existe des rapports cycliques pour lesquels les tensions des condensateurs ne convergent pas vers celles désirées, d'où la nécessité de contrôler en boucle fermée. Dans ce qui suit, nous allons appliquer quelques commandes en boucle fermée pour le convertisseur multicellulaire série.

II.4.1. Commande par retour d'état basée sur la linéarisation d'entrée / sortie

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 [7].

Afin de générer les signaux de commande, la technique MLI sera utilisée, l'idée de base est de comparer les signaux de commande moyens (u) issus de la commande par linéarisation avec p porteuses régulièrement déphasés de $2\pi/p$. La fonction qui peut générer ces porteuses a été donnée dans l'équation (II.1).

Rappels :

Soit (Σ) , un système non linéaire affine multi - entrées, multi - sorties (MIMO), qui peut être représenté par les équations d'état (II.6).

$$(\Sigma) \quad \begin{cases} \dot{X} = f(X) + g(X)U \\ y = h(X) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Où $X = [x_1, \dots, x_n] \in \mathcal{R}^n$ est le vecteur d'état.

$U = [u_1, \dots, u_m] \in \mathcal{R}^m$ est le vecteur d'entrée.

$y = [y_1, \dots, y_p] \in \mathcal{R}^p$ est le vecteur de sortie.

Une représentation vectorielle peut être donnée par :

$$f(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ \vdots \\ f_n(X) \end{pmatrix} \quad g(X) = \begin{pmatrix} g_1(X) \\ \vdots \\ g_n(X) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad h(X) = \begin{pmatrix} h_1(X) \\ \vdots \\ h_n(X) \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

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

Dérivée de Lie

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

$$\nabla h_j = \frac{\partial h_j}{\partial X} \quad (\text{II.8})$$

Ce gradient est représenté par un vecteur colonne d'éléments $(\nabla h_j)_k = \frac{\partial h_j}{\partial x_k}$.

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

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial X} \quad (\text{II.9})$$

Le Jacobien est une matrice $n \times n$ qui a pour éléments $(\nabla f)_{kj} = \frac{\partial f_j}{\partial x_k}$.

Nous posons maintenant une fonction scalaire $h_j(X)$ lisse et un champ de vecteurs lisse $f(X)$. Définissons une nouvelle fonction scalaire $L_f h_j$ appelée dérivée de Lie de h_j par rapport à f , comme suit [2] :

$$L_f h_j(X) = \sum_n^m \frac{\partial h_j(X)}{\partial x_k} f_k(X) = \frac{\partial h_j(X)}{\partial x} f(X) \quad (\text{II.10})$$

Résultats généraux

En reprenant le modèle du système donné par (II.6), on peut écrire la première dérivée de y à l'aide des dérivées de Lie :

$$\dot{y} = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \dot{X} = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} (f(X) + \sum_{k=1}^m g_k(X) u_k) \quad (\text{II.11})$$

Nous obtenons alors

$$\dot{y} = L_f h_j(X) + \sum_{k=1}^m (L_{g_k} h_j(X)) u_k \quad (\text{II.12})$$

Il est intéressant de noter que si $L_{g_k} h_j(X) = 0$, les entrées u_k n'ont pas d'influence sur les sorties. On note ainsi r_j le plus petit nombre entier pour qu'une des entrées u_k apparaisse dans la $r_j^{\text{ème}}$ dérivée de la sortie y . Nous avons alors :

$$y^{r_j} = L_f^{(r_j)} h_j(X) + \sum_{k=1}^m L_{g_k} (L_f^{(r_j-1)} h_j(X)) u_k \quad (\text{II.13})$$

Les nombres obtenus r_j sont appelés les degrés relatifs. Définissons la matrice de découplage $m \times m$, $\Delta(X)$ [2] :

$$\Delta(X) = \begin{pmatrix} L_{g1}(L_f^{(r_1-1)}h_1(X)) & \dots & L_{gm}(L_f^{(r_1-1)}h_1(X)) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g1}(L_f^{(r_m-1)}h_m(X)) & \dots & L_{gm}(L_f^{(r_m-1)}h_m(X)) \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Nous avons ainsi le vecteur $\Delta_0(X)$:

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} (L_f^{(r_1)}h_1(X)) \\ \vdots \\ (L_f^{(r_m)}h_m(X)) \end{pmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Il est alors possible de réécrire l'équation (II.13) en utilisant (II.14) et (II.15) comme suit :

$$Y = \begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{pmatrix} = \Delta(X)U + \Delta_0(X) \quad (\text{II.16})$$

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

Théorème :

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

$$\text{rang}(\Delta(X)) = m, \forall X \in \Omega \quad (\text{II.17})$$

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

$$u(X) = \alpha(X) + \beta(X)v \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$\begin{cases} \alpha(X) = -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) \\ \beta(X) = \Delta^{-1}(X) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

et v le nouveau vecteur d'entrée, découple le système (Σ) sur Ω .

- Le système bouclé $(h, f + g\alpha, g\beta)$ possède un comportement entrées/sorties linéaire décrit par :

$$y_j^{(r_j)} = v_j \quad \forall_j \in [1, \dots, m] \quad (\text{II.20})$$

Nous effectuons sur le système ainsi linéarisé (Figure II.26) par ce retour d'état non linéaire, un second bouclage linéaire afin d'imposer au système la dynamique désirée. Toutes les méthodes de synthèse de correcteurs linéaires pourront ainsi être utilisées.

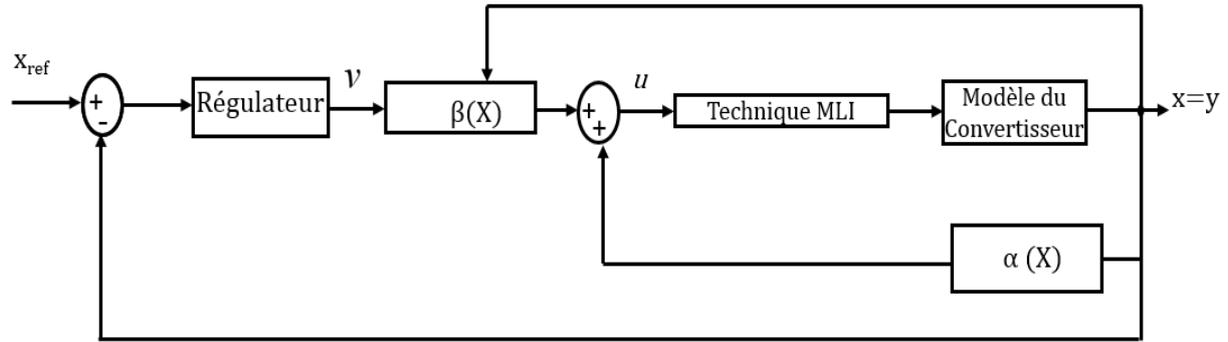


Figure II. 26. Représentation du principe de linéarisation entrée/sortie

On obtient après découplage le schéma de la figure II.27 pour le cas particulier où les degrés relatifs sont égaux à 1 (le cas du convertisseur multicellulaire série).

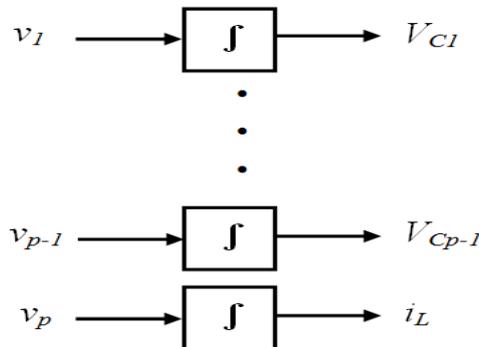


Figure II. 27. Le système après la linéarisation entrée/sortie

II.4.1.1 Application à un hacheur à trois cellules

Nous allons maintenant appliquer cette méthode à un convertisseur à trois cellules associé à une charge R, L . Le vecteur d'état du système est donc d'ordre 3 et se trouve composé des deux tensions V_{C1} et V_{C2} et du courant de charge i_L . Le modèle utilisé pour le convertisseur sera donc un modèle non linéaire affine donné par l'équation (II.19). L'entrée u symbolise les rapports cycliques moyens pour chaque cellule, et les fonctions $f_3(X)$ et $g_3(X)$ sont données par les équations (II.20) et (II.21). Les fonctions $g_{3k}(X)$ représenteront alors les colonnes de la matrice $g_3(X)$. De plus, nous avons supposé que les tensions des condensateurs flottants sont mesurées, donc la fonction $h_3(X)$ peut être exprimée par :

$$h_3(X) = I_3(X) \tag{II.21}$$

avec $I_3 =$ Matrice identité d'ordre 3.

On calcule alors le découplage pour le système (équation II.19), c'est-à-dire les matrices $\Delta(X)$ et $\Delta_0(X)$. On obtient la condition de validité du découplage suivante : $x_3 \neq 0$. Le calcul de découplage conduit à des degrés relatifs égaux $r_1 = r_2 = r_3 = 1$. Le système se trouve complètement découplé ($r_1 + r_2 + r_3 = 3 = n$) et chaque sortie peut être représentée par un intégrateur.

En appliquant sur le système le retour d'état, on obtient le système linéarisé suivant :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \dot{V}_{C1} = v_1 \\ \dot{y}_2 = \dot{V}_{C2} = v_2 \\ \dot{y}_3 = \dot{i}_L = v_3 \end{cases} \quad \text{II.22}$$

Après le retour d'état non linéaire, nous obtenons donc trois sous-systèmes découplés, représentés par des intégrateurs.

Nous allons mettre en place des correcteurs linéaires afin de réguler les grandeurs d'état V_{C1} , V_{C2} et i_L . Pour chacune des variables d'état, nous allons envisager un correcteur proportionnel pour la commande des trois grandeurs.

On obtient alors, pour chaque variable d'état une fonction de transfert en boucle ouverte.

On imposera donc, sur la boucle la dynamique désirée par le réglage des gains, K_p .

Dans ces conditions, nous pouvons avec ce type de régulation imposer :

- Une dynamique donnée pour chaque variable d'état,
- Une erreur statique nulle en régime permanent, cela étant dû au fait que les boucles possèdent un intégrateur dans la chaîne.

Le modèle moyen d'un hacheur à trois cellules est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{V}_{C1} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{C_1} I_L = \dot{x}_1 \\ \dot{V}_{C2} = \frac{\alpha_3 - \alpha_2}{C_2} I_L = \dot{x}_2 \\ \dot{I}_L = \frac{1}{L} (\alpha_1 - \alpha_2) V_{C1} + \frac{1}{L} (\alpha_2 - \alpha_3) V_{C2} + \frac{\alpha_3}{L} E - \frac{R}{L} I_L = \dot{x}_3 \end{cases} \quad \text{II.23}$$

De (II.23), on peut définir l'équation d'état du système :

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

Avec

$$A = (0, 0, -R/L)^t \quad \text{II.25}$$

$$B(X) = \begin{bmatrix} -\frac{x_3}{C_1} & \frac{x_3}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{x_3}{C_2} & \frac{x_3}{C_2} \\ \frac{x_1}{L} & \frac{x_2 - x_1}{L} & \frac{E - x_2}{L} \end{bmatrix} \quad \text{II.26}$$

Et $X = (x_1, x_2, x_3)^t$ et $u = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)^t$

Maintenant nous remplaçons (u) donnée par l'équation (II.18) dans l'équation (II.24), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B(X).\alpha(X) + B(X).\beta(X)v \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

La matrice $\alpha(X)$ est choisie telle que le terme $B(X).\beta(X)$ compense exactement le terme $(A.X)$. De plus, $B(X)$ est inversible, pourvu que :

$$I_L \neq 0 \quad \text{et} \quad E \neq 0$$

Par conséquent, les matrices $\alpha(X)$ et $\beta(X)$ sont données comme suit :

$$\begin{cases} \alpha(X) = -B^{-1}(X).A.X \\ \beta(X) = -B^{-1}(X) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.4.1.2 Résultats de simulation

L'application de la commande découplante sur un hacheur à trois cellules série lié à une charge R, L avec les mêmes paramètres utilisés précédemment, donne les résultats ci-dessous :

Dans un premier test nous fixons le courant de référence à 80 A, les figures II.28 et II.29 montrent l'évolution des tensions des condensateurs et du courant de charge.

On peut constater que les tensions V_{C1} et V_{C2} convergent rapidement vers leur valeur de référence ($E/3, 2E/3$). Comme il est montré, l'erreur sur l'amplitude de ces deux dernières est améliorée par rapport à la commande naturelle. De même le courant de charge converge vers sa valeur de référence, on remarque que ce dernier présente un pic au démarrage, cela est dû à la rapidité de réponse qui caractérise la loi de commande, cela aussi est logique puisque le convertisseur démarre avec des conditions qui sont initialement nulles.

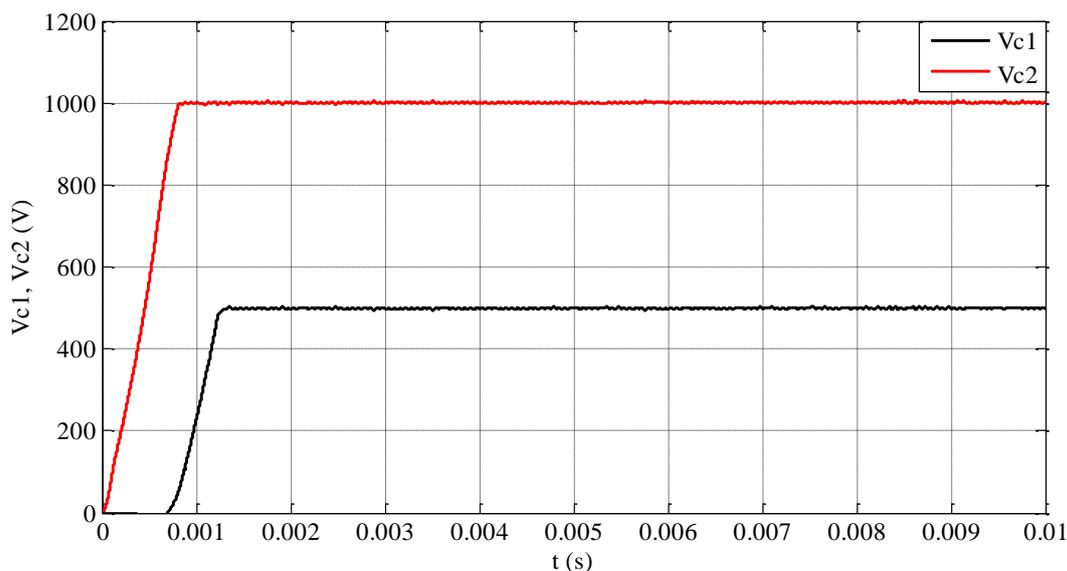


Figure II. 28. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs

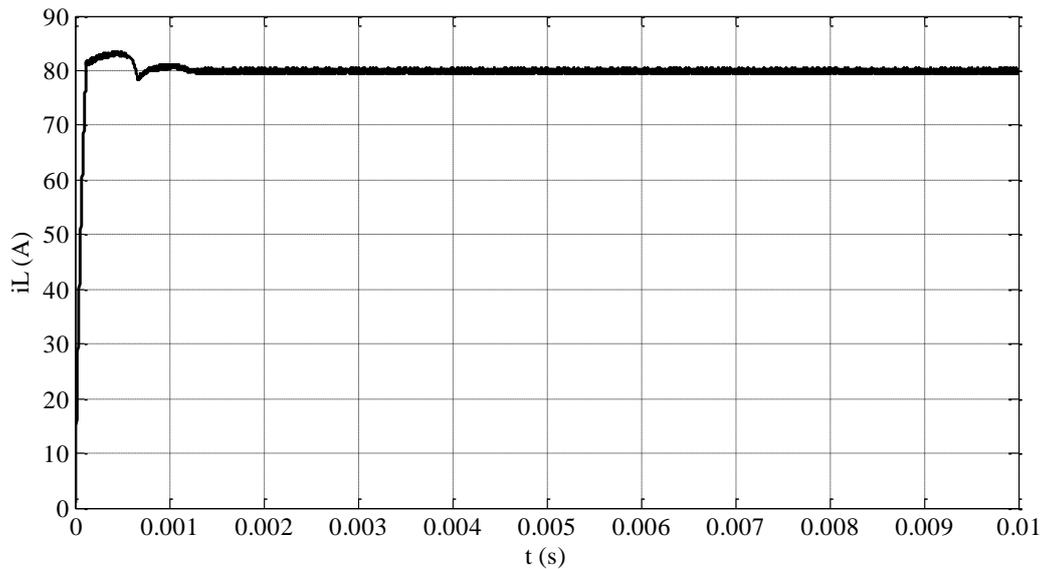


Figure II. 29. Evolution du courant de charge

Afin de montrer l'efficacité de cette commande via la variation de la tension de bus, nous effectuons une variation à $t=0.003s$ sur la tension E , en passant de 1500 V à 900 V, puis à $t=0.007s$ la tension passe à 1200 V. Les résultats sont montrés sur les figures II.30 et II.31.

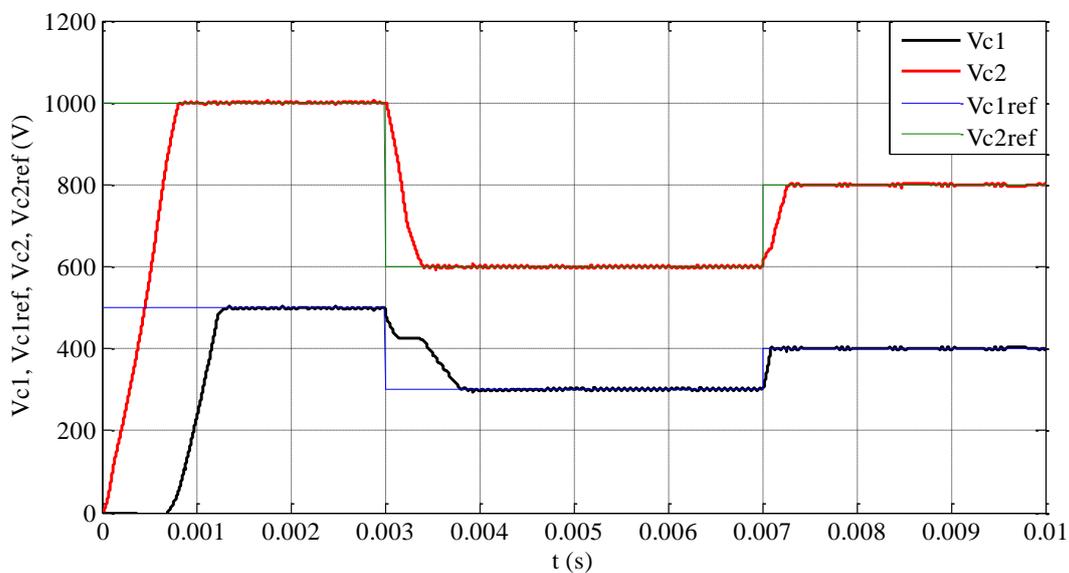


Figure II. 30. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (Variation de la tension de bus)

Les tensions évoluent rapidement vers l'état d'équilibre, après le changement de la tension de référence, nous constatons que les deux tensions V_{c1} et V_{c2} , se stabilisent respectivement à $E/3$ et $2E/3$ avec une petite perturbation sur le courant de charge à l'instant de l'application de la perturbation, puis le courant revient rapidement à sa valeur de référence.

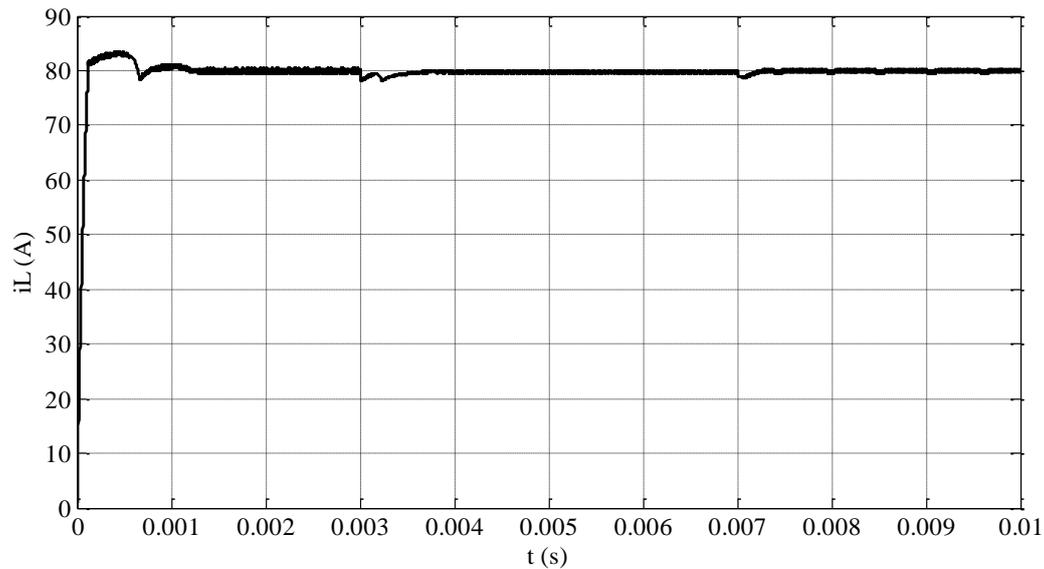


Figure II. 31. Evolution du courant de charge (Variation de la tension de bus)

Dans ce test, une variation sur le courant de charge sera effectuée. A $t = 0.003s$, le courant de référence prend la valeur 40 A, puis à $t = 0.007s$ le courant évolue pour prendre une nouvelle valeur ($i_L = 60$ A). Les résultats obtenus pour ce test sont montrés dans les figures II.32 et II.33.

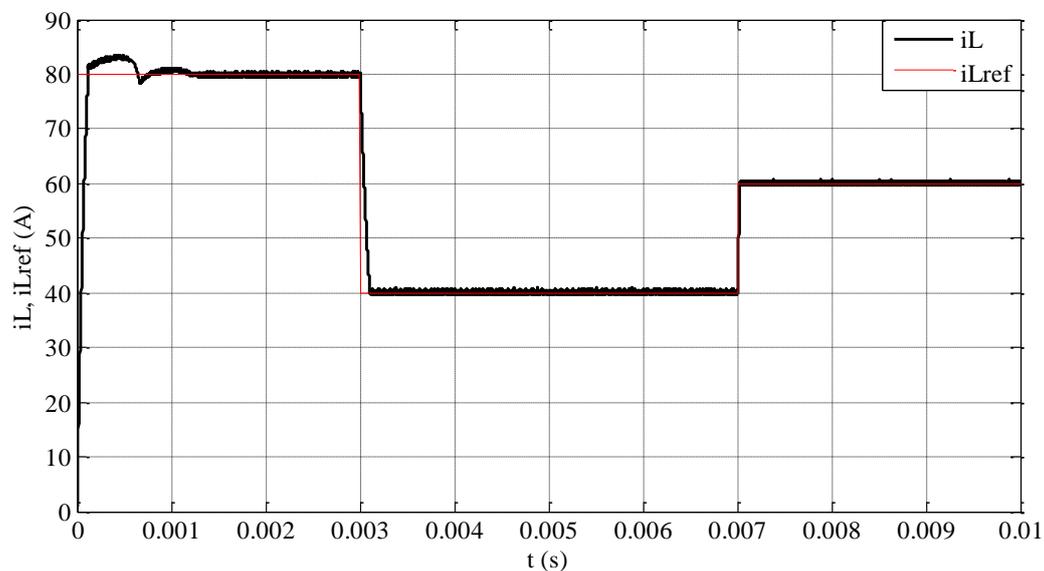


Figure II. 32. Evolution du courant de charge (Variation du courant de référence)

Les résultats montrent que le courant atteint parfaitement ses nouvelles valeurs de référence rapidement avec l'absence d'ondulations. On peut remarquer que la variation du courant de charge ne déstabilise pas les tensions aux bornes des condensateurs flottants, qui restent toujours autour des valeurs souhaitées.

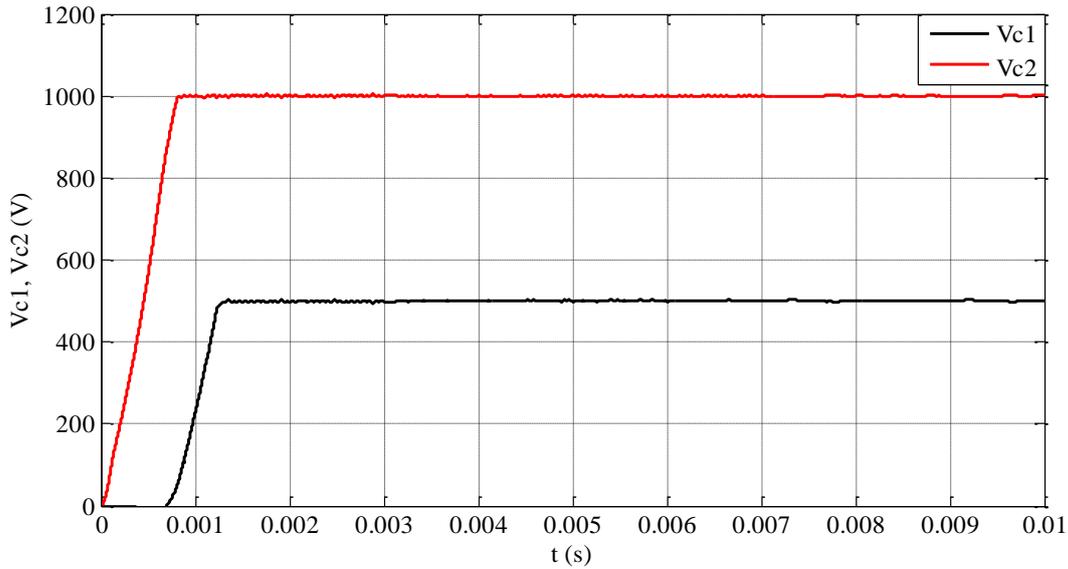


Figure II. 33. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (Variation du courant de référence)

Enfin, pour montrer la robustesse de la loi de commande dans le cas d'une variation des paramètres du système, la valeur de la résistance de charge à $t = 0,005$ s variera brutalement à (-80%) de sa valeur initiale.

On peut voir sur les Figures II.34 et II.35 que les tensions des condensateurs convergent vers leurs valeurs de référence et que la variation de la résistance de charge ne les affecte pas. Une légère augmentation sur l'amplitude du courant de charge (0.3 A) est constatée et cela n'affecte pas le bon fonctionnement du système.

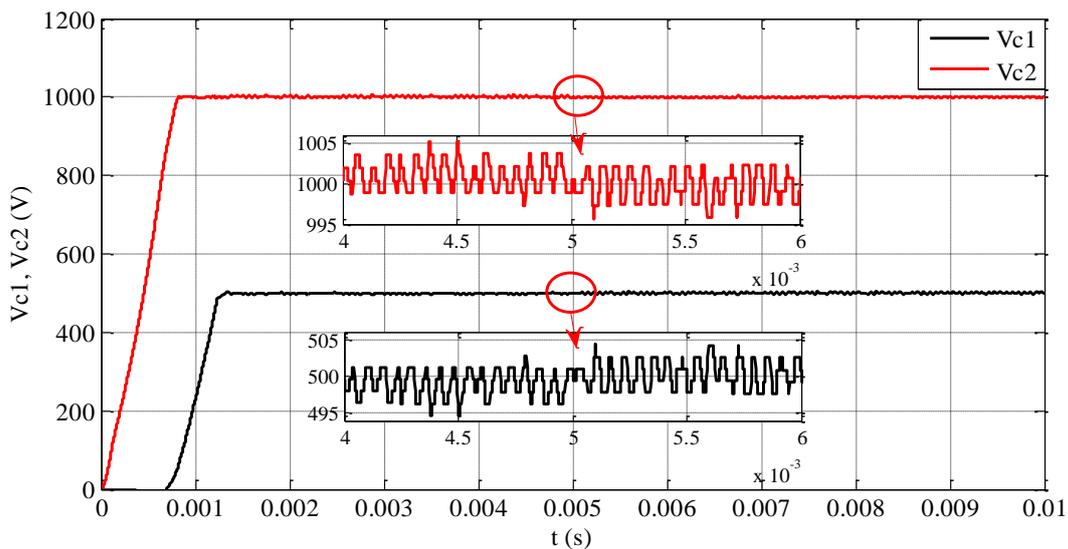


Figure II. 34. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (Variation de la résistance de la charge)

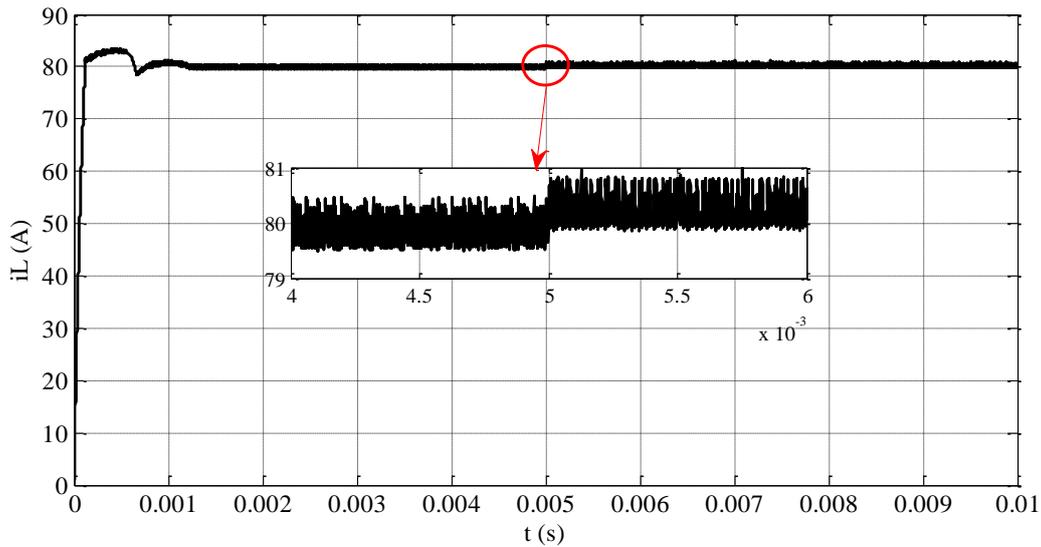


Figure II. 35. Evolution du courant de charge (Variation de la résistance de la charge)

II.4.1.3 Application à un onduleur point milieu à trois cellules

Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre l'une des porteuses triangulaires de fréquence $f_{dec} = 20$ kHz et le signal modulant sinusoïdal moyen issu de la commande découplante. Le courant de référence choisi, est d'amplitude de 67 A et d'une fréquence de 50 Hz.

II.4.1.4 Résultats de simulation

Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation pour un onduleur à 3 cellules :

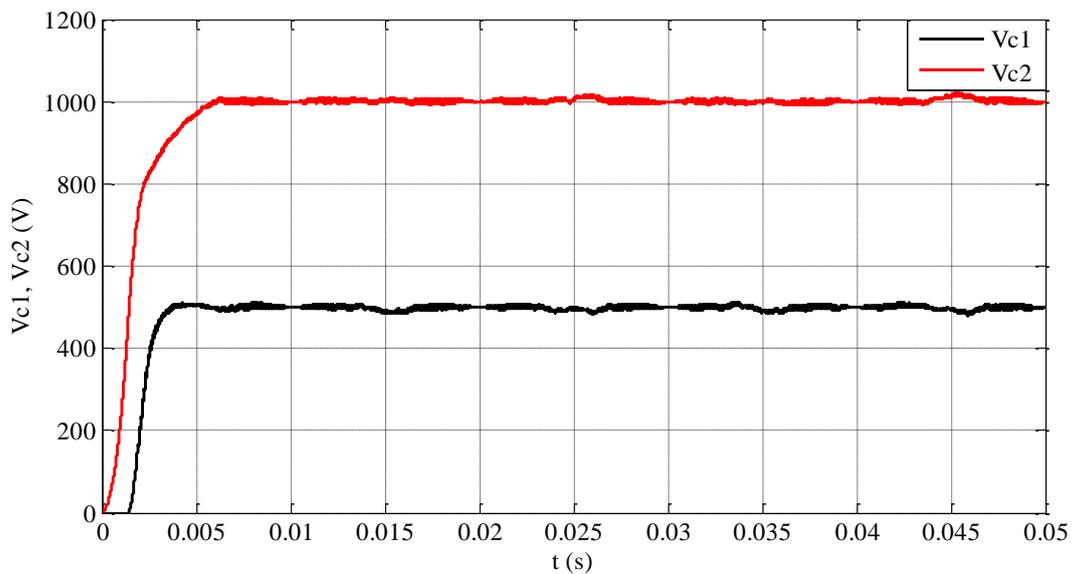


Figure II. 36. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Fonctionnement onduleur)

La figure II.36 montre l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 . On remarque que les tensions convergent vers les valeurs de référence ($E/3$ et $2E/3$).

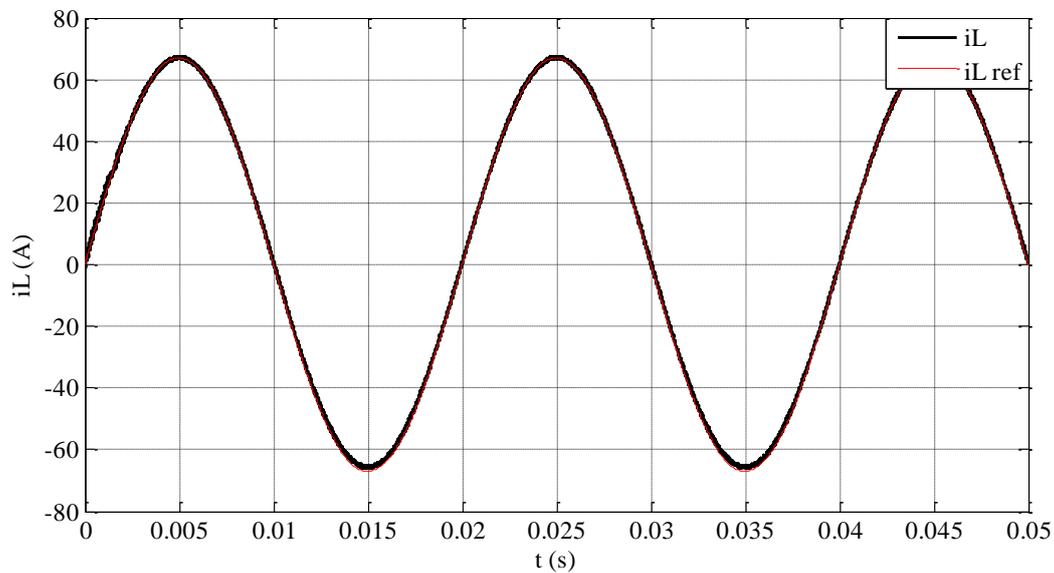


Figure II. 37. Evolution du courant de charge (Fonctionnement onduleur)

La figure II.37 représente l'évolution du courant de charge, le courant suit très bien sa référence, il présente une forme sinusoïdale d'une fréquence de 50 Hz. Comme il est montré sur le spectre harmonique du courant (Figure II.39). La commande découplante donne un THD de 0.71%. On peut constater que la fréquence de la tension de sortie est la même que celle du courant (50 Hz), et les quatre niveaux de tensions sont apparus (Figure II.38).

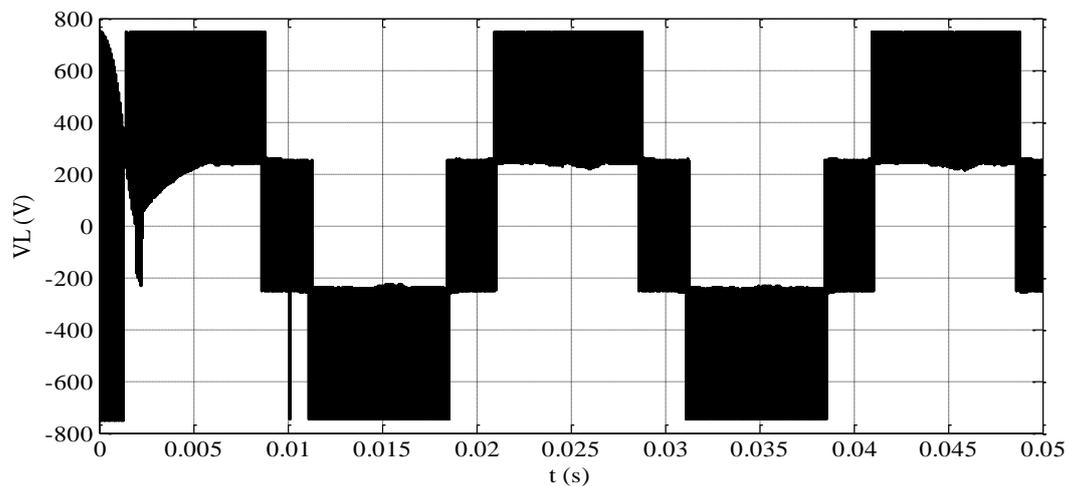


Figure II. 38. Evolution de la tension de charge (Fonctionnement onduleur)

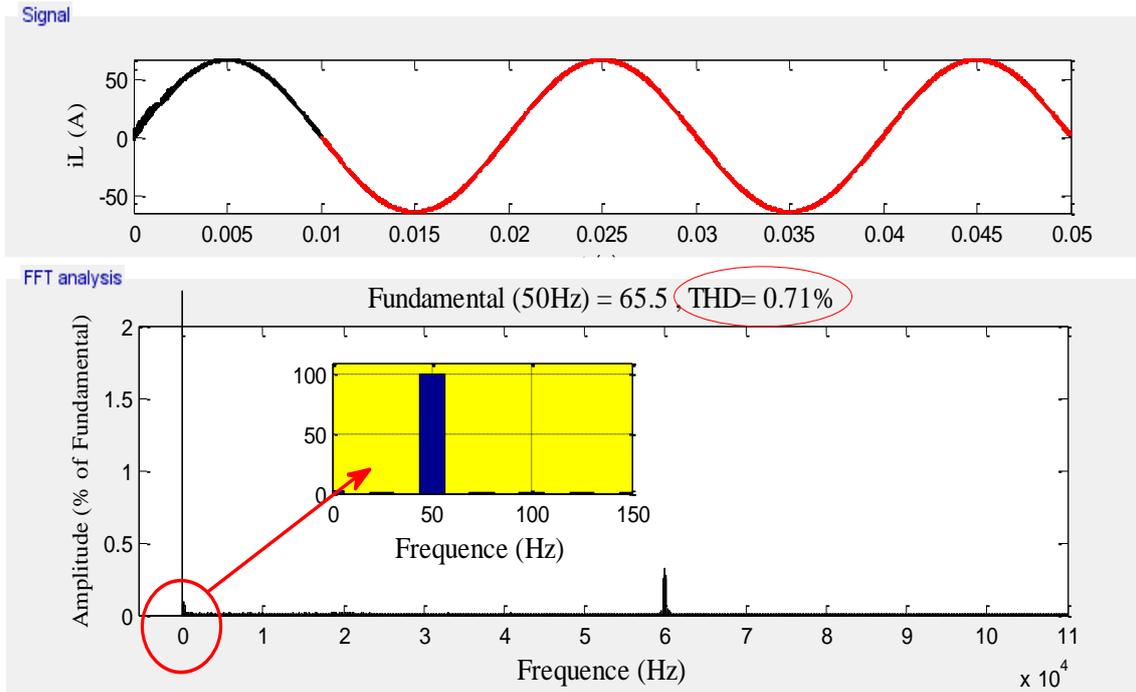


Figure II. 39. Spectre harmonique du courant de charge (Fonctionnement onduleur)

II.5. Commande par modulation des rapports cycliques (MRC)

Nous présentons dans cette partie une commande proportionnelle prenant en compte uniquement la régulation des tensions des condensateurs. Cette méthode correspondant à une commande en durée, est basée sur une modulation des rapports cycliques [1]. La structure de cette loi de commande est représentée sur la figure II.41.

Le principe de cette méthode repose sur une modification des rapports cycliques. Si les rapports cycliques des cellules $cell_k$ et $cell_{(k+1)}$ sont différents, alors le courant moyen I_{Ck} dans le condensateur C_k n'est pas nul et par conséquent, la tension V_{Ck} évolue [8].

Lorsqu'un déséquilibre apparaît sur une tension du condensateur V_{Ck} , il faut que le courant moyen I_{Ck} qui traverse le condensateur pendant une période de découpage T_c soit telle que la tension V_{Ck} tende vers sa valeur d'équilibre. La variation de la tension condensateur ΔV_{Ck} s'obtient alors par la relation :

$$\Delta V_{Ck} = V_{Ck}(t+T_c) - V_{Ck}(t) = \frac{k \cdot E}{p} - V_{Ck} = \frac{I_{Ck} \cdot T_c}{C_k} \quad (II.29)$$

Le courant I_{Ck} peut s'exprimer en fonction du courant de charge moyen I_L et des rapports cycliques α_{k+1} et α_k .

En remplaçant celui-ci dans l'expression (II. 29), nous obtenons :

$$\Delta V_{Ck} = \frac{T_c}{C_k} \cdot I_L \cdot (\alpha_{k+1} - \alpha_k) = \frac{T_c}{C_k} \cdot I_L \cdot M_k \quad (II.30)$$

Où M_k représente la différence entre les rapports cycliques α_{k+1} et α_k . La grandeur de commande M_k en fonction du déséquilibre sur la tension V_{Ck} s'exprime :

$$M_k = \frac{C_k}{T_c \cdot I_L} \Delta V_{Ck} = \frac{C_k}{T_c \cdot I_L} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{p} - V_{Ck} \right] \quad (\text{II.31})$$

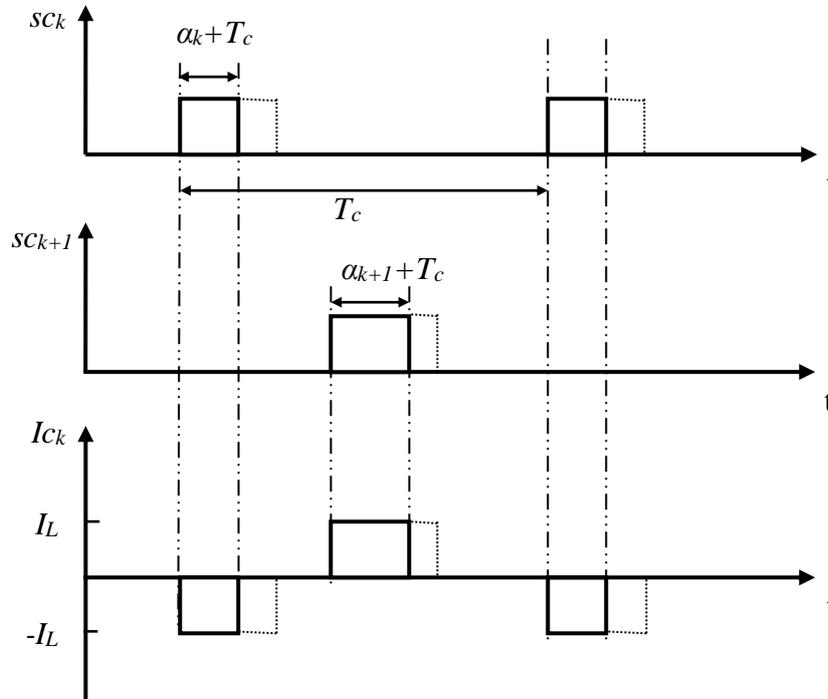


Figure II. 40. Principe de la commande par modulation des rapports cycliques (MRC)

Il faut noter qu'il existe p grandeurs de commande (p rapports cycliques) et $p - 1$ tensions des condensateurs à contrôler. Cela implique que la variable de commande supplémentaire sera choisie constante en fonction du point de fonctionnement où elle sera utilisée pour contrôler une grandeur de sortie du convertisseur. Notre préoccupation principale étant le contrôle des tensions V_{Ck} , la grandeur d'entrée est constante. Nous introduisons dans l'équation (II.31), le gain G qui sera choisi afin d'éviter toute saturation des rapports cycliques et pour assurer une dynamique d'équilibrage importante dans la phase de démarrage.

$$M_k = G \cdot \frac{C_k}{T_c \cdot I_L} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{p} - V_{Ck} \right] \quad (\text{II.32})$$

Le choix du gain G s'effectue alors en considérant le mode de fonctionnement suivant :

La source d'alimentation étant établie à sa valeur de référence E , on effectue un démarrage du convertisseur (les condensateurs C_k étant déchargés) avec un rapport cyclique définissant le point de fonctionnement (courant de charge).

