

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

Mme. KAIS Dyhia

Thème :

**Modélisation et Commande d'un Convertisseur
Multicellulaire Parallèle**

Soutenue publiquement le 03 / 12 / 2023 devant le jury d'examen composé de :

Président :	Pr. ZAOUIA Mustapha	UMMTO
Rapporteur :	Pr. DENOUN Hakim	UMMTO
Co – Rapporteur :	Pr. GHANES Malek	Ecole Centrale de Nantes, France
Examineur :	Pr. SEDDIKI Hamid	UMMTO
Examineur :	Pr. BARBOT Jean Pierre	E.N.S.E.A, Cergy, Paris, France
Invité :	M.C.A. FEKIK Arezki	UAMOB

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

Modélisation et Commande d'un Convertisseur Multicellulaire Parallèle

Résumé

Ces dernières années, la quête de haute performance telles que la densité de puissance, l'efficacité et la dynamique a engendré l'émergence des convertisseurs multicellulaires. Le sujet de cette thèse concerne l'étude d'une catégorie de convertisseurs de puissance nommé convertisseurs multicellulaires parallèles (CMP). Ces dernières sont particulièrement adaptées pour le contrôle des équipements de haute puissance. La configuration de ces convertisseurs est fondée sur une combinaison de plusieurs cellules de commutation reliées via des inductances indépendantes, connues également sous le nom d'inductances de liaison. L'un des avantages majeurs de ces convertisseurs, est la capacité à générer un courant de sortie qui est multiplié par un facteur N (nombre de cellule) par rapport au courant d'entrée du convertisseur et d'améliorer le contenu spectral.

Afin d'améliorer les performances et la qualité énergétique fournie à la sortie des convertisseurs multicellulaires parallèles, ainsi que pour obtenir une distribution du courant uniforme sur chaque branche, l'étude présentée dans cette thèse vise à développer différentes méthodes de contrôle. Parmi ces techniques figurent la commande MLI, la commande par le régulateur PI, la commande basée sur la logique floue, ainsi que la commande par mode glissant.

Les performances des diverses stratégies de contrôle élaborées dans ce travail ont été vérifiées par simulation au moyen du logiciel Matlab/Simulink. De plus pour démontrer la capacité de ces techniques de commandes, une mise en œuvre pratique a été effectuée dans l'unité de recherche LATAGE, avec la réalisation d'un convertisseur à 3 cellules. Cette dernière a été ratifiée par la mise en œuvre sur la carte DSPACE 1104.

Mots clés : Convertisseur multicellulaire parallèle, Dspace 1104, Machine à courant continu, Commande MLI, Régulateur PI, Commande par Logique floue, Commande par Mode glissant.

Abstract

In recent years, the pursuit of high performance in terms power density, efficiency and dynamics had led to emergence of multicellular converters. In this thesis, a new category of power converters is studied, namely parallel multicellular converters (PMC). These converters are particularly suitable for controlling high power equipment. The configuration of these converters is based on a combination of several switching cells connected via independent inductances, also known as linking inductances. One of the major advantages of these converters is the ability to generate an output current that is multiplied by a factor N (number of cells) compared to the input current of the converter and to improve the spectral content.

In order to improve the performance and energy quality provided at the output of parallel multicellular converters, as well as to obtain a uniform distribution of current on each branch, the study presented in this thesis aims to develop different control methods. Among these techniques are PMW control, PI regulator control, fuzzy logic based control, as well as sliding mode control.

The performance of the various control techniques developed in this work were verified by simulation using the Matlab/Simulink software. Furthermore, to demonstrate the capability of these control techniques, a practical implementation was carried out at the LATAGE research unit, with the development of a 3-cell converter. The latter was validated by implementation on the DSPACE 1104 board.

Keywords: Parallel multicellular converter, Dspace 1104, DC machines, PWM control, PI regulator, Fuzzy logic control, Sliding mode control.

Je suis profondément reconnaissante à ma chère mère et à mon cher père, qui m'ont toujours soutenue tout au long de ce projet, ainsi que pour leurs nombreux sacrifices. Je souhaite également exprimer ma gratitude envers ma petite famille (mon époux et mon fils Ellias), ainsi que ma sœur et mon frère, pour leur amour et leur soutien qui ont permis la réalisation fructueuse de cette thèse.

Avant-propos

Les recherches présentées dans cette thèse font partie des travaux de recherche menés par le Laboratoire de Technologies Avancées en Génie Électrique (LATAGE) de l'Université Mouloud MAMMARI de TIZI-OUZOU.

Je souhaite exprimer mes plus sincères remerciements à mon directeur de thèse, le professeur ***Hakim DENOUN*** à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, qui a supervisé mes travaux de recherche avec une expérience scientifique incontestable. Je suis reconnaissante de ses précieux conseils, de sa disponibilité et de la confiance qu'il m'a accordée tout au long de l'élaboration de ma thèse. J'aimerais également remercier chaleureusement mon Co-directeur de thèse, le professeur ***Malek GHANES*** de l'Ecole Centrale de Nantes, pour ses encouragements constants, son suivi attentif et ses conseils avisés, pour lesquels je suis très reconnaissante.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur ***Arezki FEKIK*** et ***Mohamed Lamine HAMIDA*** pour leur implication précieuse, leur accompagnement durant toutes ces années. Je désire aussi remercier chaleureusement tous les membres du Laboratoire de LATAGE, pour leur sympathie et l'ambiance de travail qu'ils ont instaurée.

Je remercie Monsieur ***Mustapha ZAOUIA***, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également Monsieur ***Hamid SEDDIKI***, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, et Monsieur ***Jean Pierre BARBOT***, Professeur à l'E.N.S.E.A de Paris, France, pour avoir accepté d'être examinateurs de ce modeste travail.

Je témoigne toute ma gratitude à Monsieur ***Bilal AMGHAR***, Enseignant chercheur, et responsable du laboratoire d'Electricité à l'Ecole spéciale des Travaux Publics (ESTP) Paris, France, pour avoir accepté de m'accueillir dans son école. Je suis reconnaissante pour 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 de mon projet.

Notations et Acronymes

Notations

α	Rapport cyclique
φ	Déphasage entre les signaux de commande
E	Tension d'alimentation des convertisseurs
v_C	Tension aux bornes de la charge
F_{dec}	Fréquence de découpage
F_{mod}	Fréquence de la modulante
G	Gains de normalisation du contrôleur flou
i_L	Courant dans l'inductance
i_C	Courant dans le condensateur
i_R	Courant dans la charge
N	Nombre de cellules
$e(x)$	Ecart entre la variable d'état et sa consigne
r	Degré relatif
S	Surface de glissement
u	Commande totale
T_{dec}	Période de découpage
s_k	Signal de commande de l'interrupteur k
x	Vecteur d'état
tr_k	Porteuse triangulaire
F_T	fonctions de transfert de la tension de sortie
F_{kC}	fonctions de transfert des courants des phases
$C_T(p)$	Correcteur de la boucle externe (tension)
$C_{kC}(p)$	Correcteur de la boucle interne (courant)
p	Opérateur de Laplace
T_i	Temps d'intégration
T_d	Temps de dérivation
ω	Vitesse de rotation du moteur
I_a	Courant d'induit du moteur

Acronymes

CMP	Convertisseur multicellulaire parallèle
-----	-----------------------------------------

CMS	Convertisseurs multicellulaires série
NPC	Convertisseurs multiniveaux en NPC (Neutral Point Clamped)
MCC	Mode de conduction continue
MCD	Mode de conduction discontinue
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
THD	Total Harmonic Distortion
PIC	Proportionnel Intégral Controller
FLC	Fuzzy Logic Controller
SMC	Sliding Mode Controller

Liste des figures

Chapitre I. Etat de l'art et analyse des convertisseurs multicellulaires parallèles

Figure I.1. Convertisseur en cascade à N niveaux.....	7
Figure I.2. Bras d'un onduleur à structure NPC.....	8
Figure I.3. Convertisseur multicellulaire série.....	9
Figure I.4. Convertisseur multicellulaire parallèle.....	10
Figure I.5. Cellule de commutation d'un convertisseur multicellulaire parallèle.....	11
Figure I.6. Hacheur buck.....	12
Figure I.7. Les formes d'onde des grandeurs physiques d'un hacheur dévolteur en conduction continue.....	12
Figure I.8. Les formes d'onde des grandeurs physiques d'un hacheur dévolteur en conduction discontinue.....	16
Figure I.9. Modélisation d'un hacheur survolteur avec Simulink.....	17
Figure I.10. La commande en boucle ouverte d'une cellule de commutation.....	17
Figure I.11. Formes d'onde de la tension de sortie.....	18
Figure I.12. Formes d'onde des courants i_L et i_R	19
Figure I.13. Convertisseur multicellulaire parallèle à 3 phases.....	21
Figure I.14. Ondulation du courant de sortie en fonction du rapport cyclique.....	22
Figure I.15. Formes d'onde des courants de phases pour des rapports cycliques différents.....	24
Figure I.16. Ondulation du courant de sortie et des courants de phase pour un hacheur à trois cellules.....	25

Chapitre II. Modélisation et commande d'un CMP

Figure II.1. Bras d'un onduleur multicellulaire parallèle à point milieu capacitif à trois cellules de commutation.....	35
Figure II.2. Moteur à courant continu à excitation séparée.....	37
Figure II.3. Hacheur à trois cellules connecté à un MCC.....	38
Figure II.4. La structure parallèle d'un régulateur PI.....	40
Figure II.5. Formes usuelles des fonctions d'appartenance : (a) forme triangulaire, (b) forme trapézoïdale.....	42
Figure II.6. Structure générale d'une commande floue.....	44
Figure II.7. Contrôleur de Mamdani.....	45
Figure II.8. Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état.....	47
Figure II.9. Caractéristique de commutation.....	48
Figure II.10. Principe de la commande en mode glissant.....	50
Figure II.11. Fonction relais.....	51
Figure II.12. Phénomène de réticence sur la surface de glissement.....	53

Chapitre III. Régulation et résultats de simulation

Figure III.1. Principe de la commande MLI appliquée pour un hacheur à trois cellules.....	61
Figure III.2. Evolution de la tension de la charge.....	62
Figure III.3. Spectre harmonique de la tension de la charge.....	63
Figure III.4. Evolution de courant de la sortie.....	64
Figure III.5. Spectre harmonique du courant de sortie.....	65