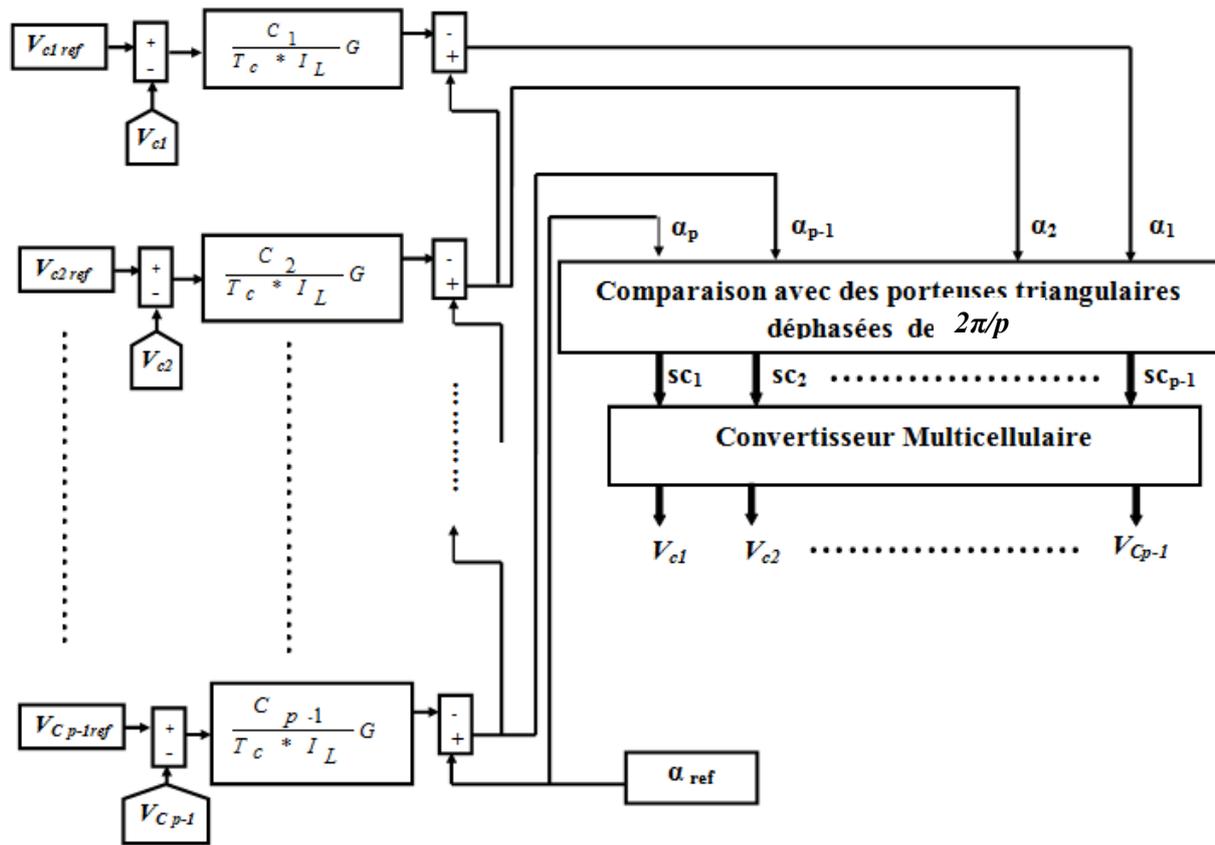


Figure II. 41. Structure de la commande par modulation des rapports cycliques

Le gain G est donc calculé sachant que $I_L = \alpha_{ref} * E/R$ dans le cas d'un hacheur dévolteur.

$$G = \frac{2T_c}{(p-1).C_k.R} * \alpha_{ref}^2 \tag{II.33}$$

La loi de commande peut être synthétisée par les équations :

$$\begin{cases} \alpha_p = \alpha_{ref} \\ \alpha_k = \alpha_{k+1} - G \cdot \frac{C_k}{T_c \cdot I_L} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{p} - V_{Ck} \right] \end{cases} \tag{II.34}$$

L'équation (II.34) met en évidence que lorsque l'erreur $\frac{k \cdot E}{p} - V_{Ck}$ est nulle, les rapports cycliques sont égaux.

Les signaux de commande sont obtenus en comparant les signaux de commande moyens issus de la commande par MRC avec p portuses régulièrement déphasées de $2\pi/p$.

II.5.1. Résultats de simulation

Avec les mêmes paramètres utilisés précédemment, cette commande est appliquée sur un hacheur à trois cellules alimentant une charge R, L , les résultats de simulation sont montrés sur les figures ci-dessous.

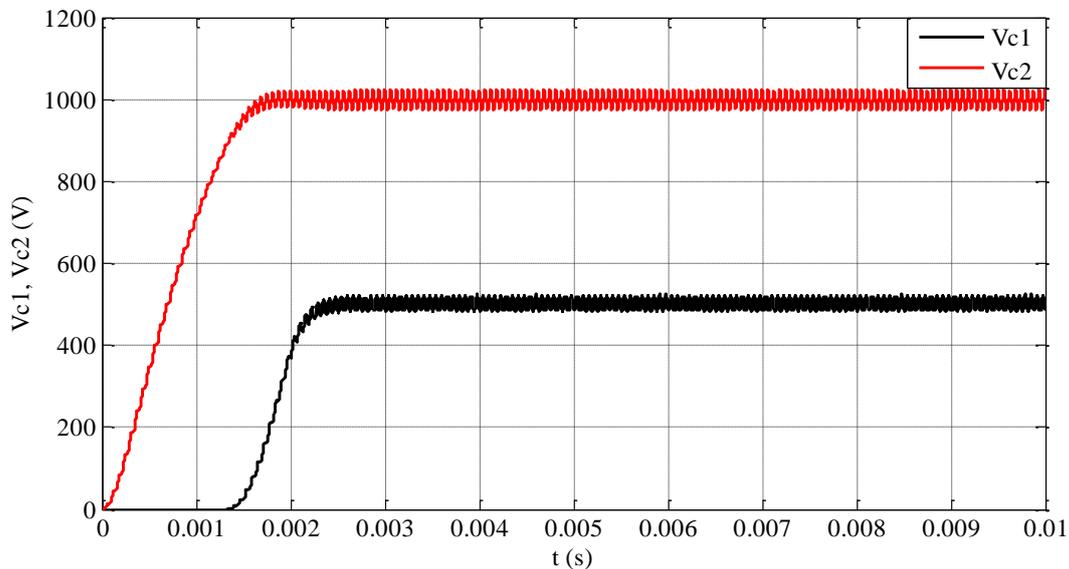


Figure II. 42. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs

On constate que les tensions évoluent rapidement vers l'état d'équilibre à $E/3$ et $2E/3$ avec présence des ondulations. La courbe du courant de charge montre que ce dernier possède un régime transitoire perturbé.

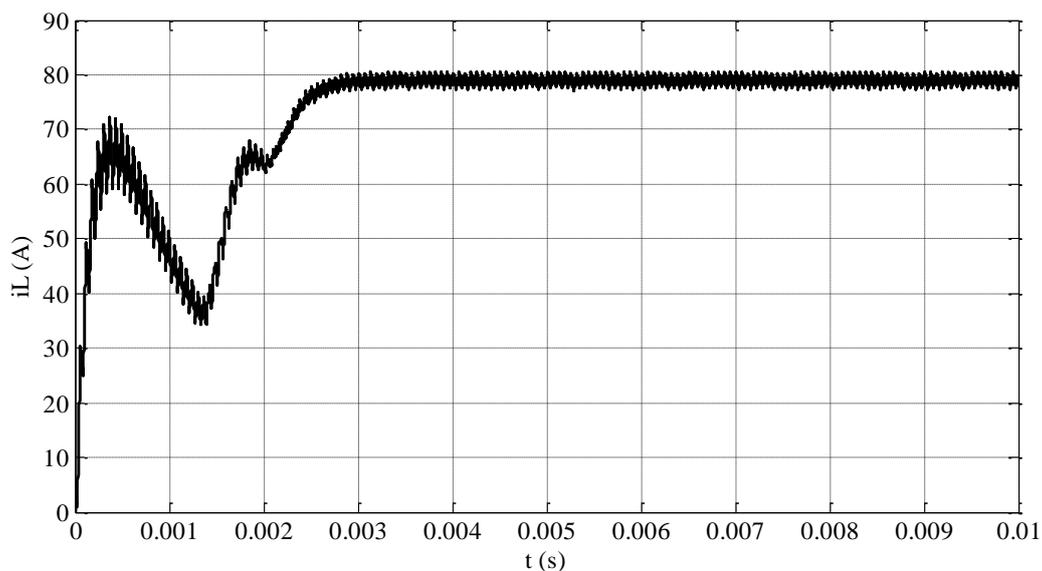


Figure II. 43. Evolution du courant de charge

Pour une variation de la tension de référence selon le même protocole suivi avec la commande précédente, nous avons obtenu les résultats montrés ci-dessous.

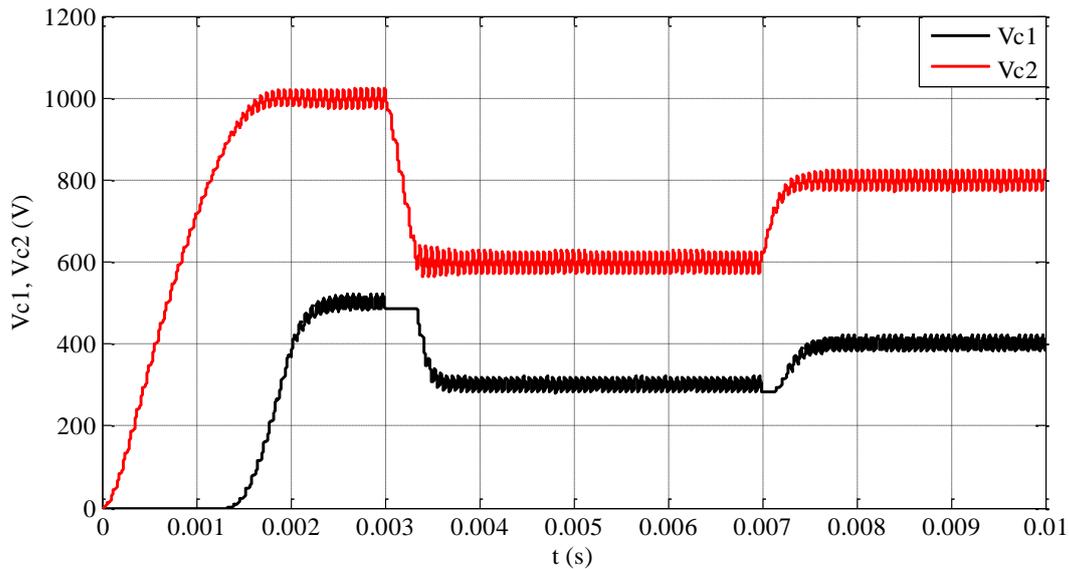


Figure II. 44. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation de la tension de bus)

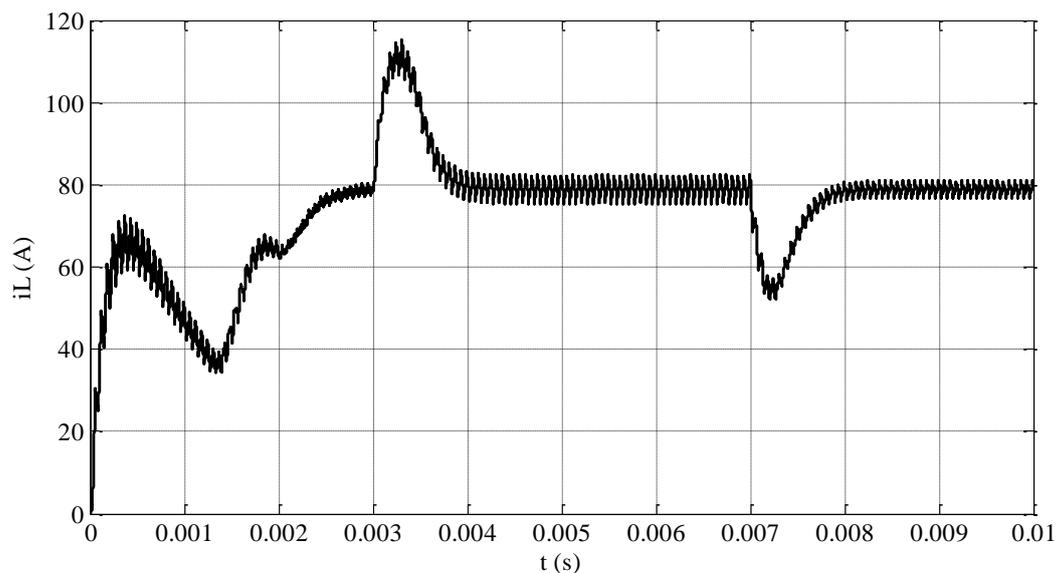


Figure II. 45. Evolution du courant de charge (Variation de la tension de bus)

Les tensions des condensateurs convergent vers les nouvelles valeurs de référence, avec présence d'ondulations au régime permanent. On remarque que la variation de la tension affecte considérablement le courant de charge. On peut expliquer cette perturbation du fait que la commande utilisée n'assure que la régulation des tensions des condensateurs. Dans ce qui suit nous allons introduire une boucle pour la régulation du courant en utilisant un régulateur flou pour remédier à ce problème.

II.5.2 Application de la commande par MRC sur un onduleur point milieu à trois cellules

Dans cette partie, nous allons appliquer la commande par MRC pour l'onduleur en demi-pont. Dans le cas d'un fonctionnement en onduleur en demi-pont, on doit prendre en compte le signe du courant de charge qui est sinusoïdal. La valeur du courant de charge prise en compte dans le gain proportionnel n'est plus la valeur moyenne I_L mais la valeur maximale i_{Lmax} du courant de charge [9].

$$\alpha_k = \alpha_{k+1} - \text{sign}(i_L) \cdot G \cdot \frac{C_k}{T_c \cdot i_{Lmax}} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{p} - V_{Ck} \right] \tag{II.35}$$

II 5.2.1. Résultats de simulation

Les résultats ci-dessous sont obtenus pour une fréquence de découpage de 20 kHz, la fréquence du modulant est fixée à 50 Hz.

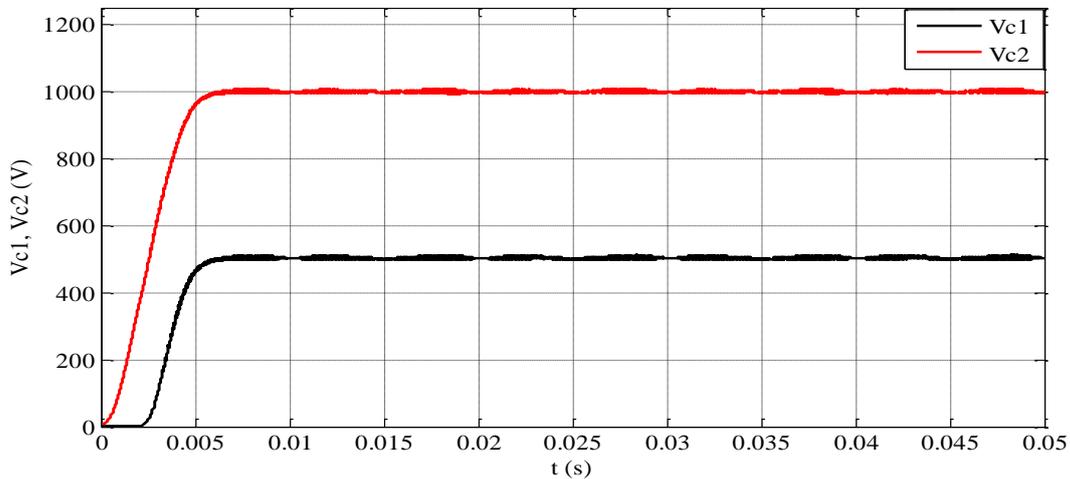


Figure II. 46. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Fonctionnement onduleur)

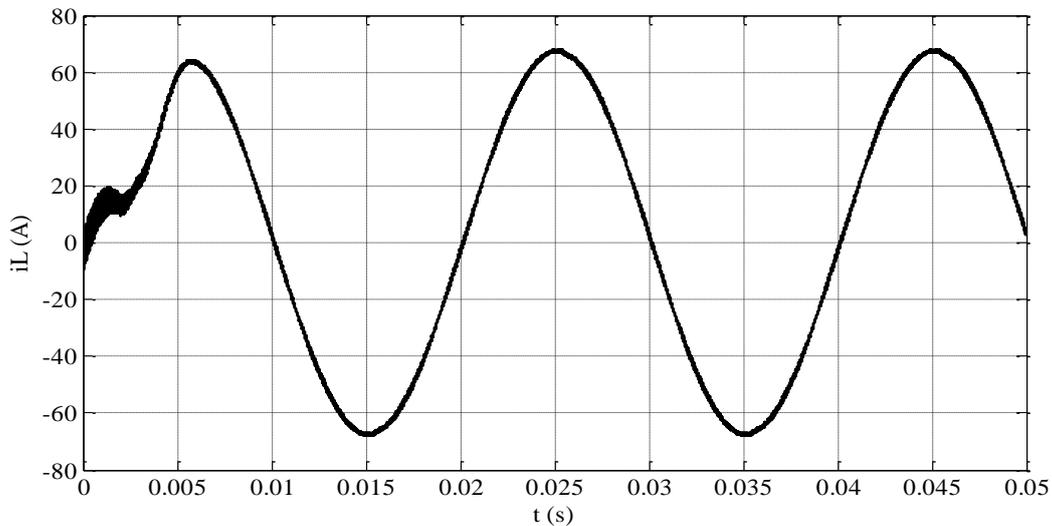


Figure II. 47. Evolution du courant de charge (Fonctionnement onduleur)

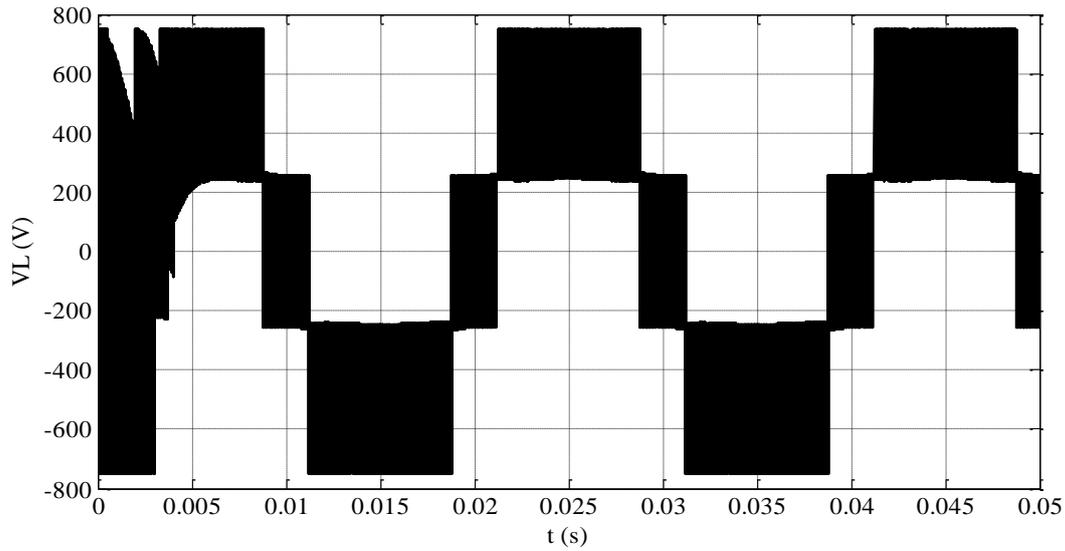


Figure II. 48. Evolution de la tension de charge (Fonctionnement onduleur)

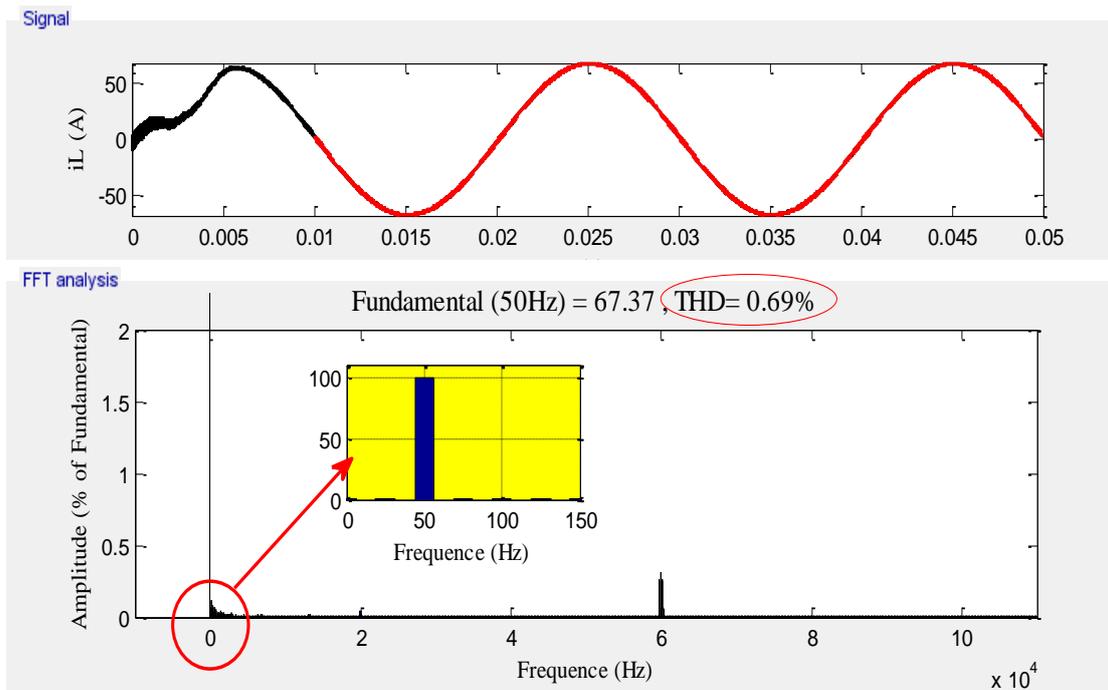


Figure II. 49. Spectre harmonique du courant de charge

La figure II.48 montre que la tension de la charge varie entre les tensions $-E/2$ et $E/2$, avec la même fréquence que la modulante.

En raison de la stabilité des tensions des condensateurs flottants, nous constatons que le courant de charge montré par la figure II.47, est sinusoïdal avec une fréquence de 50 Hz et un THD de 0.69% (figure II.49). On constate ainsi que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour de la fréquence 60 kHz qui est multiple de p .

II 6. Commande par MRC associée à un régulateur flou : intégration de la boucle de courant

Comme nous l'avons vu, la commande par modulation des rapports cycliques assure juste la régulation des tensions des condensateurs flottants. Dans cette partie nous allons introduire une boucle de régulation de courant de charge, en utilisant un régulateur flou avec la commande précédente, la sortie de ce régulateur va imposer le rapport cyclique α_p de référence. La figure II.50 montre le principe de la commande appliquée pour un onduleur point milieu à 3 cellules.

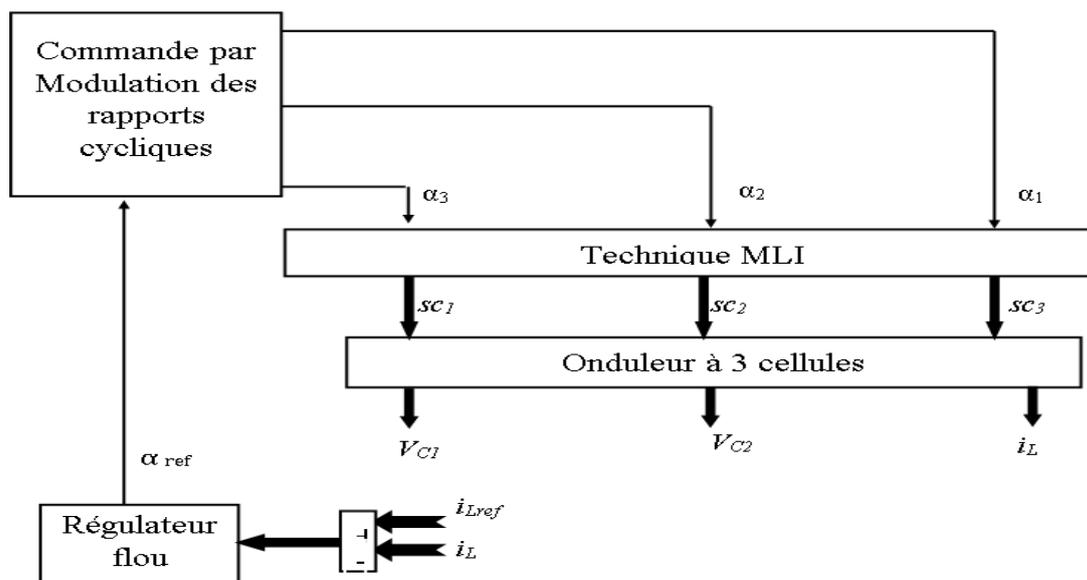


Figure II. 50. Principe de la commande par intégration de la boucle de courant

II 6.1. Rappels sur la commande par la logique floue

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que lotfi A.Zadeh a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965 [10]. Ces algorithmes sont à base des règles linguistiques du type « Si...Alors ». Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour répondre à une problématique scientifique. Dans ce sens, des régulateurs à la base de la logique floue améliorent de façon globale la robustesse des systèmes de commande en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci [11].

Afin de concevoir un régulateur flou, il faut passer par quatre étapes essentielles qui sont :

La première étape traite les entrées du système, c'est la fuzzification. Elle permet d'associer à chacune des variables réelles, par le biais de fonctions d'appartenance, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'univers du discours.

La deuxième étape, c'est la table des règles, elle va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de la grandeur de commande.

La troisième partie, c'est le moteur d'inférence, il va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives, il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous correspondant à la commande du système. Pour le réglage par logique floue dans notre travail, on va utiliser la méthode d'inférence Max-Min de MAMDANI [13].

La quatrième partie, c'est l'interface de défuzzification. Elle permet de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles de commande en grandeurs numériques exploitables au niveau physique.

II 6.1.1 Interface de Fuzzification

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrées ;
- Transformation des variables d'entrées en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenances.

II 6.1.2 Interface de Défuzzification

Pour définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de Défuzzification, qui a pour rôle de transformer la sortie en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, dans notre cas on s'intéresse à la méthode du centre de gravité.

Cette méthode est la plus utilisée dans le contrôle flou, elle génère le centre de gravité de la fonction d'appartenance issue de l'inférence, donc elle est calculée pour obtenir la commande réelle.

II 6.1.3 Avantages et inconvénients

Avantages

- La non nécessité d'une modélisation.
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur d'un processus.
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe, non linéaire et difficile à modéliser

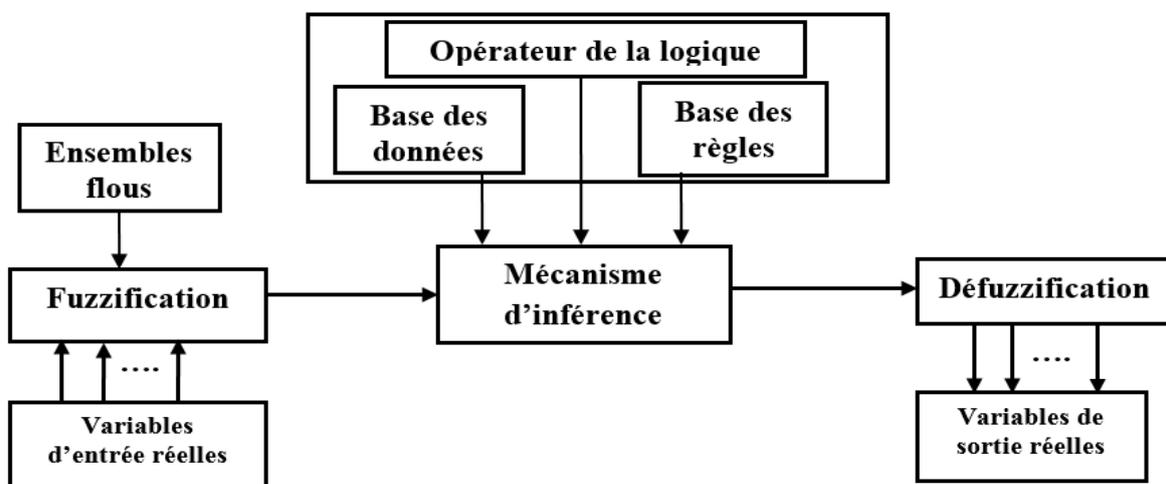


Figure II. 51. Structure de base d'un régulateur flou

Inconvénients

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification.
- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La précision du réglage souvent peu élevée.

II 6.2. La structure du régulateur flou développé

La figure II.52 illustre la structure interne du régulateur flou développé pour la régulation du courant de charge. Les deux grandeurs d'entrée sont normalisées au moyen des gains de normalisation (G_ϵ pour l'erreur et $G_{\Delta\epsilon}$ pour la variation de l'erreur). Leurs expressions sont définies comme suit :

$$\epsilon(t) = i_{Lref}(t) - i_L(t) \tag{II.36}$$

$$\Delta\epsilon(t) = \epsilon(t) - \epsilon(t-1) \tag{II.37}$$

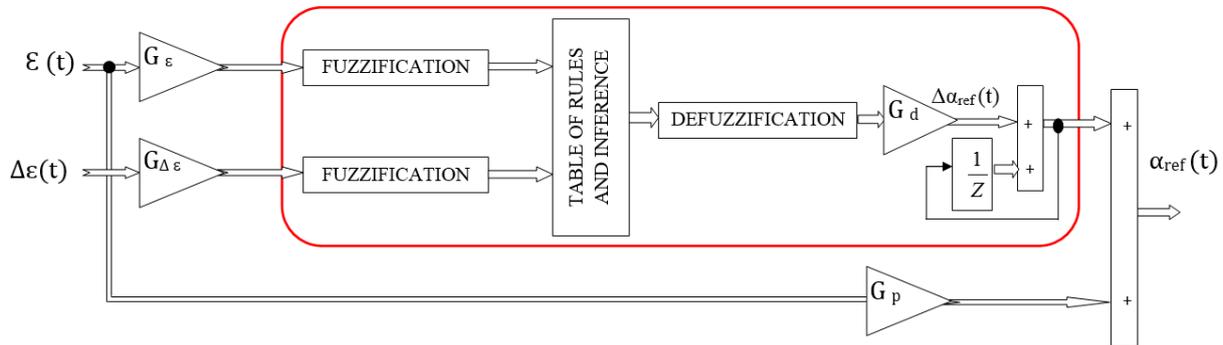


Figure II. 52. La structure du régulateur flou développé

La sortie du contrôleur flou est la variation du rapport cyclique de référence $\Delta\alpha_{ref}$, la nouvelle valeur de ce rapport cyclique ajustée à chaque période d'échantillonnage, est définie par l'équation de récurrence suivante :

$$\alpha_{ref}(t) = \alpha_{ref}(t-1) + G_d \cdot \Delta\alpha_{ref}(t) \tag{II.38}$$

Où G_d est le gain de dénormalisation de la grandeur de sortie, et le gain G_p additionné à la sortie du contrôleur intervient en régime transitoire, et son rôle principal est d'assurer la stabilité de la commande en régime permanent.

Il permet également d'obtenir une bonne réponse dynamique en régime transitoire [12], cette action est très utile pour l'implémentation pratique du contrôleur flou [13].

L'expression du rapport cyclique de référence devient donc :

$$\alpha_{ref}(t) = \alpha_{ref}(t-1) + G_d \cdot \Delta\alpha_{ref}(t) + G_p \epsilon(t) \tag{II.39}$$

La table des règles utilisées est illustrée dans le tableau suivant :

		ε						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$\Delta\varepsilon$	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau II.1. La table de décision du régulateur flou de type Mamdani

NB: Négatif grand (Negative Big);

PB: Positif grand (Positive Big);

PS: Positif petit (Positive Small).

NS: Négatif petit (Negative Small);

NM: Négatif Moyen (Negative Medium);

PM: Positif Moyen (Positive Medium);

ZE: Zéro (Zero);

(Sept * sept) fonctions d'appartenances, décrivent respectivement l'erreur ε et sa variation $\Delta\varepsilon$. Les quantités de sortie sont décrites par 7 sous-ensembles flous. Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du contrôleur flou sont choisies triangulaires et trapézoïdales car ce sont les formes les plus simples, elles sont peu coûteuses en temps et en espace mémoire.

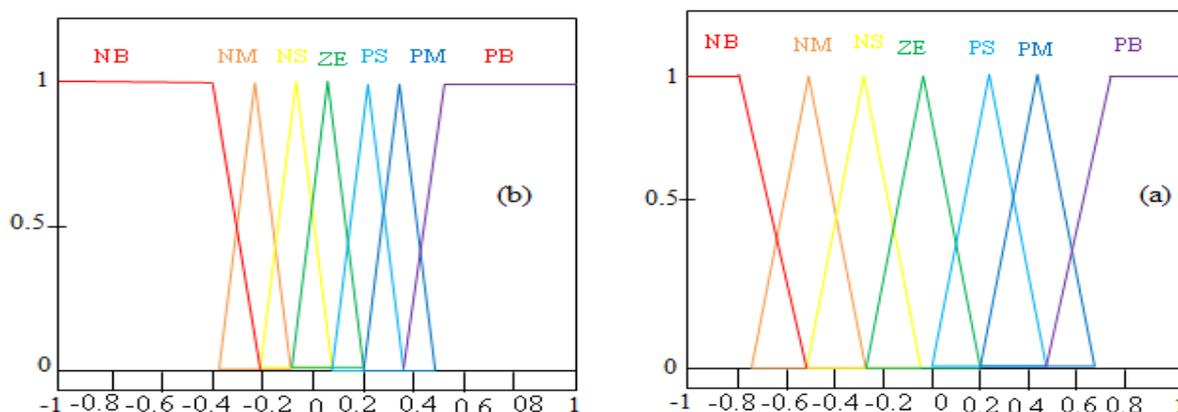


Figure II. 53. Répartition des fonctions d'appartenance : (a) variables d'entrée, (b) variable de sortie

II 6.3 Application sur un hacheur à trois cellules

Les figures ci-dessous montrent les résultats des tests de simulation sous Matlab/Simulink du contrôle proposé pour un hacheur à trois cellules connecté à une charge R, L , gardant les mêmes paramètres.

La figure II.54 et II.55 montrent l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottants et du courant de charge. On peut remarquer que le pic de courant n'apparaît pas au régime transitoire, contrairement à la commande par linéarisation entrées-sorties. On constate aussi la diminution des ondulations sur le courant et les tensions par rapport à la commande par MRC sans boucle de courant.

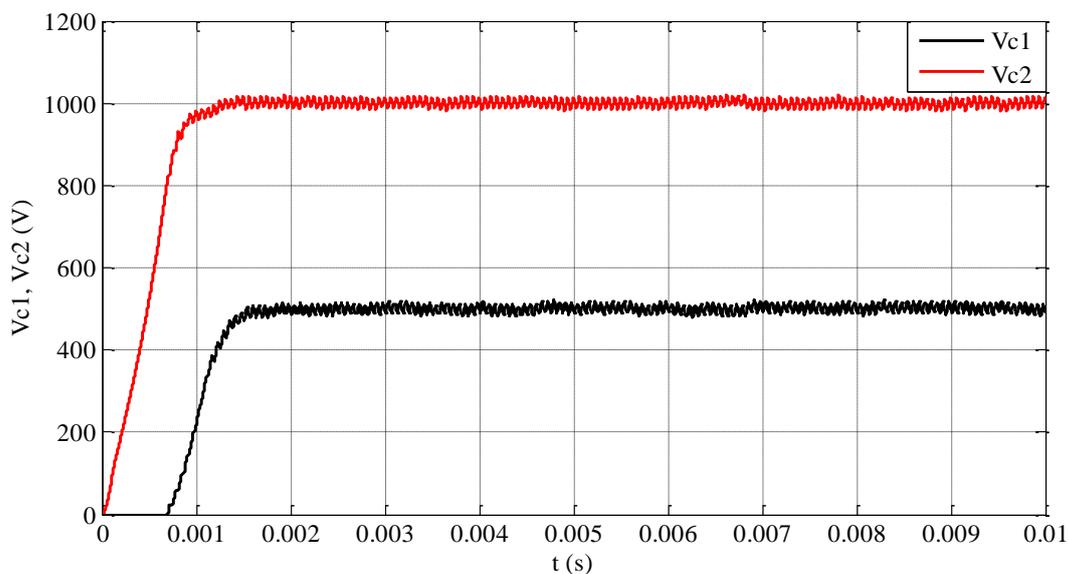


Figure II. 54. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs

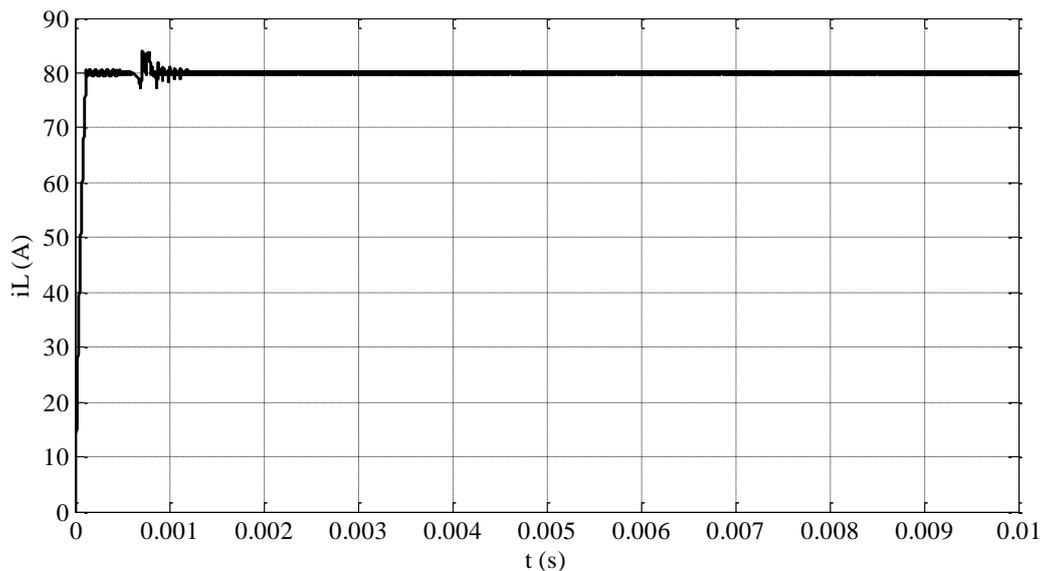


Figure II. 55. Evolution du courant de charge

Les figures II.56 et II.57 illustrent la réponse du courant de charge et des tensions flottantes à la variation de la tension de référence, ce test nous montre l'intérêt de l'intégration de la boucle de courant. On peut remarquer clairement que la variation de la tension de référence affecte légèrement le courant de charge, contrairement au test sans boucle de courant, où nous avons vu que les pics de courants causés par la variation de la tension sont importants.

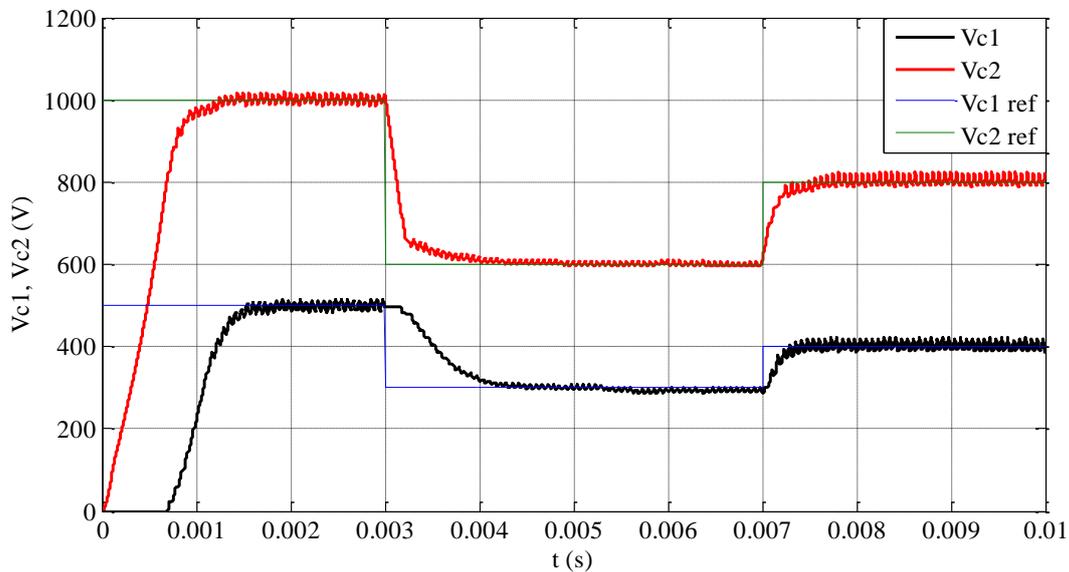


Figure II. 56. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation de la tension de bus)

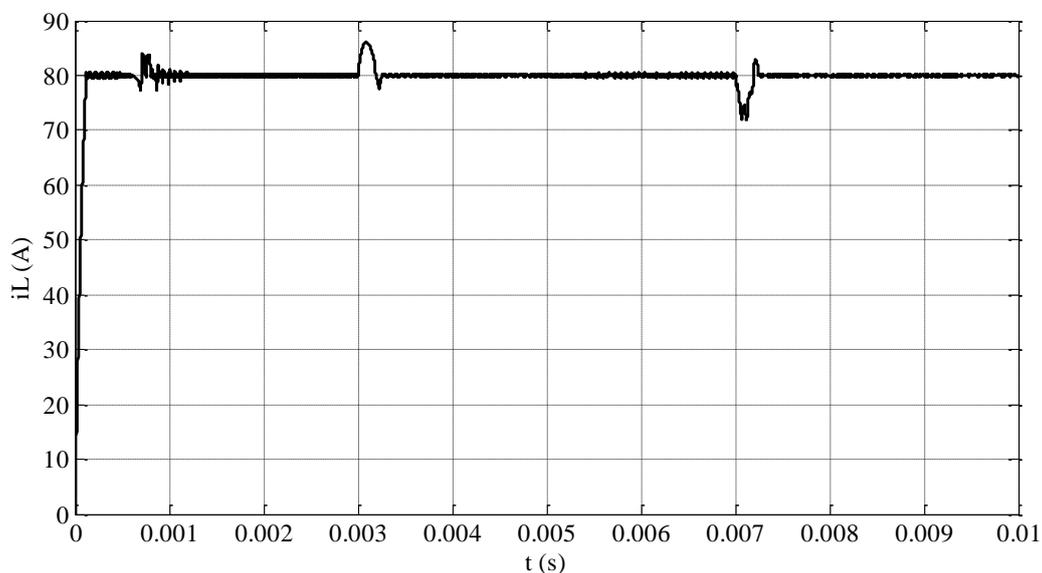


Figure II. 57. Evolution du courant de charge (Variation de la tension de bus)

Les résultats de simulation pour une variation du courant de référence sont montrés dans les figures II.58 et II.59. Le courant suit parfaitement ses nouvelles valeurs de référence.

Les tensions flottantes convergent rapidement vers l'état d'équilibre, sans être affectées par les variations du courant de charge.