Figure III.6. Evolution des courants des phases (Onduleur à 3 cellules).....	65
Figure III.7. Spectre harmonique des courants de phases.....	66
Figure III.8. Intersection entre trois porteuses décalée de $2\pi/N$ avec un rapport cyclique de 0.53.....	67
Figure III.9. Les signaux de commande d'un hacheur à trois cellules.....	67
Figure III.10. Evolution de la tension de sortie.....	68
Figure III.11. Evolution de courant de sortie.....	68
Figure III.12. Evolution des courants des phases.....	69
Figure III.13. Evolution des courants déséquilibrée dans les phases.....	69
Figure III.14. Schéma global de la commande classique par deux boucles de contrôle.....	71
Figure III.15. Structure de la commande PI pour un CMP à trois cellules par deux boucles de contrôle.....	71
Figure III.16. Structure interne de régulateur flou pour la tension et le courant.....	73
Figure III.17. Répartition des fonctions d'appartenance : (a) variables d'entrées $\mu(e)$, $\mu(\Delta e)$, (b) variable de sortie $\mu(u)$	75
Figure III.18. Allure de la tension continue de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur par mode glissant.....	78
Figure III.19. Allure du courant de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur mode glissant.....	79
Figure III.20. Allure du courant des phases : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur mode glissant.....	80
Figure III.21. Profil de la variation de la charge.....	81
Figure III.22. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes.....	82
Figure III.23. Allure du courant de sortie selon les trois commandes.....	82
Figure III.24. Allure du courant des phases selon les trois commandes.....	83
Figure III.25. Profil de la tension de référence.....	84
Figure III.26. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes.....	84
Figure III.27. Allure de courant de sortie selon les trois commandes.....	85
Figure III.28. Allure du courant des phases selon les trois commandes.....	85
Figure III.29. Le courant des phases en boucle ouverte.....	86
Figure III.30. Le courant des phases avec les différentes commandes.....	86
Figure III.31. Evolution de la tension de sortie.....	88
Figure III.32. Evolution de courant de sortie.....	89
Figure III.33. Evolution des courants des phases.....	89
Figure III.34. Allure de la tension continue de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur par mode glissant.....	92
Figure III.35. Allure du courant de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur par mode glissant.....	93
Figure III.36. Allure du courant des phases : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur mode glissant.....	94
Figure III. 37. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes.....	95
Figure III.38. Allure du courant de sortie selon les trois commandes.....	95
Figure III.39. Allure du courant des phases selon les trois commandes.....	96
Figure III.40. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes.....	96
Figure III.41. Allure de courant de sortie selon les trois commandes.....	97
Figure III.42. Allure du courant des phases selon les trois commandes.....	97
Figure III.43. Le courant des phases en boucle ouverte.....	98

Figure III.44. Le courant des phases avec les différentes commandes.....	98
Figure III.45. Schéma de commande d'un MCC.....	100
Figure III.46. Evolution de la vitesse de moteur : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou.....	101
Figure III.47. Evolution du courant d'induit : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou.....	102
Figure III.48. Evolution du courant des phases : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou.....	102
Figure III.49. Profil de vitesse de référence.....	103
Figure III.50. Allure de la vitesse de moteur selon les deux commandes.....	103
Figure III.51. Allure du courant d'induit.....	104
Figure III.52. Allure du courant des phases.....	104
Figure III.53. Allure de la vitesse de moteur.....	105
Figure III.54. Allure du courant d'induit.....	105
Figure III.55. Allure du courant des phases.....	106
Figure III.56. Evolution de la tension de sortie.....	106
Figure III.57. Evolution des courants des phases.....	107
Figure III.58. Allure de la tension continue de sortie avec le régulateur PI.....	107
Figure III.59. Allure des courants de phase avec le régulateur PI.....	108
Figure III.60. Allure de la tension continue de sortie avec diminution de la charge.....	108
Figure III.61. Allure des courants de phase avec diminution de la charge.....	109
Figure III.62. Allure de la tension de sortie avec variation de la tension référence.....	109
Figure III.63. Allure des courants de phase avec variation de la tension référence.....	110

Chapitre IV. Expérimentation et validations des résultats théoriques

Figure IV.1. Schéma expérimental synoptique de banc d'essai.....	114
Figure IV.2. Photographie de l'interrupteur IGBT IRG4PC50FD.....	115
Figure IV.3. Photographie du convertisseur à 3 cellules réalisé.....	115
Figure IV.4. Illustration de la carte DSpace 1104.....	116
Figure IV.5. Panneau de contrôle DSpace 1104.....	116
Figure IV.6. Architecture DSpace 1104.....	117
Figure IV.7. Procédure de l'implémentation en temps réel.....	118
Figure IV. 8. Photographie d'un : (a) Driver IR 2111, (b) Opto-coupleur 4N36.....	119
Figure IV.9. Photo de la carte de commande.....	119
Figure IV.10. Signaux complémentaires d'une cellule.....	119
Figure IV.11. Photographie de la carte de mesure.....	120
Figure IV.12. photographie du banc d'essai (Laboratoire LATAGE-UMMTO).....	121
Figure IV.13. Signal de commande MLI.....	122
Figure IV.14. Tension de sortie en boucle ouverte.....	122
Figure IV.15. Courant des phases en boucle ouverte.....	123
Figure IV.16. Evolution de la tension de sortie en boucle fermée.....	123
Figure IV.17. Evolution du courant des phases en boucle fermée.....	124
Figure IV.18. Evolution de la tension de sortie en boucle fermée.....	124
Figure IV.19. Courant des phases en boucle fermée.....	125
Figure IV. 20. Allure de la tension de sortie.....	125
Figure IV. 21. Allure du courant des phases.....	126

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I. Etat de l'art et analyse des convertisseurs multicellulaires parallèles	
I.1. Introduction.....	6
I.2. Etat de l'art sur les convertisseurs multiniveaux	6
I.2.1. Convertisseurs multiniveaux.....	7
I.2.1.1 Convertisseurs multiniveaux en cascade.....	7
I.2.1.2. Convertisseurs multiniveaux en NPC (Neutral Point Clamped).....	8
I.2.2. Convertisseurs multicellulaires.....	9
I.2.2.1. Convertisseurs multicellulaires série (CMS).....	9
I.2.2.2. Convertisseurs multicellulaires parallèle (CMP).....	9
I.3. Structure élémentaire d'un convertisseur multicellulaire parallèle.....	10
I.3.1. Etude et analyse d'une cellule de commutation.....	11
I.3.2. Modélisation et simulation en boucle ouverte de la cellule de commutation en MCC16	
I.4. Etude d'un convertisseur multicellulaire parallèle (CMP).....	19
I.4.1. Présentation de la structure d'un CMP.....	19
I.4.2. Les conséquences que peut provoquer un rassemblement massif de phase.....	23
I.4.2.1. Régulation de la tension de sortie.....	23
I.4.2.2. Déséquilibre du courant de chaque phase.....	23
I.4.2.3. Fortes ondulations du courant de chaque phase.....	24
I.5. Commande du convertisseur en boucle fermée	25
I.6. Conclusion	25
Chapitre II. Modélisation et commande d'un CMP	
II.1 Introduction	31
II.2. Modélisation d'un convertisseur multicellulaire parallèle	31
II.2.1. Charge RC.....	31
II.2.1.1. Fonctionnement en mode hacheur.....	32
II.2.1.2. Fonctionnement en mode onduleur.....	34
II.2.2. Fonctionnement en hacheur pour une charge RLC.....	35
II.2.3. Moteur à courant continu entraîné par un CMP.....	36
II.2.3.1. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu (MCC).....	36
II.2.3.2. Modélisation d'un moteur à courant continu à excitation séparée.....	37
II.3. Présentation des stratégies de commande.....	38
II.3.1. La régulation Proportionnelle Intégrale Dérivée classique (PID).....	38
II.3.1.1. Principe d'un régulateur PID.....	39

II.3.1.2. Effet de chaque opérateur d'un régulateur PID sur un système.....	39
II.3.1.3. Réglage des paramètres.....	39
II.3.1.4. Domaines d'application d'un régulateur PID.....	40
II.3.1.5. Régulateur PI.....	40
II.3.1.5.1. La correction de deux paramètres.....	40
II.3.1.5.2. Avantages et inconvénients.....	41
II.3.2. La régulation par la Logique Floue (FL).....	41
II.3.2.1. Principe d'une commande floue.....	41
II.3.2.1.1. Variables linguistiques des ensembles flous.....	41
II.3.2.1.2. Fonctions d'appartenance.....	42
II.3.2.1.3. Opérateurs de la logique floue.....	43
II.3.2.1.4. Les inférences à plusieurs règles floues.....	43
II.3.2.2. Structure générale d'un régulateur flou.....	44
II.3.2.3. Avantages et inconvénients.....	46
II.3.2.4. Domaines d'application.....	46
II.3.3. La régulation par modes glissants (SM).....	46
II.3.3.1. Principe de la commande par modes glissants.....	47
II.3.3.2. Conception de la loi de commande par modes glissants.....	47
II.3.3.2.1. Choix de la surface de glissement.....	48
II.3.3.2.2. Condition d'existence de convergence.....	49
II.3.3.2.3. Détermination de la loi de commande.....	53
II.4. Les qualités attendues d'une régulation.....	53
II.5. Conclusion.....	54
Chapitre III. Régulation et résultats de simulation	
III.1. Introduction.....	60
III.2. Les convertisseurs multicellulaires parallèles.....	60
III.3. Commande en boucle ouverte d'un CMP connecté à une charge RC.....	60
III.3.1. Application de la commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) naturelle sur un buck à trois cellules.....	61
III.3.1.1. Fonctionnement en mode onduleur.....	62
III.3.1.2. Fonctionnement en mode hacheur.....	67
III.4. Commande en boucle fermée d'un CMP connecté à une charge RC.....	70
III.4.1. Application de la commande classique PI.....	71
III.4.2. Application de la commande par FL.....	72

III.4.3. Application de la commande par SM.....	75
III.4.4. Résultats de simulation pour les trois types de commandes.....	77
III.4.5. Tests de robustesse et étude comparative des commandes appliquées.....	81
III.5. Commande en boucle fermée d'un CMP connecté à une charge RLC.....	88
III.5.1. Application de la commande classique PI.....	89
III.5.2. Application de la commande par FL.....	90
III.5.3. Application de la commande par SM.....	90
III.5.4. Résultats de simulation pour les trois types de commandes.....	91
III.5.5. Tests de robustesse et étude comparative des commandes appliquées....	94
III.6. Commande en boucle fermée d'un moteur à courant continu à excitation alimentée séparée par un CMP.....	99
III.6.1. Application de la commande classique PI.....	100
III.6.2. Application de la commande par FL.....	100
III.6.3. Résultats de simulation.....	101
III.7. Résultats de simulation d'un CMP connecté à une charge RC avec les valeurs pratiques.....	106
III.8. Conclusion.....	110
Chapitre IV. Expérimentation et validations des résultats théoriques	
IV.1. Introduction.....	114
IV.2. Description de banc d'essai expérimental.....	114
IV.2.1. Partie puissance.....	115
IV.2.2. Partie commande.....	116
IV.2.2.1. DSPACE 1104.....	116
IV.2.2.2. La carte de génération des signaux complémentaires et des temps morts.....	118
IV.2.3. Partie mesures.....	119
IV.3. Résultats expérimentaux	120
IV. 3. 1. Commande classique (MLI).....	121
IV. 3. 2. Commande en boucle fermée.....	123
IV. 3. 3. Robustesse en boucle fermée.....	124
IV.4. Conclusion	126
Conclusion générale	128

Annexe

Introduction générale

L'électronique de puissance évolue sans cesse grâce à des inventions régulières, ce qui fait d'elle un domaine en constante progression. Les avancées les plus récentes sont principalement dues au progrès de la conception des semi-conducteurs de puissance, ainsi qu'à l'amélioration de la structure du convertisseur, et ceci afin de répondre à l'augmentation du stress de puissance.