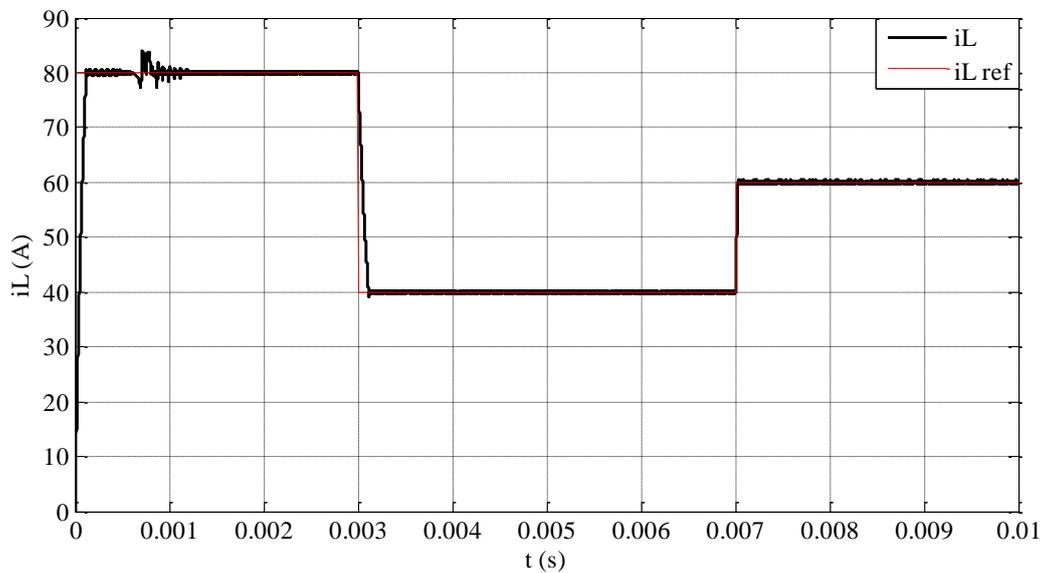


Figure II. 58. Evolution du courant de charge (Variation du courant de charge)

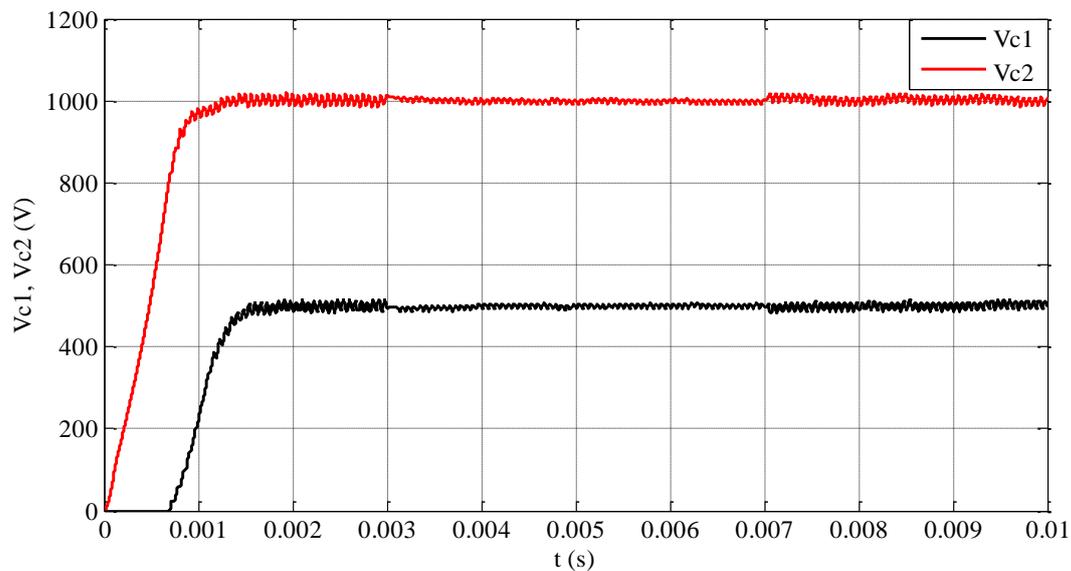


Figure II. 59. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (Variation du courant de charge)

Les figures II.60 et II.61 montrent le comportement des tensions V_{c1} et V_{c2} ainsi que le courant de charge pour une variation brusque de (-80%) de la valeur de la résistance de la charge, sachant que la valeur de la résistance prise en compte dans la loi de commande reste inchangée.

On peut remarquer que l'erreur statique reste nulle sur le courant de charge, et il ne subit qu'une petite augmentation sur l'ondulation à l'instant de la variation de la charge. On constate une erreur de ± 10 V sur les tensions des condensateurs.

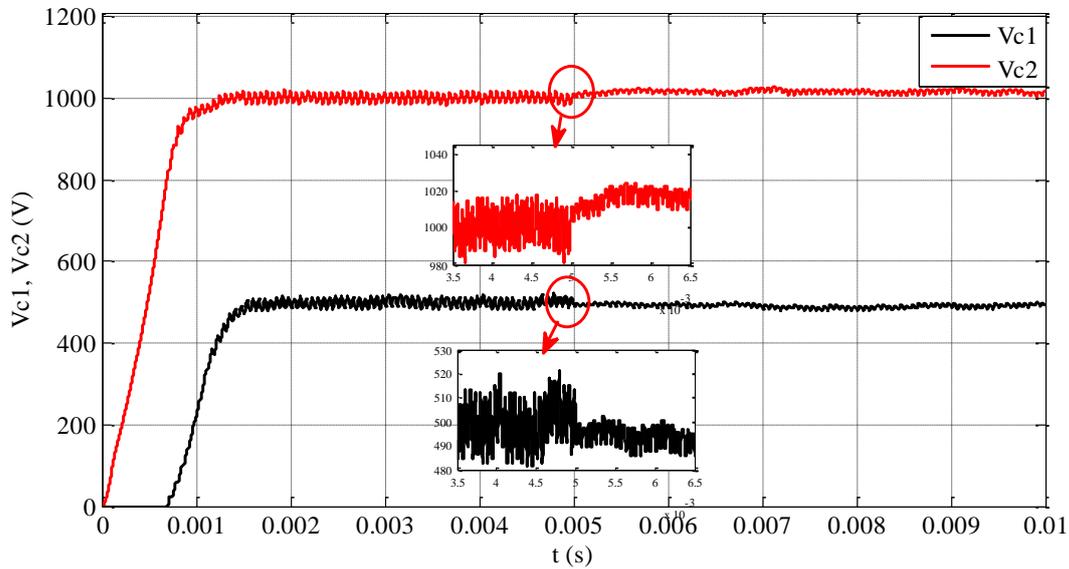


Figure II. 60. Evolution de la tension aux bornes des condensateurs (Variation de la résistance de charge)

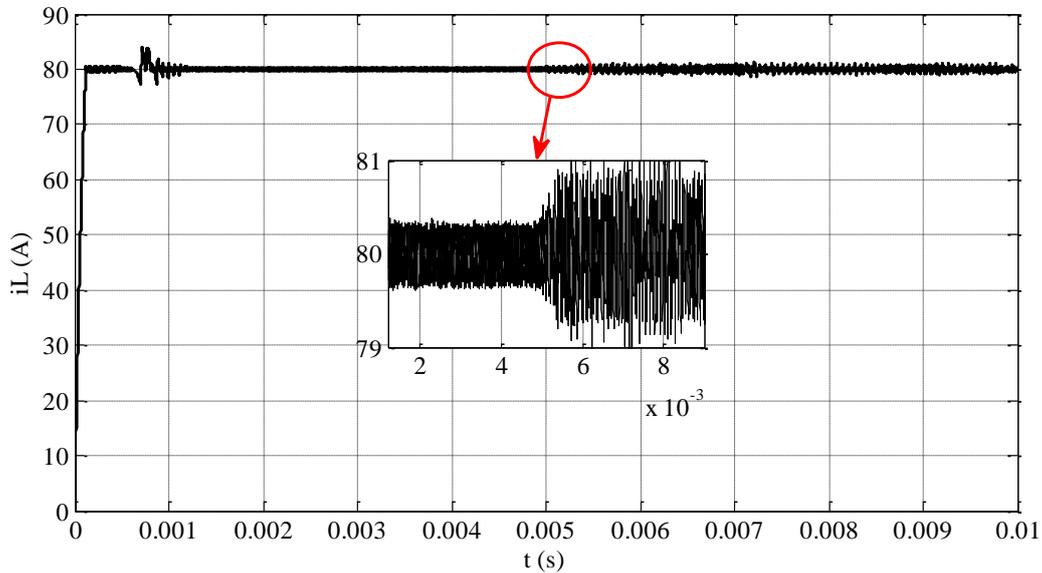


Figure II. 61. Evolution du courant de charge (Variation de la résistance de charge)

II 6.4. Application sur un onduleur point milieu à 3 cellules

Le comportement de cette loi de commande est présenté dans les figures II.62, II.63 et II.64 pour des conditions initiales nulles. Nous imposons un courant de référence sinusoïdal de fréquence 50 Hz et d'amplitude 67A.

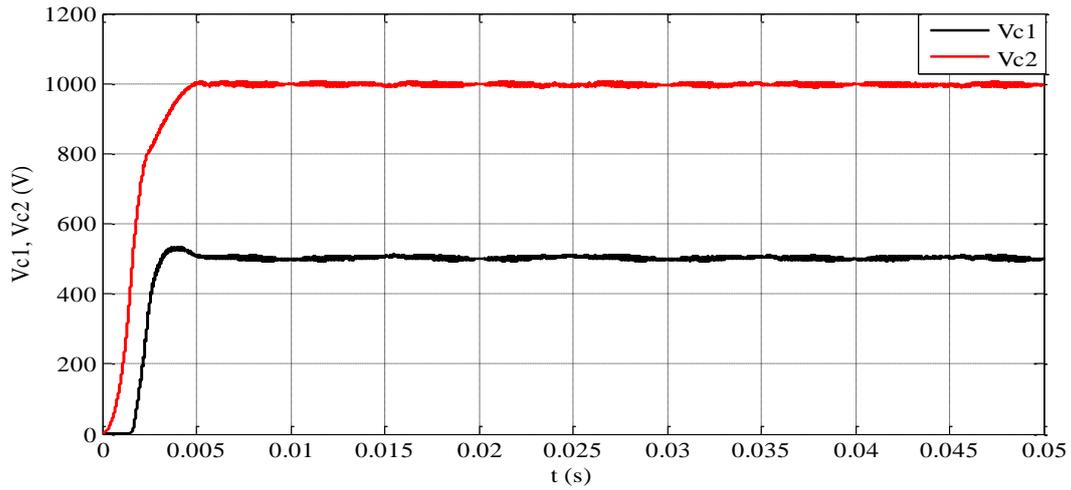


Figure II. 62. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Fonctionnement onduleur 3 cellules)

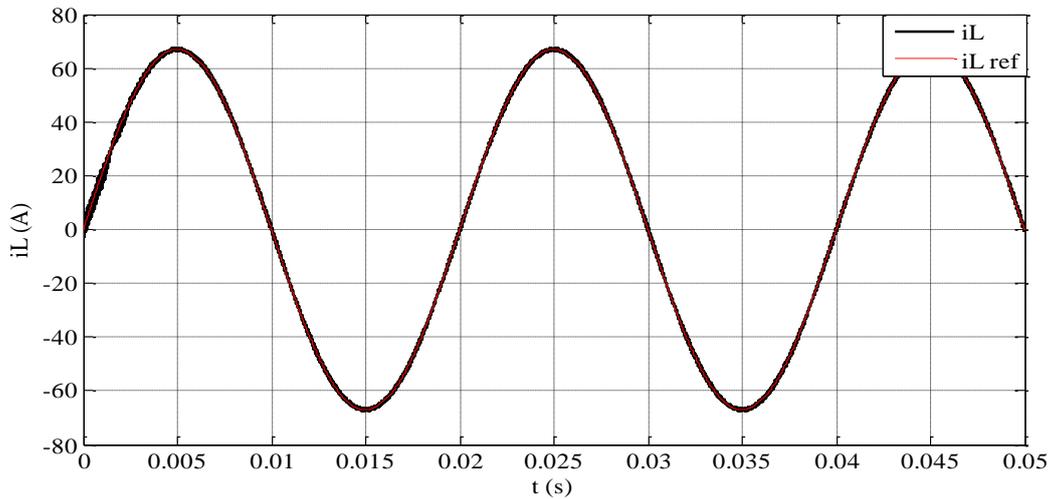


Figure II. 63. Evolution du courant de charge (Fonctionnement onduleur 3 cellules)

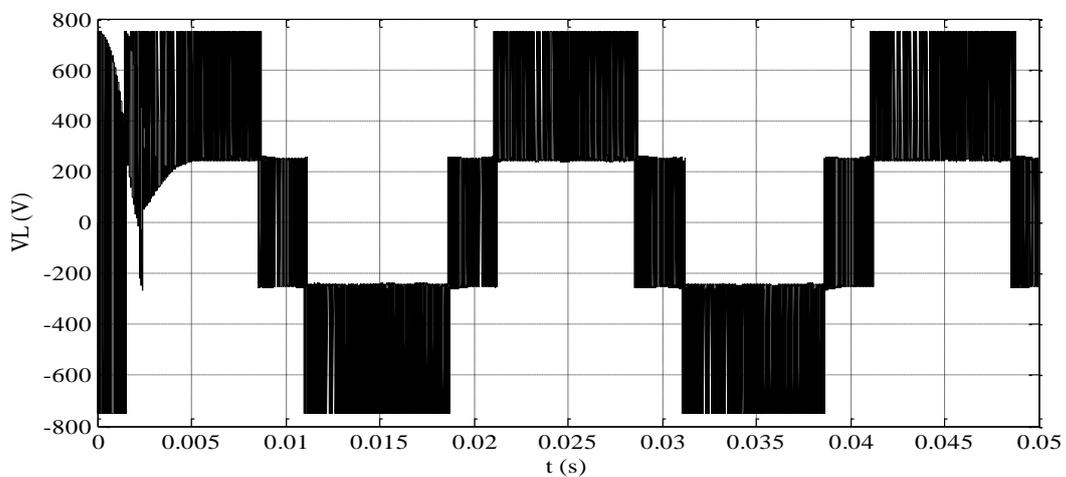


Figure II. 64. Evolution de la tension de charge (Fonctionnement onduleur 3 cellules)

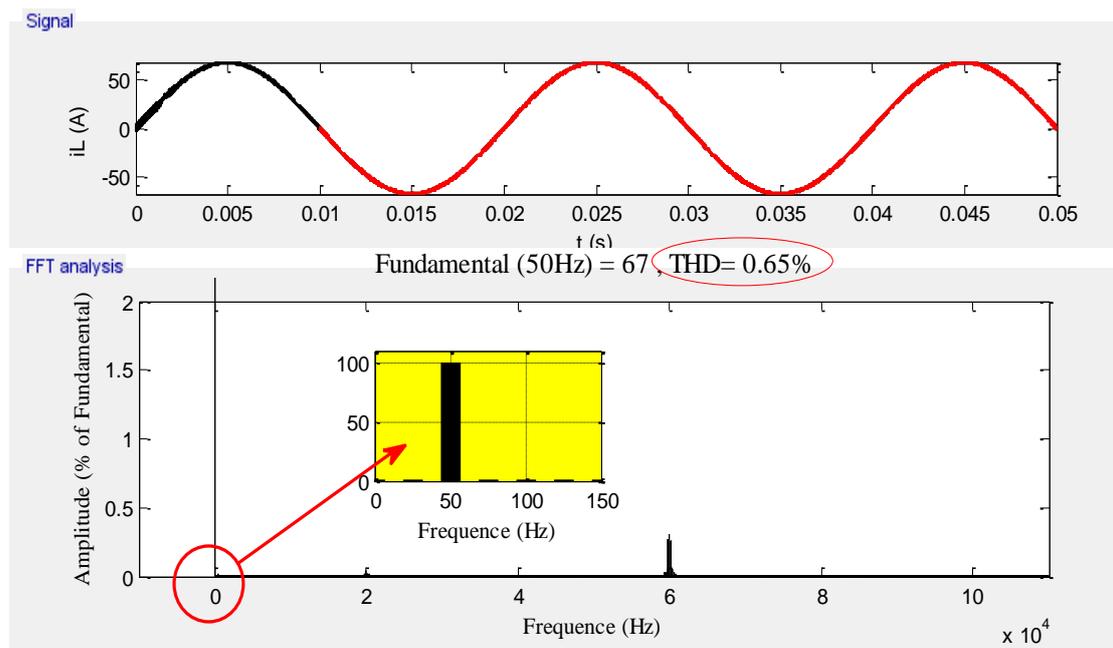


Figure II. 65. Spectre harmonique du courant de charge (Fonctionnement onduleur 3 cellules)

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque que la forme du courant de charge est sinusoïdale et de la même fréquence imposée (50 Hz) avec un taux de distorsion harmonique de l'ordre de 0.65 %. On remarque aussi que le courant de charge suit parfaitement la valeur désirée avec l'absence de la perturbation en régime transitoire, contrairement au test sans l'intégration du régulateur flou.

En comparant le taux de THD avec et sans introduction de la boucle de courant, une amélioration est constatable (0.65% contre 0.69%).

En termes de réponse, le régulateur flou introduit pour réguler le courant de charge, a pu améliorer le régime transitoire des tensions flottantes.

II 7. Conclusion

Dans ce chapitre, des commandes basées sur le modèle moyen du convertisseur multicellulaires ont été développées. La première commande utilisée c'est la commande naturelle ou la commande par MLI. Cette commande assure un équilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants en boucle ouverte en respectant quelques conditions, sauf qu'on a vu qu'elle présente des dynamiques lentes et des dépassements importants en régime transitoire et permanent.

Deux commandes en boucle fermée toujours basées sur le modèle moyen ont été appliquées sur le convertisseur, une fois en fonctionnement hacheur puis en onduleur.

La première commande utilisée est une commande linéarisante basée sur le découplage des entrées-sorties, et l'autre est une commande basée sur la modification des rapports cycliques. Ces deux commandes ont montré des résultats intéressants en termes de rapidité et de précision et leur robustesse dans le cas de changement des paramètres du système.

On a vu que l'application de tels types de commandes sur des onduleurs multicellulaires, améliorent considérablement le spectre harmonique des grandeurs de sorties.

Cependant, ce type de commandes comportent certaines limites en raison du modèle moyen utilisé pour la conception des contrôleurs. Ce dernier peut générer des signaux d'entrée moyens qui n'appartiennent pas à l'intervalle $[0,1]$. Il faut donc ajouter une fonction de saturation, qui limite les performances de la boucle fermée.

Le prochain chapitre sera consacré à la commande directe du convertisseur multicellulaire, et une comparaison avec les commandes présentées dans ce chapitre sera effectuée.

Bibliographie

- [1] Tachon, O., M. Fadel, and Th Meynard. "Control of series multicell converters by linear state feedback decoupling." European conference on power electronics and applications, Trondheim, Norway, vol. 1. p.588-1.593, 1997.
- [2] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, T. A. Meynard, " Multicell converters: active control and observation of flying-capacitor voltages", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n° 5, p. 998–1008, 2002.
- [3] A. Ibrayeva, V. Ten, Y. L. Familiant, A. Ruderman "PWM Strategy for improved natural balancing of a four-level H-bridge Flying Capacitor Converter." International Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM). IEEE, Turkey, p. 311-316 2015.
- [4] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, M. Nahrstaedt, " Multicell converters: basic concepts and industry applications", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 49, n° 5, p. 955–964, 2002.
- [5] A. A. Boukhtache, "Commande d'un système lampe à décharge ballast électronique pour épuration des eaux", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, Alger, 2017.
- [6] Bethoux, Olivier, and Jean-Pierre Barbot. "Commande permettant le contrôle du convertisseur multicellulaire série à nombre non premier de cellules." Conférence Internationale Francophone en Automatique, Bordeaux, France, 2006.
- [7] G. Gateau, "Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série : commande non linéaire et commande floue", Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 1997.
- [8] P. Djondiné, "Étude des comportements chaotiques dans les convertisseurs statiques", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2015.

- [9] **M. L. Hamida**, H. Denoun, A. Fekik, N. Benyahia, N. Benamrouche, "Cyclic Reports Modulation Control Strategy for a Five Cells Inverter", International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb, Algiers, Algeria, IEEE, p. 1–5, 2018
- [10] L. A. Zadeh, " Toward a theory of fuzzy information granulation and its centrality in human reasoning and fuzzy logic ", Fuzzy sets and systems, vol. 90, p. 111-127, 1997.
- [11] A. Fekik, "Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP", Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2018.
- [12] A. Fekik, H. Denoun, N. Benamrouche, N. Benyahia, M. Zaouia, "A Fuzzy–Logic Based Controller For Three Phase PWM Rectifier With Voltage Oriented Control Strategy", International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, vol. 9, p. 7, 2015.
- [13] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseurs à MLI", Thèse de doctorat, Université de Sétif, 2014.

Chapitre III

Commandes directes du C.M.S

Dans ce chapitre, nous allons développer deux commandes directes ; la première est basée sur la technique du mode glissant, la deuxième est basée sur les réseaux de Petri. Une brève partie sera dédiée pour l'explication du principe de ces deux commandes. Des simulations, pour montrer la validité de ces commandes pour un convertisseur à trois cellules seront présentées. Finalement un contrôle hybride basé sur les réseaux de Petri d'un moteur à courant continu sera réalisé.

Sommaire

III.1 Introduction	67
III.2 Commande par modes glissants	67
III.2.1 Principe de la commande par modes glissants	67
III.2.1.1 Choix de la surface de glissement	68
III.2.1.2 Etablissement des conditions d'existence de convergence	68
III.2.1.3 Détermination de la loi de commande	69
III.2.2 Application de la commande par modes glissants sur le convertisseur à trois cellules	72
III.2.2.1 Contrôlabilité du convertisseur à trois cellules	72
III.2.2.2 Synthèse de la loi de commande d'un convertisseur à trois cellules	73
III.2.2.3 Résultats de simulation.....	75
III.2.3. Application à un onduleur point milieu à trois cellules	78
III.3. Commande par réseaux de Petri	81
III.3.1 Réseaux de Pétri autonomes	82
III.3.2 Réseaux de Pétri Continus	82
III.3.3 Réseaux de Pétri Hybrides	83
III.3.4 Application des RdP à la commande d'un convertisseur à deux cellules.....	84
III.3.4.1 La stratégie de la commande	84
III.3.4.2 Résultats de simulation.....	87
III.3.5 Commande d'un convertisseur à trois cellules par les réseaux de Petri	91

III.3.5.1 Résultats de simulation.....	92
III.5 Etude comparative des commandes appliquées	96
III.6 Commande hybride d'un moteur à courant continu à excitation séparée basée sur un régulateur PI- RdP	98
III.6.1 Modélisation d'un moteur à courant continu à excitation séparée	98
III.6.2 La stratégie de la commande	100
III.6.3 Résultats de simulation	101
III.7 Conclusion.....	105

III.1 Introduction

Les techniques de commandes présentées précédemment, basées sur une commande MLI (modulation par largeur d'impulsion), permettent un contrôle simple et efficace du convertisseur multicellulaire série. Cette stratégie est appliquée afin de transformer une commande continue en ordres de commutation. Le principal problème lié à ces techniques est qu'un modèle moyen ne permet pas de représenter les dynamiques liées aux tensions des condensateurs. En revanche, pour certaines applications, ces méthodes de contrôle ne sont pas adaptées. Il a été démontré aussi que pour les convertisseurs à nombre non premier de cellules il y a certaines valeurs de rapport cyclique pour lesquelles les commandes basées sur la MLI ne sont pas stables, aussi ne elles sont pas conseillées pour les évolutions rapides. Il serait donc intéressant d'utiliser un modèle instantané hybride afin de prendre en compte, à chaque instant, l'évolution de chaque variable d'état.

Dans cette section, nous présentons des commandes directes du convertisseur multicellulaire série en se basant sur la fonction de stabilité de Lyapunov. Ces commandes pilotent les différentes cellules sans passer par une modulation de la largeur d'impulsion, ce qui conduit à des régimes transitoires rapides, et une bonne poursuite en régime permanent.

III.2 Commande par modes glissants

La méthode de commande par modes glissants (sliding mode control (SMC) pour son acronyme anglais) [1],[2] basée sur la conception de Lyapunov, présente de nombreux avantages par rapport aux méthodes traditionnelles. Elle est connue comme l'une des méthodes de conception les plus puissantes pour de nombreux systèmes pratiques. Elle peut être utilisée dans les systèmes linéaires et non linéaires [3] ; elle peut également être appliquée aux systèmes temporels continus et discrets. Elle est considérée comme une approche efficace dans les systèmes de contrôle, en raison de la simplicité de la procédure de conception, de la robustesse aux incertitudes du modèle du système et des perturbations externes [4],[5].

III.2.1 Principe de la commande par modes glissants

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 est appelé mouvement de glissement [6]. L'objectif de la commande par modes glissants se résume en deux points essentiels [7] :

- Synthétiser une surface $S(x)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, à la régulation et à la stabilité.
- Déterminer une loi de commande u (commutations) qui est 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.2.1.1 Choix de la surface de glissement

On considère le système défini par l'équation (III.1), le vecteur de surface à la même dimension que le vecteur de contrôle (U).

$$\dot{X} = f(X) + g(X)U \tag{III.1}$$

Dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , différentes formes de la surface de glissement ont été proposées, chaque surface a de meilleures performances pour une application donnée. En général, on choisit une surface non linéaire. La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable contrôlée, notée $e(x)$. Elle est donnée par l'équation (III.2) [8].

$$S(X) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(r-1)} \bullet e(X) \tag{III.2}$$

où $e(x) = x_{ref} - x$ est l'erreur entre la variable contrôlée x et sa référence x_{ref} , λ est une constante positive, r est le degré relatif.

III.2.1.2 Etablissement des conditions d'existence de convergence

Les conditions d'existence et les critères de convergence ont des dynamiques différentes qui permettent au système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types d'approches pour assurer le mode de convergence (l'approche directe et l'approche de Lyapunov) [6].

Approche directe

C'est la première condition de convergence. On doit donner à la surface une dynamique convergeant vers zéro. En d'autres termes, la commande doit rendre cette surface de glissement localement attractive. Pour ce faire, il faut que la condition (III.3) soit vérifiée.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}(X) < 0 \quad \text{si} \quad S(X) > 0 \\ \dot{S}(X) > 0 \quad \text{si} \quad S(X) < 0 \end{array} \right. \tag{III.3}$$

Cette condition peut être écrite de façon simplifiée

$$\dot{S}(X) \bullet S(X) < 0 \tag{III.4}$$

Approche de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire pour assurer l'attraction de la variable à contrôler à sa valeur de référence.

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

$$V(X) = \frac{1}{2} \bullet S^2(X) \tag{III.5}$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V} = \dot{S}(X) \cdot S(X) \quad (\text{III.6})$$

La fonction va diminuer, si sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si et seulement si la condition (III.4) est vérifiée. Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la stabilité et de la robustesse des systèmes non linéaires. Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi 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 [6].

III.2.1.3 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. Ensuite, on doit choisir judicieusement une loi de commande afin d'attirer la trajectoire d'état vers la surface, puis vers son point d'équilibre tout en gardant les conditions d'existence. L'obtention d'un régime de glissement oblige une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. 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).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.7})$$

u_{eq} correspond à la commande proposée par [8]. 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.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande u . La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant les équations (III.1) et (III.7) dans (III.8), on obtient :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} [f(X) + g(X) \cdot u_{eq}] + \frac{\partial X}{\partial t} g(X) \cdot u_n \quad (\text{III.9})$$

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

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial X} \cdot g(X) \right]^{-1} \cdot \left[\frac{\partial S}{\partial X} f(X) \right] \quad (III.10)$$

Pour que le contrôle équivalent puisse prendre une valeur finie, il doit assurer la condition suivante :

$$\frac{\partial S}{\partial X} \cdot g(X) \neq 0 \quad (III.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.7), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} g(X) \cdot u_n \quad (III.12)$$

Et la condition d'attractivité $\dot{S}(X) \cdot S(X) < 0$ devient :

$$S(X) \cdot \frac{\partial S}{\partial X} g(X) \cdot u_n < 0 \quad (III.13)$$

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

$$u_n = - K_x \text{sign} (S(X)) \quad (III.14)$$

Où le signe de K doit être différent de celui de $S(X) \cdot \frac{\partial S}{\partial X} g(X)$. Le choix de la constante K est très influent, car lorsque la constante K est très petite, le temps de réponse est trop long et lorsqu'elle est trop grande, le phénomène de chattering apparaît. Un mode de glissement idéal n'existe pas dans la pratique, car il impliquerait que le contrôle commute à une fréquence infinie.

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

- Le mode non glissant (reaching mode) ou 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 (Figure III.1).

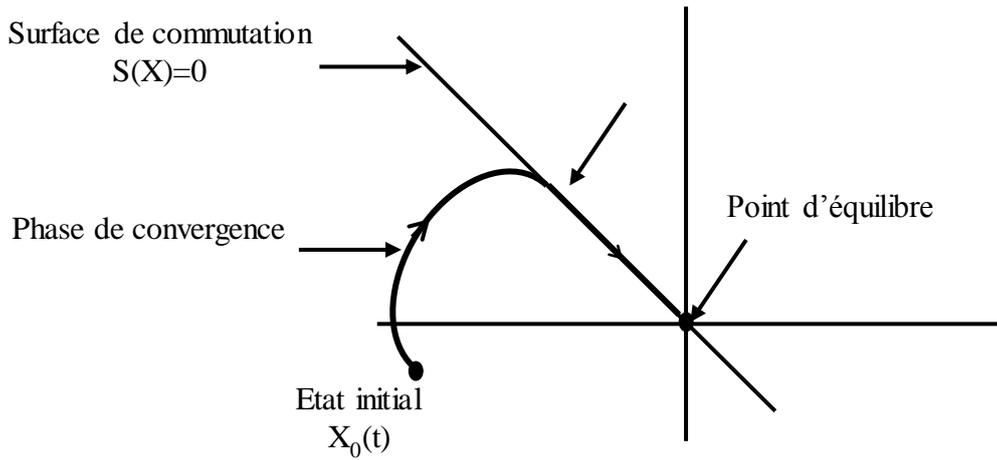


Figure III. 1. Principe de la commande par modes glissants

Pour des raisons de perturbations ou de paramètres du système mal connus ou variables, le "système en boucle fermée" ne glisse pas parfaitement sur la surface, il quitte celle-ci. La commande discontinue l'y ramène, ce phénomène de commutation autour de la surface est connu sous le nom "Chattering".

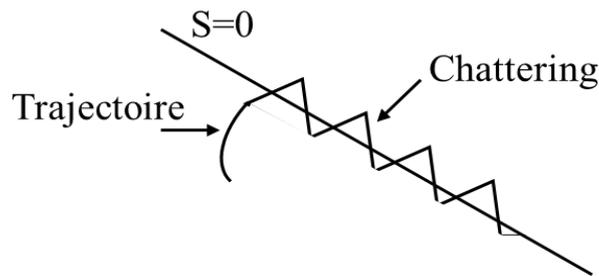


Figure III. 2. Phénomène de "chattering" sur la surface de glissement

Ce phénomène peut être néfaste pour certains actionneurs. Afin de limiter ce problème, une solution est d'utiliser des fonctions signes adoucies.

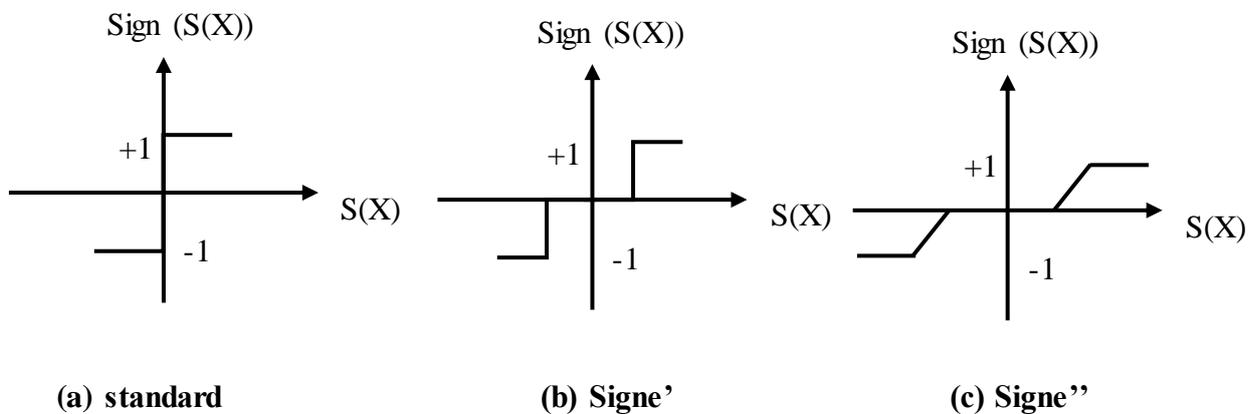


Figure III. 3. Fonctions Signes adoucies

III.2.2 Application de la commande par modes glissants sur le convertisseur à trois cellules

Le convertisseur multicellulaire est un système non linéaire multi-entrées à structure variable. La synthèse d'une commande par modes glissants d'un tel système revient à définir une surface de glissement pour chaque cellule de commutation. Ensuite il faut les associer à une loi de commutation appropriée permettant d'assurer la stabilité et l'existence d'un régime glissant sur l'intersection de toutes les surfaces. Le modèle instantané du convertisseur multicellulaire s'écrit sous le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{V}_{C_1} = \frac{sc_2 - sc_1}{C_1} i_L = \dot{x}_1 \\ \dot{V}_{C_2} = \frac{sc_3 - sc_2}{C_2} i_L = \dot{x}_2 \\ \dot{i}_L = \frac{1}{L}(sc_1 - sc_2).V_{C_1} + \frac{1}{L}(sc_2 - sc_3).V_{C_2} + \frac{sc_3}{L} E - \frac{R}{L} I_L = \dot{x}_3 \end{cases} \quad (III.15)$$

L'équation d'état instantanée d'un hacheur à trois cellules est non linéaire. Sa forme affine peut s'écrire comme suit :

$$\dot{X} = f(X) + g_1(X)u_1 + g_2(X)u_2 + g_3(X)u_3 \quad (III.16)$$

Avec :

$$X = (V_{C_1}, V_{C_2}, i_L)^t, \quad U = (u_1, u_2, u_3)^t \quad \text{et} \quad f = (0, 0, -R/L)^t \quad (III.17)$$

Et

$$g_1(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_L}{C_1} \\ 0 \\ \frac{V_{C_1}}{L} \end{bmatrix} \quad g_2(X) = \begin{bmatrix} \frac{i_L}{C_1} \\ -\frac{i_L}{C_2} \\ \frac{V_{C_2} - V_{C_1}}{L} \end{bmatrix} \quad g_3(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{i_L}{C_2} \\ \frac{E - V_{C_2}}{L} \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

III.2.2.1 Contrôlabilité du convertisseur à trois cellules

Avant de synthétiser une loi de commande pour ce convertisseur, on doit s'assurer que le système est contrôlable, et cela en vérifiant la condition d'accessibilité [9].

$$\det (g_1(x) \ g_2(x) \ g_3(x)) = \frac{E \cdot i_L^2}{C_1 C_2 L} \neq 0 \quad (III.19)$$

D'après le résultat (III.19), le système est contrôlable, sauf si le courant est nul ($i_L=0$). Cela peut se justifier physiquement. Lorsque le courant de sortie est nul, il est impossible de faire varier les tensions aux bornes des condensateurs flottants, donc ces tensions deviennent non contrôlables.

III.2.2.2 Synthèse de la loi de commande d'un convertisseur à trois cellules

Le critère de Lyapunov est utilisé pour définir les fonctions de commutations [10]. Le choix de la fonction de Lyapunov est basé sur la simplicité de mise en œuvre de la loi de commande.

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(X) = \frac{1}{2} \Delta X^T \cdot H \cdot \Delta X \quad (\text{III.20})$$

La matrice H est la matrice des éléments passifs : $H = \text{diag}(C_1, C_2, L)$

$$\Delta X = \begin{bmatrix} V_{C1} - V_{C1\text{ref}} \\ V_{C2} - V_{C2\text{ref}} \\ i_L - i_{L\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

V représente l'énergie à fournir pour atteindre le point d'équilibre $\Delta X = 0$. Cette fonction est globalement définie positive.

Pour que le système soit stable en boucle fermée, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative [8].

$$\dot{V}(X) = \Delta X^T \cdot H \cdot \Delta \dot{X} \quad (\text{III.22})$$

$$\dot{V}(X) = \Delta X^T \cdot H \cdot (f(X) + g_1(X)u_1 + g_2(X)u_2 + g_3(X)u_3) \quad (\text{III.23})$$

Les commandes doivent être choisies d'une façon à rendre le plus négatif possible la dérivée de la fonction de Lyapunov.

Considérons que les commandes équivalentes u_{1eq} , u_{2eq} et u_{3eq} existent et décomposons les signaux de commande en deux parties comme l'indique l'équation suivante :

$$u_i = U_{ieq} + \Delta u_i \quad \text{Pour } i \in \{1, 2, 3\} \quad (\text{III.24})$$

Un vecteur de commande équivalent U_{eq} , et un vecteur caractérisant la saturation de la commande Δu .

La dérivée de la fonction de Lyapunov s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \dot{V}(X) &= \Delta X^T \cdot H \cdot (f(X) + g_1(X)u_{1eq} + g_2(X)u_{2eq} + g_3(X)u_{3eq}) \\ &+ \Delta X^T \cdot (g_1(X)\Delta u_1 + g_2(X)\Delta u_2 + g_3(X)\Delta u_3) \end{aligned} \quad (\text{III.25})$$

Donc la condition de stabilité $\dot{V}(X) < 0$ se traduit par :

$$\Delta X^T \cdot H \cdot (f(X) + g_1(X)u_{1eq} + g_2(X)u_{2eq} + g_3(X)u_{3eq}) < 0 \quad (\text{III.26})$$

Ainsi pour avoir un système stable en boucle fermée, il faut que :

$$\Delta X^T \cdot (g_1(X)\Delta u_1 + g_2(X)\Delta u_2 + g_3(X)\Delta u_3) < 0 \quad (\text{III.27})$$

On définit alors une loi de commande qui doit assurer la condition (III.27) comme suit :

$$\begin{cases} \Delta u_i > 0 & \text{si } \Delta X^T \bullet H \bullet g_i(X) < 0 \\ \Delta u_i < 0 & \text{si } \Delta X^T \bullet H \bullet g_i(X) > 0 \end{cases} \quad \text{(III.28)}$$

Nous définissons donc trois fonctions de commutation $S_i(X)$, comme suit :

$$\begin{cases} S_1(X) = - \Delta X^T \bullet H \bullet g_1(X) \\ S_2(X) = - \Delta X^T \bullet H \bullet g_2(X) \\ S_3(X) = - \Delta X^T \bullet H \bullet g_3(X) \end{cases} \quad \text{(III.29)}$$

Nous obtenons donc :

$$\begin{cases} S_1(X) = [(V_{C1} - V_{C1ref}) \bullet i_L - (i_L - i_{Lref}) \bullet V_{C1}] \\ S_2(X) = [-(V_{C1} - V_{C1ref}) \bullet i_L + (V_{C2} - V_{C2ref}) \bullet i_L - (V_{C2} - V_{C1}) \bullet (i_L - i_{Lref})] \\ S_3(X) = [-(V_{C2} - V_{C2ref}) \bullet i_L - (E - V_{C2}) \bullet (i_L - i_{Lref})] \end{cases} \quad \text{(III.30)}$$

La fonction *signe* produit des oscillations à haute fréquence au voisinage de la surface de glissement. En fait, la condition idéale $S=\dot{S} = 0$ ne peut pas être exactement atteinte dans le système réel, elle oscille autour de zéro et donc produit des commutations à des fréquences élevées. Pour réduire la fréquence des commutations, on modifie la fonction *signe* pour qu'elle réponde moins rapidement. L'une des solutions envisagées consiste à remplacer la fonction *signe* par une fonction hystérésis (Figure III.4).

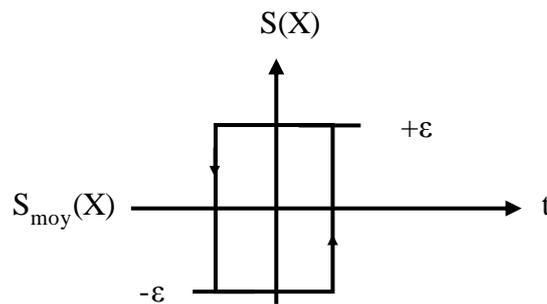


Figure III. 4. Loi de commande par hystérésis

En utilisant un simple hystérésis, afin de générer les signaux de commande des interrupteurs, les états de ces interrupteurs sont alors donnés par :

$$u_i = \begin{cases} 1 & \text{si } S_i(X) > 0 \\ 0 & \text{si } S_i(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.2.2.3 Résultats de simulation

Testons maintenant les performances de cette commande sur le hacheur à trois cellules, ayant les mêmes paramètres utilisés dans le chapitre II. Nous effectuons alors les mêmes tests. La période d'échantillonnage est fixée à 10^{-5} s pour toutes les simulations.

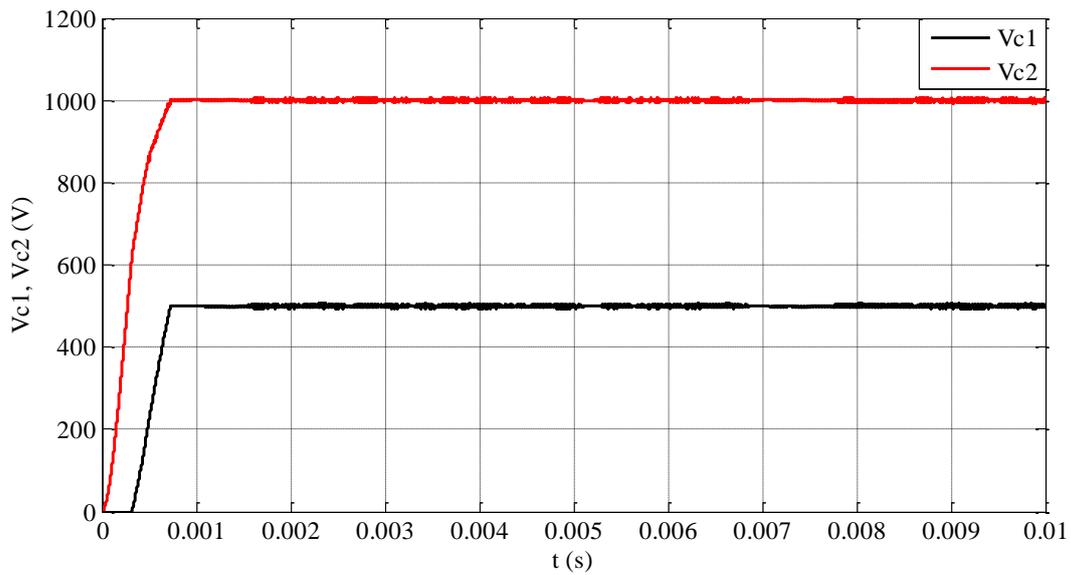


Figure III. 5. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs

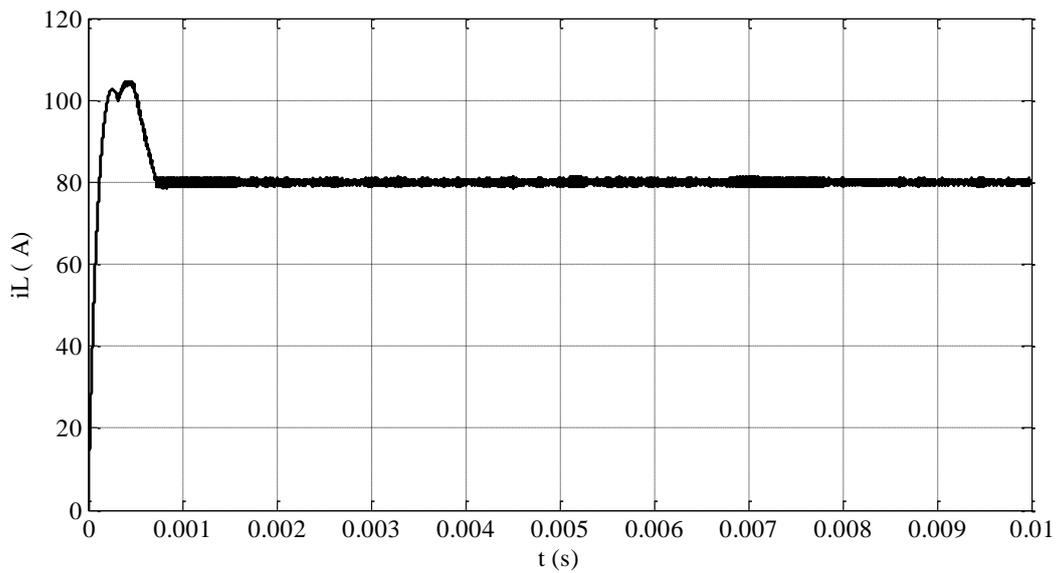


Figure III. 6. Evolution du courant de charge

Les tensions des condensateurs sont montrées dans la figure III.5. On remarque que les tensions convergent rapidement vers leurs références ($E/3$, $2E/3$) et sont maintenues à ces valeurs. Pareil pour le courant de charge qui se stabilise rapidement à sa valeur de référence.

On remarque que le courant (Figure III.6) présente un dépassement au régime transitoire, cela est dû à la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de la commande par mode de glissement synthétisée.

On constate aussi que le courant de charge présente du chattering. Ce dernier peut être diminué en agissant sur la bande d'hystérésis. Par contre, la fréquence de commutation sera plus importante. Cela peut endommager les interrupteurs de commutations dans les convertisseurs de puissances.

Les figures III.7 et III.8 montrent la réponse des tensions des condensateurs flottants et du courant de charge pour une variation de la tension de bus continu.

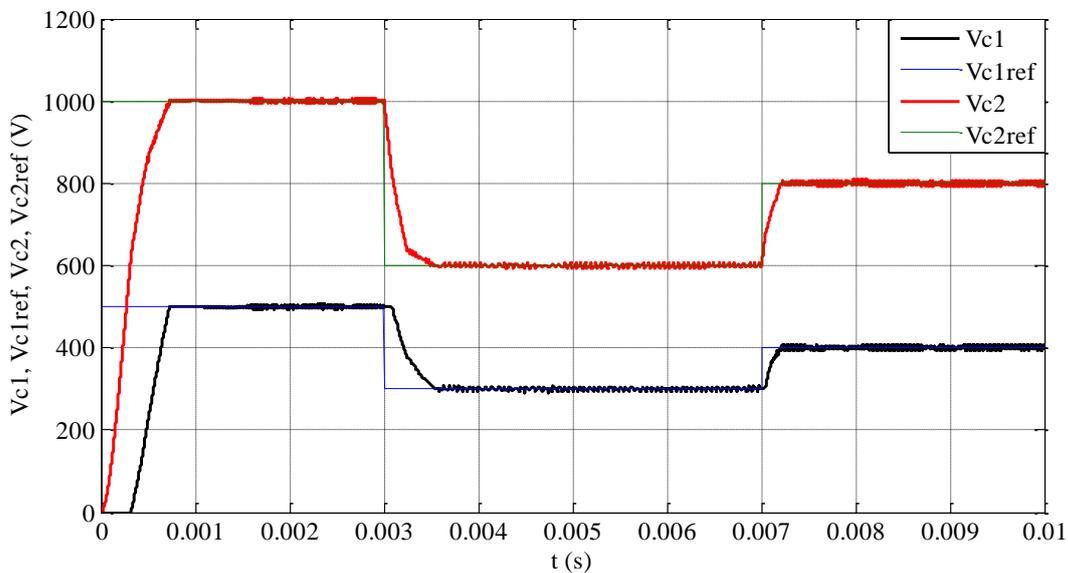


Figure III. 7. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation de la tension de bus)

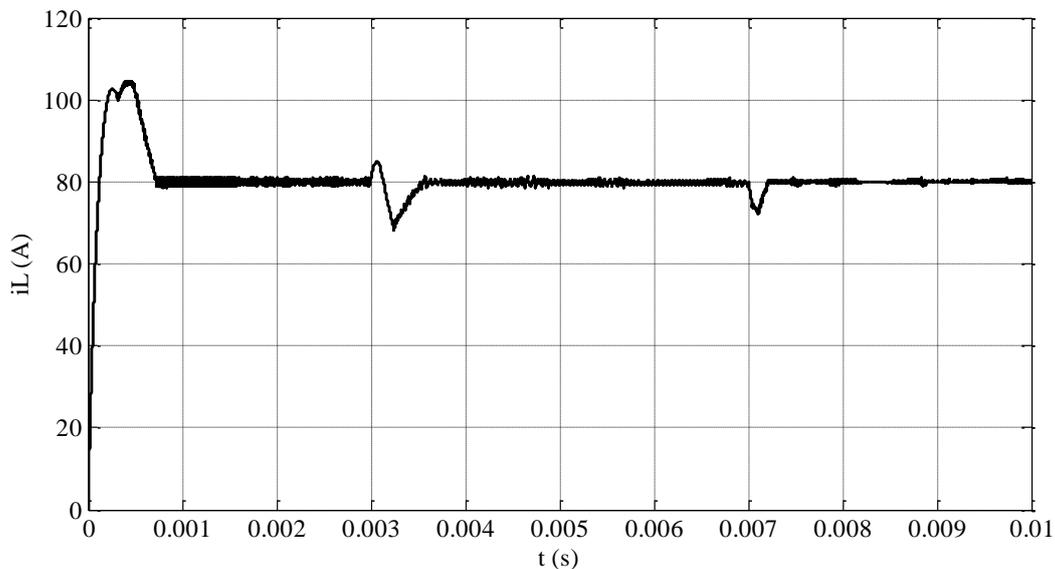


Figure III. 8. Evolution du courant de charge (Variation de la tension de bus)

On peut constater un bon suivi des nouvelles références de tensions imposées, avec une petite perturbation du courant de charge au moment de l'application de la variation.

Les figures III.9 et III.10 montrent la réponse des tensions des condensateurs flottants et du courant de charge pour une variation du courant de référence.

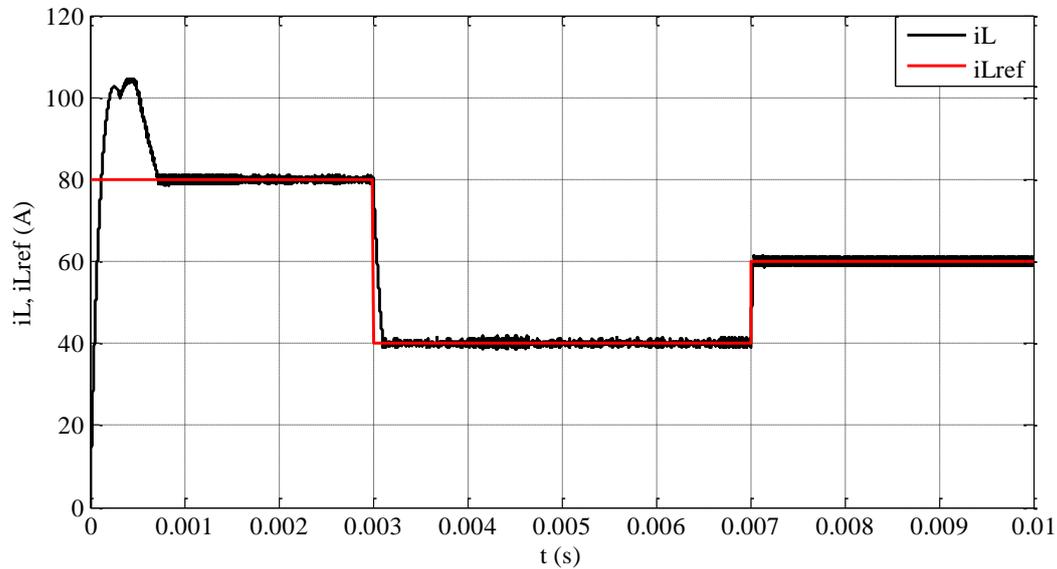


Figure III. 9. Evolution du courant de charge (Variation du courant de référence)

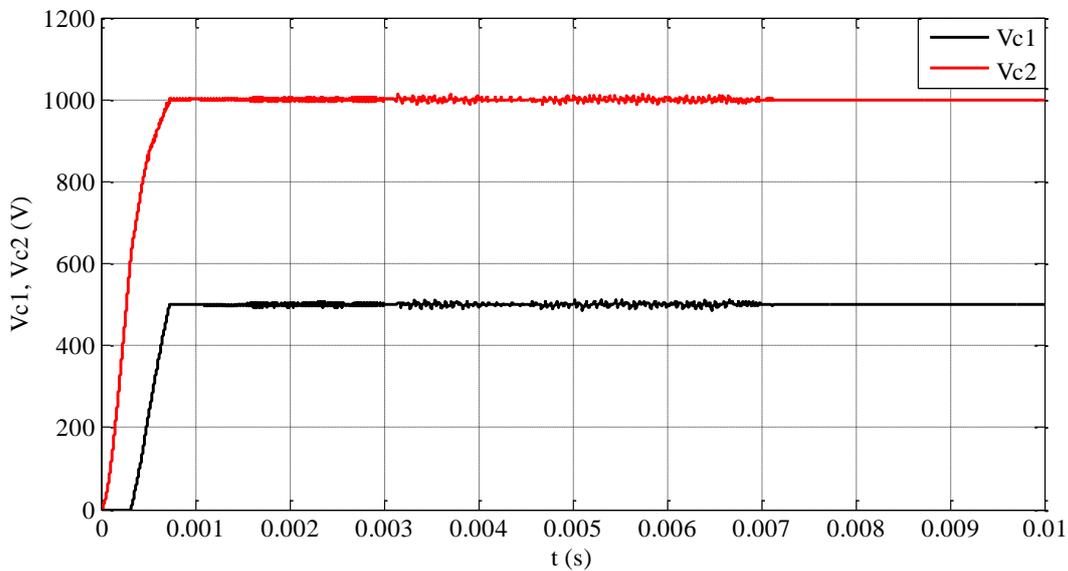


Figure III. 10. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation du courant de référence)

Il est clair que le courant suit très bien ses références avec un bon régime transitoire. La variation du courant de charge ne cause aucune perturbation au niveau des tensions flottantes.

Les figures III.11 et III.12 montrent la réponse des tensions des condensateurs flottants et du courant de charge pour une variation de la résistance de la charge qui passe à $t = 0.005$ s à (- 80%) de sa valeur initiale.

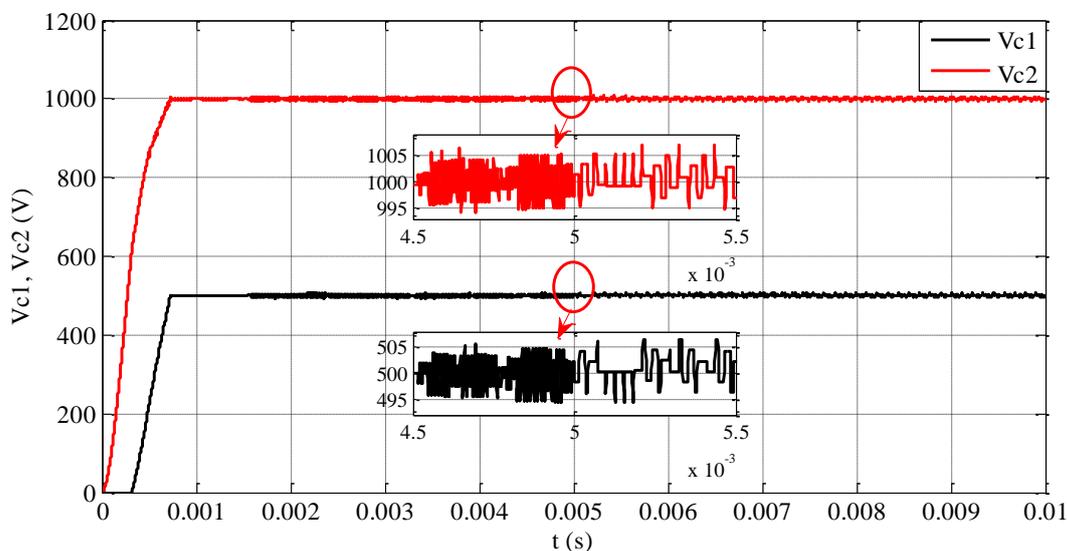


Figure III. 11. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation de la résistance de la charge)

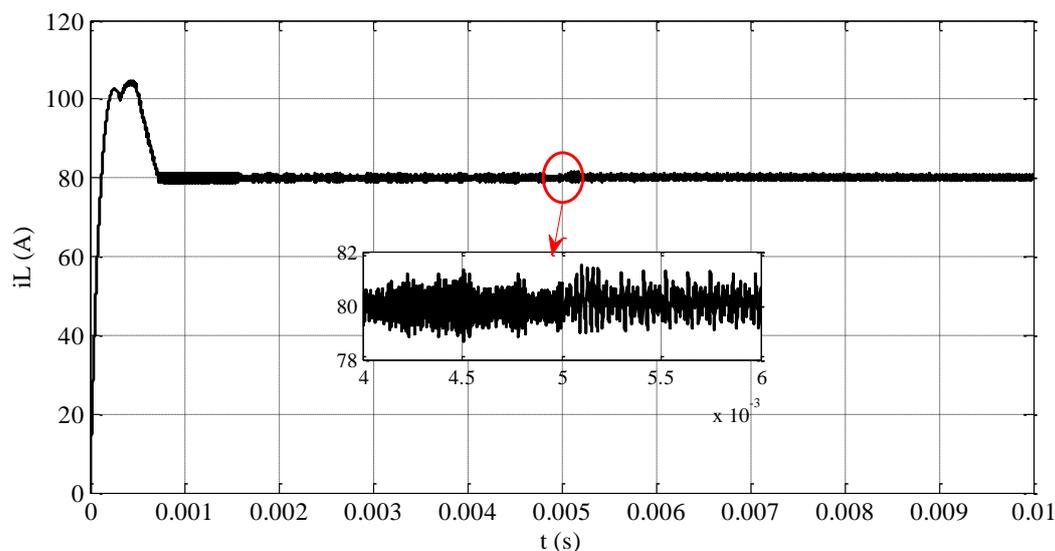


Figure III. 12. Evolution du courant de charge (Variation de la résistance de la charge)

Les résultats montrent la robustesse de la commande par modes glissants vis-à-vis de la variation de la charge. On voit bien que les tensions et le courant sont bien maintenus à leurs références après cette variation.

III.2.3 Application à un onduleur point milieu à trois cellules

Avec les mêmes paramètres et avec un courant de référence d'amplitude 67A ayant une fréquence de 50 Hz, on applique la commande par modes glissants sur un onduleur à trois cellules. La figure III.13 représente l'évolution des tensions flottantes, celles-ci évoluent

rapidement vers leur état d'équilibre. On voit que lorsque le courant change de signe, les tensions restent momentanément constantes, puisque le système devient non commandable à l'instant où le courant est nul. Après cet instant, les tensions convergent vers leurs consignes.

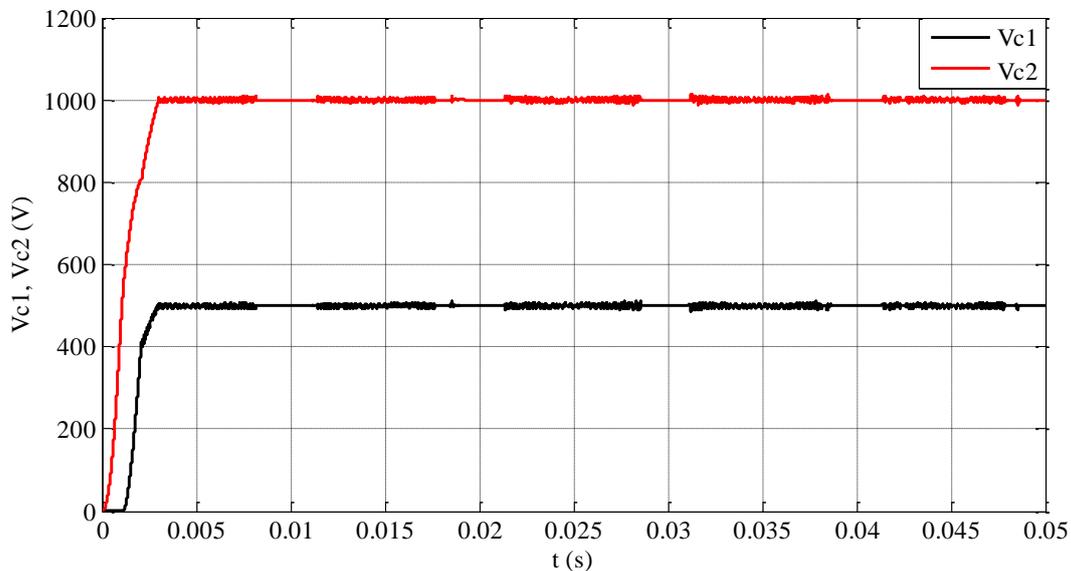


Figure III. 13. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Fonctionnement onduleur)

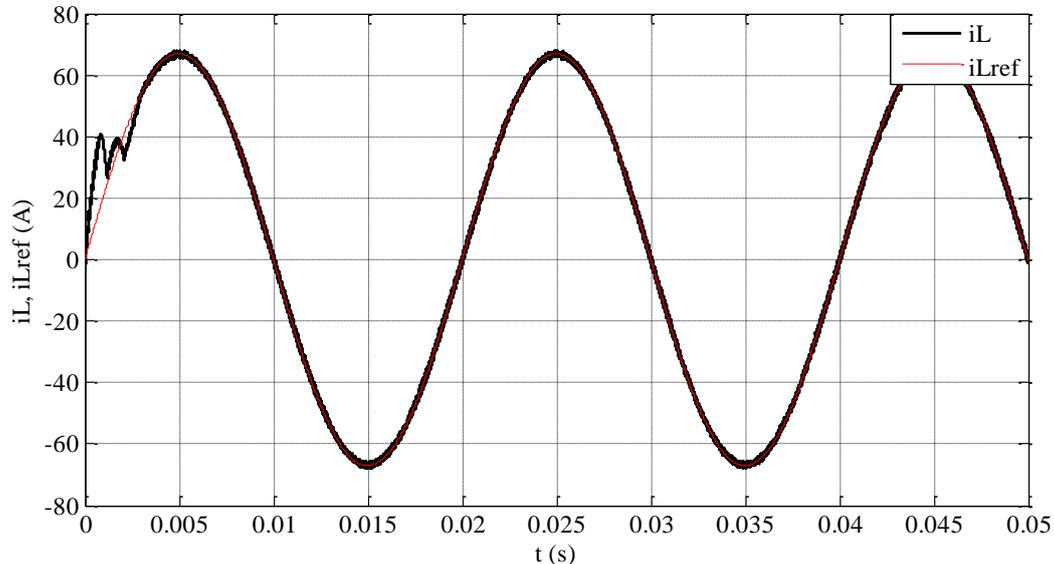


Figure III. 14. Evolution du courant de charge (Fonctionnement onduleur)

La figure III.14 montre l'évolution du courant de charge, le courant est d'une forme sinusoïdale, et suit parfaitement sa référence. En revanche et comme il est montré sur la figure III.15, ce courant présente un THD important par rapport aux taux retrouvés avec les commandes précédentes (THD= 1.4%). Cela est dû au phénomène de chattering imposé par la commande par modes glissants. L'augmentation de la fréquence de commutation peut minimiser ce phénomène et réduit le taux de distorsion harmonique.

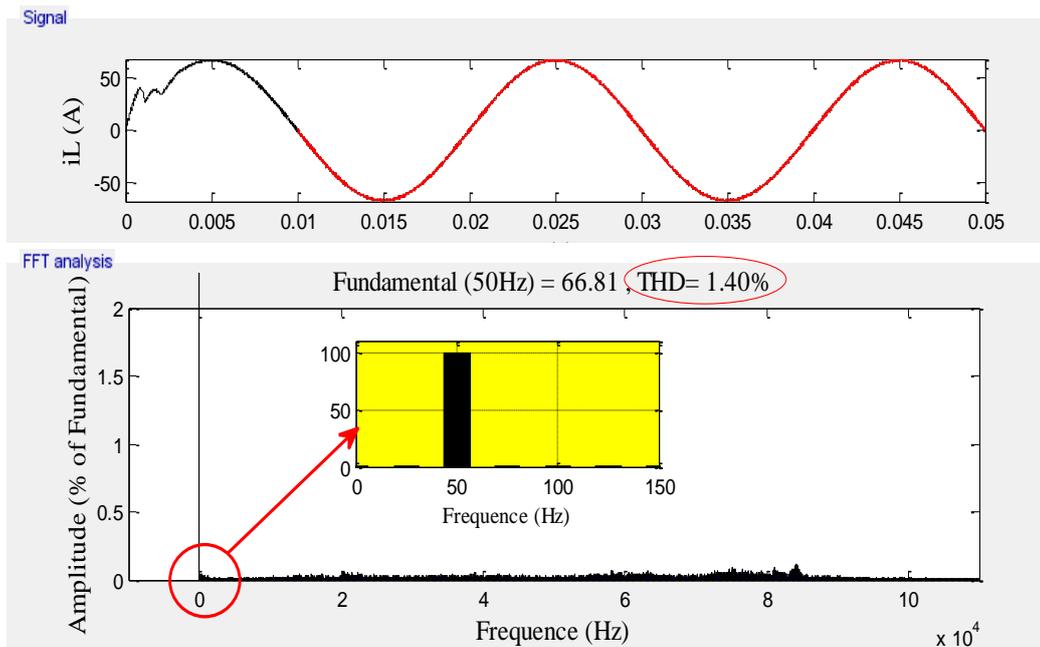


Figure III. 15. Spectre harmonique du courant de charge

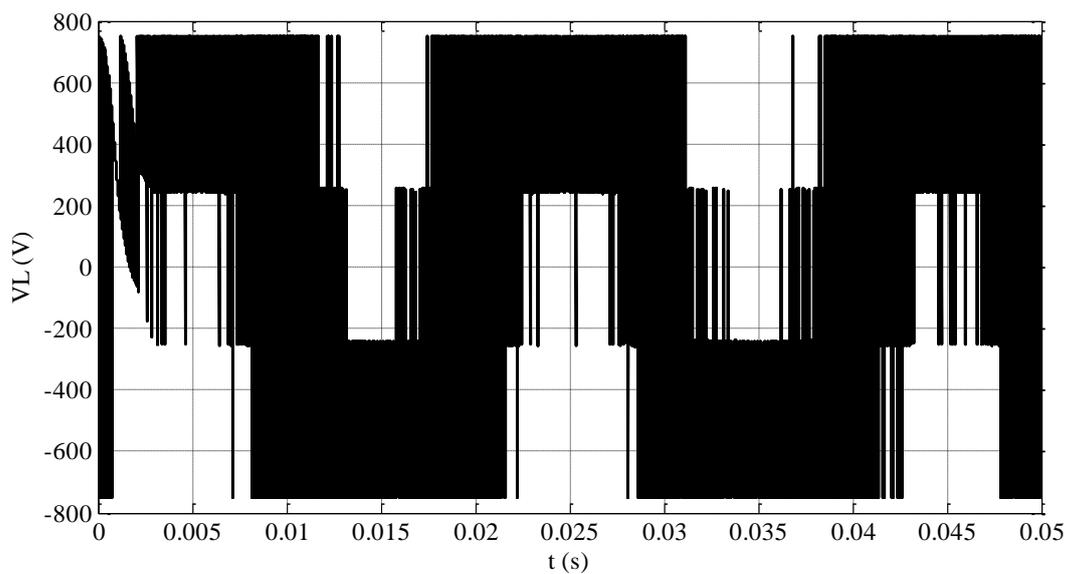


Figure III. 16. Evolution de la tension de charge

La figure III.16 représente l'évolution de la tension de charge. On remarque que la tension de sortie évolue entre $-E/2$ et $E/2$, mais elle n'atteint pas parfaitement ses niveaux de référence.

III.3 Commande par réseaux de Petri

Le mathématicien allemand Carl Adam Petri a défini un outil mathématique très général permettant de décrire des relations existant entre des conditions et des événements et de modéliser le comportement de systèmes dynamiques à événements discrets.

Ces réseaux présentent des caractéristiques intéressantes telles que la modélisation et la visualisation de comportements parallèles, de la synchronisation et partage de ressources. De plus, leurs aspects théoriques ont été largement étudiés et les résultats théoriques les concernant sont très abondants [11].

Les principaux utilisateurs de ces réseaux sont les informaticiens et les automaticiens. Cependant c'est un outil assez général pour modéliser des phénomènes très variés. Ils permettent notamment :

- La modélisation des systèmes informatiques,
- L'évaluation des performances des systèmes discrets, des interfaces homme-machine,
- La commande des ateliers de fabrication,
- La conception de systèmes temps réel
- La modélisation des protocoles de communication, la modélisation des chaînes de production (de fabrication), ...

Les atouts des RdP :

- Ils permettent de décrire de manière précise mais non formelle la structure d'un système,
- Ils offrent un support graphique de conception,
- Ils permettent de décrire un système étape par étape, en décomposant en éléments plus simples les éléments constitutifs initiaux du système,
- Ils permettent de décrire à l'aide d'un même support de base, à la fois la structure et la dynamique d'un système,
- Ils permettent de passer d'une description graphique d'un système à une description formelle permettant l'analyse mathématique du système (cohérence)

Un réseau de Petri (RdP) est composé :

- D'un ensemble de places,
- D'un ensemble de transitions,
- D'un ensemble d'arcs qui associent les places (d'entrée) aux transitions et les transitions aux places (de sortie),
- De poids (entiers) associés aux arcs.

L'état d'un réseau est défini par son marquage que l'on note m_i . Un marquage associe à chaque place un nombre entier positif, que l'on représente graphiquement par des jetons. On distingue plusieurs classes de réseaux de Petri : les réseaux de Petri autonomes, les réseaux de Petri dépendant du temps, les réseaux de Petri colorés. Il y a aussi les réseaux de Petri continus utilisés pour représenter les systèmes continus et les réseaux de Petri hybrides utilisés pour représenter les systèmes hybrides.

III.3.1 Réseaux de Pétri autonomes

Un réseau de Pétri autonome est un graphe orienté qui comporte deux types de nœuds : les places représentées par des cercles et les transitions représentées par des traits. A chaque place est associé un marquage qui est un nombre entier correspondant au nombre de jetons dans la place. Un jeton est un petit disque noir qui représente généralement une ressource disponible dans la place où il se trouve. Le marquage initial indiqué sur la figure. III.17 est $(3, 2, 0, 0)$. Le marquage correspond à l'ordre croissant des indices, c'est-à-dire à (m_1, m_2, m_3, m_4) . Les transitions T_1 et T_3 sont sensibilisées parce qu'il y a au moins un jeton dans chaque place d'entrée de ces transitions. Le franchissement consiste à retirer un jeton de chacune des places d'entrée et à rajouter un jeton à chaque place de sortie de la transition franchie. Le franchissement de T_1 conduirait au marquage $(2, 2, 1, 0)$ et le franchissement de T_3 conduirait à $(3, 1, 0, 1)$, [12],[13],[14].

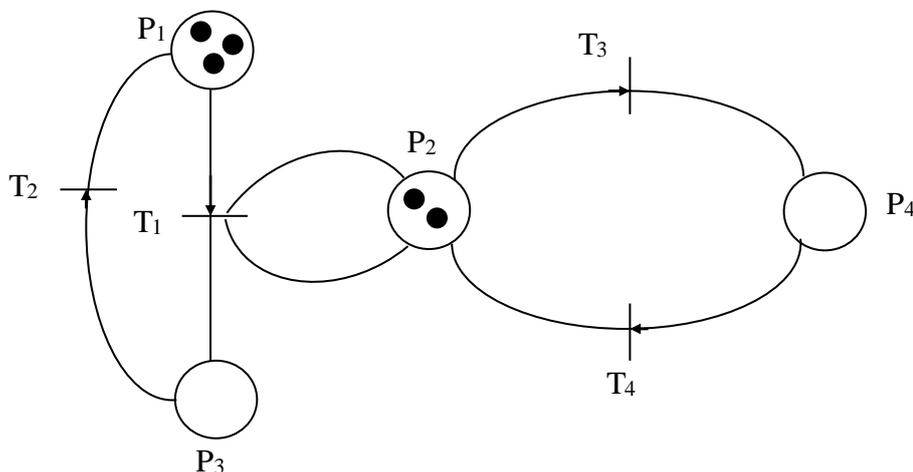


Figure III. 17. Réseau de Pétri autonome

III.3.2 Réseaux de Pétri Continus

Un réseau de Pétri continu autonome RdPC est défini comme un cas limite des réseaux de Pétri discrets : chaque jeton est découpé en k jetons plus petits et k tend vers l'infini. La figure, III.18 montre un RdPC : les places et transitions sont représentées à l'aide de doubles traits. Le marquage initial indiqué est aussi $(3, 2, 0, 0)$ mais dans ce cas le marquage est représenté par un vecteur de nombres réels et non plus entiers. Dans l'état initial, les transitions T_1 et T_3 sont sensibilisées, puisque les marquages de leur place d'entrée ne sont pas nuls. Ces deux transitions peuvent être franchies. On définit maintenant une quantité de franchissement qui est un nombre réel compris entre 0 et 1. Par exemple pour une quantité de franchissement de 0.2 de la transition T_1 , on atteint le marquage $(2.5, 2, 0.5, 0)$ [12],[13],[14].

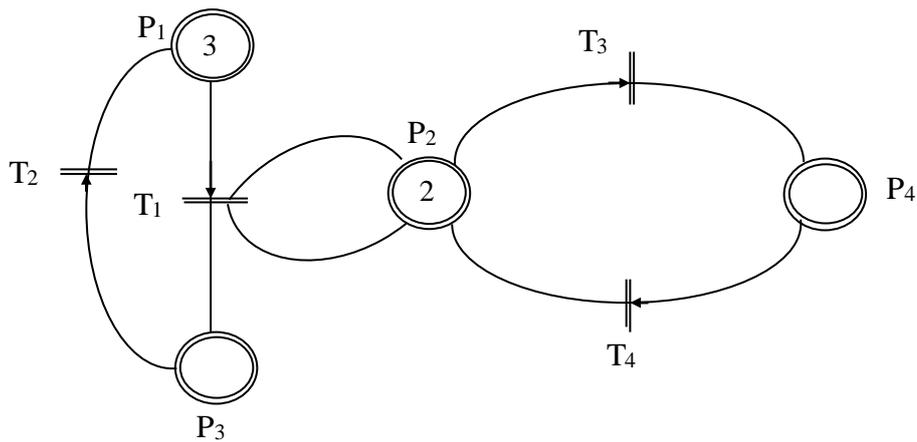


Figure III. 18. Réseau de Pétri continu

III.3.3 Réseaux de Pétri Hybrides

Un réseau de Pétri hybride RdPH comporte des places continues et discrètes ainsi que des transitions continues et discrètes (figure. III.19). Sur cet exemple, les places continues sont P_1 et P_3 et les transitions continues correspondent à T_1 et T_2 . D'autre part, les places discrètes sont P_2 et P_4 et les transitions discrètes correspondent à T_3 et T_4 . Considérons le franchissement de la transition continue T_1 [12],[13],[14].

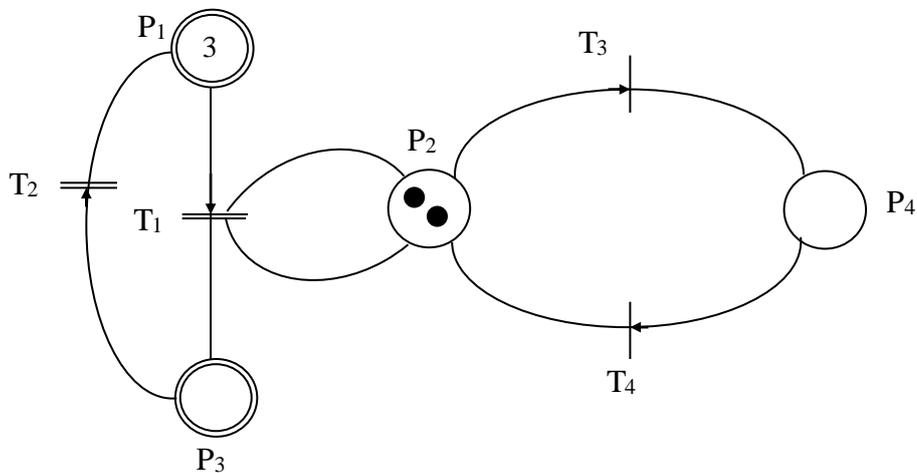


Figure III. 19. Réseau de Pétri hybride

Pour une quantité de franchissement de 0.5, on obtient le marquage (2.5, 2, 0.5, 0). On a retiré 0.5 à P_1 et P_2 qui sont les places d'entrée de la transition et on a ajouté la même quantité à P_2 et à P_3 qui sont les places de sortie. On peut constater que le marquage de la place P_2 reste un nombre entier car on a retiré et ajouté la même quantité [12],[13],[14].

Cette commande fonctionne en régime permanent comme en régime transitoire. Elle permet l'équilibrage des tensions des condensateurs quel que soit le nombre de cellules et a un temps de réponse optimal. Par contre, elle est plus complexe et est à fréquence variable. Pour

sa simplicité, nous allons utiliser cette méthode pour commander un hacheur à deux cellules associé à une charge R, L. Dans la suite une commande en cascade par de RdPs sera appliquée pour un hacheur à trois cellules.

Il faut noter que dans cette section, seul le fonctionnement hacheur sera étudié.

III.3.4 Application des RdPs à la commande d'un convertisseur à deux cellules

Le convertisseur multicellulaire série est un système dynamique hybride (SDH) puisqu'il possède deux parties ; une partie continue qui est représentée par la résistance et l'inductance de charge ainsi que les condensateurs flottants. L'état des interrupteurs des cellules de commutation représente la partie discrète du convertisseur [5],[15].

III.3.4.1 La stratégie de la commande

Le contrôle utilisé par les RdP consiste à réguler la tension aux bornes du condensateur flottant et le courant de charge à leur valeur de référence.

Le contrôleur a comme entrée les erreurs du courant et de la tension flottante $e_1 = i_{Lref} - i_L$, $e_2 = V_{c1ref} - V_{c1}$ et la tolérance de ces erreurs σ_1 et σ_2 . La sortie du contrôleur sera les états de commutations des interrupteurs du convertisseur. Le schéma de la commande est illustré dans la figure III.20.

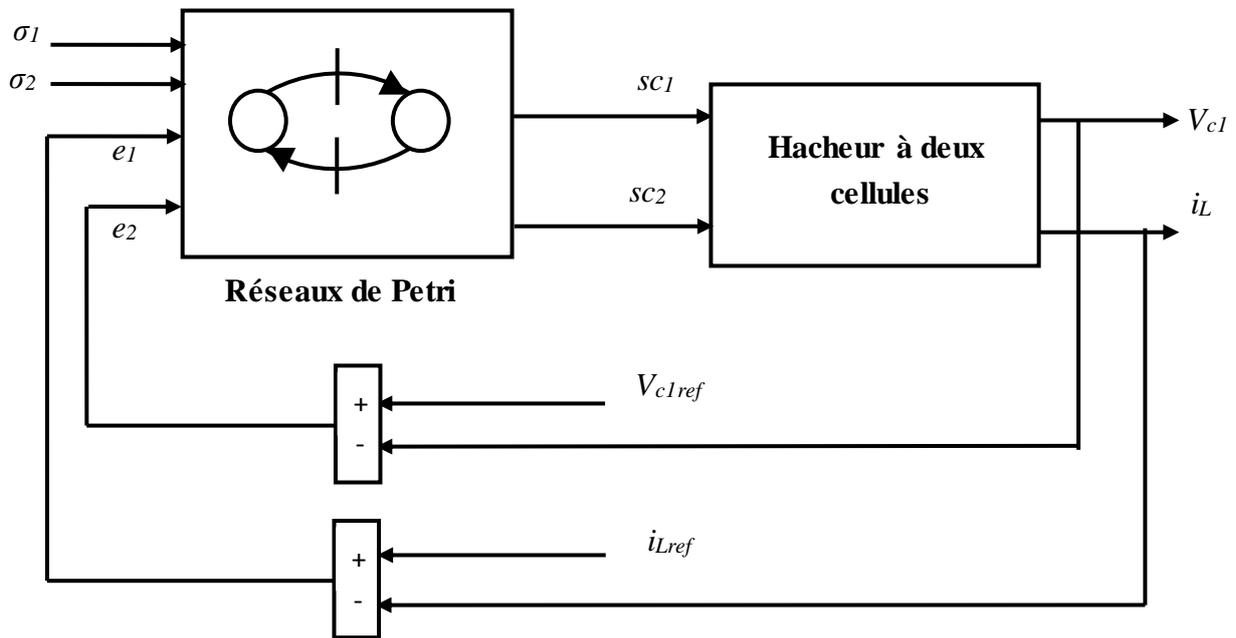


Figure III. 20. Schéma de commande par réseaux de Petri d'un hacheur à deux cellules

Pour assurer cette régulation, une méthodologie par hystérésis est utilisée. Une bande de fonctionnement est prévue (figure III.21) de sorte que le courant de charge et la tension du condensateur flottant évoluent à l'intérieur de cette bande ($i_{Lref} - \sigma_1 \leq i_L \leq i_{Lref} + \sigma_1$) et ($V_{c1ref} - \sigma_2 \leq V_{c1} \leq V_{c1ref} + \sigma_2$).

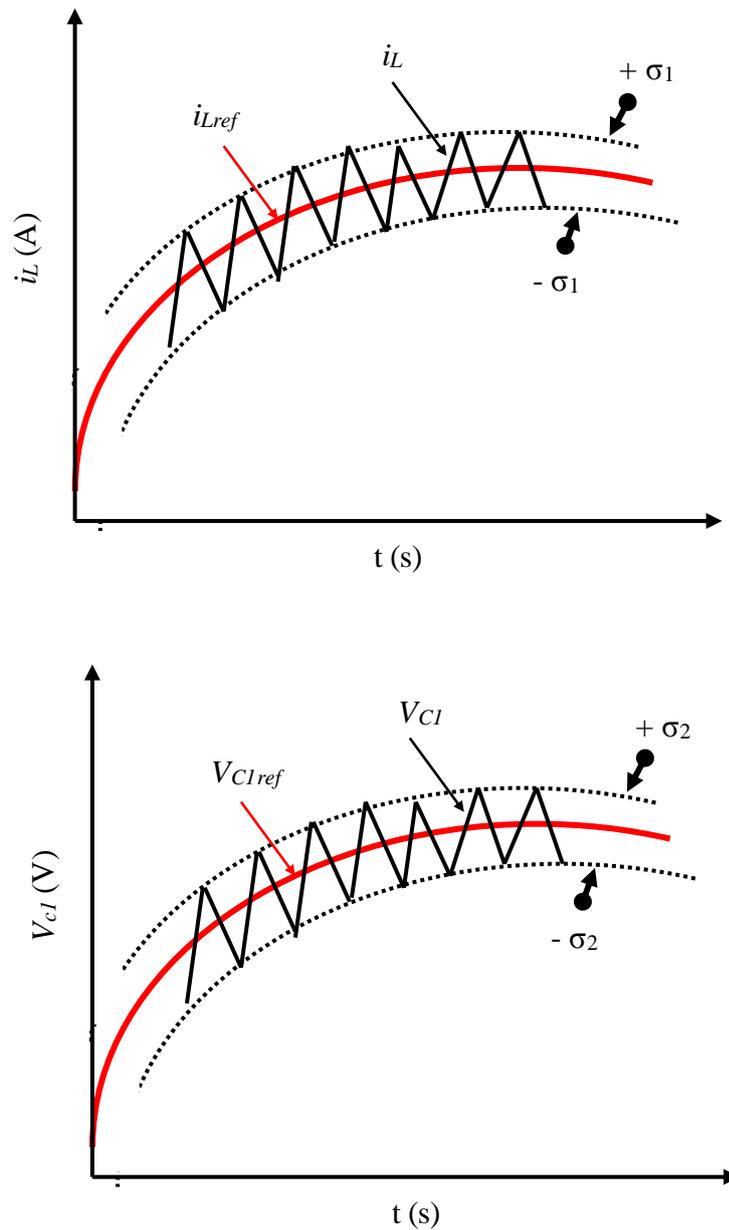


Figure III. 21. L'évolution du courant de charge et de la tension flottante dans la bande de fonctionnement

Les états de commutation des interrupteurs de la cellule 1 et de la cellule 2 sont modélisés respectivement par deux places P_1 et P_2 , la place P_0 représente l'état initial des interrupteurs de commutation.

La transition d'une place à une autre est conditionnée par l'état du courant de charge, de la tension flottante et leurs références comme il est montré dans le tableau III.1.

La fermeture de l'interrupteur de cellule 1 ou 2 est conditionnée par la validation de la transition T_{i0} et l'écoulement du temps de séjour d_i . Ce temps de séjour modélise le temps autorisé entre deux commutations successives. Dans notre travail, on a pris le même temps de

séjour des places P_1 , et P_2 c'est-à-dire $d_1 = d_2$. Le RdP est constitué de 2 arcs inhibiteurs, leur rôle est d'empêcher la présence de plus d'un seul jeton dans les places P_1 , et P_2 .

Transitions	Désignations
T_{10}	$e_1 \geq \sigma_1$ ou $-\sigma_1 < e_1 < \sigma_1$ et $e_2 < -\sigma_2$
T_{20}	$e_1 \geq \sigma_1$ ou $-\sigma_1 < e_1 < \sigma_1$ et $e_2 \geq \sigma_2$
T_{01}	$e_1 \leq -\sigma_1$ ou $-\sigma_1 < e_1 < \sigma_1$ et $e_2 > \sigma_2$
T_{02}	$e_1 \leq -\sigma_1$ ou $-\sigma_1 < e_1 < \sigma_1$ et $e_2 < -\sigma_2$

Tableau III.1. Table des transitions

Le convertisseur est autorisé à avoir deux configurations possibles. Pour la première configuration, un seul interrupteur est autorisé à être passant. Dans la deuxième configuration, deux interrupteurs sont autorisés à être passants.

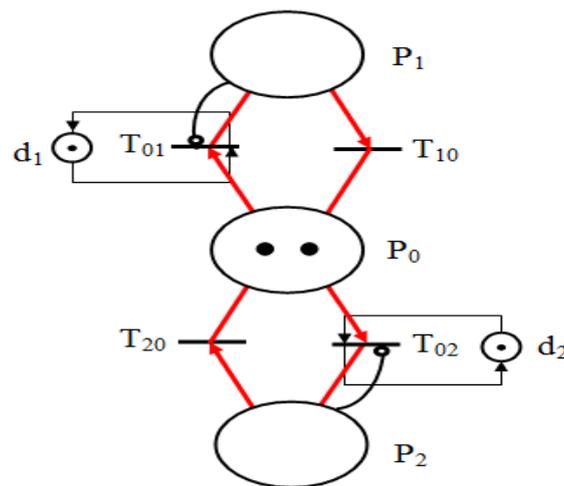


Figure III. 22. Diagramme de RdPs des interrupteurs d'un hacheur à 2 cellules

Pour un hacheur à deux cellules, quatre transitions sont possibles. Par exemple, la transition T_{10} est franchissable si l'erreur sur le courant de charge est supérieure ou égale à la tolérance de l'erreur de ce dernier ($e_1 \geq \sigma_1$). Dans ce cas, le courant doit augmenter pour atteindre sa référence, le switch sc_1 de la première cellule est commuté à s'ouvrir et donc la transition T_{10} est franchie ($T_{10}=1$). Maintenant, si le courant est dans la bande désirée ($-\sigma_1 < e_1 < \sigma_1$), dans ce cas le régulateur par réseaux de Petri agit sur la tension du condensateur. Si l'erreur de la tension du condensateur est égale ou dépasse la tolérance négative de cette tension ($e_2 < -\sigma_2$), ce qui implique que la tension du condensateur est supérieure à la référence, il faut donc décharger le condensateur, ce qui correspond à l'ouverture du switch sc_1 donc la transition T_{10} est franchie. Dans le cas où ($e_2 \geq \sigma_2$), c'est la transition T_{20} qui sera franchie.

III.3.4.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulations sont obtenus en utilisant les mêmes paramètres qu'auparavant, les tolérances des erreurs sont choisies comme suit ($\sigma_1=0.3$ et $\sigma_2=0.8$).