Depuis les années 1980, l'arrivée des architectures de conversion multiniveaux a permis de répondre au besoin de disposer de forte puissance. Cette avancée a été rendue possible grâce à A. NABAE et son équipe, qui ont proposé des solutions en mettant en série de semi-conducteurs de puissance. Ces architectures permettent de distribuer le stress en tension sur les divers commutateurs, tout en apportant des améliorations sur les allures des grandeurs de sortie.

Deux nouvelles structures ont été développées au début des années 90 : les convertisseurs multicellulaires série et parallèle, qui font partie de la famille des structures multiniveaux. Ces dernières permettent une distribution équilibrée des contraintes en tension ou en courant appliquées sur les semi-conducteurs de puissance, en combinant plusieurs cellules de commutations en série ou bien en parallèle. Il est essentiel de noter que l'usage d'une connexion série de modules de commutation augmente le nombre d'étages de la tension de sortie du convertisseur. En revanche une connexion parallèle entraîne une élévation de la quantité de niveau pour les grandeurs de sortie. Les deux configurations présentent par leur nature un comportement hybride, résultant de la combinaison des variables continues représentées par les courants et tensions dans les éléments passifs, et des variables discrètes liées à l'état des interrupteurs.

L'étude portera sur les convertisseurs multicellulaires parallèles, qui sont couramment employés dans des applications à haute intensité électrique. Dans ces structures, chaque module de commutation emmagasine une quantité d'énergie qui est uniforme, ce qui permet d'empêcher l'échauffement indésirable, et réduire la consommation énergétique en utilisant des inductances de liaison, et en appliquant des stratégies de commande adéquates. En outre, ces convertisseurs se distinguent par leur capacité à augmenter la fréquence apparente des grandeurs de sortie.

Problématiques de la thèse

Dans le contexte de cette recherche, notre objectif est de réaliser un nouveau type de convertisseurs qui est à la fois puissant, résistant et écologique, connus sous le nom de convertisseur multicellulaire parallèle (CMP), basés sur une configuration de plusieurs modules de commutation connectés en parallèle. Divers inconvénients dus au parallélisme massif limitent l'application de ce genre de dispositif notamment :

- Le maintien de la tension de sortie.
- L'inégalité du courant entre les phases, ainsi que ses oscillations remarquables par rapport au courant de sortie.

Il est possible de garantir la stabilité de ce convertisseur à l'aide d'un contrôle sans rétroaction, appelée Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Ce contrôle assure un équilibrage naturel des courants de phase, mais en cas d'anomalie le mécanisme peut présenter un déséquilibre de ces derniers, ce qui risque d'entraîner la dégradation, voire la destruction de notre système.

Afin de pallier tous ces problèmes, nous sommes amenés à élaborer des techniques et des stratégies de contrôle pour avoir un bon résultat en terme de stabilité, robustesse, rapidité et précision, c'est pourquoi une étude comparative de ces commandes sera appliquée à notre convertisseur.

Objectifs de la thèse

Notre projet d'étude a pour but d'atteindre les objectifs suivants :

- Modéliser et concevoir un convertisseur DC/DC buck simple.
- Réaliser un convertisseur multicellulaire parallèle, ensuite analyser son comportement d'un point de vue régulation, de suivi de consigne, et de robustesse face aux perturbations paramétriques.
- Synthétiser plusieurs lois de commande linéaires de type PI, ou non linéaires fondées sur le principe du mode glissant ainsi que sur le contrôleur par logique floue, et qui ont pour objectif :

- Assurer une tension de sortie du dispositif constante et égale à sa valeur souhaitée.
- Maintenir une distribution identique du courant entre les diverses cellules, ce qui permet d'empêcher l'échauffement indésirable, et réduire la consommation énergétique (refroidissement).
- Garantir une réponse rapide des variables de sorties tout en maintenant un niveau satisfaisant du besoin de la charge.
- Robustesse face aux perturbations paramétriques.

Notre objectif est d'examiner des diverses techniques de commandes en vue d'étudier leurs performances, et de faciliter aux concepteurs le choix d'une meilleure stratégie pour leurs projets industriel ou une réalisation spécifique.

A la fin, un banc d'essais contenant le convertisseur multicellulaire ainsi que la carte d'acquisition Dspace1104, a été monté dans le cadre du laboratoire de recherche LATAGE, dans le but de confirmer expérimentalement les résultats acquis lors de simulation.

Organisations des chapitres

Chapitre I : Dans cette partie, sont succinctement exposées quelques architectures de conversion multiniveau ainsi que leur principe de fonctionnement. Nous présentons ensuite un convertisseur buck qui sera modélisé et simulé en boucle ouverte, et enfin la structure multicellulaire parallèle sera étudiée profondément.

Chapitre II : Ce chapitre est consacré dans la première partie à la modélisation du comportement d'un convertisseur à plusieurs bras parallèles connecté à une charge RC, charge RLC, et enfin à un moteur à courant continu à excitation séparée. La deuxième partie de ce chapitre est une vue d'ensemble sur les trois stratégies de commande, à savoir le régulateur proportionnel - intégral, le régulateur flou et le contrôleur par mode glissant.

Chapitre III : Dans ce chapitre une commande avec MLI naturelle sera appliquée sur un convertisseur à trois cellules pour les deux fonctionnements onduleur et hacheur connectés à une charge RC. La deuxième section est destinée à la régulation et à la simulation des différentes commandes appliquées pour différentes charges connectées à un hacheur à trois cellules.

Chapitre IV : Dans la dernière partie, nous présentons le dispositif d'expérimentation que nous avons conçu afin de confirmer la validité de nos modèles. En premier lieu une description sur la réalisation des cartes de commandes, de puissances et de mesures sera présentée. La partie finale de ce chapitre porte sur une validation expérimentale de quelques commandes présentées dans les chapitres précédents. Des résultats expérimentaux sont comparés à ceux de simulation afin de vérifier les performances des commandes proposées.

Ce travail de thèse se conclut par une synthèse globale et des perspectives à envisager.

Etat de l'art et analyse des convertisseurs multicellulaire parallèle

Ce chapitre décrit l'état de l'art sur les convertisseurs multiniveaux, leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs différentes structures. Nous commençons notre étude par l'analyse et la commande d'une cellule élémentaire d'un convertisseur multicellulaire parallèle et sa simulation en boucle ouverte, puis nous nous intéresserons à l'étude de la structure multicellulaire parallèle à 3 phases, ainsi qu'aux problèmes de contrôle de courant et de la tension de sortie, et au déséquilibre des courants de phases qui peuvent être engendrés par un parallélisme important. On montrera à la fin de ce chapitre que la commande en boucle fermée sera la solution pour ce problème de parallélisme.

Sommaire

I.1. Introduction.....	6
I.2. Etat de l'art sur les convertisseurs multiniveaux	6
I.2.1. Convertisseurs multiniveaux.....	7
I.2.1.1 Convertisseurs multiniveaux en cascade.....	7
I.2.1.2. Convertisseurs multiniveaux en NPC (Neutral Point Clamped).....	8
I.2.2. Convertisseurs multicellulaires.....	9
I.2.2.1. Convertisseurs multicellulaires série (CMS).....	9
I.2.2.2. Convertisseurs multicellulaires parallèle (CMP).....	9
I.3. Structure élémentaire d'un convertisseur multicellulaire parallèle.....	10
I.3.1. Etude et analyse d'une cellule de commutation.....	11
I.3.2. Modélisation et simulation en boucle ouverte de la cellule de commutation en MCC16	
I.4. Etude d'un convertisseur multicellulaire parallèle (CMP).....	19
I.4.1. Présentation de la structure d'un CMP.....	19
I.4.2. Les conséquences que peut provoquer un rassemblement massif de phase.....	23
I.4.2.1. Régulation de la tension de sortie.....	23
I.4.2.2. Déséquilibre du courant de chaque phase.....	23
I.4.2.3. Fortes ondulations du courant de chaque phase.....	24

Chapitre I Etat de l'art et analyse des convertisseurs multicellulaire parallèle

I.5. Commande du convertisseur en boucle fermée 25
I.6. Conclusion 25

I.1.Introduction

Au cours des dernières années, des progrès technologiques considérables ont été effectués dans le domaine de l'électronique de puissance, en particulier grâce à l'amélioration des dispositifs de commutation de puissance. Cette évolution a permis la présence des convertisseurs statiques dans des champs d'applications multiples [1], [2], [3], [4].

Les convertisseurs multiniveaux ont permis d'améliorer les performances déjà acquises par les convertisseurs classiques à deux niveaux. Parmi ces avantages, on trouve [5], [6] :

- Amélioration de la qualité du signal de sortie du convertisseur multiniveaux (amélioration du THD).
- L'usage des éléments électroniques de faible calibre afin de réduire les coûts.
- Equipements plus fiables et une amélioration de la longévité des isolants.

Par ailleurs, il convient de noter que la mise en œuvre des convertisseurs à plusieurs niveaux présente des inconvénients, tels que :

- Nécessité d'utiliser une quantité accrue des éléments électronique.
- Il est important de garantir une distribution équilibrée de la tension d'entrée pour les commutateurs connectés en série.
- Système de contrôle plus difficile.