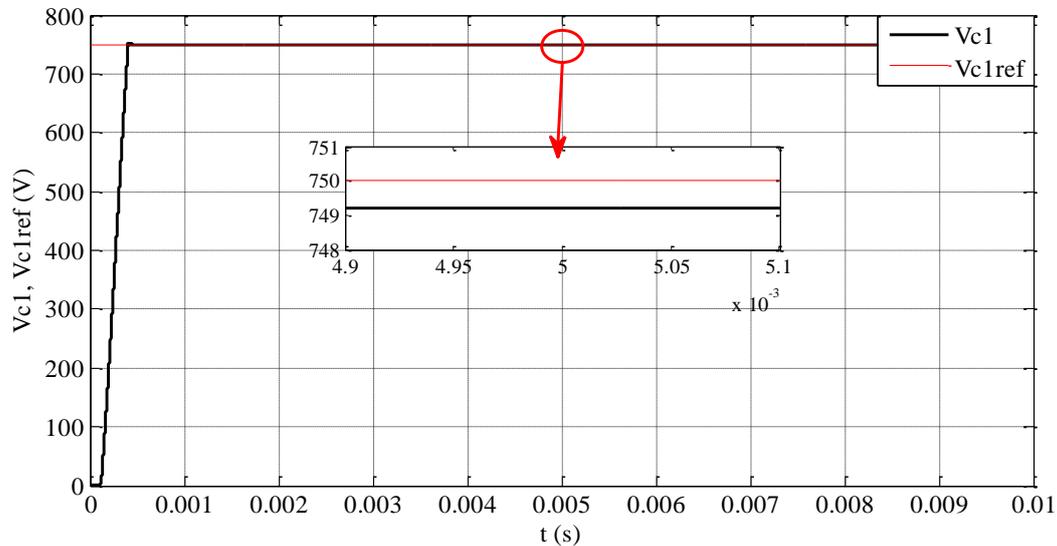


Figure III. 23. Evolution de la tension aux bornes du condensateur

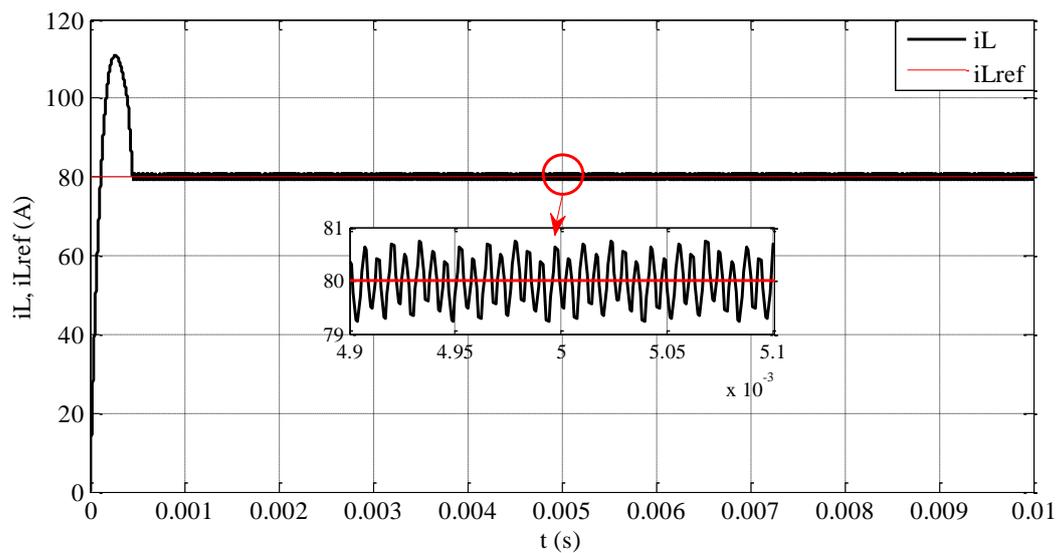


Figure III. 24. Evolution du courant de charge

Les figures III.23 et III.24 montrent respectivement, l'évolution de la tension V_{CI} et du courant de charge i_L . On voit que le courant évolue à l'intérieur de la bande d'hystérésis définie en respectant la tolérance de l'erreur imposée, ce dernier présente un dépassement important au démarrage, cela est dû à la rapidité de la réponse du régulateur à base de RdPs.

La tension flottante V_{CI} balance autour de la valeur de référence, avec une erreur qui correspond à la tolérance de son erreur choisie.

Les figures III.25 et III.26 montrent la réponse de la tension du condensateur flottant et du courant de charge pour une variation de la tension de bus continu.

On constate un bon suivi de la référence de la tension imposée, par rapport à la commande par modes glissants, cette variation n'affecte pas le courant de charge. Ce dernier reste autour de sa référence même à l'instant de l'application de la variation.

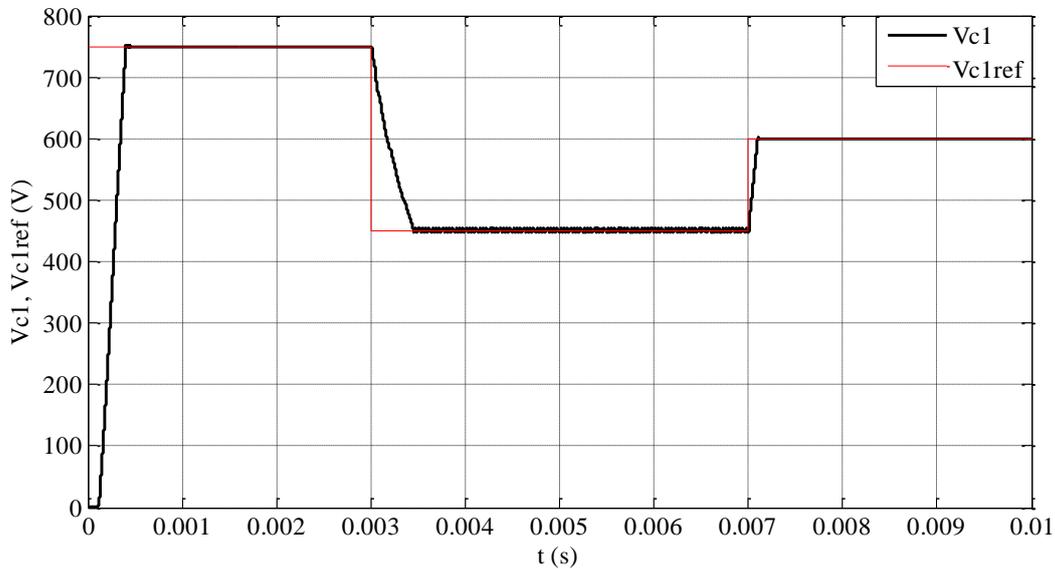


Figure III. 25. Evolution de la tension aux bornes du condensateur (Variation de la tension de bus)

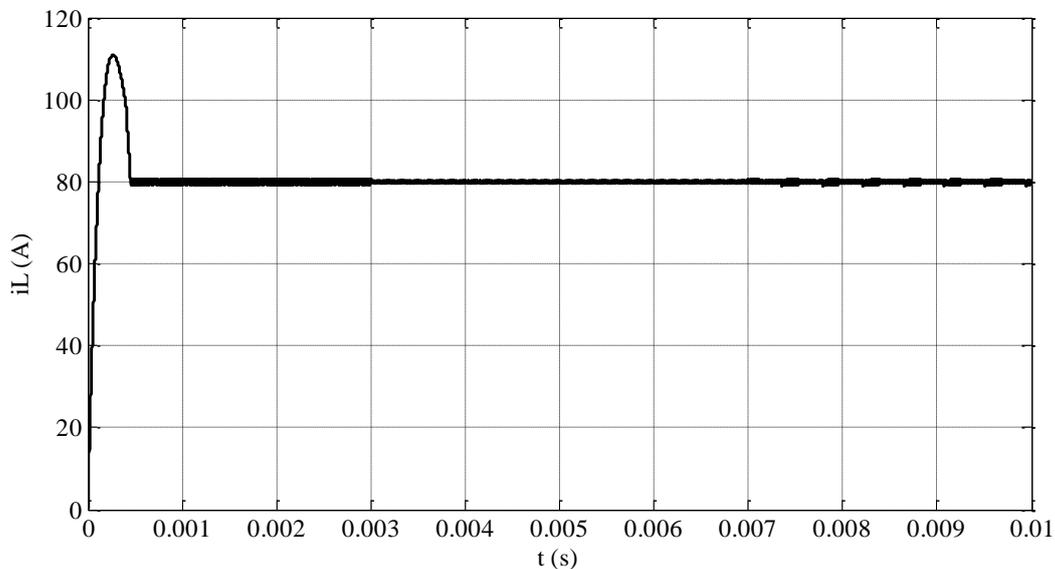


Figure III. 26. Evolution du courant de charge (Variation de la tension de bus)

Les figures III.27 et III.28 montrent la réponse de la tension du condensateur flottant et du courant de charge pour une variation du courant de référence.

On voit que quelle que soit la valeur de la référence, le courant converge rapidement vers les nouvelles références et il reste toujours dans la bande de fonctionnement imposée par la loi de commande.

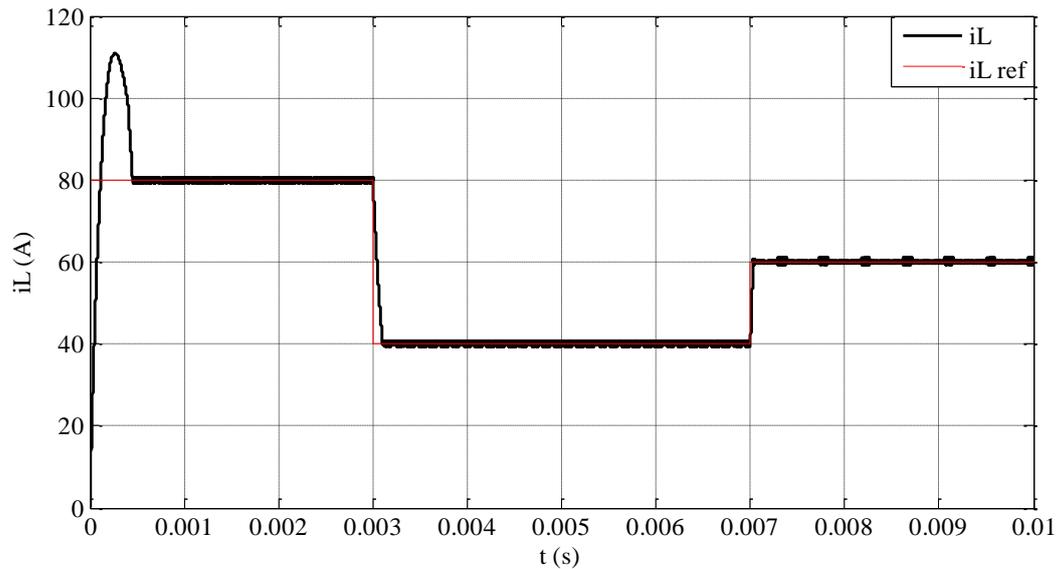


Figure III. 27. Evolution du courant de charge (Variation du courant de référence)

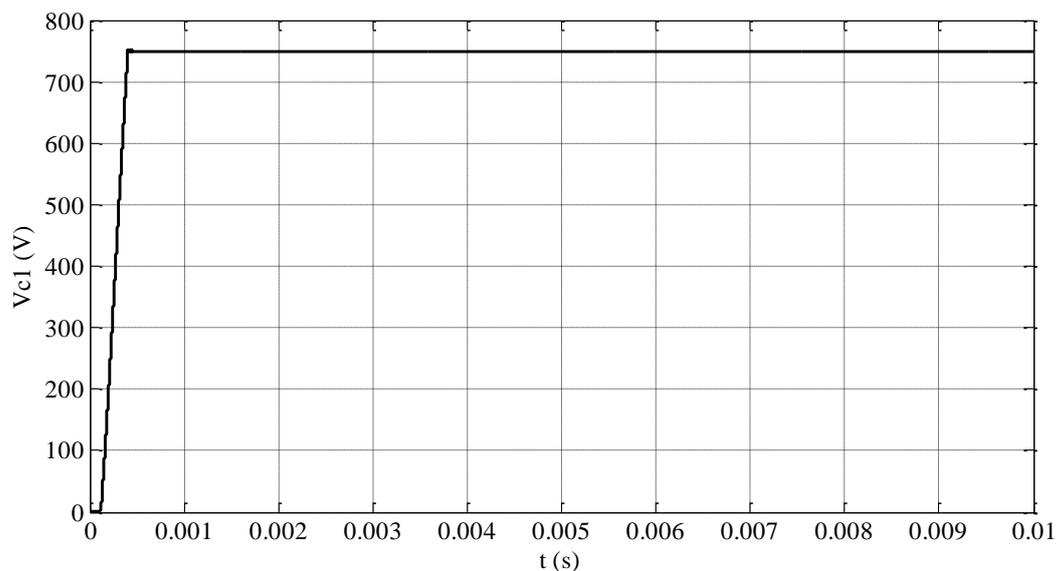


Figure III. 28. Evolution de la tension aux bornes du condensateur (Variation du courant de référence)

La réponse pour une variation brutale de la résistance de la charge qui passe à $t = 0.005$ s à (-80%) de sa valeur initiale est montrée sur les figures III.29 et III.30.

On voit un léger dépassement d'environ 1A sur le courant de charge à l'instant de l'application de la perturbation, puis il revient à l'intérieur de la bande d'hystérésis.

L'allure de la tension du condensateur montre la robustesse de la stratégie de commande appliquée. Il est clair que cette tension ne présente aucune perturbation lors de la variation de la charge.

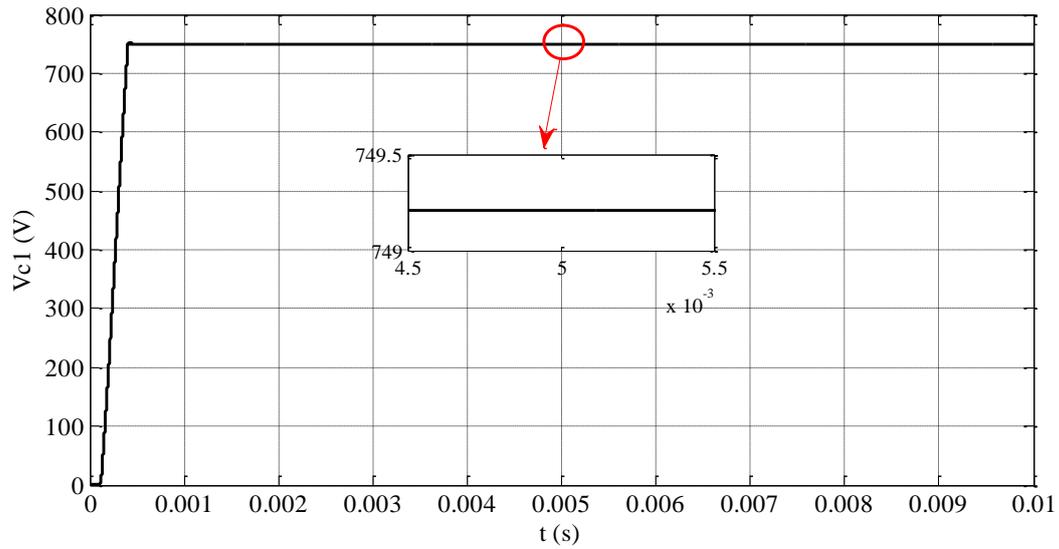


Figure III. 29. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation de la résistance de la charge)

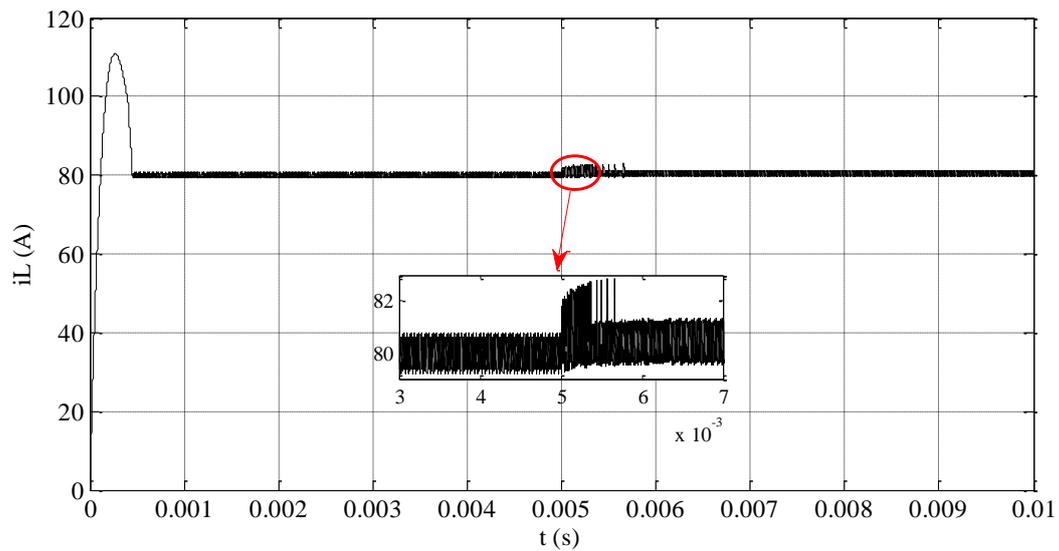


Figure III. 30. Evolution du courant de charge (Variation de la résistance de la charge)

III.3.5 Commande d'un convertisseur à trois cellules par les réseaux de Petri

Le schéma de contrôle utilisé est basé sur deux RdPs, comme le montre la figure III.31. Le premier RdPs met en œuvre la stratégie de contrôle du courant de charge, tandis que le second RdPs met en œuvre la régulation de la tension des condensateurs flottants. Le régulateur de tension (modélisé par le deuxième RdPs) reçoit la référence de niveau de tension de la commande de courant (modélisé par le premier RdPs), et l'état de charge de chaque condensateur. Utilisant la redondance des états de commutation, le régulateur de tension entraîne directement le convertisseur de maintenir l'équilibre de tension de condensateurs flottants et d'assurer le niveau de tension demandé par le régulateur de courant. Pour la régulation du courant de charge, une méthode d'hystérésis est utilisée. Une bande de fonctionnement, $\pm\sigma_1$, est prévue, de telle sorte que le courant de charge, soit à l'intérieur de cette bande, $(i_{Lref} - \sigma_1 \leq i_L \leq i_{Lref} + \sigma_1)$ [16],[17].

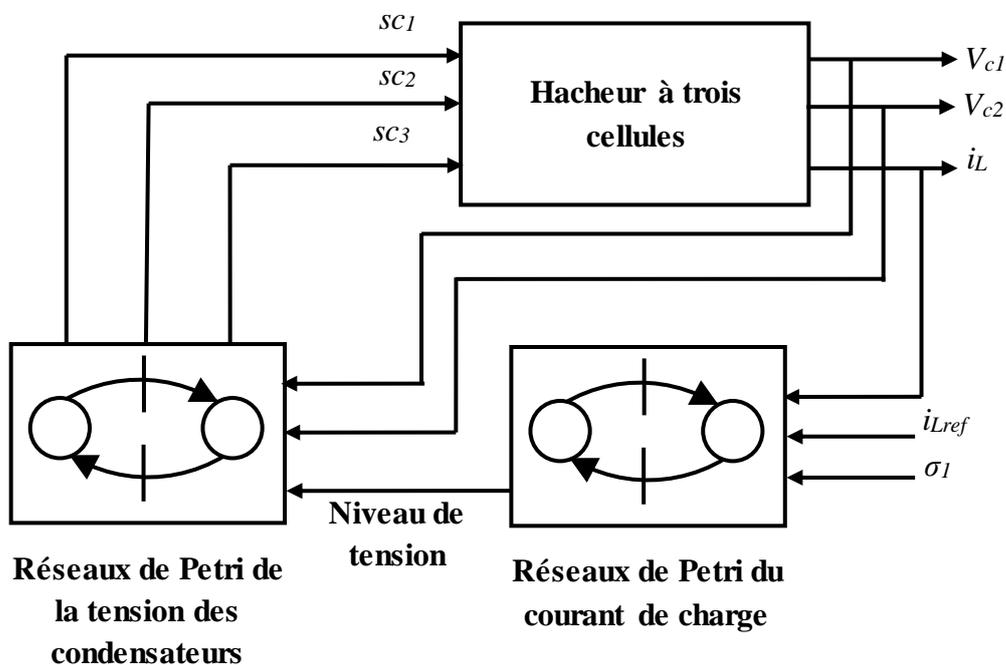


Figure III. 31. Schéma de commande par réseaux de Petri d'un hacheur à trois cellules

La figure III.32 illustre le comportement du courant de sortie, et le niveau correspondant de la tension de sortie d'un hacheur à trois cellules, où $i_{Lmax} = E/R$. Chaque niveau de tension peut fournir un courant minimum et maximum. Par exemple, si la référence de courant est comprise entre 1/3 et 2/3 du courant maximum, le contrôleur envoie des références de niveau entre 2 et 3 ; si le courant de référence est élevé, le contrôleur demande un niveau supérieur.

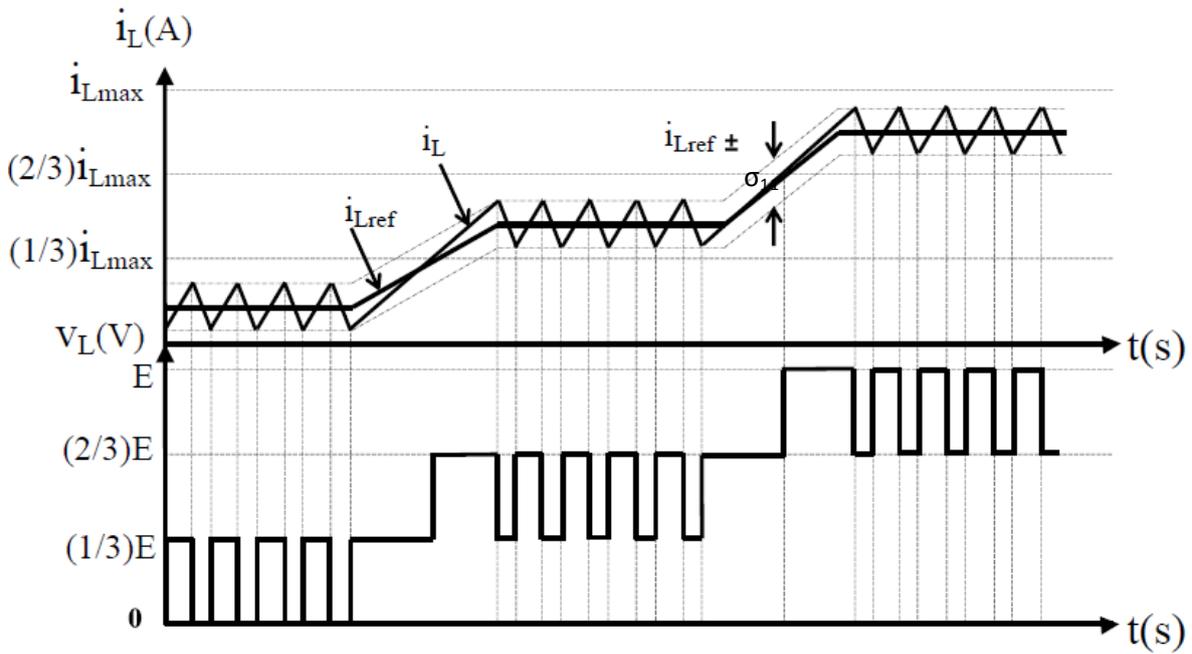


Figure III. 32. L'évolution du courant de charge et le niveau de tension correspondant pour un hacheur à trois cellules

III.3.5.1 Résultats de simulation

Nous avons simulé un convertisseur multicellulaire à 3 cellules associé à une charge RL. La période d'échantillonnage est fixée à 10^{-5} s pour toutes les simulations.

Les figures III.33 et III.34 montrent la rapidité de la réponse qui caractérise la loi de commande proposée, ces grandeurs se stabilisent rapidement à leurs valeurs de référence. On peut remarquer que le courant évolue à l'intérieur de la bande autorisée avec l'absence de chattering.

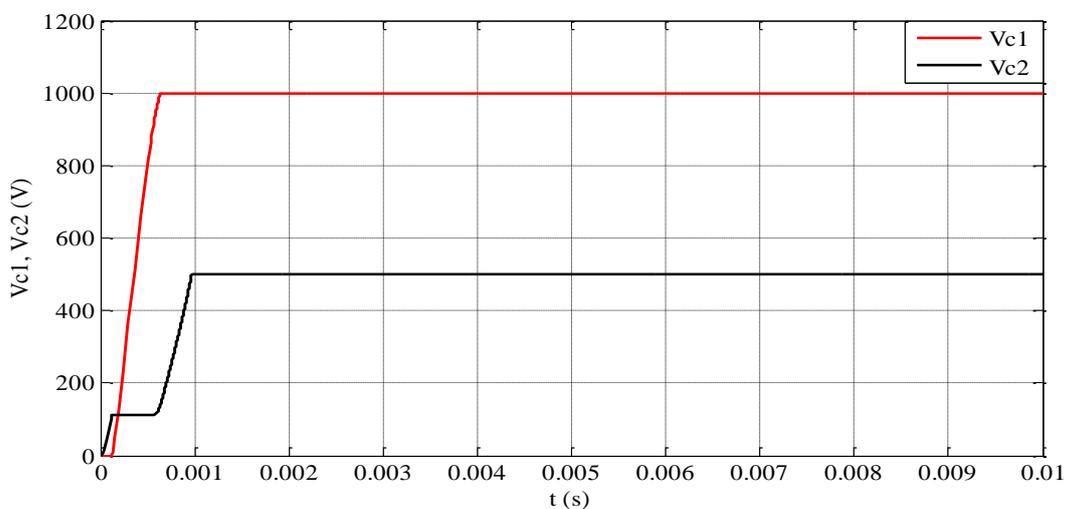


Figure III. 33. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs

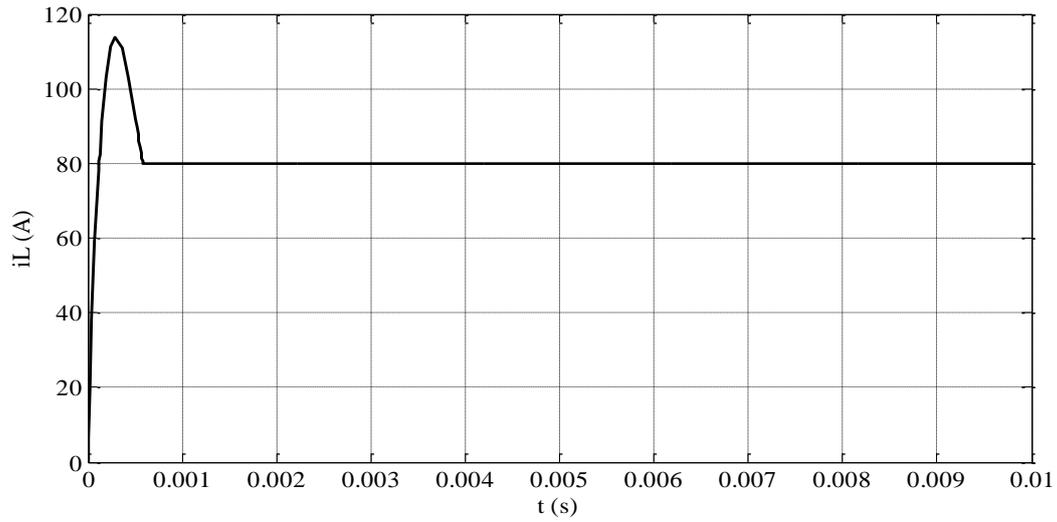


Figure III. 34. Evolution du courant de charge

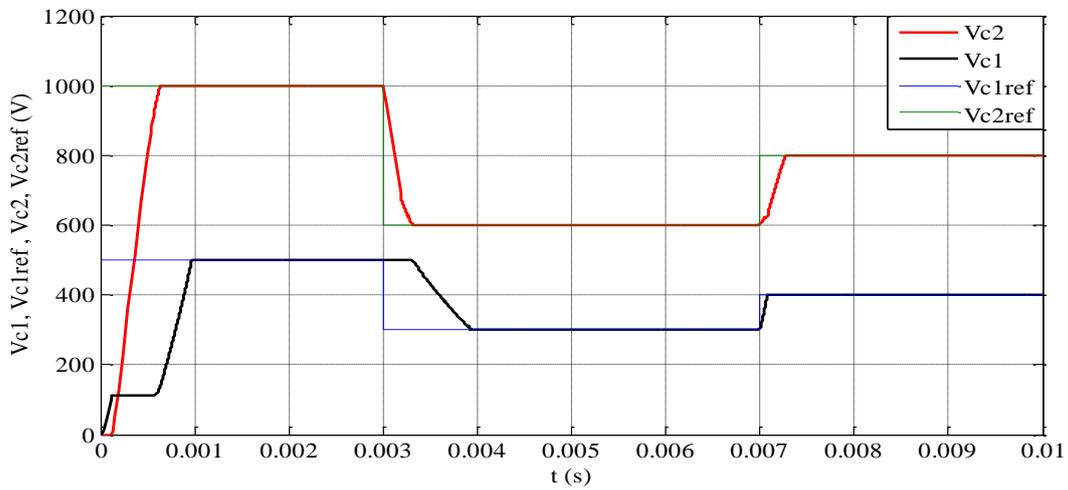


Figure III. 35. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation de la tension de bus)

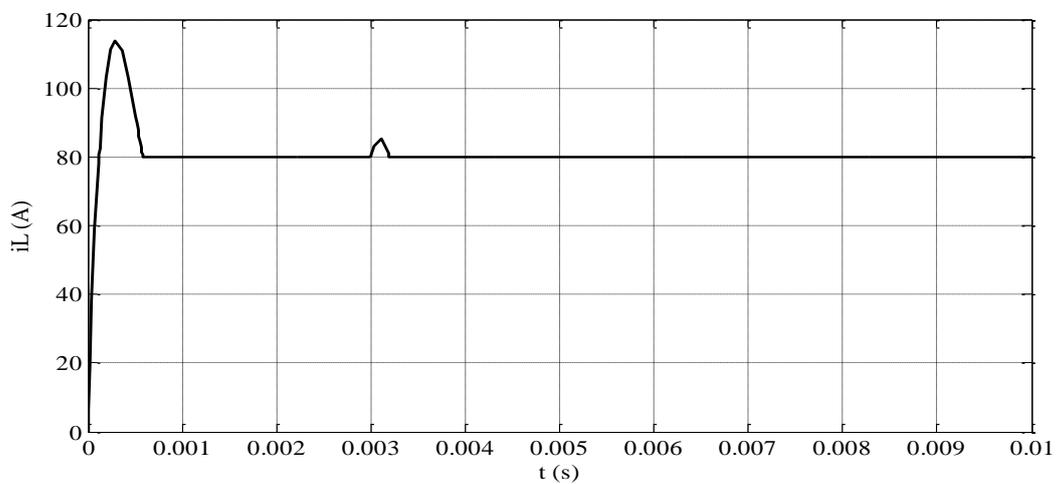


Figure III. 36. Evolution du courant de charge (Variation de la tension de bus)

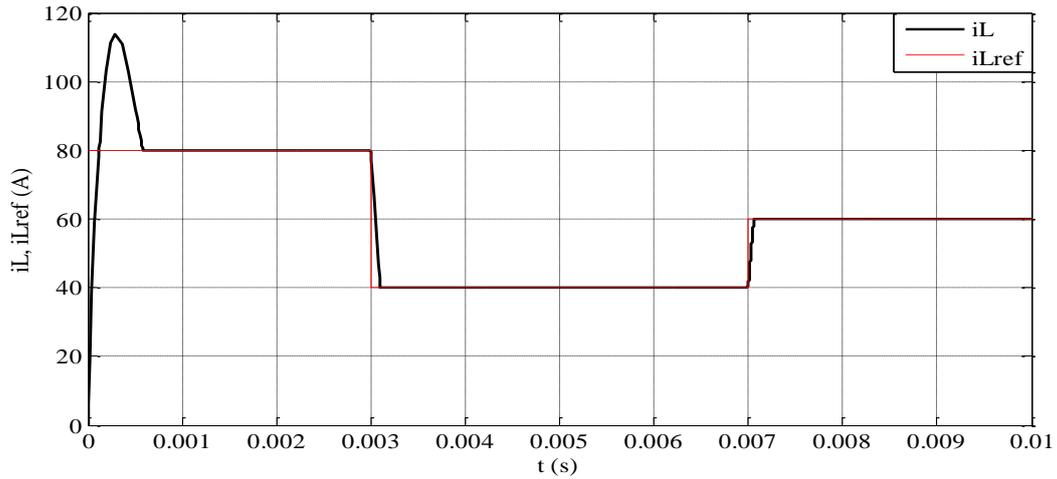


Figure III. 37. Evolution du courant de charge (Variation du courant de référence)

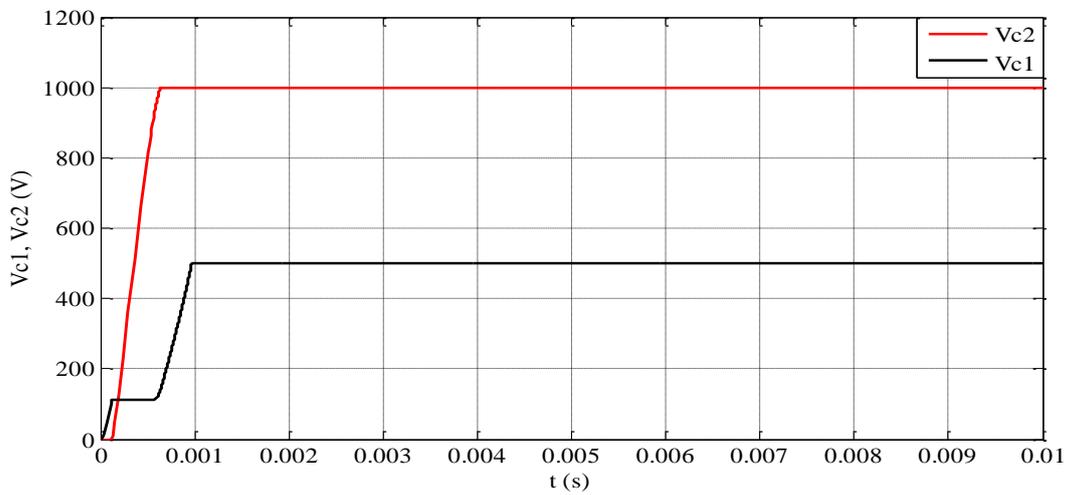


Figure III. 38. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation du courant de référence)

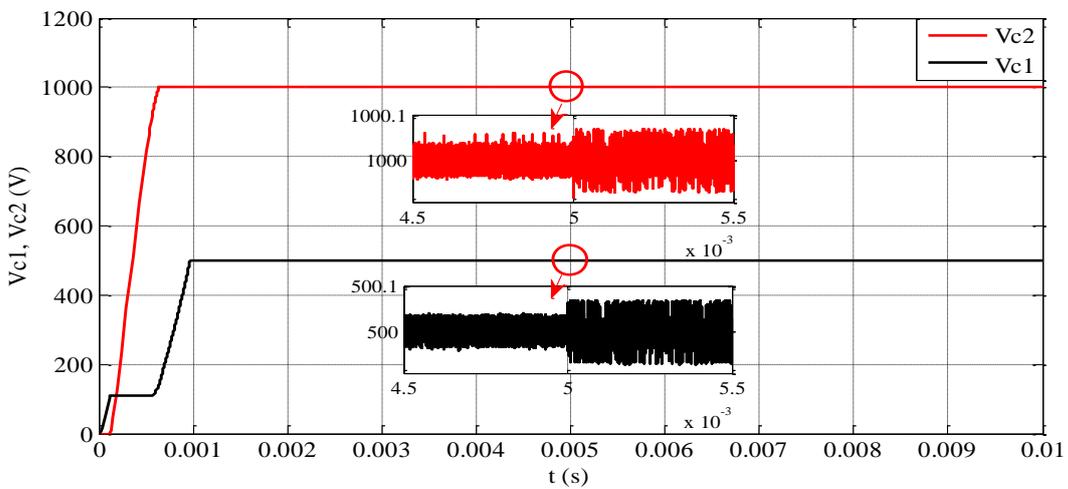


Figure III. 39. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs (Variation de la résistance de la charge)

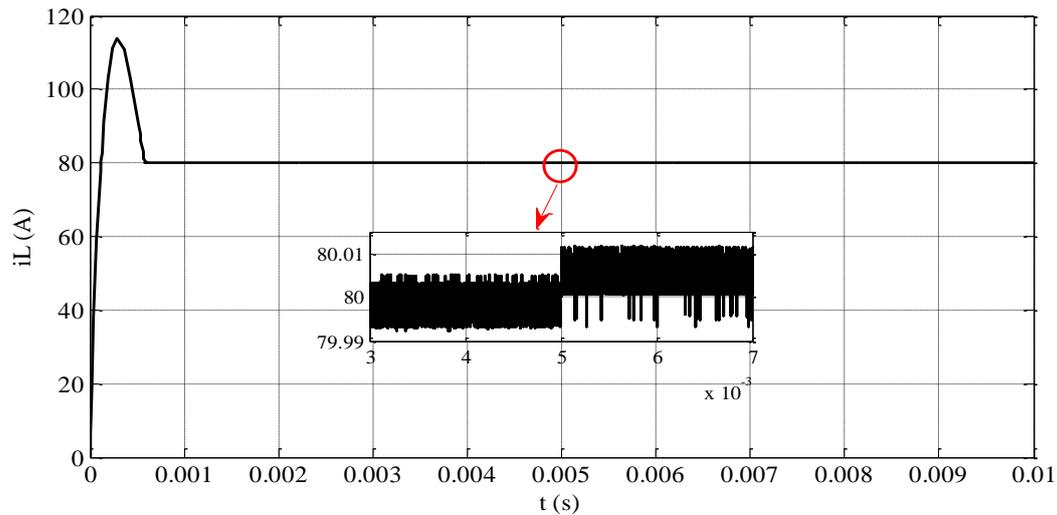


Figure III. 40. Evolution du courant de charge (Variation de la résistance de la charge)

On peut voir que le contrôleur proposé permet de suivre les différentes valeurs de référence des tensions et du courant. En effet, les phases transitoires pour le courant de charge et les tensions des condensateurs flottants sont courtes. Le contrôle par les RdPs proposé fournit également de meilleures performances que les stratégies présentées précédemment en termes d'erreur permanente.

Comme il est montré dans la figure III.36, lors de la variation de la référence des tensions flottantes, le courant ne présente qu'un seul petit dépassement lors du passage de la tension de bus à 900 V. A l'instant $t = 0.007$ s et au passage de la tension E à 1200 V, on peut remarquer que le dépassement au niveau du courant de la charge a disparu.

Par contre, cette commande cause un dépassement important du courant de la charge au démarrage.

Les figures III.39 et III.40 illustrent la réponse des tensions des condensateurs et du courant de charge à une variation brutale de la résistance de -80 % de sa valeur initiale. Il est clair que ces dernières restent toujours autour des valeurs souhaitées avec une augmentation très acceptable de leurs amplitudes.

III.5 Etude comparative des commandes appliquées

Le tableau III.2 illustre une étude comparative entre différents régulateurs proposés pour le convertisseur à trois cellules (fonctionnement hacheur) basée sur certains critères : Le modèle utilisé pour la conception du contrôleur, l'état transitoire jugé par le temps nécessaire pour atteindre l'état désiré, la sensibilité via la variation de la charge et la complexité de la méthode et autres.

La commande utilisée	Commande naturelle (MLI)	Commande par modulation des rapports cycliques avec la régulation du courant de la charge	Commande par Linéarisation entrées sorties	Commande par modes glissants	Commande par les réseaux de Petri
Modèle	Moyen	Moyen	Moyen	Instantané	Hybride
Type de la commande	Basée sur MLI	Basée sur MLI	Basée sur MLI	Commande directe	Commande directe
Fréquence	Fixe	Fixe	Fixe	Variable	Variable
Régime transitoire	Long	Moyen	Rapide	Rapide	Rapide
Erreur maximale des tensions des condensateurs au régime permanent	$\Delta V_{C1max} = 40 \text{ V}$ $\Delta V_{C2max} = 41 \text{ V}$	$\Delta V_{C1max} = 15 \text{ V}$ $\Delta V_{C2max} = 15 \text{ V}$	$\Delta V_{C1max} = 3 \text{ V}$ $\Delta V_{C2max} = 5 \text{ V}$	$\Delta V_{C1max} = 5 \text{ V}$ $\Delta V_{C2max} = 5 \text{ V}$	$\Delta V_{C1max} = 0.04 \text{ V}$ $\Delta V_{C2max} = 0.06 \text{ V}$
Erreur maximale du courant de charge au régime permanent	2.67 A	0.3 A	0.4 A	1.18 A	0.05 A
Dépassement du courant au régime transitoire pour $i_{Lref} = 80 \text{ A}$	14.01 A	4.1 A	3.4 A	24.65 A	33.9 A
Sensibilité via la variation de la charge	Sensible	Moins sensible	Robuste	Très robuste	Très Robuste
La complexité de la commande	Très simple	Moyenne	Simple	Simple	Complicquée

Tableau III.2. Etude comparative entre les commandes appliquées au convertisseur à trois cellules

Le tableau suivant donne une comparaison entre les taux de distorsion harmonique du courant de charge pour les différentes commandes appliquées pour un onduleur à 3 cellules.

La commande utilisée	Commande naturelle (MLI)	Commande par Linéarisation entrées sorties	Commande par modulation des rapports cycliques avec la régulation du courant de la charge	Commande par modes glissants
Le taux de la THD (%)	0.83 %	0.71 %	0.65 %	1.4 %

Tableau III.3. Comparaison entre les taux de THD obtenus sur le courant de charge

D'après les résultats obtenus, on peut constater que les stratégies de contrôle basées sur la commande MLI permettent un meilleur contrôle de l'état d'équilibre et garantissent un fonctionnement optimal du convertisseur à une fréquence fixe. On voit bien qu'en fonctionnement onduleur, ces commandes présentent des très bonnes formes d'onde des grandeurs de sortie du convertisseur multicellulaire, la commande par modulation des rapports cycliques associée à un régulateur flou pour la boucle de courant a réduit le THD du courant de sortie à 0.65 %.

Cependant, ces commandes présentent dans quelques cas des évolutions lentes, des ondulations importantes et des sensibilités lors de la variation de la charge.

Par contre nous avons remarqué que les stratégies de contrôle directes garantissent généralement une convergence rapide de la trajectoire du convertisseur vers l'état souhaité et y sont parfaitement maintenues à ces valeurs. On a constaté aussi que ces commandes présentent une grande robustesse lors de la variation des paramètres du système. Le contrôle par les RdPs proposé fournit également de meilleures performances en termes d'erreur permanente.

Cependant, elles fonctionnent avec des fréquences variables. Cela signifie que la fréquence de commutation dépend du temps d'échantillonnage, qui peut ne pas être pris en charge par les dispositifs de puissance à semi-conducteurs et peut entraîner une surcharge thermique qui peut endommager le convertisseur.

III.6 Commande hybride d'un moteur à courant continu à excitation séparée basée sur un régulateur PI- RdP

De nombreux secteurs industriels tels que la robotique, les laminoirs d'acier, les grues électriques et le broyage, les véhicules électriques utilisent le moteur à courant continu [18], [19],[20],[21],[22]. Les avantages du moteur à courant continu sont nombreux, on peut en citer quelques-uns : il est contrôlable sur une large gamme, il peut être facilement utilisé pour un couple et une vitesse constants, il peut être accéléré ou décéléré rapidement, il peut répondre à un contrôle par rétroaction, il est peu coûteux et sa structure de contrôle moins complexe. Il existe plusieurs façons de faire varier la vitesse du moteur à courant continu, parmi elles, le contrôle par flux et le contrôle rhéostatique par induit. Cette dernière méthode n'est utilisée que dans le cas de faible puissance. La vitesse du moteur à courant continu peut également être variée en faisant varier la tension d'induit ; dans ce cas, une partie de l'énergie est consommée par le dispositif d'alimentation. Pour cette raison, il est préférable d'alimenter le moteur à courant continu de façon discontinue avec un redresseur contrôlé ou avec un hacheur dévolteur [23],[24],[22],[25]. Un hacheur série à deux cellules est utilisé dans ce travail pour contrôler la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation séparée en utilisant un régulateur hybride PI-RdPs [26].

III.6.1 Modélisation d'un moteur à courant continu à excitation séparée

Le moteur à courant continu à excitation séparée possède deux enroulements, qui sont alimentés d'une manière séparée. La figure III.41 montre le circuit équivalent d'un moteur à courant continu à excitation séparée, où R_a et L_a représentent respectivement la résistance et l'inductance de l'enroulement d'induit. La résistance et l'inductance de l'enroulement de l'inducteur sont représentées par R_f et L_f . E_a représente la force électromotrice dans le circuit d'induit, ω la vitesse du moteur, k_b est la constante de force contre-électromotrice, T_e et T_L sont respectivement le couple moteur et couple de charge, B est le coefficient de frottement visqueux et J l'inertie totale du moteur.

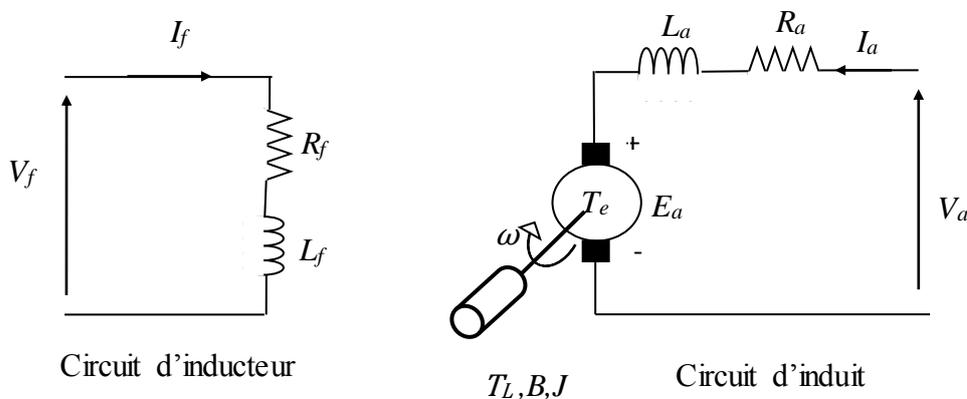


Figure III. 41. Moteur à courant continu à excitation séparée

La machine à courant continu peut être modélisée par le biais d'équations électrique, électromagnétique et mécanique. Ces trois groupes d'équations nous permettent de mieux appréhender la machine à courant continu dans son fonctionnement réel.