Dans ce chapitre, nous allons décrire une configuration de convertisseur qui utilise la mise en parallèle de plusieurs cellules de commutation, nommée convertisseur multicellulaire parallèle. Ce dernier est employé dans des applications nécessitant des courants élevés, telles que les modules régulateurs de tension (1,2V/80A), les onduleurs de secours de haute puissance (400V/135A) ou le réseau de puissance automobile (42V/24 A) [1], [2], [7], [8], [9].

Une synthèse des diverses propriétés de la configuration en parallèle des modules de commutation sera présentée dans ce chapitre, ainsi que les inconvénients associés à un parallélisme important.

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

Dans le domaine d'électronique de puissance, la conversion d'énergie à plusieurs niveaux est une discipline de recherche essentielle, relatif à un besoin d'applications plus robustes et efficaces [8], ou les premières formes de ces structures ont été développées dans les années 60. Les exigences liées à la puissance commutée et au rendement ont incité les fabricants à explorer l'association d'interrupteurs dans des configurations multiples afin d'améliorer ces aspects [10]. Dans les années 90, deux nouvelles architectures ont été créées, à savoir les structure multicellulaire parallèle et série, lesquelles ont été incluses dans la catégorie des convertisseurs multiniveaux [6].

Un dispositif de conversion statique est qualifié de « multiniveaux » lorsqu'il produit une tension de sortie hachée constituée d'au moins trois niveaux, obtenus en associant des modules de commutation conventionnels [6]. Les convertisseurs multiniveaux présentent plusieurs bénéfices ; tout d'abord, ils permettent de diminuer les contraintes en tension auxquelles sont

soumis les commutateurs de puissance, ensuite ils permettent d'accroître les degrés de liberté des convertisseurs et d'améliorer la qualité des allures des variables de sortie [3], [10].

Il faut noter que le raccordement en série de modules de commutation engendre une tension multiniveaux à la sortie du convertisseur. Cependant, la combinaison parallèle de cellules donne une possibilité de réduire les fluctuations du courant de sortie. Ces deux structures permettent d'avoir à la sortie des signaux de fréquence apparente de commutation élevée [6].

En utilisant un convertisseur multiniveaux et un contrôle approprié des composants électronique, il est possible d'éliminer certaines raies d'harmonique, en particulier lorsqu'il fonctionne en modulation de largeur d'impulsion [4], [11].

Dans ce travail, nous allons nous intéresser aux convertisseurs multicellulaires parallèles.

I.2.1. Convertisseurs multiniveaux

I.2.1.1 Convertisseurs multiniveaux en cascade

Le convertisseur multiniveaux en cascade a été présenté pour la première fois en 1975 dans un article édité par R. H. Baker et L. H. Bannister [12]. Cette configuration est formée par la disposition en série de multiples ponts à deux étages monophasés, pilotés par des alimentations continues indépendantes. Ce type de convertisseur produit à la sortie une tension de N niveaux (Figure I.1) est composé de $(N-1)/2$ ponts à deux étages branchés en série. La forme d'onde de la tension de sortie à plusieurs niveaux v_C , est obtenue en additionnant les tensions de sortie de chacun des ponts.

Cette structure présente une conception coûteuse et volumineuse, ce qui la rend moins compétitive sur le marché [5], [13], [14].

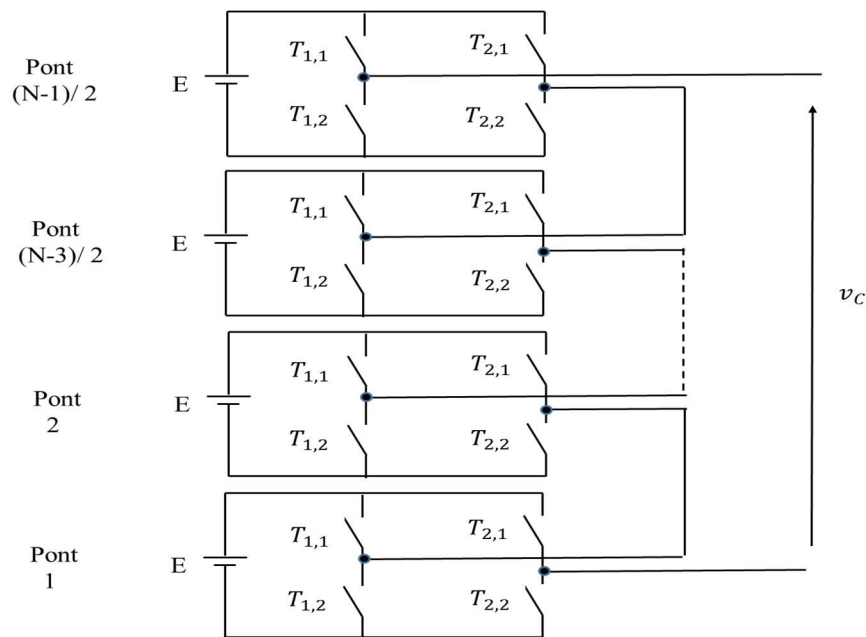


Figure I. 1. Convertisseur en cascade à N niveaux

I.2.1.2. Convertisseurs multiniveaux en NPC (Neutral Point Clamped)

Parmi les structures multiniveaux développées vers la fin de la décennie 70, nous avons la structure de convertisseur multiniveaux en NPC (clampé par le neutre). Cette topologie utilise des semi-conducteurs (diodes) reliées à des points médians capacitifs, afin de répartir uniformément la tension d'entrée du convertisseur sur les divers commutateurs connectés en série [2]. La configuration d'un convertisseur de type onduleurs monophasé à plusieurs étages est illustré dans la figure I.2.

Ce type d'architecture est constitué de $N-1$ condensateurs permettant d'engendrer un groupe de $N-2$ points médians capacitifs, possédant des tensions qui vont de $E/(N-1)$, $2E/(N-1)$, $(2E)/(N-1)$, ..., jusqu'à $((N-2)E)/(N-1)$. La connexion de chacun de ces points à la sortie et grâce à l'intervention des signaux de commande $s_1, s_2, \dots, s_{N-1}, s_{N-2}$ des interrupteurs de puissance, permet donc de créer des niveaux intermédiaires sur l'allure de la tension de sortie.

Cette structure présente une amélioration significative de la qualité de la tension de sortie, réduisant ainsi la composition harmonique et la contrainte en tension sur les commutateurs, ce qui est proportionnel au nombre d'étage. Cette structure convient particulièrement aux applications nécessitant une tension élevée.

Cependant, cette structure présente un désavantage majeur, à savoir l'instabilité des tensions générées par les condensateurs, car des variations très importantes sont notées pendant quelques situations d'utilisation concernant la tension du point milieu capacitif. Pour garantir un fonctionnement optimal, une technique de contrôle doit être mise en place pour maintenir la stabilité de la variable de sortie (tension) [5], [9], [14].

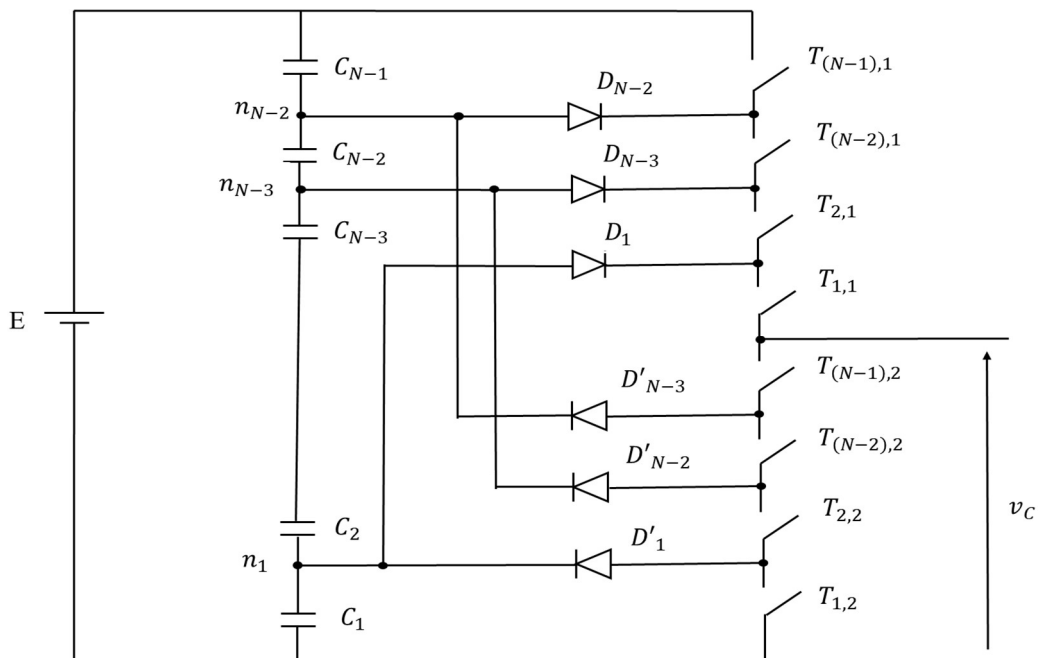


Figure I. 2. Bras d'un onduleur à structure NPC

I.2.2. Convertisseurs multicellulaires

I.2.2.1. Convertisseurs multicellulaires série (CMS)

Dans les années 90, T. Meynard et H. Foch ont présenté le convertisseur multicellulaire série [15]. Cette structure peut être configurée dans différentes dispositions, notamment en onduleur (avec un point milieu capacitif) ou en hacheur, en pont complet ou en demi-pont.

Le nombre de modules de commutations connectés en série détermine le nombre d'étages de la tension de sortie (figure I.3), donc pour un convertisseur utilisant N modules, le nombre de niveau de tension en sortie est égal à $(N+1)$. Cette configuration a une particularité d'être en mesure d'accroître la fréquence apparente en sortie jusqu'à un facteur N fois supérieur à la fréquence de découpage ($F_{app} = N \times F_{dec}$).

Contrairement à l'architecture NPC, les condensateurs employés dans le CMS sont dimensionnés en fonction de la fréquence de découpage. Par conséquent, ils ont donc une valeur et une énergie emmagasinées inférieure à celle du NPC.

Cette structure a plusieurs avantages, tels que l'amélioration de l'allure de la tension à la sortie du convertisseur, un nombre important de degrés de liberté qui est associé au nombre de cellules employées, ainsi que la diminution des ondulations. En revanche, l'inconvénient de cette catégorie de convertisseur est l'obligation d'utiliser un nombre élevé de condensateurs, en particulier dans le cas des structures triphasées [5], [9], [13], [14].

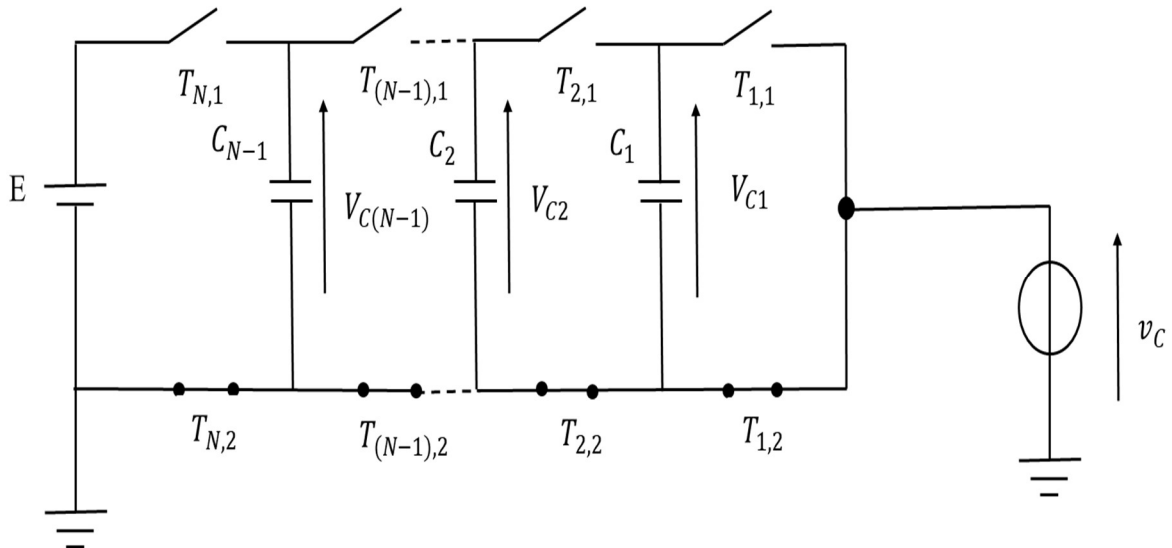


Figure I. 3. Convertisseur multicellulaire série

I.2.2.2. Convertisseurs multicellulaires parallèle (CMP)

Le début des années 1990 a vu l'émergence des convertisseurs multicellulaires parallèle. La topologie présentée dans la figure I.4 représente une structure multicellulaire qui s'appuie sur la combinaison de N modules de commutation connectés en parallèle. Cette structure est particulièrement adaptée aux applications dite "basse tension/fort courant" [16], ce qui la rend pertinente pour tous les domaines de conversion, de même tous les secteurs d'applications. Des exemples d'application incluent : les « Voltage Regulator Module » afin d'alimenter les cartes

microprocesseurs et leurs périphériques, les systèmes de secours à alimentation sans interruption (ASI) ainsi que les utilisations spécialement adaptées aux énergies embarquées, telles que les véhicule hybride et électrique, et l'avionique [5], [7], [9], [14], [17].

Les avantages associés à plusieurs cellules en parallèle sont multiples :

- En associant des cellules de commutation en parallèle, on peut améliorer la forme d'allure à l'entrée et à la sortie du dispositif en augmentant la fréquence apparente des signaux. Cela permet de réduire les énergies emmagasinées dans les filtres et donc diminuer leurs tailles.
- En fractionnant la puissance sur les N cellules, il est possible de parvenir à des puissances importantes en employant des composants électroniques de faible calibre, donc plus performants et moins coûteux.
- Le convertisseur étant modulaire, il est possible de l'adapter facilement à d'éventuels changements du cahier de charges, ce qui rend le système plus flexible et adaptable.

D'autre part, les problèmes liés à une mise importante de plusieurs cellules sont les suivants : un déséquilibre des courants des bras dû au moindre défaut du convertisseur, ainsi que la présence des ondulations élevées dans ces courant [2], [4], [7], [9], [10], [14], [18], [19].

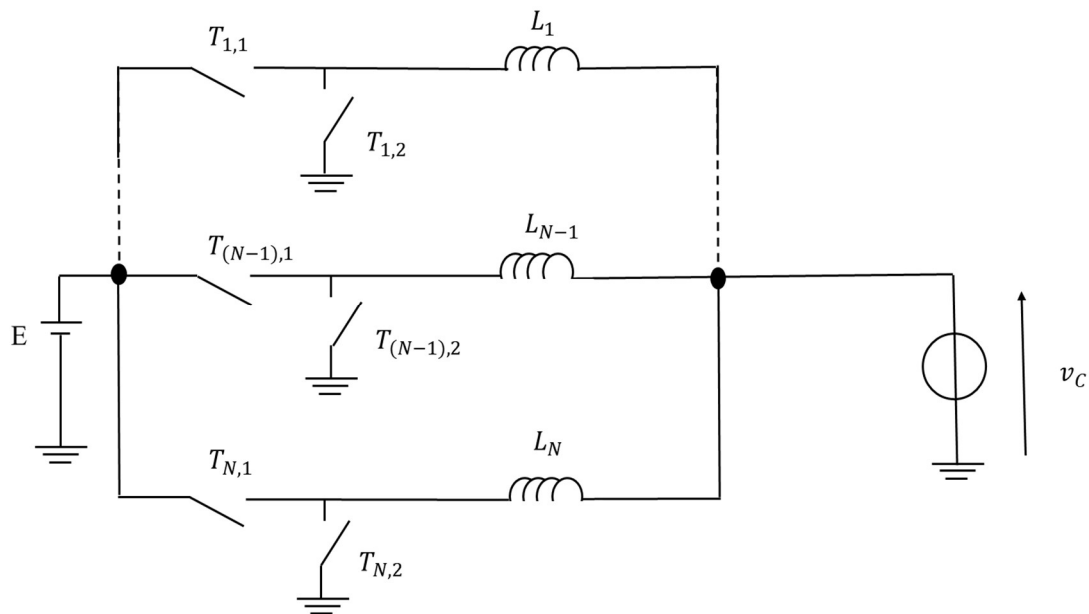


Figure I. 4. Convertisseur multicellulaire parallèle

I.3. Structure élémentaire d'un convertisseur multicellulaire parallèle

La structure multicellulaire parallèle à une cellule élémentaire est composée de deux semi-conducteurs de puissance, ainsi que d'une inductance. Cette cellule est conçue de manière identique à un hacheur abaisseur (buck), telle qu'illustrée sur le schéma ci-dessous [5].

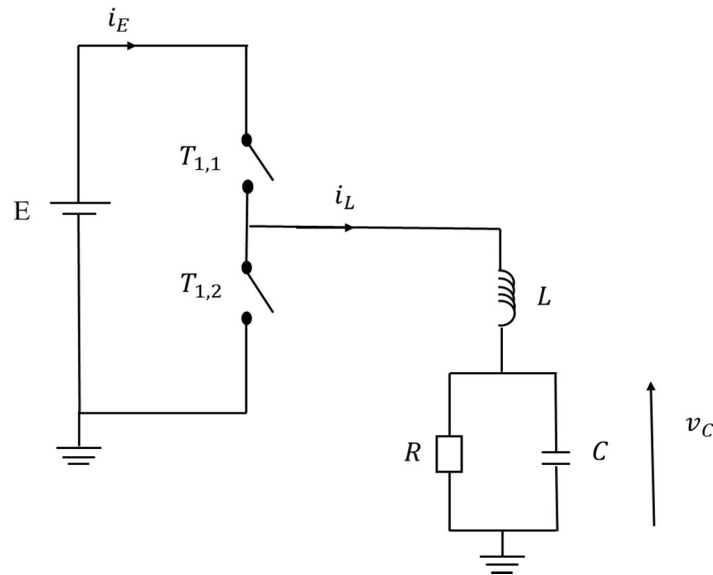


Figure I.5. Cellule de commutation d'un convertisseur multicellulaire parallèle

Un convertisseur buck est le commutateur de base non isolé qui transforme une tension continue à une autre sous la même forme mais d'une valeur plus faible [19]. Ces convertisseurs sont caractérisés par un stockage magnétique, ce qui signifie que l'énergie est emmagasinée de façon cyclique sous l'aspect d'un champ magnétique, soit dans une capacité ou dans un transformateur, avant d'être délivrée en sortie du convertisseur [20]. Le taux d'énergie transmis est régulé en modifiant le rapport cyclique, qui représente la durée pendant laquelle le commutateur est fermé par rapport à la période. Ainsi ce rapport est fréquemment effectué à l'aide d'une approche nommée la modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) [7].

Dans notre étude, la diode D est substituée par un deuxième interrupteur comme illustré sur la figure I.6. Cette modification a pour but d'accroître le rendement du hacheur buck, puisque la chute de tension aux bornes de l'interrupteur est inférieure à celle d'une diode. Une autre méthode pour améliorer le rendement est de conserver la diode antiparallèle avec le deuxième commutateur. Cette diode permet alors de transférer l'énergie pendant la brève durée durant laquelle les composants électroniques (interrupteur) sont ouverts, créant ainsi un convertisseur Buck synchrone, où la diode de roue libre permet de maintenir la continuité du courant en fournissant un chemin de décharge de la bobine vers la charge [1], [3], [7].

I.3.1. Etude et analyse d'une cellule de commutation

Mode de conduction continue (MCC) : Dans cette situation, une partie de l'énergie stockée dans l'inductance est transportée vers la charge, ce qui fait que le courant dans cette dernière ne cesse jamais de circuler pendant la période de commutation, malgré l'existence d'ondulations dues au découpage, il est donc continu [3]. L'allure de la tension et des courants peut être observée sur la figure I.7.

On distingue deux modes de fonctionnement en tenant compte de l'état de l'interrupteur $T_{1,1}$ et $T_{1,2}$, qui sont supposés être complémentaires [7], [21] :

- Il ne faut pas que les deux commutateurs soient conducteurs en même temps, sinon cela causerait un court-circuit pour l'alimentation.

- Il ne faut pas que les deux commutateurs soient bloqués en même temps, sinon la source de courant serait en court-circuit.