Le modèle de la MCC à excitation séparée est donné comme suit :

$$V_a(t) = R_a \cdot I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + E_a(t) \tag{III.32}$$

$$V_f(t) = R_f \cdot I_f(t) + L_f \frac{dI_f(t)}{dt} \tag{III.33}$$

$$E_a(t) = K_b \cdot \omega(t) \tag{III.34}$$

$$T_e(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B \cdot \omega(t) + T_L \tag{III.35}$$

La figure III.42 représente un hacheur à deux cellules connecté à un moteur à courant continu, et son modèle instantané est donné par le système d'équations (III.36)

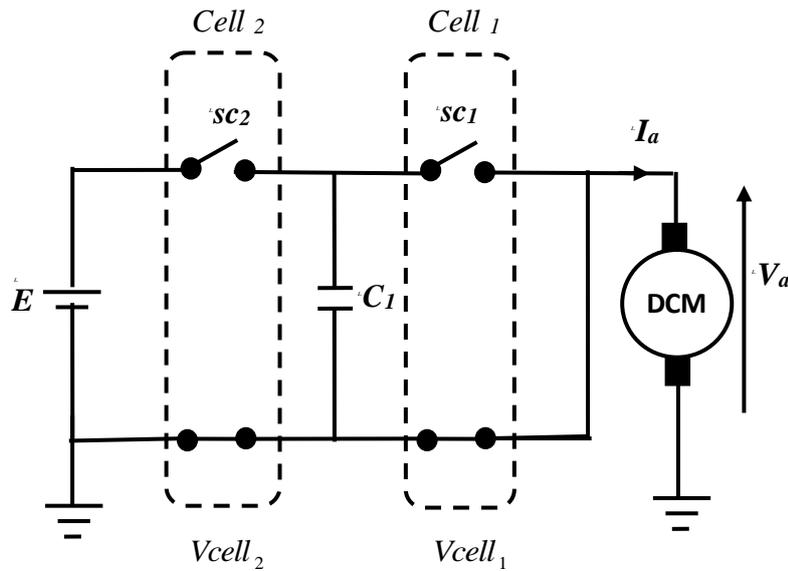


Figure III. 42. Hacheur à deux cellules connecté à un MCC

$$\begin{cases} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{sc_2 - sc_1}{C_1} I_a \\ \frac{dI_a}{dt} = \frac{sc_2 - sc_1}{L_a} V_{C1} + \frac{sc_2}{L_a} E - \frac{R_a}{L_a} I_a - \frac{k_b \cdot \omega}{L_a} \end{cases} \tag{III.36}$$

III.6.2 La stratégie de la commande

Au cours du fonctionnement d'un moteur à courant continu, des éléments peuvent varier : Le couple résistant, la tension du réseau ...etc. Provoquant ainsi une déstabilisation de la vitesse réelle par rapport à celle désirée. C'est ici qu'apparaît l'intérêt de la régulation. La régulation doit être double ; c'est-à-dire on doit agir sur la vitesse mais aussi sur le courant pour le maintenir dans des limites acceptables lors des situations suivantes : Démarrage rapide, variation brutale du couple résistant, freinage brusque ou accroissement très rapide de la consigne de la vitesse. La structure d'un variateur de vitesse comporte donc généralement deux boucles de régulation en cascade. La grandeur principale à contrôler est la vitesse. Une, compare la vitesse réelle avec la vitesse de référence et l'autre assure le contrôle du courant de l'induit.

Le schéma de commande hybride proposée pour la conduite du moteur à excitation séparée est illustré dans la figure III.43. La commande se compose de deux parties, une partie continue et une partie discrète. La première partie est basée sur le contrôleur PI. Les entrées du régulateur PI sont la vitesse de référence et la vitesse réelle, à la sortie de cette boucle on récupère la référence du courant d'induit ; ce dernier sera comparé avec le courant réel d'induit. La deuxième partie est basée sur un contrôle par réseaux de Petri. Son but est de réguler le courant d'induit et la tension du condensateur flottant du convertisseur. La même stratégie de commande déjà utilisée pour la commande d'un hacheur à deux cellules dans le cas d'une charge R,L sera suivie ici. Où σ_{Ia} est la tolérance de l'erreur du courant d'induit I_a et σ_{Vc1} représente la tolérance de l'erreur de la tension du condensateur.

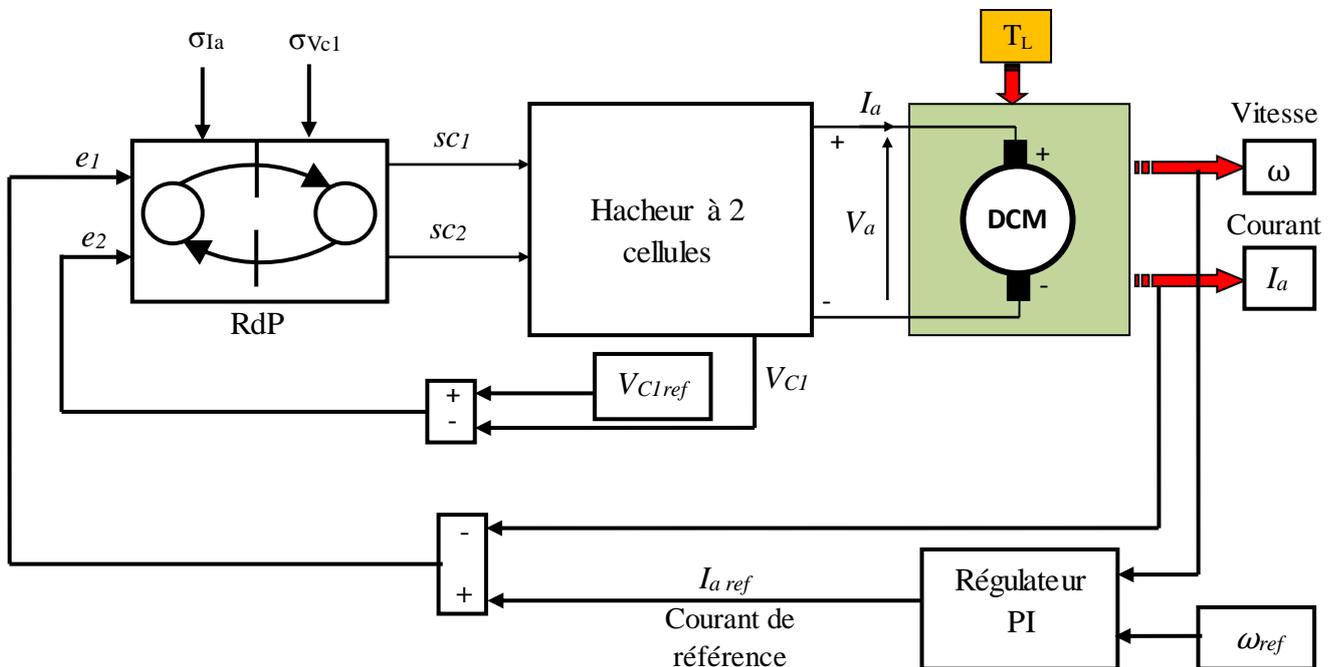


Figure III. 43. Le schéma de commande du MCC par un régulateur PI- RdP

III.6.3 Résultats de simulation

Les paramètres utilisés dans ce travail sont ceux du moteur à courant continu à excitation séparée qui est disponible au niveau du laboratoire LATAGE. Les caractéristiques de la machine ont été relevées après avoir effectué des tests d'identification.

Les paramètres du convertisseur sont :

$$C_1 = 33 \mu\text{F}$$

$$E = 300 \text{ V}$$

$$\sigma_{Ia} = 0.01 \text{ A}, \quad \sigma_{Vc1} = 0.1 \text{ V}$$

Les paramètres de la machine sont regroupés dans le Tableau III.4.

V_a : Tension nominale d'induit	220 V
V_f : Tension nominale d'inducteur	110 V
I_a : Courant nominal d'induit	16 A
I_f : Courant nominal d'inducteur	1.32 A
P_u : Puissance utile	3 kW
T_e : Couple nominal	19 Nm
ω : Vitesse de rotation	157 rd/s
R_a : Résistance d'induit	1,35 Ω
R_f : Résistance d'inducteur	65,15 Ω
L_a : Inductance d'induit	0,0059 H
L_f : Inductance d'inducteur	8,35 H
k_b : Constante de la f.c.e.m	1,41 V /rd/s
M_{af} : Mutuelle inductance entre induit et inducteur	1,07 H
B : Coefficient de frottement	0,0045 Nm/rd/s
J : Inertie des masses tournantes	0,036 Kg.m ²

Tableau III.4. Paramètres de la machine à courant continu à excitation indépendante

Test 1: La vitesse de référence est fixée à $\omega_{\text{ref}} = 157 \text{ rad / s}$ sans conditions de charge.

Test 2: La vitesse de référence change selon le protocole illustré sur la figure III. 44 avec les conditions de charge (5 Nm)

Test 3: Le couple de charge change à $t = 2,5 \text{ s}$ de 5 Nm à 15 Nm,

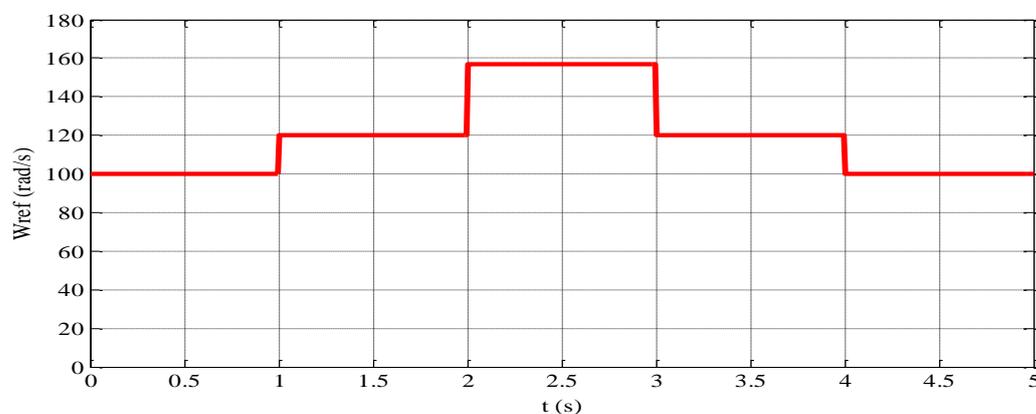


Figure III. 44. Profil de la vitesse de référence

1^{er} Test :

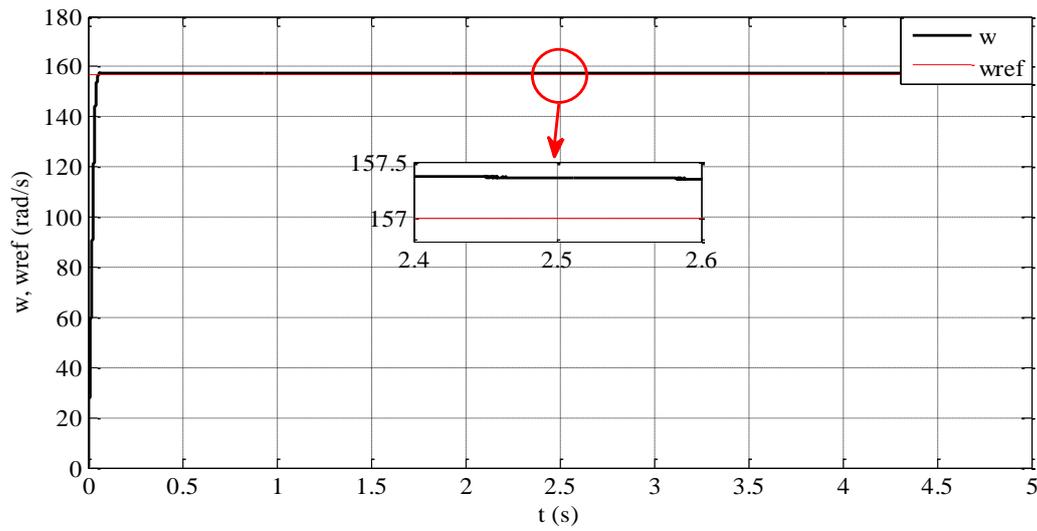


Figure III. 45. Evolution de la vitesse du moteur ($\omega_{ref} = 157$ rad/s, $T_L = 0$ Nm)

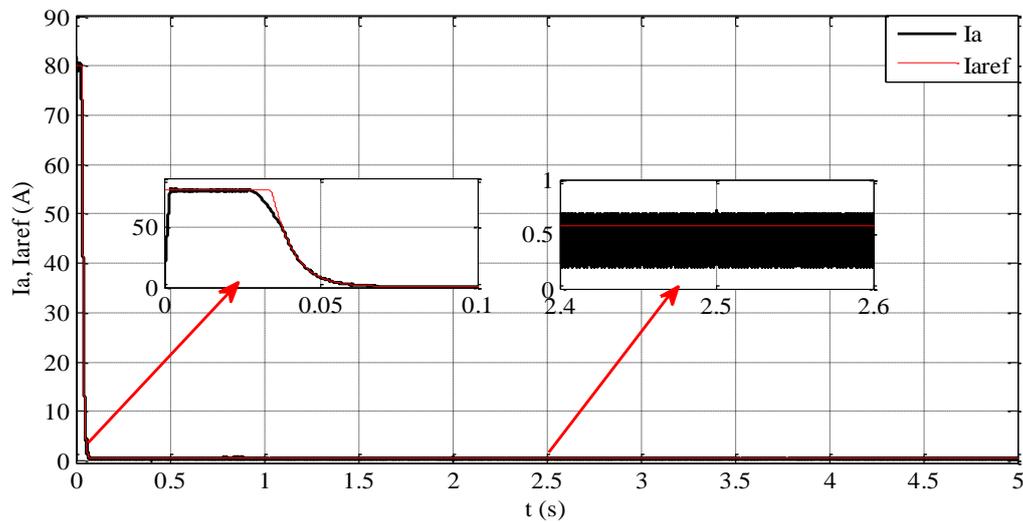


Figure III. 46. Evolution du courant d'induit ($\omega_{ref} = 157$ rad/s, $T_L = 0$ Nm)

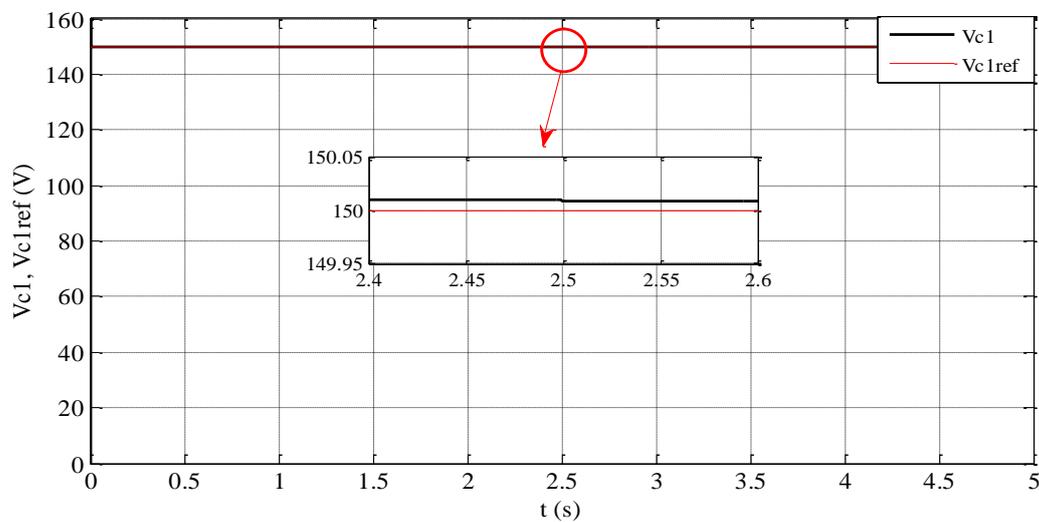


Figure III. 47. Evolution de la tension du condensateur ($\omega_{ref} = 157$ rad/s, $T_L = 0$ Nm)

2^{ème} Test :

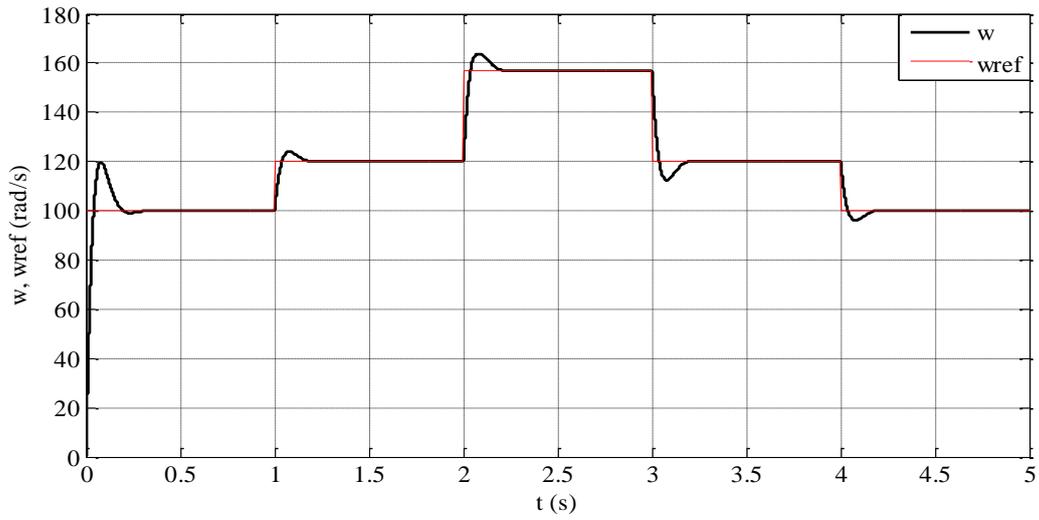


Figure III. 48. Evolution de la vitesse du moteur (Variation de la vitesse)

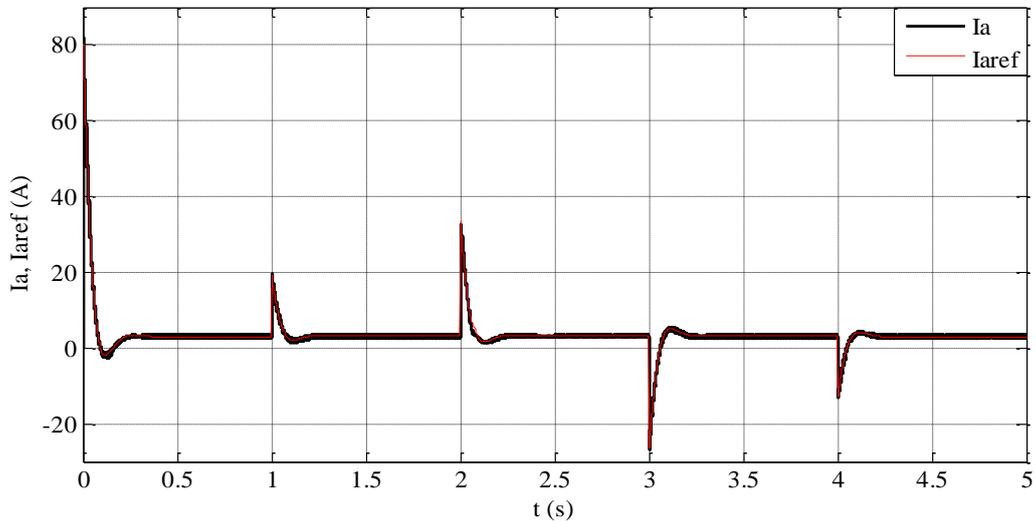


Figure III. 49. Evolution du courant d'induit (Variation de la vitesse)

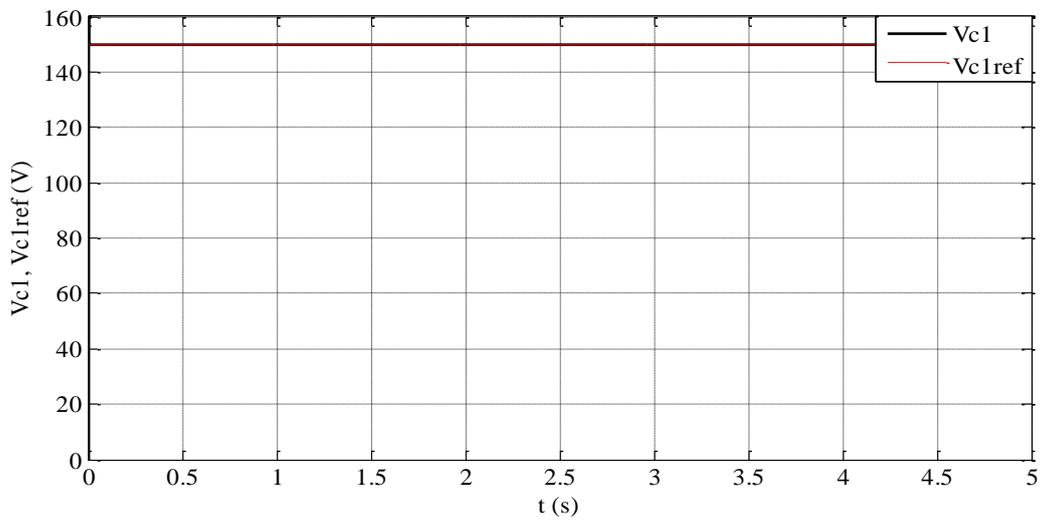


Figure III. 50. Evolution de la tension du condensateur (Variation de la vitesse)

3^{ème} Test :

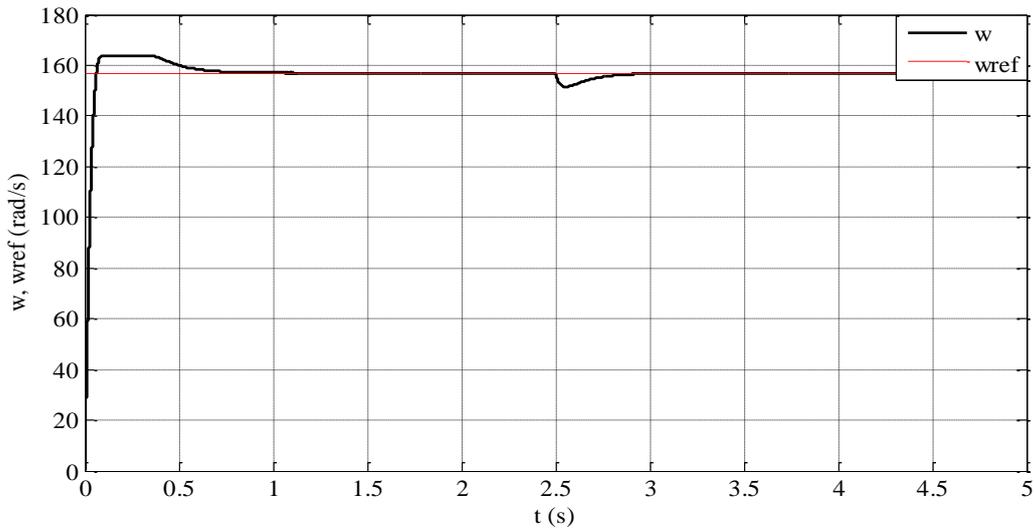


Figure III. 51. Evolution de la vitesse du moteur (Variation du couple de charge)

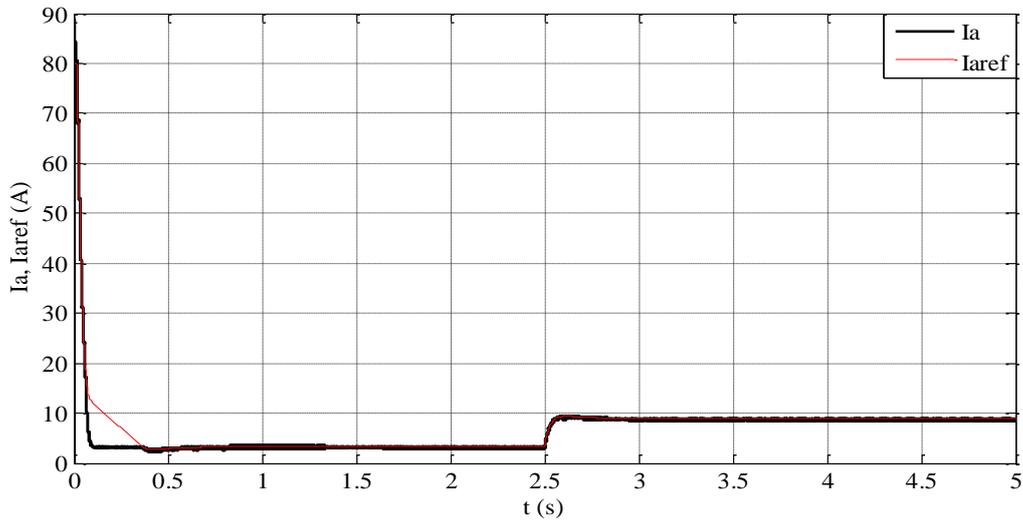


Figure III. 52. Evolution du courant d'induit (Variation du couple de charge)

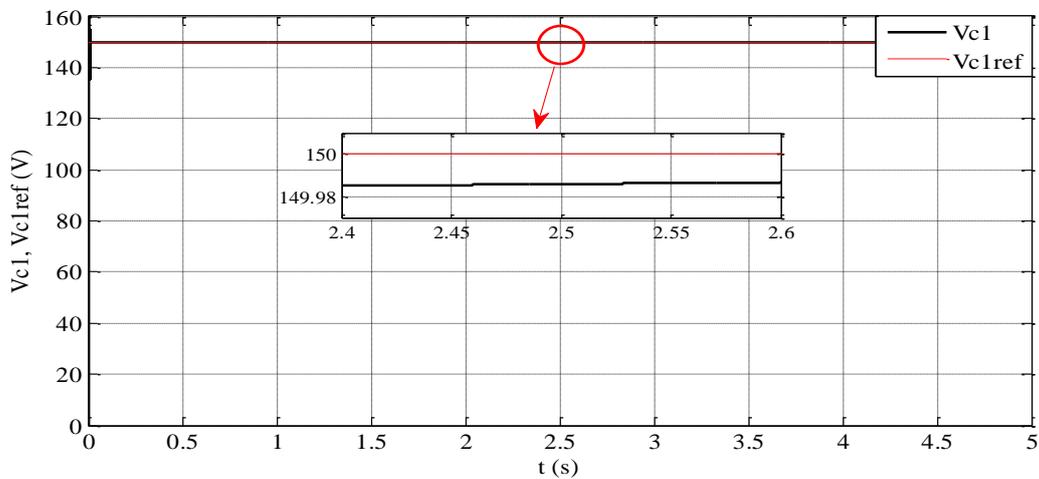


Figure III. 53. Evolution de la tension du condensateur (Variation du couple de charge)

D'après les résultats du premier test, on peut observer que la vitesse du moteur converge rapidement vers sa référence, et elle est bien maintenue à cette valeur. De même que pour le courant d'induit, il suit parfaitement sa référence.

Malgré le changement brutal de la consigne de la vitesse dans le deuxième test, la commande appliquée répond parfaitement à cette perturbation.

Le troisième test montre la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge. La rapidité de la réponse de la vitesse du moteur illustre les bonnes performances de la loi de commande.

Comme il est montré aussi dans les trois tests, que la tension aux bornes du condensateur flottant C_f reste constante quelle que soit la perturbation appliquée sur le moteur.

Il faut noter aussi que l'utilisation du convertisseur multicellulaire améliore la qualité de l'énergie fournie pour la conduite du moteur à courant continu, ce qui conduit à l'augmentation de sa durée de vie.

III.7 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre deux commandes directes du convertisseur multicellulaire série à l'aide de la commande par modes glissants et les réseaux de Petri. L'utilisation de ces commandes nous a permis d'imposer des dynamiques plus rapides sur les tensions des condensateurs. Les résultats de simulation ont montré que les commandes amènent les tensions et le courant de charge vers un voisinage de leur valeur de fonctionnement nominal en un temps de réponse très court. La commande par les RdPs nous permet de minimiser les chatterings obtenus par la commande par modes glissants sur le courant de charge.

L'utilisation de la commande hybride PI- RdPs pour la conduite d'un moteur à courant continu a donné des très bonnes performances et cela quelles que soient les perturbations appliquées à la machine.

Bibliographie

- [1] C. Edwards, S. Spurgeon, "Sliding mode control: theory and applications", édition de Taylor et francis Ltd, 1998.
- [2] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, A. Levant, "Sliding mode control and observation", New York, Springer, 2014.
- [3] K. D. Young, Ü. Özgüner, "Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control" vol. 247. London, Springer, 1999.
- [4] A. Ardjal, "structures de commande avancées pour l'optimisation de la production de l'énergie dans une turbine éolienne ", Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2018.

- [5] P. Djondiné, "Étude des comportements chaotiques dans les convertisseurs statiques ", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2015.
- [6] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes ", IEEE Transactions on Automatic control, vol. 22, n° 2, p. 212–222, 1977.
- [7] W. Gao et J. C. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: A new approach ", IEEE transactions on Industrial Electronics, vol. 40, n° 1, p. 45–55, 1993.
- [8] J.-J. E. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control", Vol. 199. No. 1. Englewood Cliffs, NJ: Prentice hall, 1991.
- [9] H. Nijmeijer, A. Van der Schaft, "Nonlinear dynamical control systems", Vol. 175. New York: Springer-Verlag, 1990.
- [10] D. Pinon, "Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement ", Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 2000.
- [11] Y. Morere, "Cours de réseau de Petri", France, Avril, 2002.
- [12] B. Amghar, "Modélisation, observabilité et commande de convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié ", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2013.
- [13] R. David, H. Alla, "Discrete, continuous, and hybrid Petri nets ", IEEE Control Systems, vol. 28, n° 3, p. 81–84, 2008.
- [14] A. Fekik, "Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP", Thèse de doctorat, Université de Mouloud Mammeri - Tizi Ouzou, 2018.
- [15] **M. L. Hamida**, H. Denoun, A. Fekik, N. Benyahia, M. Zaouia, et N. Benamrouche, "A Comparison Between PWM and Petri Nets Control Applied for Series Multi-cells Chopper", International conference on control and signal processing, Kairouan, Tunisia, Proceeding of Engineering and Technology–PET, vol. 26, p. 124–128, 2017.
- [16] F. Salinas, M. Ghanes, J. P. Barbot, M. F. Escalante, et B. Amghar, "Modeling and control design based on Petri nets for serial multicellular choppers", IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 23, n° 1, p. 91–100, 2015.
- [17] F. Salinas, M. A. González, M. F. Escalante, " Finite Control Set-Model Predictive Control of a Flying Capacitor Multilevel Chopper Using Petri Nets ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, n° 9, p. 5891–5899, 2016.
- [18] A. Z. Ahmad et M. N. Taib, " A study on the DC motor speed control by using back-EMF voltage ", Asian Conference on Sensors, IEEE, Kebangsann, Malaysia, p. 359–364, 2003.

- [19] M. Zeraouia, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study", IEEE Transactions on Vehicular technology, vol. 55, n° 6, p. 1756–1764, 2006.
- [20] N. Jeddi, N. Ouasli, L. E. A. Ouni, F. Tadeo, "Speed control of a separately-excited DC motor powered by photovoltaic energy", The Sixth International Renewable Energy Congress, Sousse, Tunisia, p. 1–6, 2015.
- [21] D. R. Nagarajan, S. Sathishkumar, K. Balasubramani, C. Boobalan, S. Naveen, N. Sridhar, "Chopper fed speed control of DC motor using PI controller", IOSR-Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE), vol. 11, n° 3, p. 65–69, 2016.
- [22] A. Harrouz, H. Becheri, I. Colak, K. Kayisli, "Backstepping control of a separately excited DC motor", Electrical Engineering, vol. 100, n° 3, p. 1393–1403, 2018.
- [23] R. Abhinav, S. Sheel, "An adaptive, robust control of DC motor using fuzzy-PID controller", IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, India, p. 1–5, 2012.
- [24] R. Nagarajan, S. Sathishkumar, S. Deepika, G. Keerthana, J. K. Kiruthika, R. Nandhini, "Implementation of chopper fed speed control of separately excited DC motor using PI controller", International Journal of Engineering And Computer Science (IJECS), vol. 6, n° 3, p. 20629–20633, 2017.
- [25] M. George, "Speed control of separately excited DC motor ", American journal of applied sciences, vol. 5, n° 3, p. 227–233, 2008.
- [26] **M. L. Hamida**, H. Denoun, A. Fekik, S. Vaidyanathan, "Control of separately excited DC motor with series multi-cells chopper using PI-Petri nets controller", Nonlinear Engineering, vol.8, n°1, p. 32-38, 2019.

Chapitre IV

Réalisation du banc d'essai et résultats expérimentaux

Ce chapitre est consacré à la réalisation du banc d'essai et la validation expérimentale de quelques commandes proposées dans les chapitres précédents. Une description complète de chaque partie du montage sera détaillée. Le montage réalisé est constitué de trois parties essentielles: la partie puissance comporte le convertisseur multicellulaire série à trois cellules et une charge de type R, L . La deuxième partie est celle de la commande, elle est composée d'une carte dspace 1104, et une carte qui génère les signaux de commande complémentaires et les temps morts, ainsi qu'une carte d'isolation pour la protection. La dernière partie de ce banc d'essai est représentée par la partie mesure, cette carte a pour but de récupérer le courant de charge ainsi que les tensions aux bornes des condensateurs flottants. Ensuite nous procéderons à la validation des commandes réalisées.

Sommaire

IV.1 Introduction.....	109
IV.2 Description générale.....	109
IV.2.1 La partie puissance.....	110
IV.2.2 La partie commande.....	111
IV.2.3 La partie mesure.....	117
IV.3 Test de validation du banc d'essai.....	119
IV.3.1 Validation et comparaison de la commande par modulation des rapports cycliques associée à un régulateur flou et la commande par modes glissants.....	121
IV.4 Conclusion.....	129

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, une réalisation détaillée d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules sera présentée, lequel peut être aussi utile pour une configuration à deux cellules ainsi que comme onduleur à point milieu. Le but de cette réalisation est de montrer les performances réelles de quelques commandes réalisées dans les chapitres précédents. D'abord, nous allons présenter les différentes parties du montage en montrant le rôle de chacune des cartes réalisées. Ensuite, nous présenterons la mise en œuvre du convertisseur à 3 cellules en testant en premier la commande naturelle (MLI), puis la commande par modulation des rapports cycliques associée à un régulateur flou pour réguler le courant de charge et la commande par modes glissants seront validées expérimentalement.

IV.2 Description générale

La figure IV.1 montre le synoptique du banc d'essai réalisé. Le banc expérimental est constitué essentiellement des éléments suivants :

- Un Convertisseur à 3 cellules.
- Une carte qui génère les signaux complémentaires et les temps morts.
- Une carte d'isolation.
- Une carte des capteurs.
- Une carte dspace 1104.

Le convertisseur est commandé par le moyen d'une carte d'acquisition dspace 1104. Cette carte représente une interface entre le convertisseur et l'ordinateur. Les sorties analogiques de cette carte fournissent des tensions de valeurs 0 ou 5V et des courants de valeurs maximales de $\pm 5\text{mA}$. Ces petites valeurs ne peuvent pas commander directement les interrupteurs de puissance, alors une étape de protection et isolation doit être insérée entre les interrupteurs et les sorties de la carte dspace.

La carte dspace comporte aussi des convertisseurs analogiques/ numériques (A/D) pour réaliser les mesures des tensions et courants. Ceux-ci supportent des tensions entre $\pm 10\text{ V}$, alors une étape de conversion et d'adaptation doit être prise en compte, c'est la carte des capteurs. La partie puissance est constituée par des interrupteurs complémentaires, et des condensateurs flottants. Une carte qui génère des temps morts a été réalisée afin d'éviter les court-circuits.

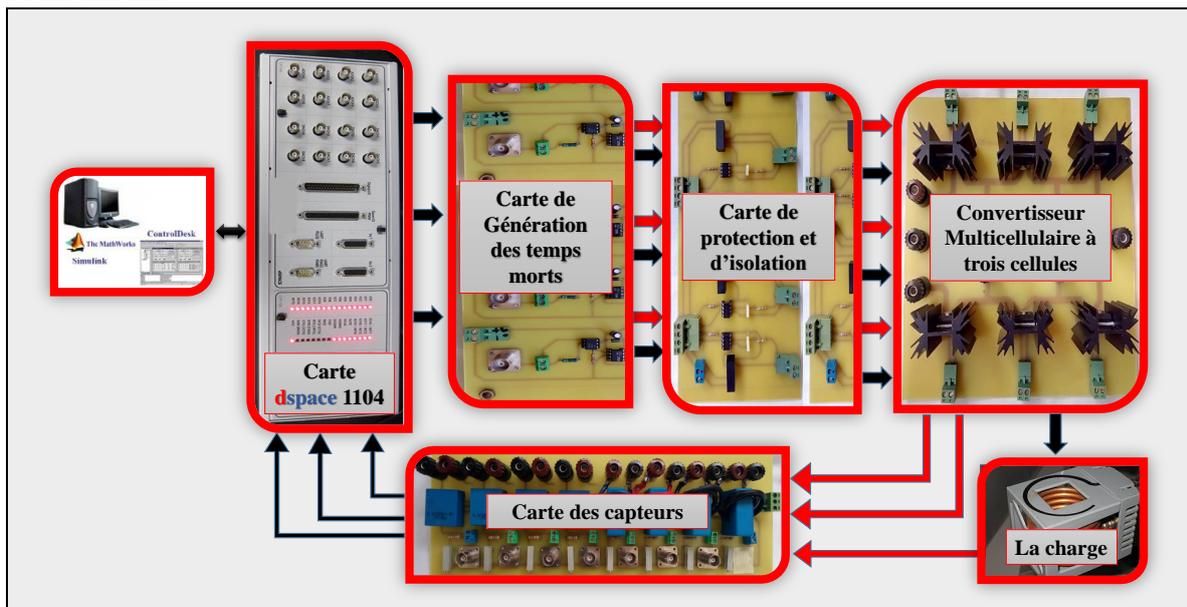


Figure IV. 1. Le schéma du banc d'essais réalisé

IV.2.1 La partie puissance

Interrupteurs de puissance

Les interrupteurs de puissance utilisés dans cette réalisation sont des IGBTs de référence IRG4PC50FD (figure IV.2), ces interrupteurs supportent une tension de 600V et permettent de passer un courant de 39A (**Annexe 1**).

Les interrupteurs de puissance sont montés sur un circuit imprimé afin de minimiser les inductances de câblage, et sont placés sur un dissipateur thermique.

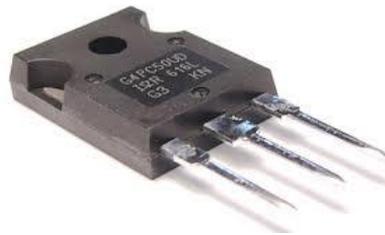


Figure IV. 2. Photographie de l'interrupteur utilisé

Les Condensateurs flottants

Les condensateurs flottants sont également placés au plus près des cellules de commutation et chaque condensateur est soumis à une tension moyenne égale à $k.E/3$, $k \in \{1,2\}$. Les condensateurs utilisés ont les caractéristiques suivantes :

- Capacité $C = 47 \mu\text{F}$.
- Tension maximale 400 V.

La partie puissance contient aussi la charge qui est constituée d'une résistance en série avec une inductance.

La photographie du convertisseur à trois cellules réalisé est donnée par la figure IV.3.

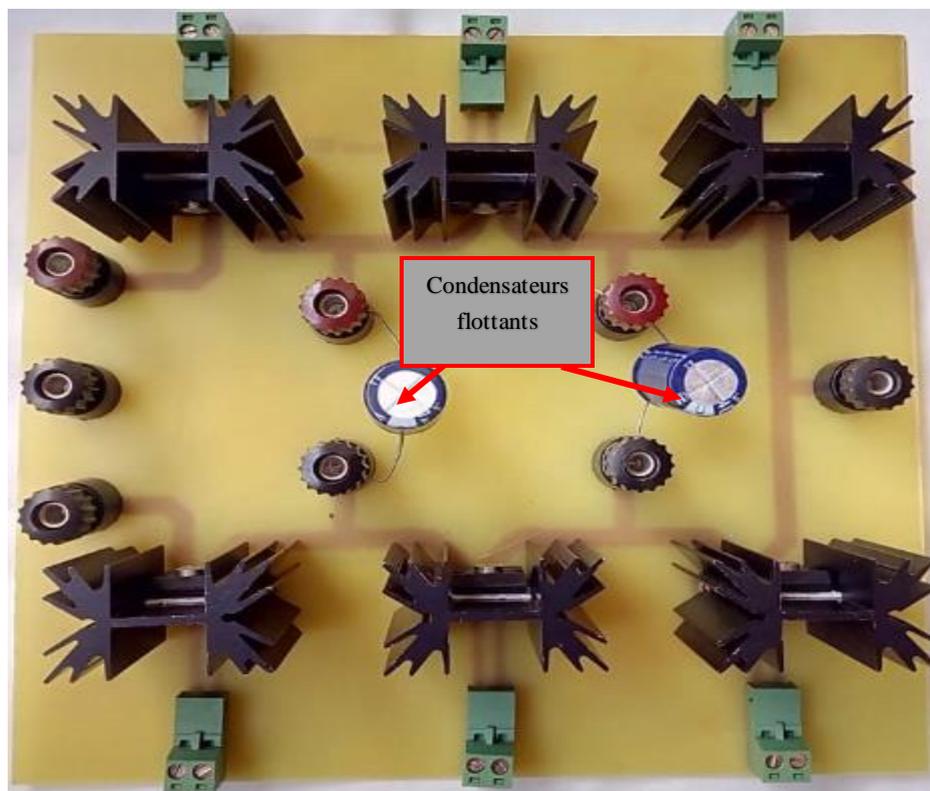


Figure IV. 3. Photographie du convertisseur à 3 cellules réalisé

IV.2.2 La partie commande

La carte de génération des signaux complémentaires et des temps morts

Par conception, les IGBTs ont un temps de blocage supérieur à celui de la mise en conduction et comme les transistors de chaque cellule sont commandés d'une façon complémentaire, il est donc indispensable de protéger les interrupteurs de puissance contre les court-circuits. Un temps entre l'ouverture d'un IGBT et la fermeture de son complémentaire est donc indispensable. Les signaux de commande des transistors doivent donc présenter un temps de retard appelé aussi temps mort.

Pour avoir ce temps mort, nous avons opté pour une solution qui consiste en l'utilisation d'un driver de référence *IR2111* de l'International Rectifier. L'avantage du choix d'un tel driver est sa possibilité de générer deux signaux inversés avec un temps mort à partir d'un seul signal. L'alimentation de ce circuit est comprise entre 10 et 20 V et le temps mort généré varie moyennement entre 500 et 750 ns, il est principalement en fonction de la tension d'alimentation et de la température (**Annexe 2**). Le diagramme fonctionnel de ce driver est donné dans la figure IV.4.