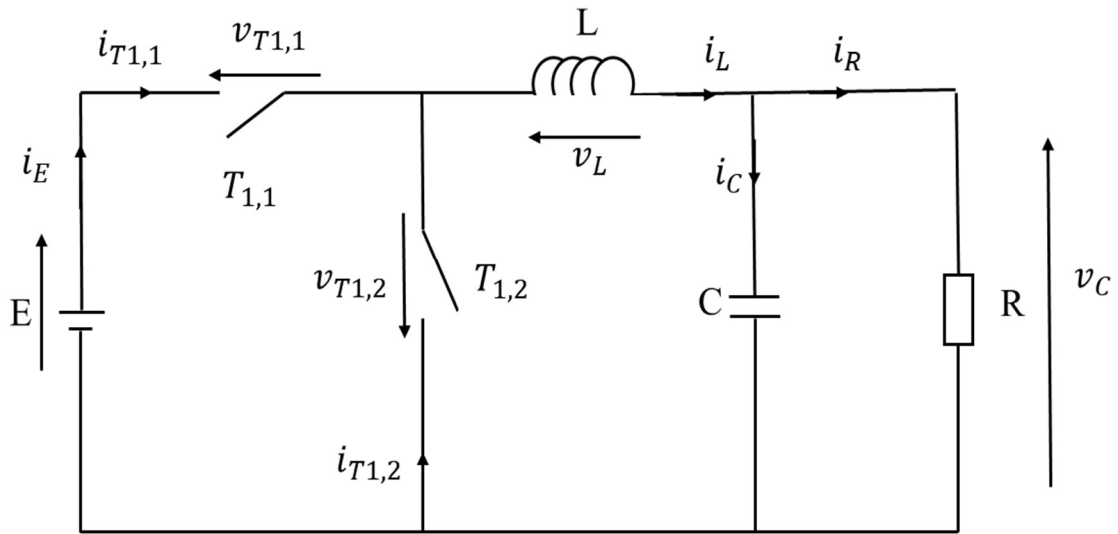


Figure I.6. Hacheur buck

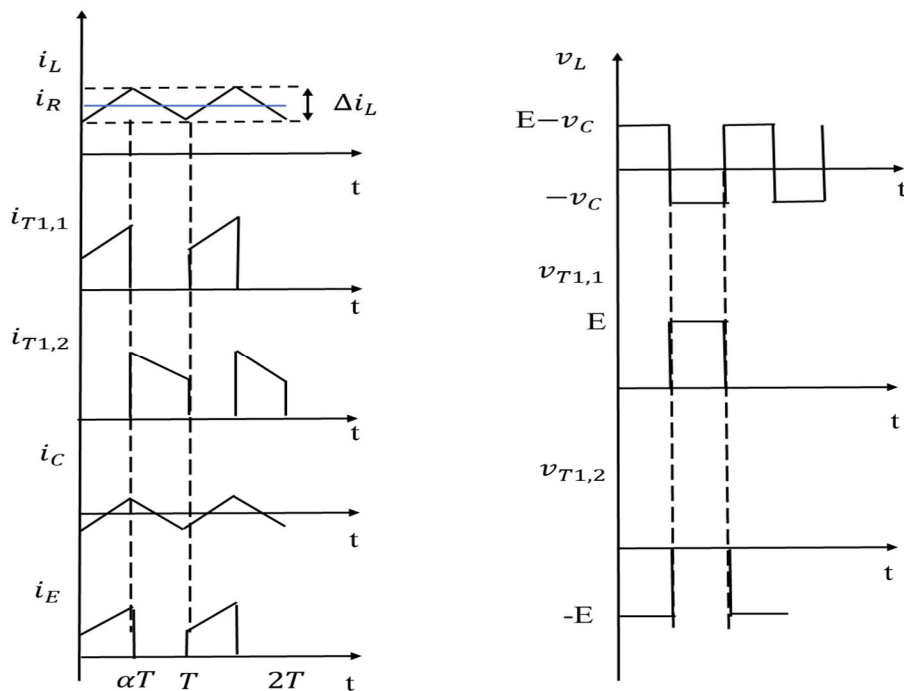


Figure I.7. Les formes d'onde des grandeurs physiques d'un hacheur dévolteur en conduction continue

A $t \in [0, \alpha T]$, $T_{1,1}$ passant et $T_{1,2}$ bloqué d'où :

$$\begin{cases} v_L = E - v_C \\ v_{T_{1,2}} = -E \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_E = i_L \\ i_{T_{1,1}} = i_L \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec
$$i_L(t) = \frac{1}{L}(E - v_C)t + I_{\min} \quad (\text{I.2})$$

Pour $t = \alpha T$
$$i_L(\alpha T) = \frac{1}{L}(E - v_C)\alpha T + I_{\min} = I_{\max} \quad (\text{I.3})$$

A $t \in [\alpha T, T]$, $T_{1,1}$ bloqué et $T_{1,2}$ passant d'où :

$$\begin{cases} v_L = -v_C \\ v_{T_{1,1}} = E \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_E = 0 \\ i_{T_{1,2}} = i_L \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Avec
$$i_L(t) = -\frac{v_C}{L}(t - \alpha T) + I_{\max} \quad (\text{I.5})$$

Pour $t = T$
$$i_L(T) = -\frac{v_C}{L}(T - \alpha T) + I_{\max} = I_{\min} \quad (\text{I.6})$$

En supposant que les sources d'alimentation sont à tension et à courant unidirectionnels, on peut écrire [5] :

$$\begin{cases} v_{T_{1,1}} - v_{T_{1,2}} = E \\ i_{T_{1,1}} + i_{T_{1,2}} = i_L \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Dans le mode de conduction continue (CCM), la fréquence de découpage est $F_{dec} = \frac{1}{T}$, où $T = T_{on} + T_{off}$ est le temps d'échantillonnage. L'allure de la tension de sortie peut être modulée en ajustant le rapport cyclique α . Le régime stable, exige que la tension moyenne à travers l'inductance soit égale à zéro, ce qui entraîne que la tension de sortie v_C soit donnée par [5], [3], [7], [22] :

$$v_C = \alpha E \quad (\text{I.8})$$

Le courant moyen dans l'inductance est identique à celui de la résistance de charge :

$$i_L = i_R \quad (\text{I.9})$$

On peut déduire l'ondulation des variables de sortie de la manière suivante [3], [22] :

$$\Delta i_L = I_{\max} - I_{\min} = \frac{\alpha E(1 - \alpha)}{LF_{dec}} \quad (I.10)$$

$$\Delta v_C = \frac{\alpha E(1 - \alpha)}{8CLF_{dec}^2} \quad (I.11)$$

Fonctionnement en conduction discontinue (MCD) : En présence d'une charge exigeant une faible quantité d'énergie, celle-ci peut être transportée en un temps inférieur à une période de commutation, cependant durant une partie de cette période, le courant traversant d'inductance s'annule, comme indiqué sur la figure I.8. A ce stade, aucune énergie n'est transférée de la source vers la charge, et les deux interrupteurs sont bloqués. Dans ce cas, la décharge du condensateur s'effectue progressivement via la résistance de charge [3].

A $t \in [0, \alpha T]$

$$\begin{cases} v_L = E - v_C \\ v_{T_{1,2}} = -E \end{cases} \quad (I.12)$$

Donc

$$i_L(t) = \frac{1}{L}(E - v_C)t$$

(I.13)

Pour $t = \alpha T$

$$\begin{cases} i_L(\alpha T) = I_{\max} \\ I_{\max} = \frac{1}{L}(E - v_C)\alpha T \end{cases} \quad (I.14)$$

A $t \in [\alpha T, \beta T]$

$$\begin{cases} v_L = -v_C \\ v_{T_{1,1}} = E \end{cases} \quad (I.15)$$

Donc

$$i_L(t) = -\frac{v_C}{L}t + I_{L\max} \quad (I.16)$$

Pour $t = \beta T$

$$\begin{cases} i_L(\beta T) = 0 \\ I_{L\max} = \frac{v_C}{L}(\beta T) \end{cases} \quad (I.17)$$

Quand le système atteint l'état stable, la tension moyenne à travers l'inductance est égal à zéro, et la tension normalisée, symbolisée par « y » est déterminé par :

$$y = \frac{v_C}{E} = \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \quad (I.18)$$

On a :

$$I_{L_{\max}} = \frac{1}{L}(E - v_C)\alpha T = \frac{v_C}{L}\beta T \quad (I.19)$$

D'autre part : $\langle i_L \rangle = i_R$, d'où

$$i_R = \frac{I_{L_{\max}}}{2}(\alpha + \beta) \quad (I.20)$$

En se basant sur les équations (I.18) et (I.20), on déduit :

$$i_R = \frac{\alpha^2}{2LF_{dec}} \frac{E}{v_C}(E - v_C) \quad (I.21)$$

La tension de sortie est donnée par :

$$v_C = E \frac{1}{1 + \frac{2LF_{dec}i_R}{\alpha^2 E}} \quad (I.22)$$

En réalité, la tension moyenne de sortie d'un convertisseur repose sur plusieurs facteurs tels que la tension d'entrée et du rapport cyclique α , mais également de la valeur de l'inductance, de la période de commutation T ainsi que du courant moyen de sortie. La capacité de régulation en cas de faible charge est limitée, ce qui peut entraîner une modification du comportement dynamique du convertisseur abaisseur. Par conséquent, il est pratique d'opter pour un mode de fonctionnement continu [23].

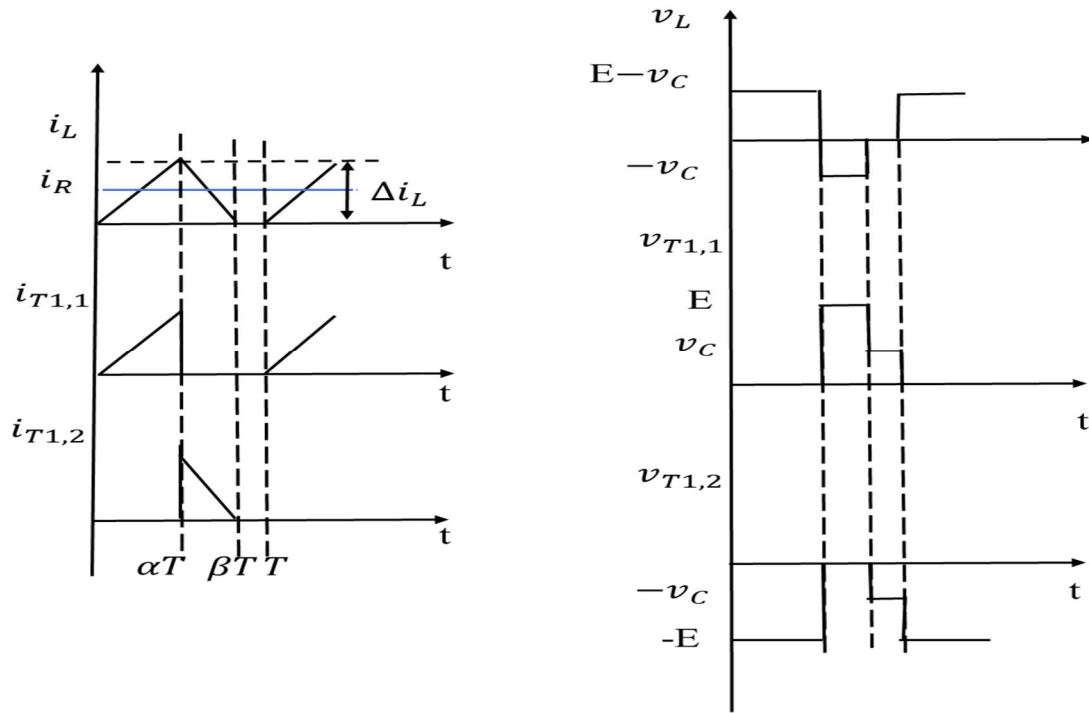


Figure I.8. Les formes d'onde des grandeurs physiques d'un hacheur dévolteur en conduction discontinue

I.3.2. Modélisation et simulation en boucle ouverte de la cellule de commutation en MCC

Pour modéliser ce convertisseur, il est nécessaire d'évaluer les différentes séquences de fonctionnement qui sont déterminées par la commande s , et dont la durée est considérée comme fixe. La figure I.9 ci-dessous illustre la modélisation Simulink correspondante [24].