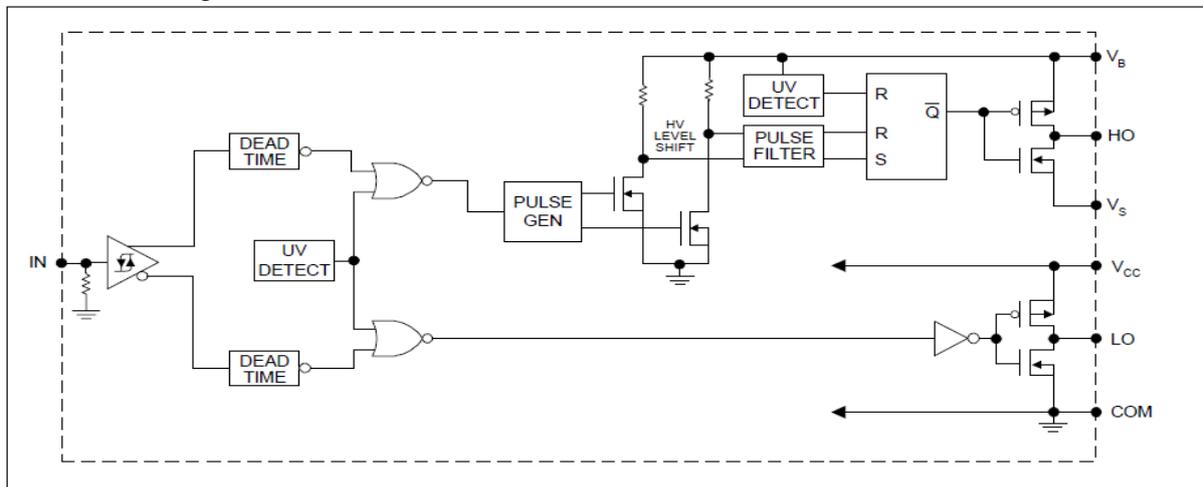


Figure IV. 4. Diagramme fonctionnel du IR2111

La carte comporte aussi des optocoupleurs de type 4N36 (**Annexe 3**) connectés entre les sorties de la dspace et les entrées des drivers, cette partie protège la dspace dans le cas d'un court-circuit ou dans le cas d'un courant très élevé. Une alimentation isolée 12 V /15 V a été réalisée dans le but d'alimenter la carte de commande ainsi que la carte d'allumeurs. La photographie de la carte d'alimentation réalisée est montrée dans la figure suivante :

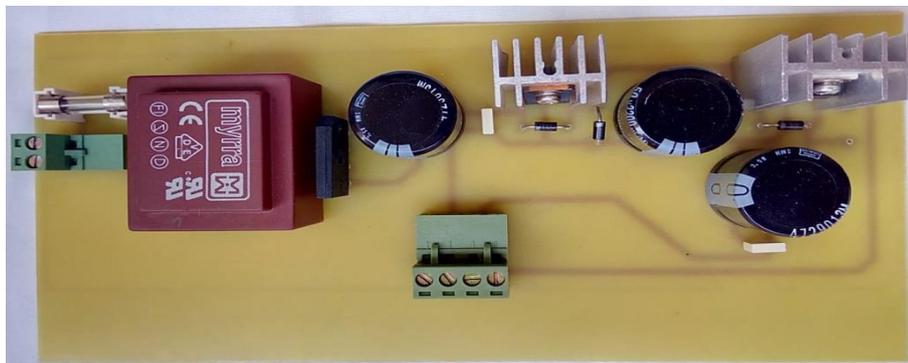


Figure IV. 5. Photographie de la carte d'alimentation 12 V / 15V réalisée

La figure IV.6 montre la carte de commande réalisée.

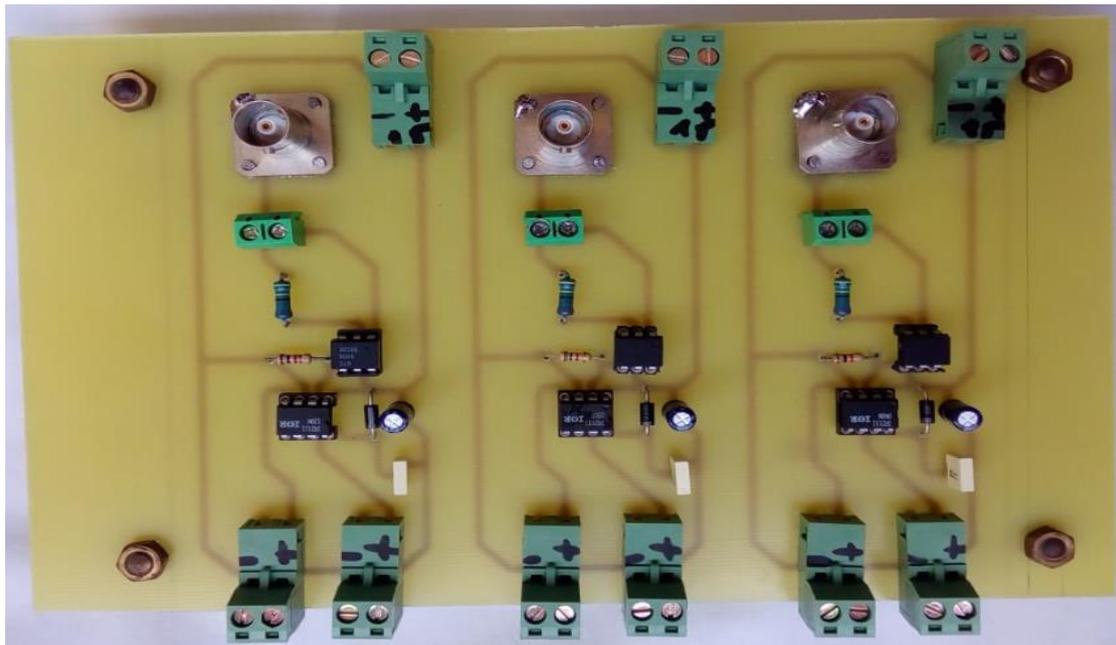


Figure IV. 6. Photographie de la carte de commande réalisée

Dans la figure IV.7, les oscillogrammes des signaux complémentaires pour une amplitude de 5V et d'une fréquence de 20 kHz à la sortie de la carte de commande sont montrés. Nous voyons que le temps mort est de 620ns, ce qui est suffisamment grand pour éviter des courts-circuits dans une cellule. Ce test nous montre le bon fonctionnement de la carte de commande réalisée.

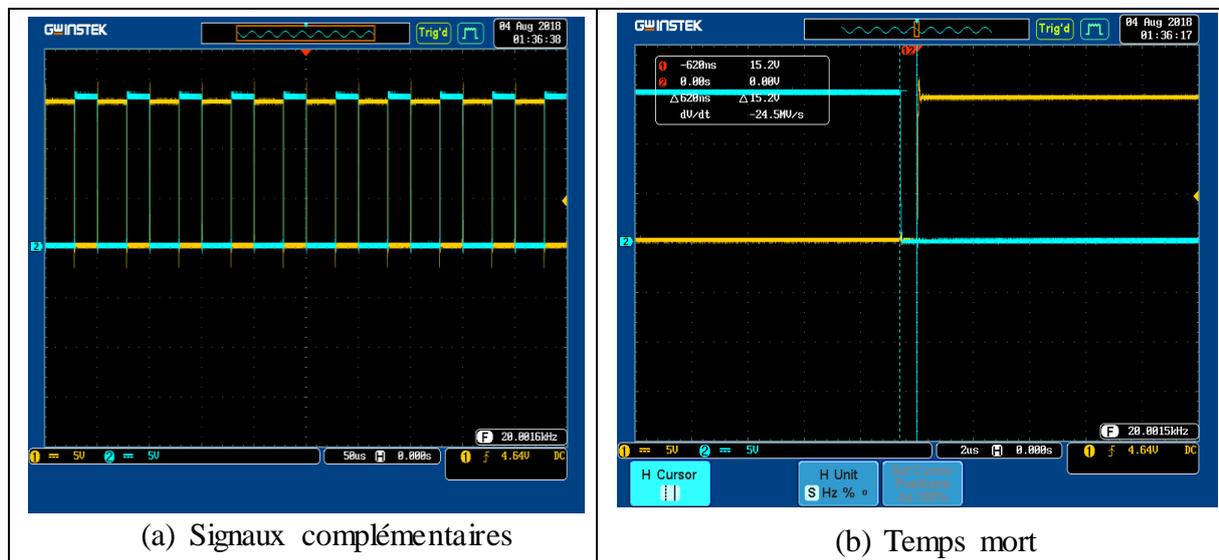


Figure IV. 7. Oscillogrammes des signaux complémentaires et temps mort

Etant donné que les condensateurs sont flottants, les interrupteurs le sont aussi. Il est nécessaire, donc que leurs allumeurs soient flottants. Cela est accompli par une carte d'allumeurs.

Carte d'allumeurs

Cette carte assure une double fonction. D'une part, elle permet que les allumeurs des IGBTs soient flottants, et d'autre part, elle isole la partie commande de la partie puissance, en protégeant la première.

L'isolation est réalisée par les optocoupleurs HCPL-3120 (Figure IV.8), ce circuit a une tension d'isolation de 1500V, sous une tension d'alimentation allant de 15 à 30V et un courant de sortie qui peut atteindre 2A (**Annexe 4**).

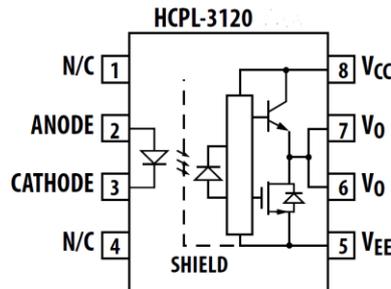


Figure IV. 8. Diagramme fonctionnel du HCPL-3120

Chaque optocoupleur a besoin d'une alimentation flottante. Ces alimentations sont réalisées avec les circuits NMH1215SC (Figure IV.9), ces convertisseurs DC-DC peuvent fournir en sortie des tensions de ± 15 V à partir d'une tension de 12V. Dans notre cas, nous allons prendre les deux tensions pour l'amorçage et la fermeture des interrupteurs.



Figure IV. 9. Photographie du circuit NMH1215SC

La protection de la grille de l'IGBT est nécessaire, donc une résistance est placée à l'entrée de l'IGBT pour minimiser le courant de la grille, on a choisi une résistance de 10Ω . La figure IV.10 montre le schéma principal de l'allumeur.

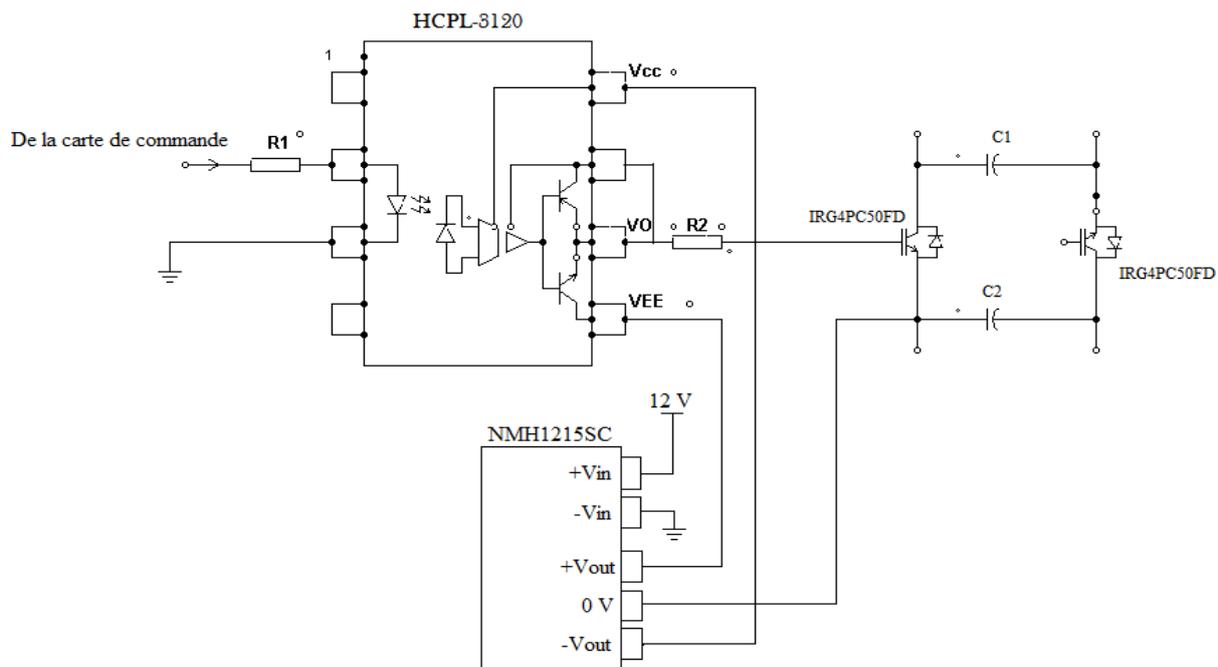


Figure IV. 10. Le schéma principal de l'allumeur

La photo de la carte d'allumeurs réalisée est montrée sur la figure IV.11.

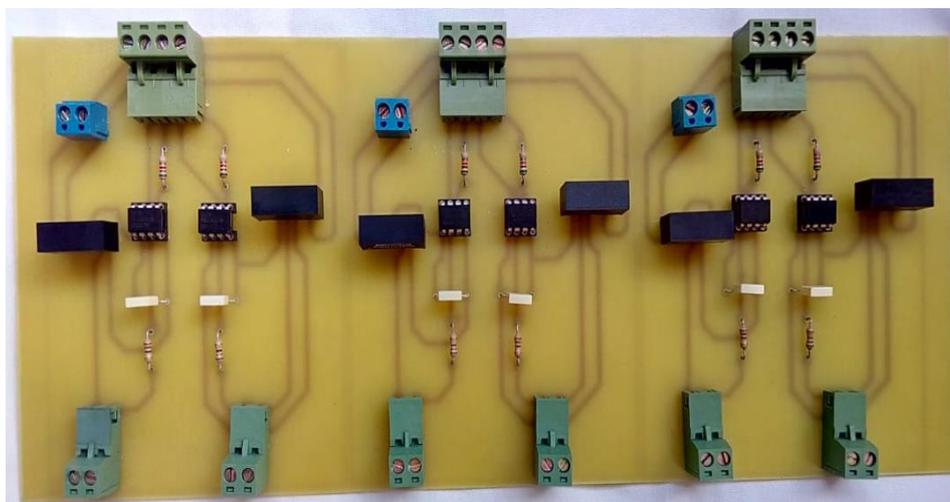


Figure IV. 11. Photographie de la carte d'allumeur réalisée

L'oscillogramme d'un signal à l'une des sorties de la carte d'allumeurs est montré dans la figure IV.12. Nous voyons bien que le signal varie entre +15V et -15V, ces deux états vont contribuer à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de puissance.

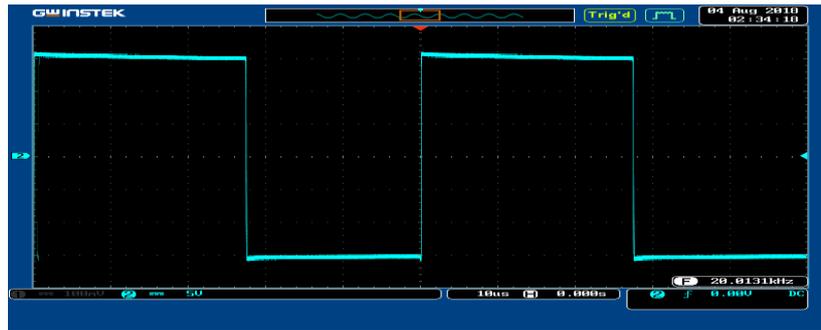


Figure IV. 12. Oscillogramme du signal à la sortie de la carte d'allumeurs

La carte dspace 1104

Les algorithmes de commande nécessitent un traitement relativement complexe qu'il faut exécuter rapidement. Le système de commande numérique dSPACE répond de manière satisfaisante à notre besoin.

Son principal intérêt est de permettre d'écrire l'essentiel de l'algorithme de commande par un schéma blocs sous le logiciel Matlab-Simulink et de pouvoir modifier les paramètres de la commande en cours de fonctionnement [1].

Le pilotage en temps réel des systèmes continus se fait à l'aide d'un PC connecté à la carte dspace DS1104 (Figure IV.15). La programmation se fait à l'aide de l'outil de modélisation Simulink, qui aide à poser le problème d'une manière graphique en utilisant des blocs interconnectés. En fait, beaucoup de systèmes de développement en temps réel à base de DSP viennent maintenant avec une interface à Simulink par laquelle ils peuvent convertir les blocs Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Cela réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le contrôle des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes :

1. Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink
2. Simulation du système.
3. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

Le processeur principal est un MPC8240, avec une horloge de 250MHz. Les caractéristiques de la carte sont données dans le tableau de la figure IV.13 (document constructeur) [2].

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> ■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip ■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> ■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution

Figure IV. 13. Principales caractéristiques du DS1104

La carte DS1104 (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V. Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc...(voir figure IV.14). La carte DS1104 dispose également d'un DSP esclave, le TMS320F240 DSP qui sera utilisé pour générer les signaux PWM [2].

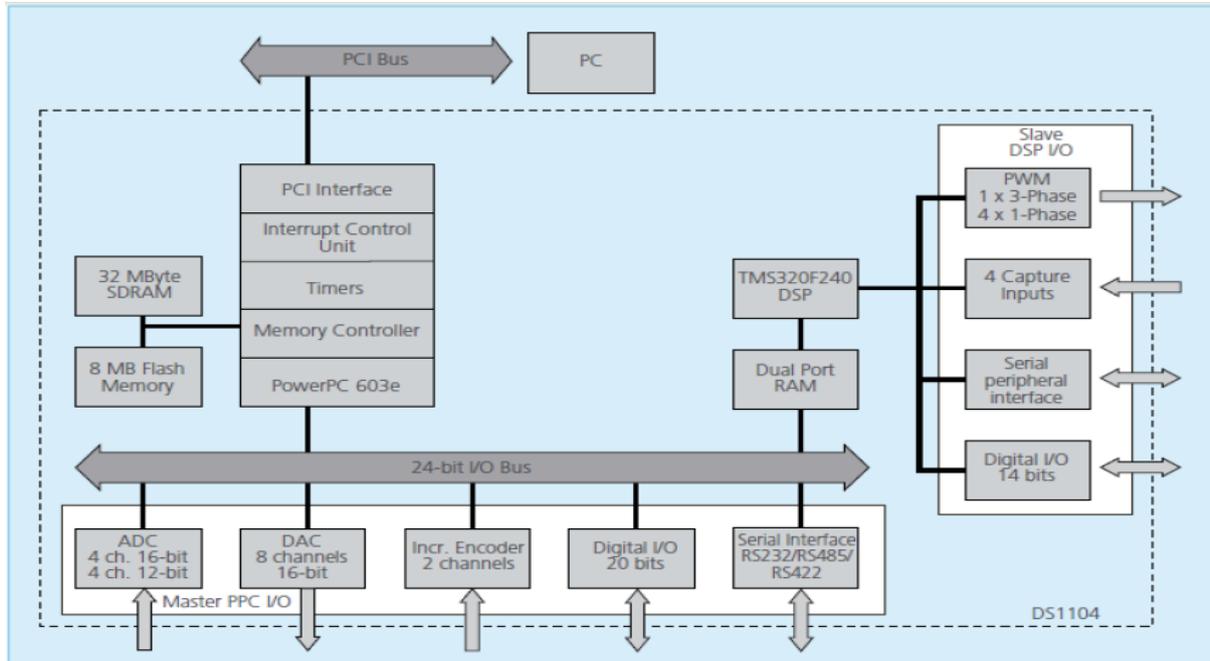


Figure IV. 14. Architecture du DS1104

Le master PPC contrôle deux types de convertisseurs Analogic to Digital Converter :

- Un convertisseur A/D (ADC1) multiplexé pour les signaux (ADCH1 à ADCH4) :
 - Résolution 16-bit
 - Plage de tension ± 10 V
 - Marge d'erreur Offset ± 5 mV
 - Marge d'erreur sur le gain $\pm 0.25\%$
 - Rapport signal sur bruit SNR > 80 dB (at 10 kHz)
- Quatre convertisseurs A/D (ADC2 ... ADC5) pour les signaux (ADCH5 à ADCH8).
Les caractéristiques de ces convertisseurs sont :
 - Résolution 12-bit,
 - Plage de tension d'entrée ± 10 V,
 - Marge d'erreur Offset ± 5 mV,
 - Marge d'erreur sur le gain $\pm 0.5\%$,
 - Rapport signal sur bruit > 70 dB

Lorsqu'on place un bloc ADC dans le programme Simulink, on doit tenir compte du fait que toutes les entrées analogiques à l'entrée du dSPACE sont multipliées par un gain de 0.1 pour avoir des signaux compris en -1V et +1V. Il faut donc multiplier par un gain de 10 toutes les entrées analogiques à chaque fois que l'on utilise les blocs ADC.

Les caractéristiques des canaux « Digital to Analogic » (pour les signaux DACH1 ... DACH8) sont :

- Résolution 16-bit
- Plage de tension des sorties analogiques ± 10 V
- Plage d'erreur Offset ± 1 mV,

- Plage d'erreur sur le gain $\pm 0.1\%$
- Rapport signal sur bruit >80 dB (à 10 kHz)

De même, lorsqu'on place un bloc DAC dans le programme Simulink, on doit diviser par un gain de 10 pour avoir des signaux compris en -1V et +1V, [2].



Figure IV. 15. Illustration du Panneau de contrôle CP1104

IV.2.3 La partie mesure

Dans notre application nous aurons besoin de récupérer les deux grandeurs tensions et courant. Dans ce but une carte de mesures a été réalisée (figure IV.18). Le courant de charge est mesuré grâce à un capteur à effet Hall (LEM LA-55P), dont les caractéristiques se trouvent dans l'annexe 5. Ce capteur a une bande passante de 200 kHz et un rapport de conversion de 1/1000.

La figure (IV.16) présente la mise en œuvre de la mesure.

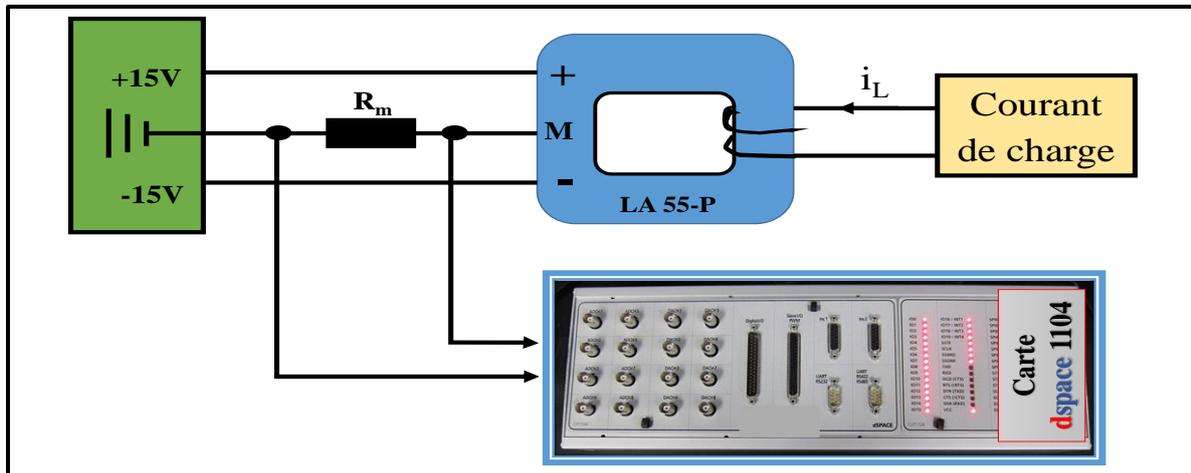


Figure IV. 16. La mise en œuvre de la mesure avec le LA-55P

Les tensions aux bornes des condensateurs, sont mesurées grâce à un capteur à effet Hall (LEM LV-25P), dont les caractéristiques se trouvent dans l'annexe 6. Ce capteur a un temps de réponse de $40\mu s$ et un rapport de conversion entre 1000: 2500. La figure IV.17 donne le schéma de principe de la mesure.

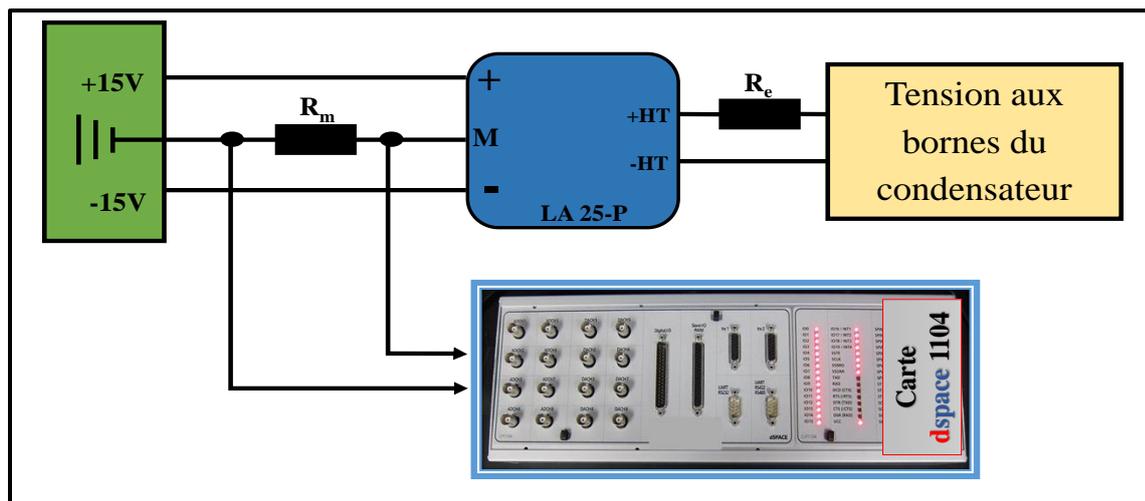


Figure IV. 17. La mise en œuvre de la mesure avec le LA-25P



Figure IV. 18. Photographie de la carte de mesure réalisée

La photographie du montage du banc d'essai est montrée sur la figure suivante :

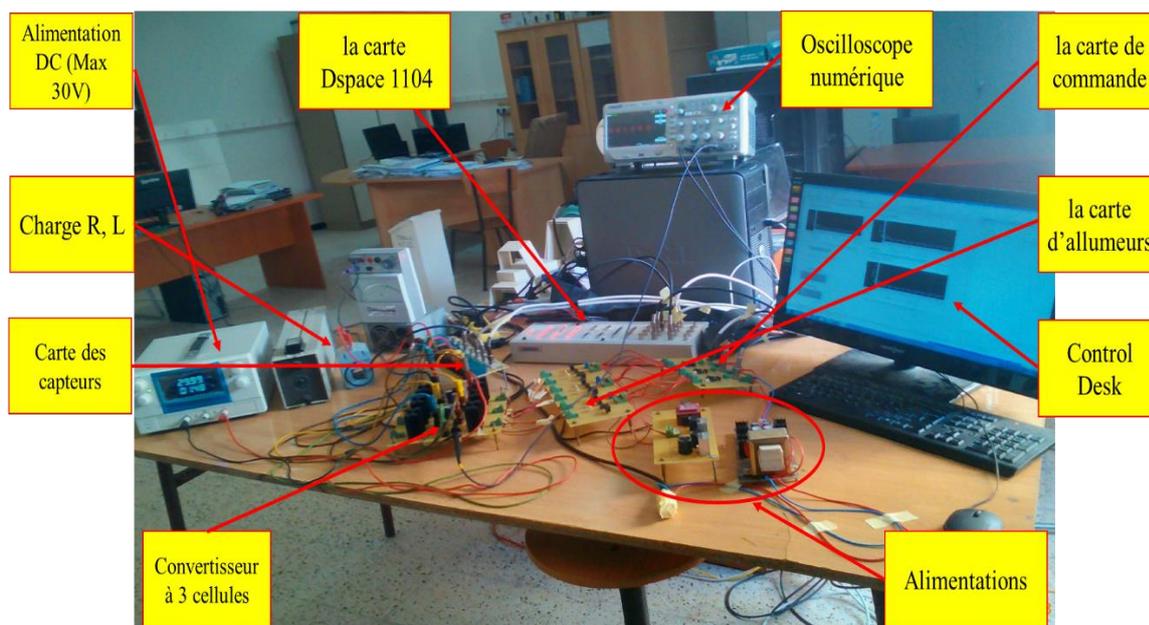


Figure IV. 19. Photographie du banc d'essai (Laboratoire LATAGE)

IV.3 Test de validation du banc d'essai

Dans cette partie, nous allons appliquer la commande MLI sur le convertisseur à trois cellules afin de valider le bon fonctionnement du banc d'essai.

Les paramètres utilisés dans ce test sont regroupés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeur
Tension d'entrée E	30 V
Résistance R	10 Ω
Inductance L	2 mH
Capacités C_1 et C_2	47 μF
Fréquence de découpage f_{dec}	18 kHz

Tableau IV.1. Les valeurs des paramètres utilisés

La figure IV.20 montre l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs, le courant de référence est égal à 1.5 A. Les tensions V_{C1} et V_{C2} convergent vers les valeurs de l'état d'équilibre, qui sont respectivement 10 V et 20 V.

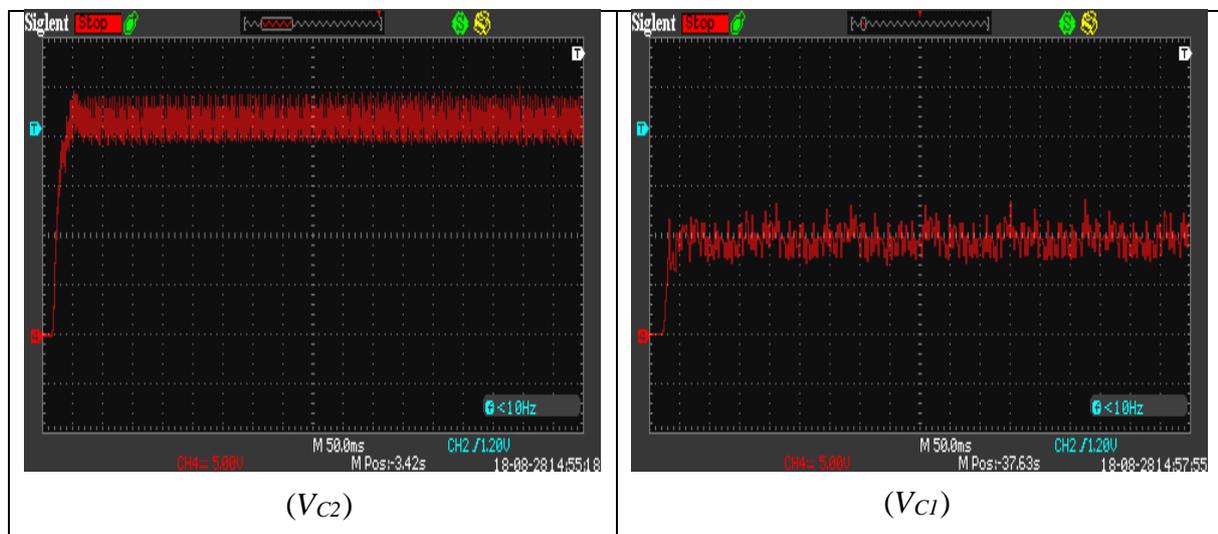


Figure IV. 20. Tensions aux bornes des condensateurs flottants

La figure IV.21 montre l'évolution du courant de charge ainsi que la tension de sortie.

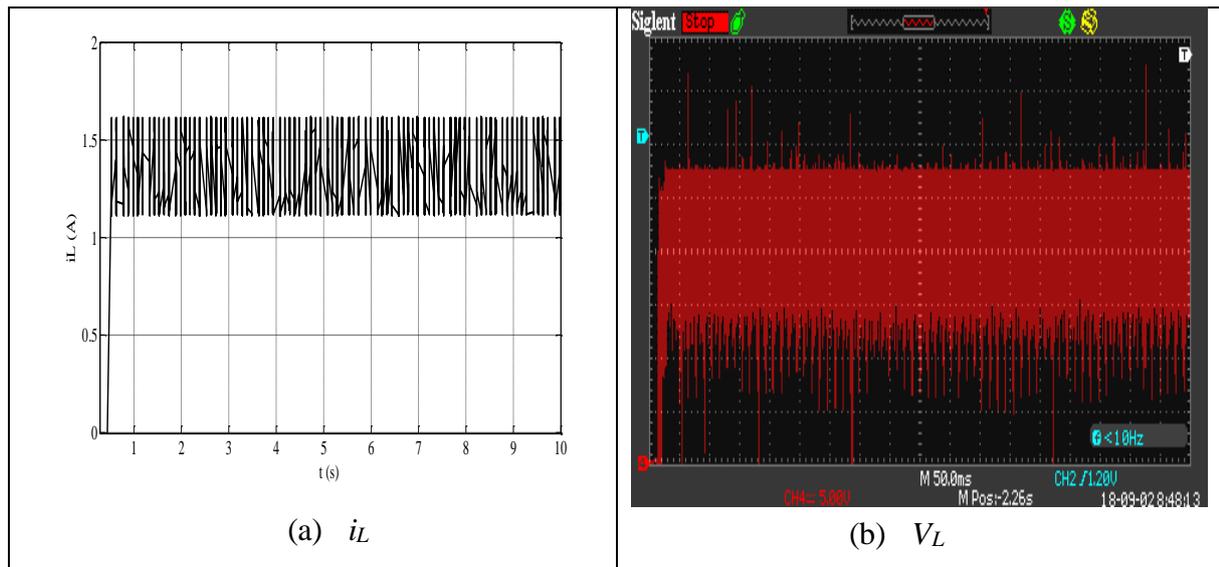


Figure IV. 21. Evolution du courant de charge (a) et de la tension de charge (b)

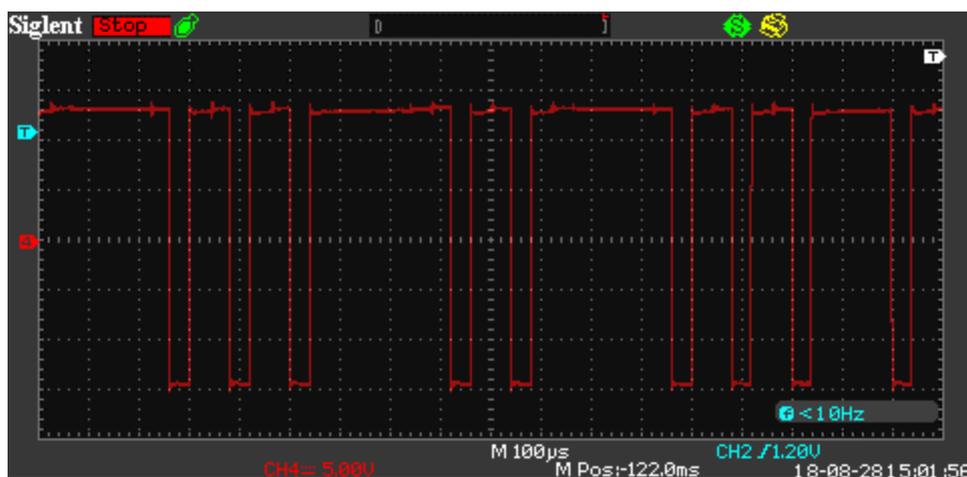


Figure IV. 22. Signal de commande de la première cellule

Les résultats obtenus montrent un comportement satisfaisant de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs, ces dernières convergent vers leur valeurs souhaitées ($E/3 = 10$ V et $2E/3 = 20$ V). En revanche, ces tensions présentent des ondulations importantes en régime permanent.

Le courant de charge lui-même oscille autour de la référence ($i_{Lref} = 1.5$ A). On remarque que ce dernier est plein de chattering.

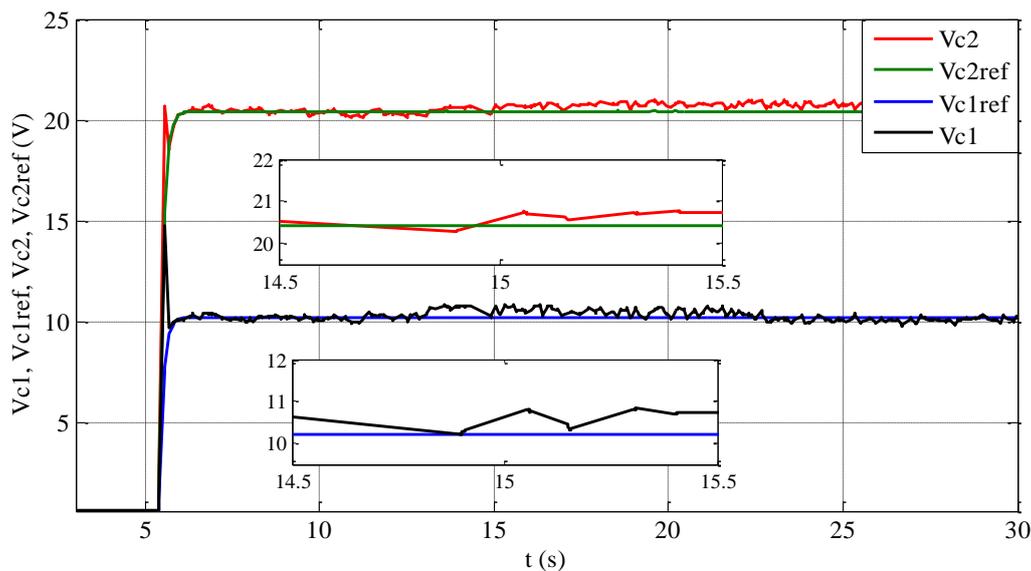
IV.3.1 Validation et comparaison de la commande par modulation des rapports cycliques associée à un régulateur flou et la commande par modes glissants

Afin de mettre en évidence les performances des lois de commandes proposées, nous avons effectué une validation expérimentale et une étude comparative entre la commande par modulation des rapports cycliques, associée à un régulateur flou pour le contrôle du courant de charge et la commande par modes glissants. Un test de robustesse par variation de la résistance a également été réalisé pour les deux approches. Les paramètres et le signal de référence du courant sont identiques pour les deux commandes. Afin de mettre en évidence l'efficacité de la stratégie proposée, des essais expérimentaux ont été réalisés sur la plateforme du convertisseur à trois cellules. Ici, nous prenons $E = 30\text{V}$. La partie mesure est composée de capteurs de tensions pour les condensateurs flottants et un capteur de courant pour mesurer le courant circulant dans la charge. Un filtre passe-bas a été ajouté sur le modèle Simulink afin de limiter le bruit de mesure. Afin d'obtenir une bonne résolution, la période d'échantillonnage, pour la carte dspace 1104, a été choisie égale à $3 \cdot 10^{-5}$ s. La charge est composée d'une inductance et d'une résistance en montage série : $R = 10\Omega$, $L = 2$ mH.

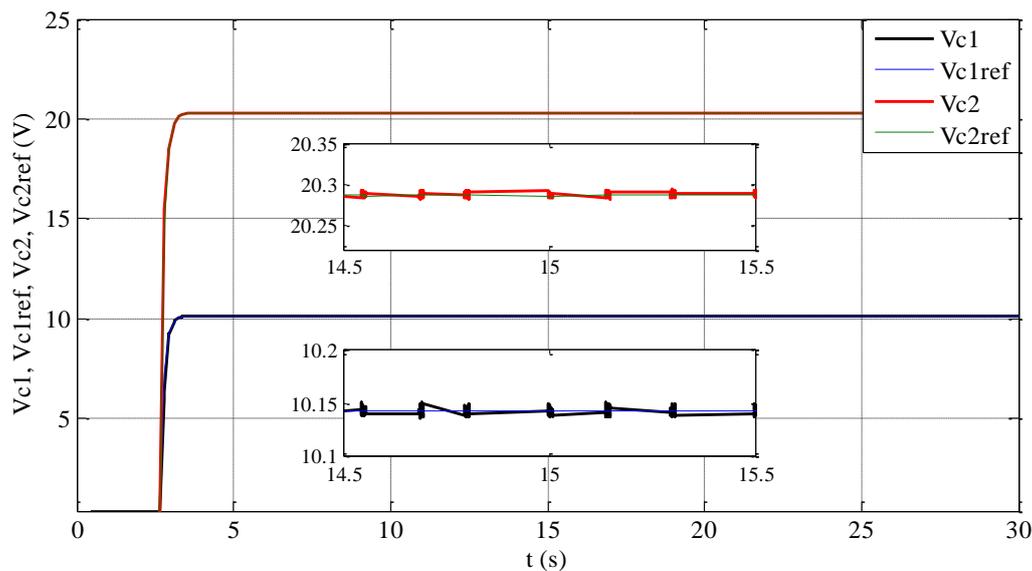
1^{er} test :

Dans ce test le courant de charge et la tension de bus sont maintenus fixes ($i_L = 1.5$ A, $E = 30$ V). Les figures IV.23 et IV.24 montrent l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs V_{C1} et V_{C2} et du courant de charge i_i pour les deux commandes.

On voit bien que les tensions V_{C1} et V_{C2} convergent et se stabilisent autour des valeurs de référence 10 V et 20 V. On peut remarquer la présence des ondulations sur ces tensions avec la commande par MRC. En revanche la commande par modes glissants a donné des résultats plus intéressants, puisque ces ondulations ont été supprimées.



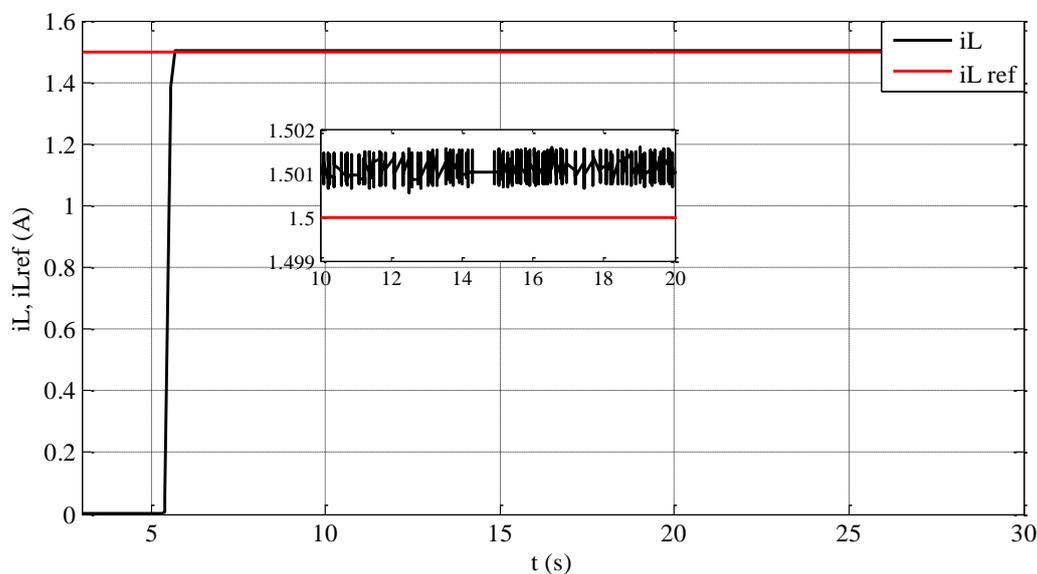
(a)



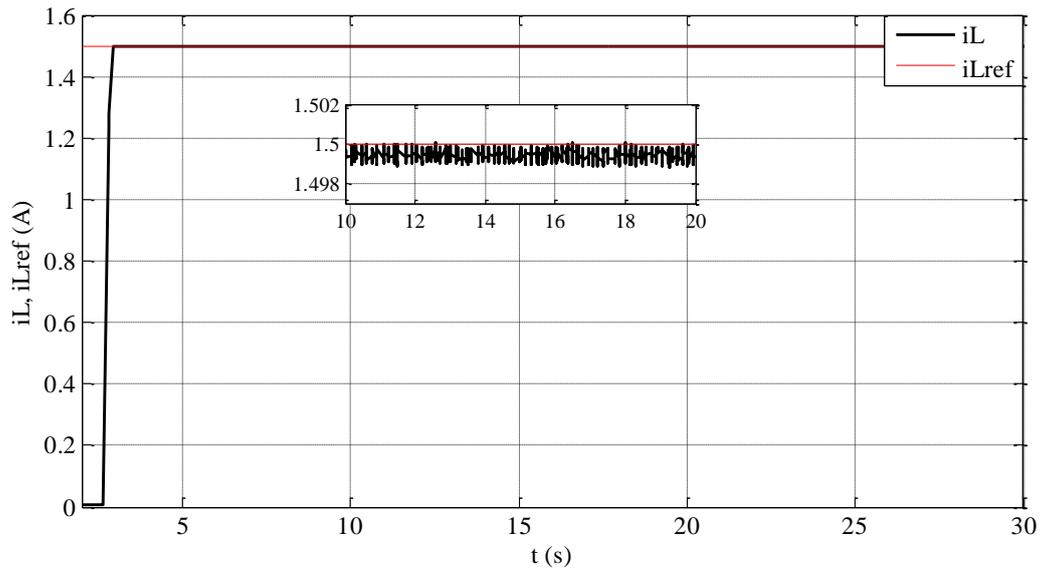
(b)

Figure IV. 23. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs :
 (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants

Les deux commandes assurent un bon suivi du courant de charge, avec une erreur négligeable comme le montre la figure IV.24.