La phase de fonctionnement a une incidence sur la variation de la tension v_L et sur l'évolution du courant i_C dans la capacité [7], [24], [25].

$$\begin{aligned}
 v_L(t) &= E(t)s - v_C(t) = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L \\
 i_C(t) &= i_L(t) - i_R(t) = C \frac{dv_C}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{I.23}$$

Le système d'équations (I.23) représente le modèle instantané d'un hacheur dévolteur [20] :

$$\begin{cases}
 \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L - \frac{1}{L} v_C + \frac{E}{L} s \\
 \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{CR} v_C
 \end{cases}
 \tag{I.24}$$

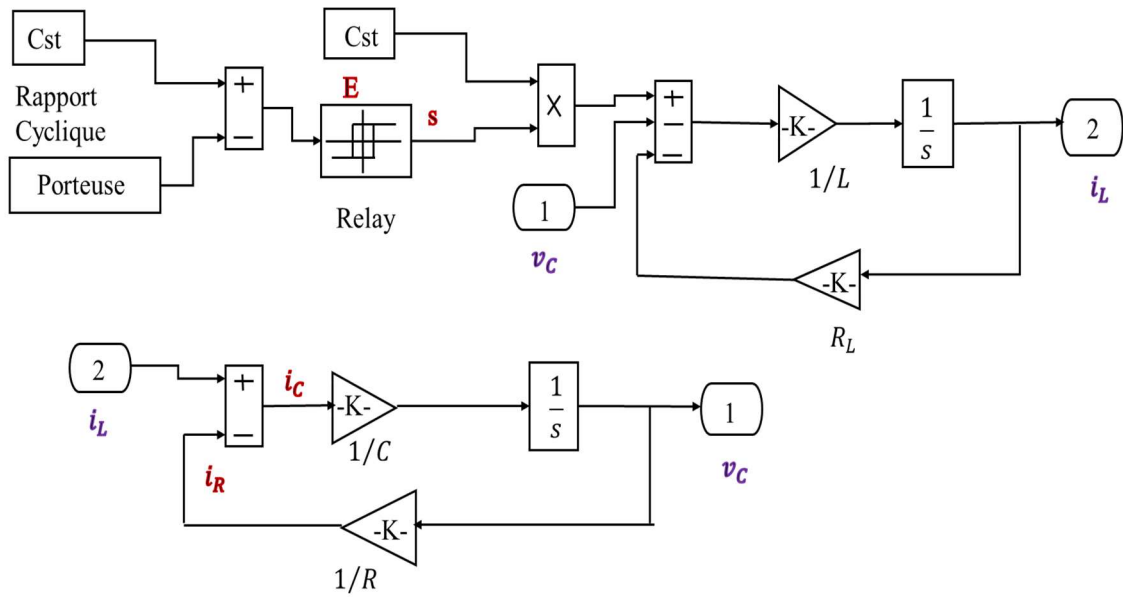


Figure I.9. Modélisation d'un hacheur dévolteur avec Simulink

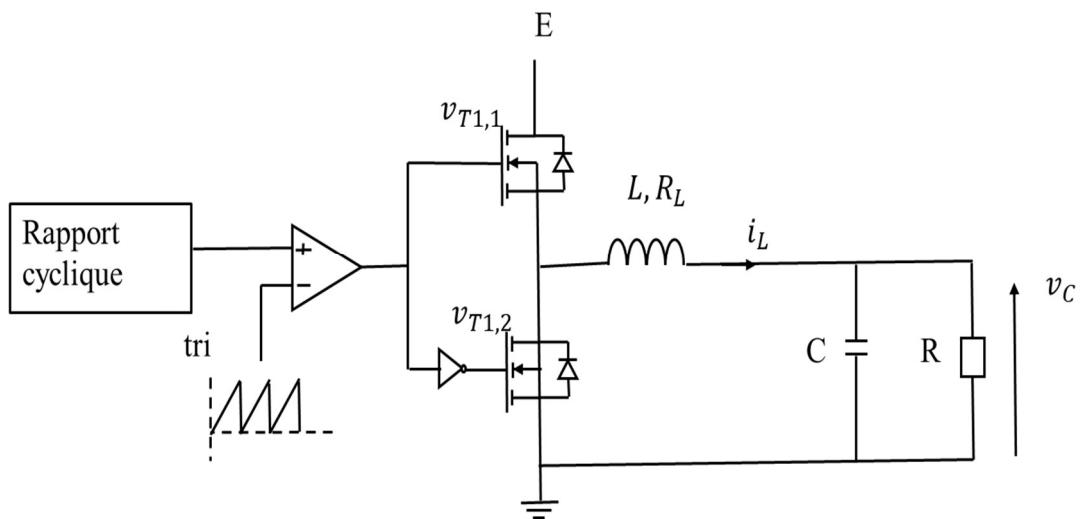


Figure I.10. La commande en boucle ouverte d'une cellule de commutation

Pour la partie simulation illustrée dans la figure I.10, nous avons opté pour Matlab Simulink afin d'étudier le comportement dynamique d'un seul bras d'un CMP à une valeur fixe de rapport cyclique (0 à 1).

Les données utilisées dans la simulation d'un buck simple sont répertoriées dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	Désignations
$E=12V$	Tension du bus continu
$v_c = 6V$	Tension de sortie
$L=100\mu H$	Inductance
$R_L=1m\Omega$	Résistance de bobinage
$C=100\mu F$	Condensateur de sortie
$R=0.6\Omega$	Résistance de la charge
$\alpha=0.55$	Rapport cyclique
$F_{dec}=100\text{ kHz}$	Fréquence de découpage

Tableau I.1. Paramètres d'une cellule de commutation

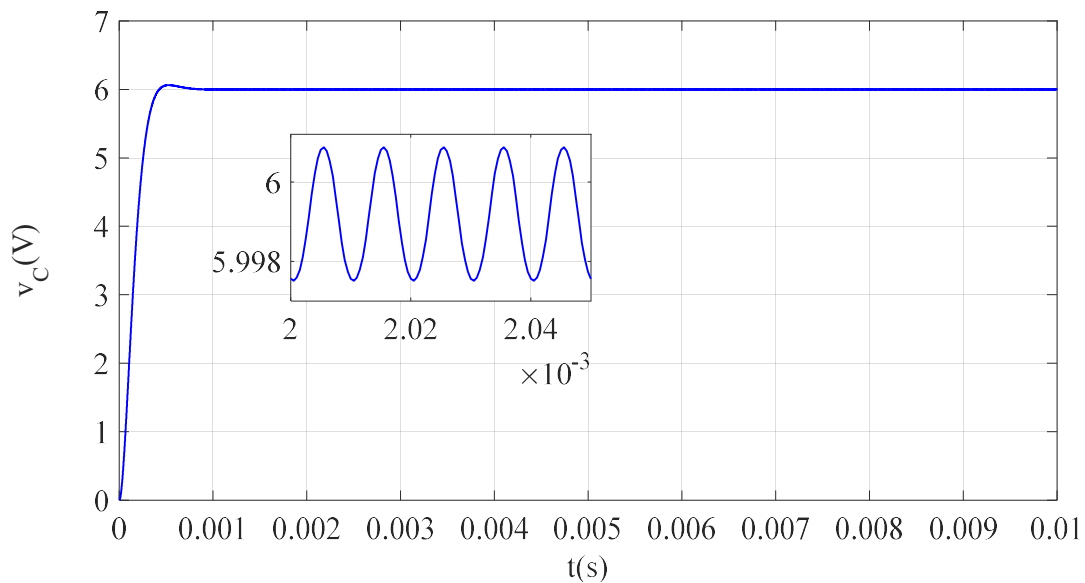


Figure I.11. Formes d'onde de la tension de sortie

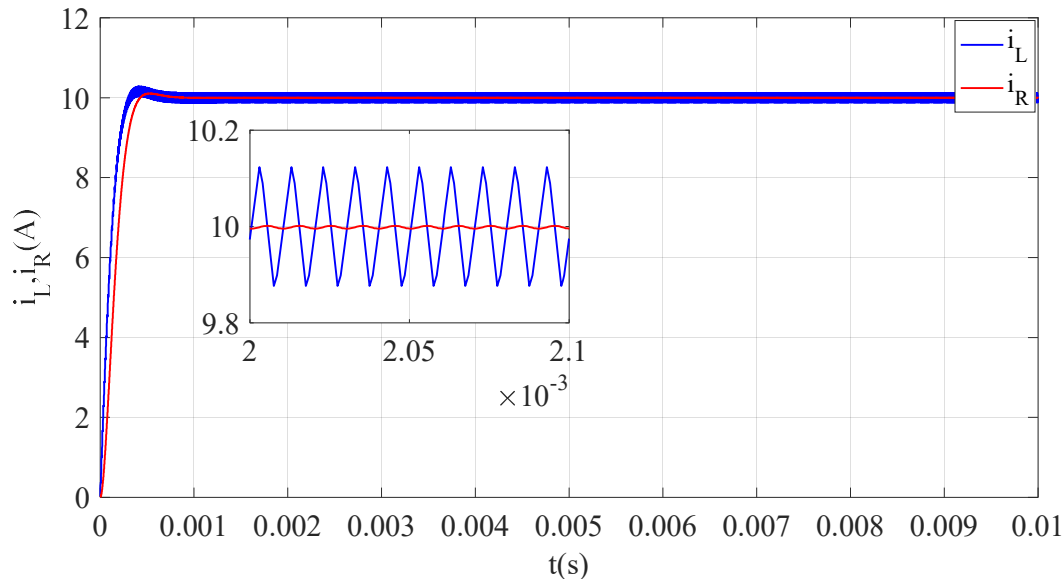


Figure I.12. Formes d'onde des courants i_L et i_R

I.4. Etude d'un convertisseur multicellulaire parallèle (CMP)

Dans l'objectif d'amplifier la densité de puissance, une option pourrait être effectuée c'est d'accroître la fréquence de découpage du hacheur, ce qui permettrait de limiter la valeur de l'inductance sans intensifier les ondulations de courant dans les cellules, cependant, cette solution entraîne une augmentation des pertes de commutation dans les interrupteurs [1]. Pour résoudre ces problèmes, les concepteurs ont adopté pour la structure de convertisseurs à plusieurs cellules parallèles entrelacées [18]. Cette topologie offre de nombreux avantages par rapport au hacheur classique. Tout d'abord, le courant sera partagé sur les N cellules [16], [29], ce qui contribue à diminuer les contraintes sur chaque interrupteur, donc avoir une meilleure dissipation thermique. De plus, la fréquence de courant parcourant la charge est N fois plus élevée que celui d'un convertisseur simple, ce qui réduit l'ondulation de courant de sortie et améliore la fiabilité en cas des anomalies électriques [3], [25], [26], [27].