(a)

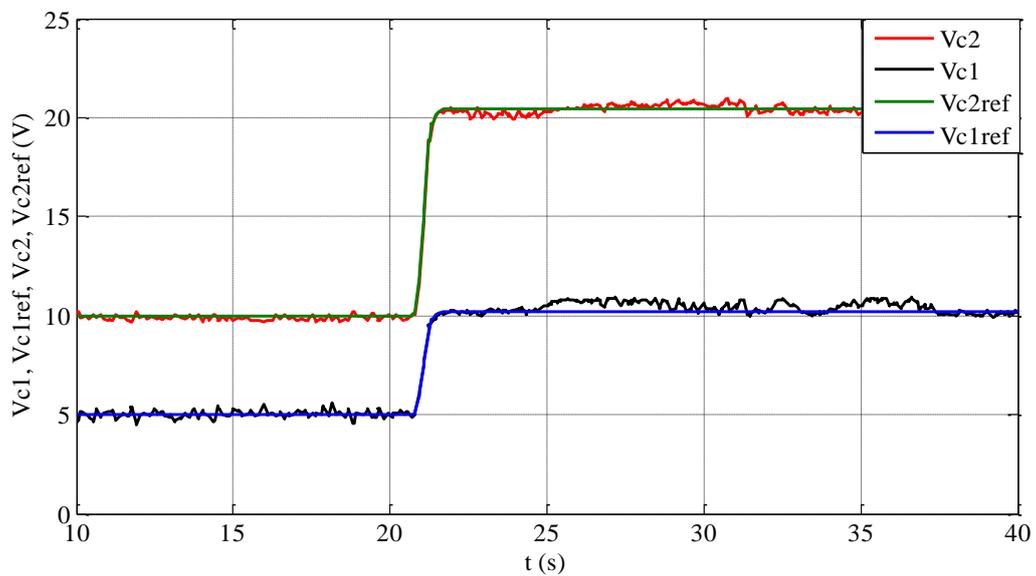


(b)

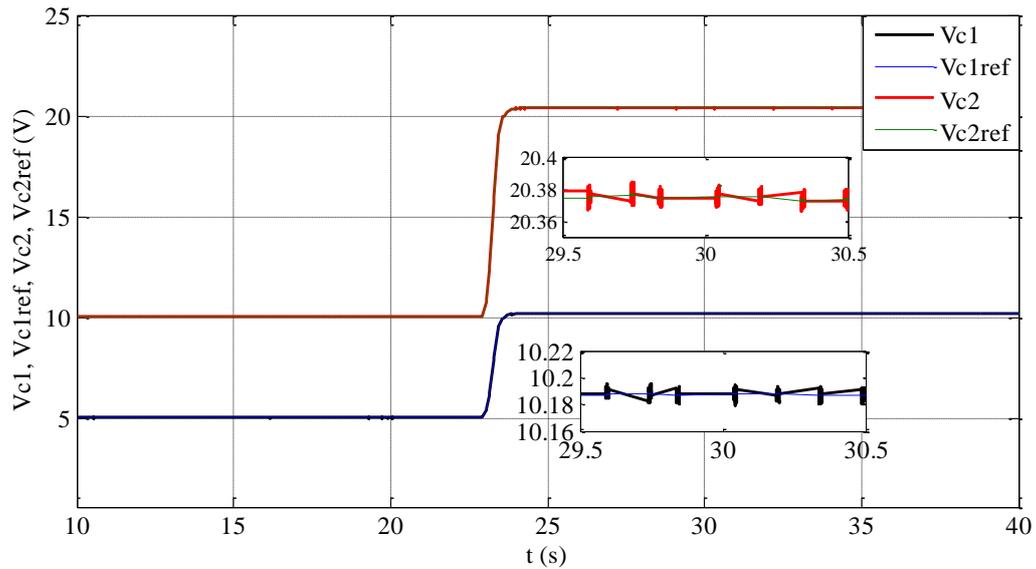
Figure IV. 24. Evolution du courant de charge :
 (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants

2^{ème} test :

Dans ce test, la tension E est initialement réglée à 15 V et le courant de référence est fixé à 0.5 A. Dès que les tensions des capacités se stabilisent aux valeurs souhaitées, nous varions manuellement la tension E à 30 V.



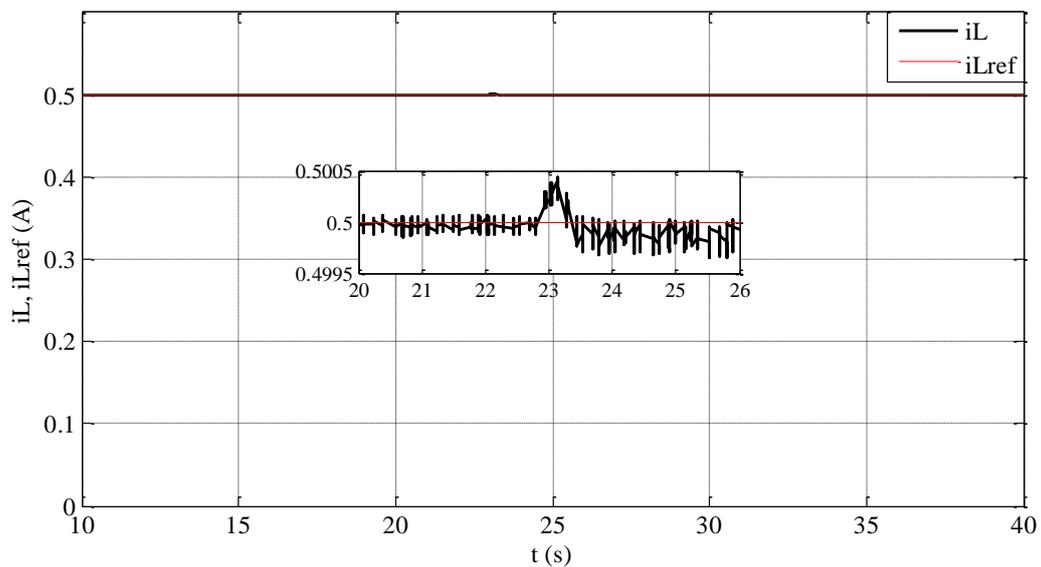
(a)



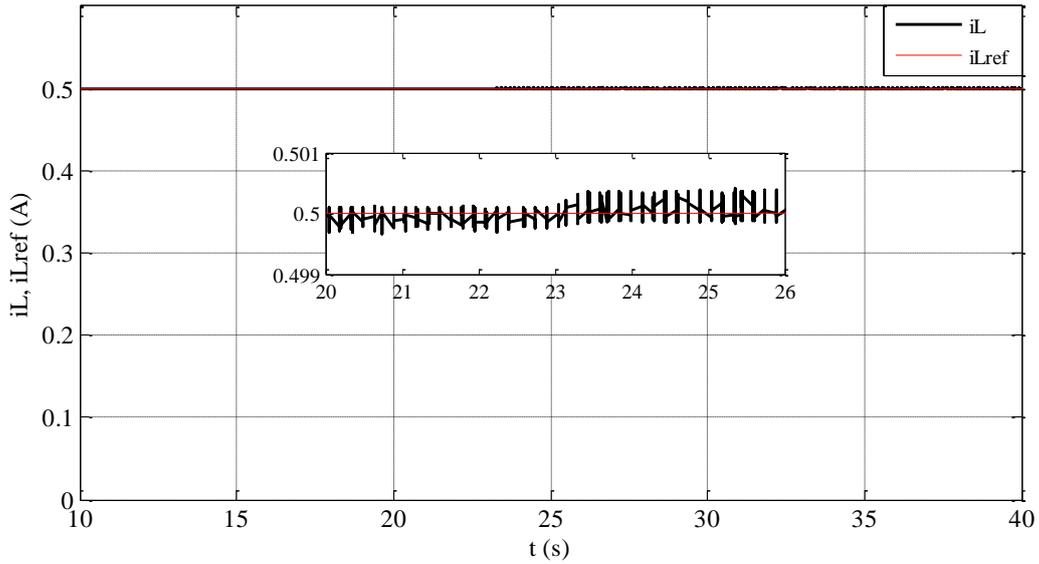
(b)

**Figure IV. 25. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs :
 (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants
 (Variation de la tension de bus)**

Comme on peut le voir, les deux commandes assurent une convergence rapide vers les nouvelles références. La commande par modes glissants assure une bonne attractivité des tensions flottantes quelle que soit la référence.



(a)



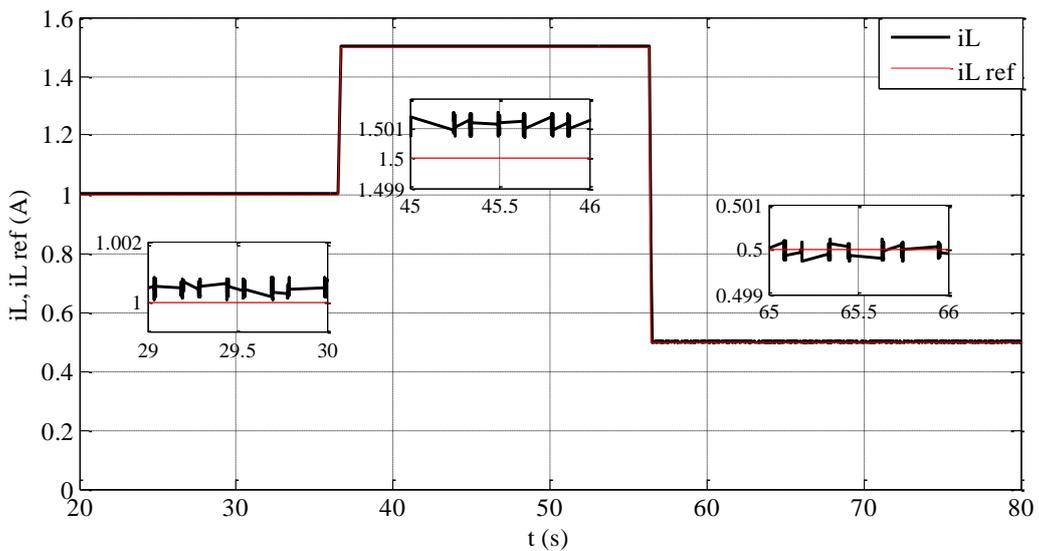
(b)

Figure IV. 26. Evolution du courant de charge :
 (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants
 (Variation de la tension de bus)

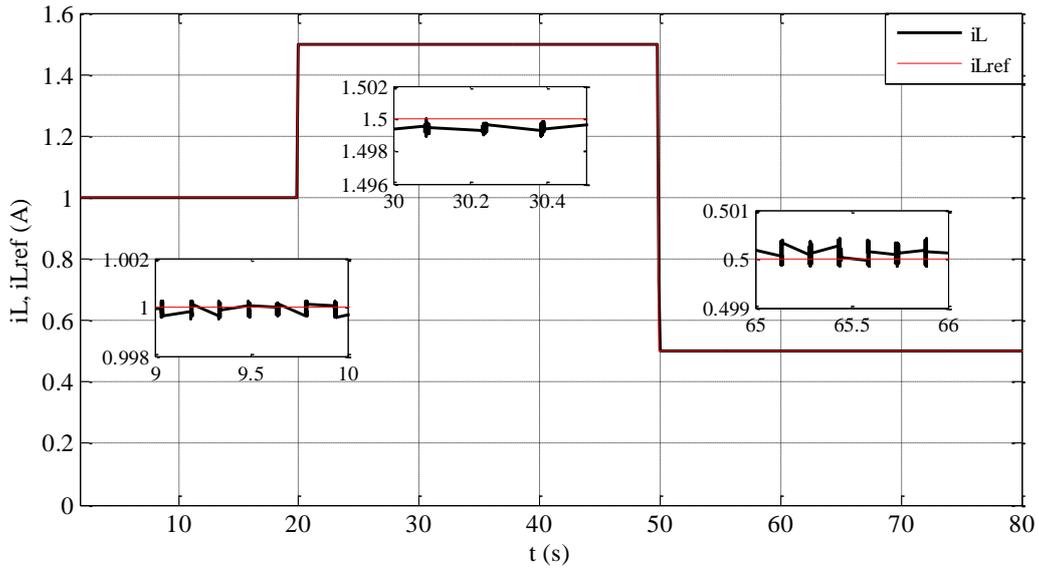
On peut constater un petit pic au niveau du courant de charge sur le résultat obtenu par la commande de modulation des rapports cycliques au moment de l'application de la perturbation, par contre ce pic est éliminé en utilisant la commande par modes glissants.

3^{ème} test :

Ce test consiste à faire une variation du courant de référence. Le courant sera initialement fixé à la valeur de 1 A, puis il prendra une nouvelle référence de 1.5 A et à la fin il se stabilise à la valeur de 0.5 A.



(a)

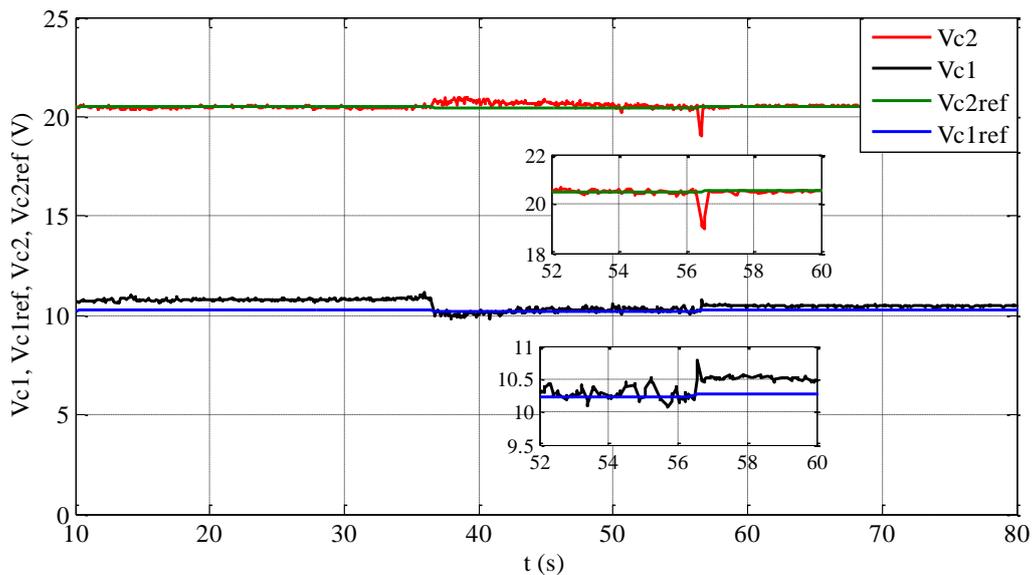


(b)

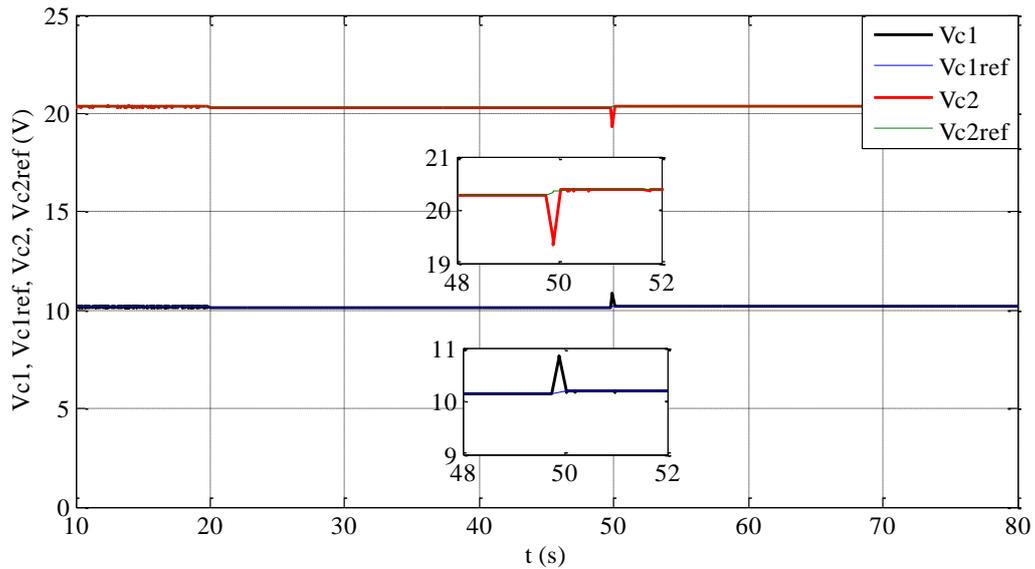
Figure IV. 27. Evolution du courant de charge :
(a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants
(Variation du courant de charge)

La figure IV.27 illustre le bon suivi des différentes références attribuées pour le courant de charge. La commande par modes glissants assure une erreur permanente nulle pour les valeurs de référence 1 A et 0.5 A.

On peut remarquer que les tensions sont bien maintenues à leurs valeurs de références, avec une présence des petits pics à l'instant du passage à la valeur 0.5 A. Des petits dépassements sur les tensions en utilisant la commande par MRC sont obtenus.



(a)

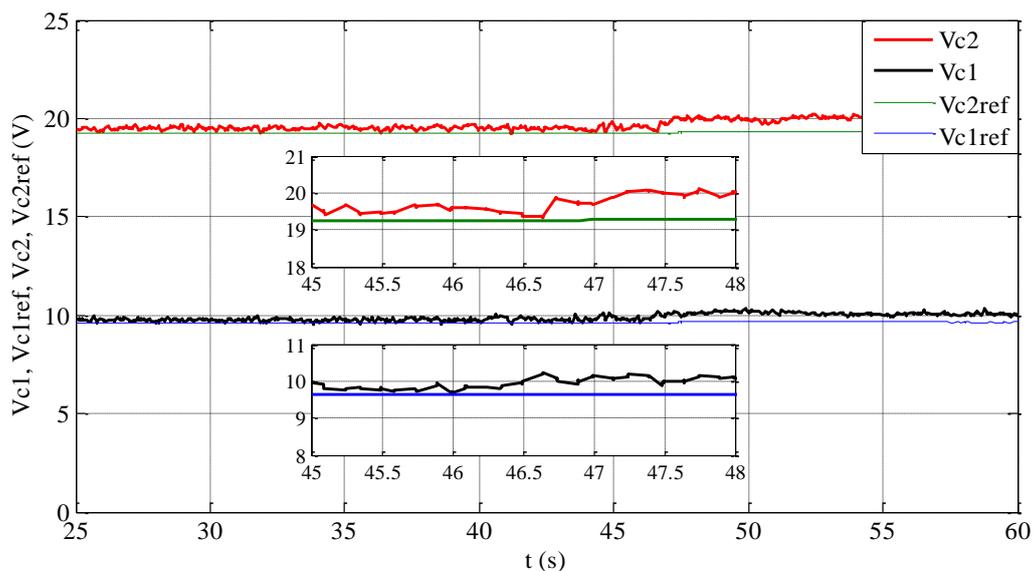


(b)

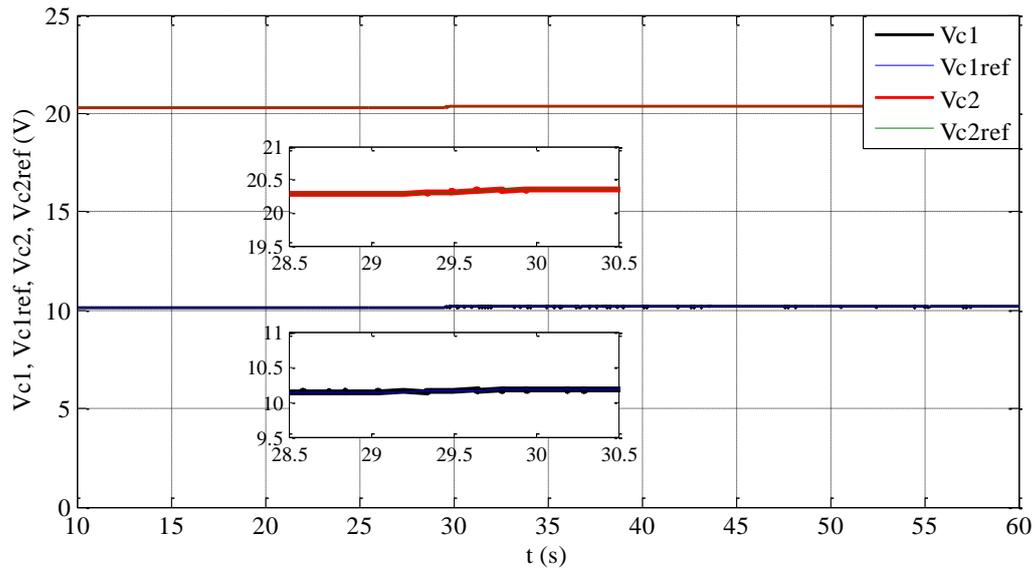
Figure IV. 28. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs :
 (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants
 (Variation du courant de charge)

4^{ème} test :

Afin de tester la robustesse des lois de commandes proposées, nous effectuons une variation brutale de la résistance de la charge. Cette dernière changera brusquement de -80 % de sa valeur initiale.



(a)

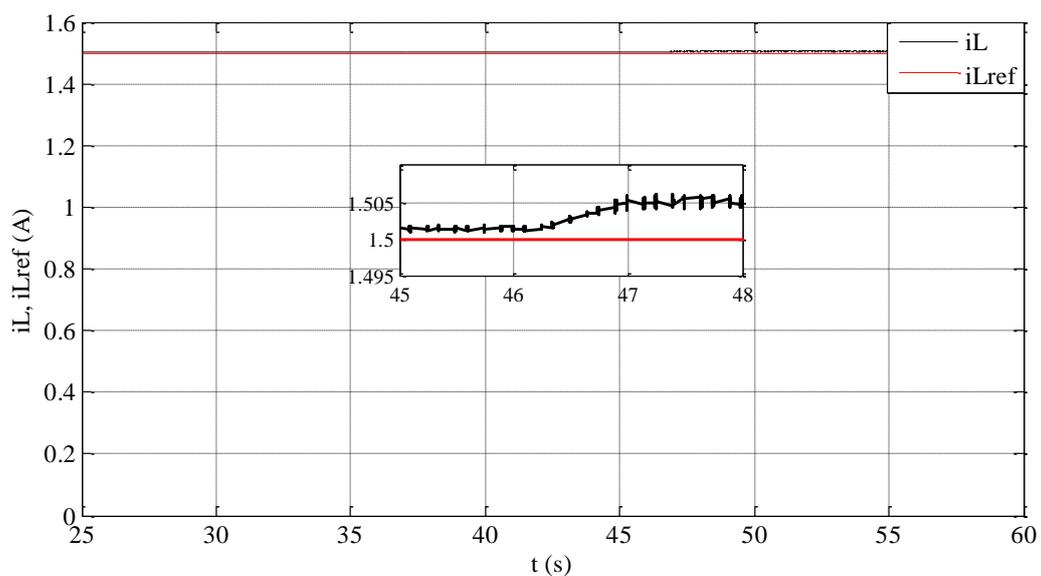


(b)

**Figure IV. 29. Evolution des tensions aux bornes des condensateurs :
 (a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants
 (Variation de la résistance de charge)**

Les résultats obtenus avec la commande de MRC montrent une légère augmentation sur les amplitudes des tensions et du courant de charge après la variation de la résistance.

On voit bien que les tensions et le courant sont bien maintenus à leurs références après cette variation, en utilisant la commande proposée par modes glissants.



(a)

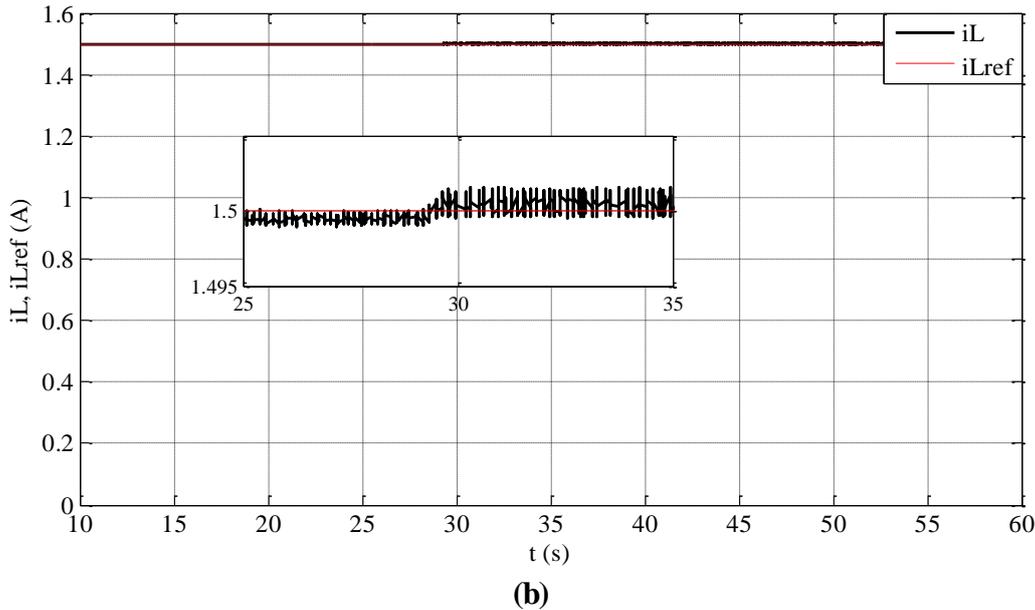


Figure IV.30. Evolution du courant de charge :
(a) Modulation des rapports cycliques, (b) Modes glissants (Variation de la résistance de charge)

Les résultats pratiques montrent la robustesse de la commande par modes glissants vis-à-vis la variation de la charge par rapport à la commande par MRC.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes parties de la maquette réalisée au laboratoire de recherche LATAGE, sont présentées. Cette maquette est conçue pour être gérée par une carte dspace 1104. Elle peut être utilisée dans le cadre de la recherche. Le convertisseur est muni de trois cellules de commutations et des condensateurs de capacité $47\mu\text{F}$. Les différents signaux de commande, de mesure et de puissance sont correctement isolés. L'ensemble des capteurs (tension et courant), permettra l'expérimentation des approches théoriques développées.

La commande naturelle MLI a été testée sur le banc d'essais afin de valider le bon fonctionnement de ce dernier. Puis une validation de la commande par modulation des rapports cycliques et la commande par modes glissants ont été validées.

Les résultats obtenus confirment les bonnes performances de ces commandes, et cela valide les résultats que nous avons obtenus théoriquement.

Bibliographie

- [1] K. Benmansour, "Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride", Thèse de doctorat, Cergy-Pontoise, 2009.
- [2] A. Darkawi, "Initiation au système dSPACE, de l'interface RTI dans Simulink et de ControlDesk Next Generation 5.4 version 2.0", support de cours, système dspace, École d'ingénieurs de l'université de Nantes. France. 2016.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans les travaux de recherche menés au sein du laboratoire LATAGE sur la commande des convertisseurs de puissances et sur la qualité d'énergie. Ce travail est consacré à la commande de la structure multicellulaire série.

L'objectif principal des travaux réalisés a été l'étude et la mise en œuvre de lois de commande dédiées aux convertisseurs multicellulaires série avec ses deux modes de fonctionnement soit en hacheur ou en onduleur, afin de satisfaire d'une part les contraintes en tension appliquées sur les différents interrupteurs et d'autre part un contrôle robuste du courant de charge, le troisième objectif est d'assurer un THD le plus faible possible du courant de charge pendant le fonctionnement onduleur. Ces objectifs nous ont conduits à étudier diverses lois de commande utilisant le modèle moyen du convertisseur pour certaines d'entre elles et certaines commandes directes comme le mode glissant. Après avoir effectué différents tests de performances pour chacune des solutions envisagées, nous avons réalisé une synthèse sous forme de tableaux permettant de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chaque commande.

Dans la première étude de ce travail, nous avons tout d'abord présenté un état de l'art sur les convertisseurs multiniveaux. Ensuite nous avons mis en avant le convertisseur multicellulaire série en présentant les problématiques liées au convertisseur. De plus nous avons présenté les différents modèles qui sont nécessaires pour la commande du convertisseur.

Dans la deuxième partie, nous avons étudié trois commandes basées sur le modèle moyen, en premier lieu une commande du convertisseur en boucle ouverte a été appliquée, elle est basée sur la commande MLI dite naturelle. Nous avons appliqué cette commande sur différentes structures de convertisseurs, en hacheur, en onduleur à point milieu monophasé et triphasé. Cette commande a donné des résultats satisfaisants mais avec une dynamique lente et des ondulations importantes durant le régime permanent. On a montré aussi que cette commande est très sensible vis-à-vis la variation de la charge.

Avec ces inconvénients, il est intéressant d'appliquer des commandes en boucle fermée afin d'améliorer les performances du convertisseur multicellulaire. Deux commandes basées sur le modèle moyen qui sont découplantes ont été appliquées sur le convertisseur avec ces deux mode de fonctionnement, la toute première c'est la méthode de linéarisation entrées/sorties. Cette commande nous permet par une transformation algébrique de découpler chaque variable d'état les unes par rapport aux autres. La deuxième méthode c'est une méthode basée sur la modulation des rapports cycliques. En premier lieu, une commande proportionnelle avait pour objectif unique d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs, un gain a été introduit sur chaque variable afin de limiter la saturation des signaux de commande dans la phase de démarrage du convertisseur. Puis, nous avons associé un régulateur flou afin de doubler l'objectif de cette commande en assurant même un contrôle parfait du courant de charge. Avec un fonctionnement en fréquence fixe, ces commandes ont donné de bonnes formes spectrales des grandeurs de sortie avec un très bas THD.

La troisième partie était consacrée pour la commande directe du convertisseur, la première commande proposée est une commande basée sur le mode glissant démarrant du théorème de stabilité de Lyapunov. Elle nous a permis d'obtenir de très bonnes performances en transitoire et une grande robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Cependant, on a constaté lors d'un fonctionnement onduleur que cette commande est moins intéressante que les commandes

basées sur la MLI en termes de qualité des signaux de sorties et de THD puisque cette commande présente des chatterings.

Du fait que le convertisseur multicellulaire est un système non linéaire hybride qui possède une partie continue et une autre discontinue, on a utilisé une autre méthode qui est directe pour la commande du convertisseur multicellulaire basée sur les réseaux de Petri. Cette technique est parmi les outils puissants pour la modélisation et le contrôle de tels systèmes qui ont des discontinuités dans leurs modèles mathématiques.

Premièrement, un contrôleur par réseaux de Petri a été proposé pour le cas d'un hacheur à deux cellules. Le but de ce contrôleur est de résoudre à la fois le suivi du courant de charge et l'équilibrage du condensateur flottant suivant une méthodologie par hystérésis en respectant particulièrement les tolérances des erreurs du courant et de la tension flottante.

Dans un second temps, une commande en cascade avec deux RdPs a été appliquée pour la commande d'un hacheur à trois cellules. Le premier RdPs met en œuvre la stratégie de contrôle du courant de charge, tandis que le second RdPs a pour but de réguler la tension des condensateurs flottants. Le régulateur de tension reçoit la référence de niveau de tension de la commande de courant (modélisé par la première RdPs), et l'état de charge de chaque condensateur. Utilisant la redondance des états de commutation, le régulateur de tension entraîne directement le convertisseur de maintenir l'équilibre de tension de condensateurs flottants et d'assurer le niveau de tension demandé par le régulateur de courant. Pour la régulation du courant de charge, une méthode d'hystérésis est utilisée. Une bande de fonctionnement est prévue de telle sorte que le courant de charge soit à l'intérieur de cette bande.

Les résultats de simulation des deux méthodes ont montré de bonnes performances du régulateur proposé en termes de suivi de courant et d'équilibrage de la tension malgré les perturbations appliquées.

Dans la même partie un algorithme hybride pour la commande d'un hacheur à deux cellules afin de conduire un moteur à courant continu à excitation séparée a été synthétisé. Ce contrôleur est composé de deux parties, la première partie est réalisée par un régulateur PI, son but est d'assurer la régulation de la vitesse du moteur et la deuxième est une commande directe des interrupteurs. Elle est conçue à l'aide des réseaux de Petri, elle veille en même temps à la régulation de la tension du condensateur flottant autour des points de fonctionnement et du courant d'induit du moteur. Les résultats de simulation ont permis de mettre en évidence les performances et la robustesse de la loi de commande proposée.

Dans la dernière partie, nous avons exposé les différentes parties du banc d'essai expérimental réalisé, telle que la partie commande qui comporte essentiellement la carte dspace 1104, la partie puissance et la partie mesure.

La commande MLI a été testée en premier pour valider le bon fonctionnement du convertisseur réalisé. Ensuite la commande par modulation des rapports cycliques liée à un régulateur flou et la commande par mode glissant ont été implémentées avec succès. Les résultats obtenus montrent les bonnes performances des commandes proposées.

Les perspectives à l'issue de ces travaux de thèse sont multiples, on peut citer :

- Le développement des stratégies de commandes basées sur les observateurs.
- Intégration du convertisseur multicellulaire dans des applications liées aux énergies renouvelables.
- Réalisation d'un onduleur triphasé pour la conduite des machines à courant alternatif.

Annexes

Annexe 1: Datasheet IGBT IRG4PC50FD

PD 91469B

International
IR Rectifier

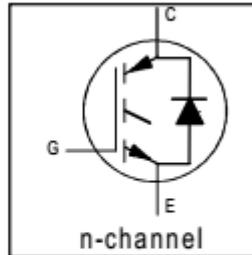
IRG4PC50FD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Fast CoPack IGBT

Features

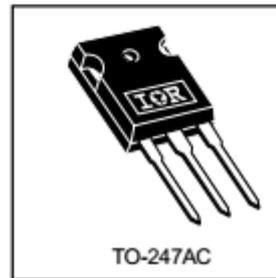
- Fast: Optimized for medium operating frequencies (1-5 kHz in hard switching, >20 kHz in resonant mode).
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(on)typ.} = 1.45V$
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 39A$

Benefits

- Generation -4 IGBT's offer highest efficiencies available
- IGBT's optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBT's . Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	70	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	39	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	280	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	280	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	25	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	280	V
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}			
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	-----	-----	0.64	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	-----	-----	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
Wt	Weight	-----	6 (0.21)	-----	g (oz)

IR2111(S) & (PbF)

HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Matched propagation delay for both channels
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Also available LEAD-FREE

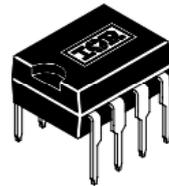
Description

The IR2111(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with dependent high and low side referenced output channels designed for half-bridge applications. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic input is compatible with standard CMOS outputs. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Internal deadtime is provided to avoid shoot-through in the output half-bridge. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

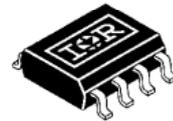
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	200 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	750 & 150 ns
Deadtime (typ.)	650 ns

Packages

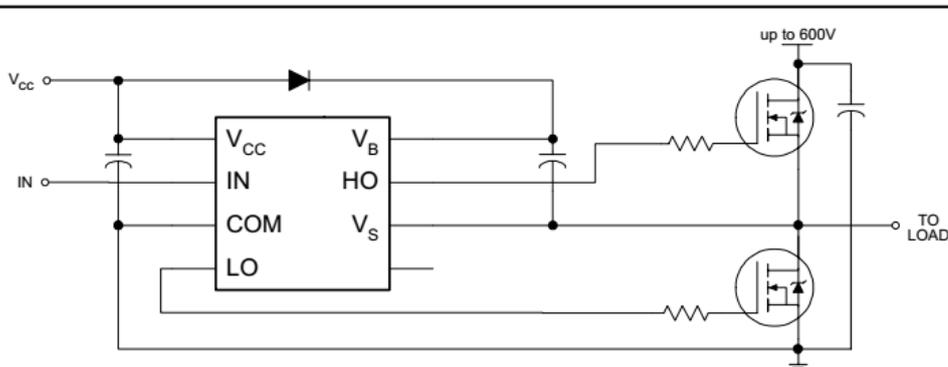


8-Lead PDIP



8-Lead SOIC

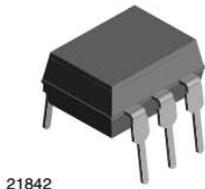
Typical Connection



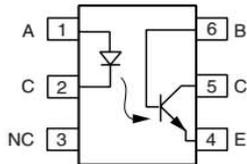
(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.



Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection



21842



FEATURES

- Isolation test voltage 5000 V_{RMS}
- Interfaces with common logic families
- Input-output coupling capacitance < 0.5 pF
- Industry standard dual-in-line 6 pin package
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



RoHS COMPLIANT

APPLICATIONS

- AC mains detection
- Reed relay driving
- Switch mode power supply feedback
- Telephone ring detection
- Logic ground isolation
- Logic coupling with high frequency noise rejection

DESCRIPTION

Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

AGENCY APPROVALS

- Underwriters laboratory file no. E52744
- BSI: EN 60065:2002, EN 60950:2000
- FIMKO; EN 60065, EN 60335, EN 60950 certificate no. 25156

ORDER INFORMATION	
PART	REMARKS
4N35	CTR > 100 %, DIP-6
4N36	CTR > 100 %, DIP-6
4N37	CTR > 100 %, DIP-6

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1)				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Reverse voltage		V _R	6	V
Forward current		I _F	50	mA
Surge current	t ≤ 10 μs	I _{FSM}	1	A
Power dissipation		P _{diss}	70	mW
OUTPUT				
Collector emitter breakdown voltage		V _{CEO}	70	V
Emitter base breakdown voltage		V _{EBO}	7	V
Collector current	t ≤ 1 ms	I _C	50	mA
		I _C	100	mA
Power dissipation		P _{diss}	70	mW
COUPLER				
Isolation test voltage		V _{ISO}	5000	V _{RMS}
Creepage			≥ 7	mm
Clearance			≥ 7	mm
Isolation thickness between emitter and detector			≥ 0.4	mm



2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120

Features

- **2.0 A Minimum Peak Output Current**
- **15 kV/μs Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500\text{ V}$**
- **0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive**
- **$I_{CC} = 5\text{ mA}$ Maximum Supply Current**
- **Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis**
- **Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts**
- **500 ns Maximum Switching Speeds**
- **Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C**
- **Safety Approval**
UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577
CSA Approval
VDE 0884 Approved with $V_{FORM} = 630\text{ V peak}$ (Option 060 only)

Applications

- **Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive**
- **AC and Brushless DC Motor Drives**

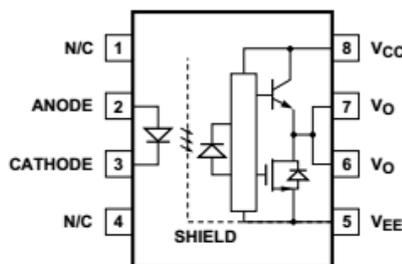
- **Industrial Inverters**
- **Switch Mode Power Supplies (SMPS)**

Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in

motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Annexe 5 : Datasheet capteur de courant LA 55-P



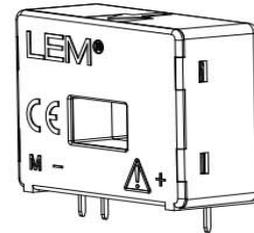
Current Transducer LA 55-P/SP1

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



16024

$I_{PN} = 50 \text{ A}$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	50	A				
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 100	A				
R_M	Measuring resistance	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$			
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	0	215	0	210
			@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0	35	0	30
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	0	335	30	330	
		@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0	95	30	90	
I_{SN}	Secondary nominal current rms	25	mA				
K_N	Conversion ratio	1 : 2000					
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V				
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA				

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.90	%
\mathcal{E}_L	Linearity error		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
I_{OM}	Magnetic offset current ¹⁾ @ $I_p = 0$ and specified R_M , after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.15	mA
			± 0.10	mA
I_{OT}	Temperature variation of I_O	- $25^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	± 0.05	± 0.30
		- $40^\circ\text{C} \dots - 25^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.50
t_{ra}	Reaction time to 10 % of I_{PN} step		< 500	ns
t_r	Response time ²⁾ to 90 % of I_{PN} step		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 90	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	145
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	150
m	Mass Standards		18
			EN 50178: 1997

Notes: ¹⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit

²⁾ With a di/dt of 100 A/ μs .

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Special features

- $I_{PM} = 0 \dots \pm 100 \text{ A}$
- $K_N = 1 : 2000$.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

Annexe 6 : Datasheet capteur de courant LV 25-P



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



RoHS



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal rms current	10	mA			
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	R_{Mmin}	R_{Mmax}	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	30	190	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	100	350	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	100	190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal rms current	25	mA			
K_M	Conversion ratio	2500 : 1000				
U_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_C	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I_S	mA			

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25 \text{ °C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%	
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%	
ϵ_L	Linearity error		< 0.2	%	
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25 \text{ °C}$		Typ	Max	
I_{OT}	Temperature variation of I_O	0 °C .. + 25 °C	± 0.06	± 0.15	mA
		+ 25 °C .. + 70 °C	± 0.10	± 0.25	mA
				± 0.35	mA
t_r	Step response time ¹⁾ to 90 % of I_{PN}		40	µs	

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_p	Resistance of primary winding @ $T_A = 70 \text{ °C}$	250	Ω
R_s	Resistance of secondary winding @ $T_A = 70 \text{ °C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997 UL 508: 2010	

Note: ¹⁾ $R_t = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

Production scientifique

Conférences

M.L. Hamida, H. Denoun, A. Fekik, N. Benyahia, M. Zaouia, et N. Benamrouche, "A Comparison Between PWM and Petri Nets Control Applied for Series Multi-cells Chopper", International conference on control and signal processing, Kairouan, Tunisia, Proceeding of Engineering and Technology–PET, vol. 26, p. 124–128, 2017.

H. Denoun, **M.L. Hamida**, A.Fekik, D. Kais, M. Ghanes, "Petri Nets Modeling for Two-Cell Chopper Control Using Dspace 1104" 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology , IEEE, Turkey, 2018.

M.L. Hamida, H. Denoun, A. Fekik, N. Benyahia, N. Benamrouche, "Cyclic Reports Modulation Control Strategy for a Five Cells Inverter", International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Algiers, Algeria, IEEE, p. 1–5, 2018.

D. Kais, H. Denoun, **M.L. Hamida**, A.Fekik , N. Benamrouche “Comparative study of PI and Fuzzy logic controllers for three-phase parallel multi-cell converter”, 3rd International conference on control, Automation and diagnosis (ICCAD’19), July, France 2019.

M.L. Hamida, H. Denoun, A.Fekik, D. Kais, N.Benamrouche “Control of Three-Cell Inverter with a Fuzzy Logic-Feedback Linearization Strategy to Reduce the Harmonic Content of the Output Current”, International Conference of Computer Science and Renewable Energies (ICCSRE’2019) Agadir – Morocco, IEEE, 2019.

Publications

M.L. Hamida, H. Denoun, A. Fekik, S. Vaidhyanathan, "Control of separately excited DC motor with series multi-cells chopper using PI - Petri nets controller" Nonlinear Engineering-Modeling and application, vol.8, p 32-38, 2019.

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU
THESE DE DOCTORAT
M. Mohamed Lamine HAMIDA

Titre : Modélisation et commande d'un convertisseur multicellulaire série

Title: Modeling and control of series multi-cell converter

Résumé

Abstract

Les convertisseurs multicellulaires proposent des solutions innovantes dans le domaine de l'électronique de puissance puisqu'ils permettent la mise en série ou en parallèle des convertisseurs conventionnels. Ils ont comme principaux avantages la segmentation de la puissance et l'amélioration du contenu spectral. Les convertisseurs multicellulaires série permettent la réduction des contraintes en tension et l'augmentation de la puissance délivrée. Les travaux de recherche présentés dans cette thèse visent à développer des techniques pour la commande des convertisseurs multi-cellulaires série à savoir : La commande MLI, la commande découplante, la commande par modes glissants et la commande par réseaux de Petri. Ces commandes permettent d'améliorer les performances et la qualité d'énergie délivrée à la sortie de ces convertisseurs.

The multi-cell converters offer innovative solutions in the field of power electronics since they allow serial or parallel connections of conventional converters. They have as main advantages the segmentation of the power and the improvement of the harmonic spectrum continuum. The series multi-cell converter allows the reduction of voltage stresses and the increase of the power delivered.

The research presented in this thesis aims to develop control techniques in order to improve the performance of these converters and the quality of energy delivered at their output, namely: The PWM control, the decoupling control, sliding mode control and Petri nets control.

Comme application, nous avons utilisé le convertisseur multicellulaire série pour la conduite d'un moteur à courant continu, à l'aide d'un algorithme hybride PI- Réseaux de Petri. Les hautes performances offertes par les différentes techniques de commande développées dans le cadre de ce travail sont vérifiées par voie de simulation à l'aide du logiciel Matlab/ Simulink/ Simpower Systems. L'efficacité de quelques techniques de commande ont été validées par une implémentation expérimentale sur un banc d'essai réalisé au sein du laboratoire de recherche LATAGE.

As application, the series multi-cell converter is used for driving a DC motor, using a PI-Petri nets based algorithm.

The high performances offered by the different developed control strategies in this work are verified by simulation using the Matlab / Simulink / Simpower Systems software. The effectiveness of some control techniques has been validated by an experimental implementation on a test bench realized in the LATAGE research laboratory.

Mots clés : *Convertisseur multicellulaire série, Dspace 1104, Machine à courant continu, Commande MLI, Logique Floue, Modulation des rapports cycliques, Mode glissant, Réseau de Petri, THD.*

Keywords: *Series multicell converter, Dspace 1104, DC machines, PWM control, Fuzzy logic, Cyclic ratio modulation, Sliding mode, Petri nets, THD.*