I.4.1. Présentation de la structure d'un CMP

La structure courante du CMP se compose de N branches de commutation reliées entre elles par le biais d'inductances indépendantes, également nommées inductances de liaison. Ces inductances sont identiques sur chaque cellule ($L_1 = \dots = L_N = L$) et parcourues par le même courant moyen (i_L/N), leur fonction est d'équilibrer les sorties de chaque bras en absorbant toute disparité de tension instantanée entre eux, évitant ainsi tout court-circuit sur le bus continu en entrée [1], [2], [11], [17], [27], [28], [30].

La technique de contrôle employée pour cette combinaison de cellules, implique un décalage de phase régulier de $2\pi/N$ et un rapport cyclique α identique pour chaque cellule, dans le but de minimiser l'ondulation du courant de sortie i_L et de générer une fréquence apparente équivalente à N fois à la fréquence de découpage [13], [22], [29]. L'augmentation de la fréquence apparente affecte uniquement l'ondulation du courant de sortie, tandis que l'ondulation des courants de phase reste à (F_{dec}) [26], [30], [31], [32]. Les tensions délivrées par les N phases sont des tensions carrées de niveau 0 et $+E$ (v_1, v_2, v_3), décalées de $2\pi/N$, créant un ensemble de tension

équilibrées à fréquence fondamentale et contenu harmonique identique [1], [2], [18], [21], [26], [27] comme illustré sur la figure I.13.

En effet, une charge nécessitant une forte intensité peut être alimentée en faisant conduire plusieurs cellules en même temps, à condition que cela ait été anticipé lors de la conception [3]. Chaque cellule de commutation de la structure parallèle à trois cellules peut prendre deux états possibles, soit 0, soit 1, ce qui donne 2^3 états possibles. Dans le tableau I.2, les propriétés principales de ces états sont résumées de manière concise, tandis que le tableau I.3 regroupe les grandeurs caractéristiques d'un PMC à N cellules [6] :

s_3	s_2	s_1	i_{3L}	i_{2L}	i_{1L}	i_L
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	$i_E/3$	$i_E/3$
0	1	0	0	$i_E/3$	0	$i_E/3$
0	1	1	0	$i_E/3$	$i_E/3$	$2 i_E/3$
1	0	0	$i_E/3$	0	0	$i_E/3$
1	0	1	$i_E/3$	0	$i_E/3$	$2 i_E/3$
1	1	0	$i_E/3$	$i_E/3$	0	$2i_E/3$
1	1	1	$i_E/3$	$i_E/3$	$i_E/3$	i_E

Tableau I.2. Caractéristiques principales de l'association de trois cellules

Nombre de cellules associées	N
Nombre d'inductance associés	N
Nombre d'états possibles	2^N
Tension d'alimentation du convertisseur	E
Contrainte en courant appliquée sur chaque cellule	i_E/N

Tableau I.3. Définition des grandeurs caractéristiques du PMC à N cellules

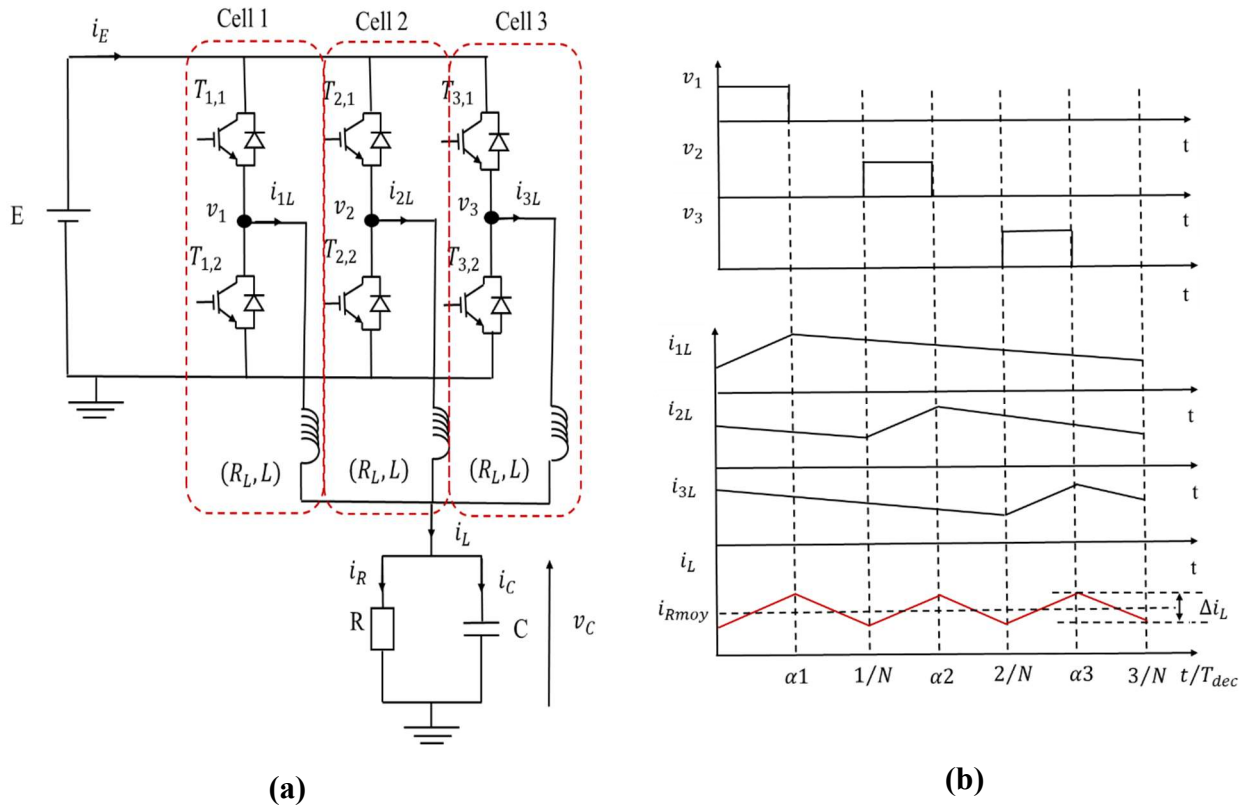


Figure I.13. (a) Convertisseur multicellulaire parallèle à 3 branches, (b) Ondulation du courant de sortie et courants de phase pour 3 branches

Pour divers rapports cycliques ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$), la même allure se répète tous les $(\frac{1}{N} \cdot F_{dec})$, il est à noter que tout rapport cyclique α peut être exprimé en terme du $\alpha_1 < \frac{1}{N}$ [26], [27] :

$$\alpha = \alpha_1 + \frac{(k-1)}{N} \text{ avec } k \in (1, 2, \dots, N)$$

Chaque inductance génère un courant présentant une ondulation triangulaire dont la valeur maximale correspond à un rapport cyclique de 50%, et qui est donné par :

$$\Delta i_{ph(max)} = \frac{E}{4LF_{dec}} \quad (I.25)$$

L'ondulation de la tension de sortie maximale pour $\alpha=1/2$ est donnée par [16], [24] :

$$\Delta v_{C(max)} = \frac{E}{32LCF_{dec}^2} \quad (I.26)$$

Un convertisseur équivalent peut être obtenu en regroupant les N cellules des convertisseurs parallèles avec [2], [3], [4] :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha_1 E (1 - N\alpha_1)}{LF_{dec}} \quad (I.27)$$

De plus, l'ajout de phases supplémentaires assure la diminution de l'ondulation du courant de sortie (Δi_L) [16], [26], [32]. Cette atténuation entraîne une diminution de la valeur efficace du courant $i_{C(eff)}$ et de la capacité de sortie (C), donc une réduction des pertes dans cette dernière [17]. Cette caractéristique contribue à l'accroissement de la densité de puissance du système [2], [7], [14].

Le nombre de valeurs du rapport cyclique permettant de diminuer l'ondulation du courant de sortie est égal à $N-1$. Ces valeurs sont déterminées par le nombre de cellules imbriquées, et correspond à : $\frac{k}{N}$ avec $k = 1, \dots, N$

La variation de la tension de sortie est exprimée par :

$$\Delta v_C = \frac{1}{8CNF_{dec}} \Delta i_L = \frac{1}{8CNF_{dec}} \frac{\alpha_1 E (1 - N\alpha_1)}{LF_{dec}} \quad (I.28)$$

La valeur minimale de la capacité est déterminée par :

$$C(\min) = \frac{1}{8\Delta v_L N} \frac{\alpha_1 E (1 - N\alpha_1)}{LF_{dec}^2} \quad (I.29)$$

En augmentant le nombre de modules en parallèle, l'entrelacement assure la diminution d'ondulation du courant de sortie [17], [30]. Cette propriété peut être observée en traçant l'évolution du rapport d'ondulation du courant de sortie et le courant maximal de phase. La courbe représentant l'évolution de ce rapport en corrélation avec le nombre de cellules en parallèle et de la valeur du rapport cyclique est illustré sur la figure ci-dessous, il est évident que l'ajout des modules reliés en parallèle engendre une diminution du rapport :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta i_{ph(\max)}} \quad [1], [2], [7], [11].$$

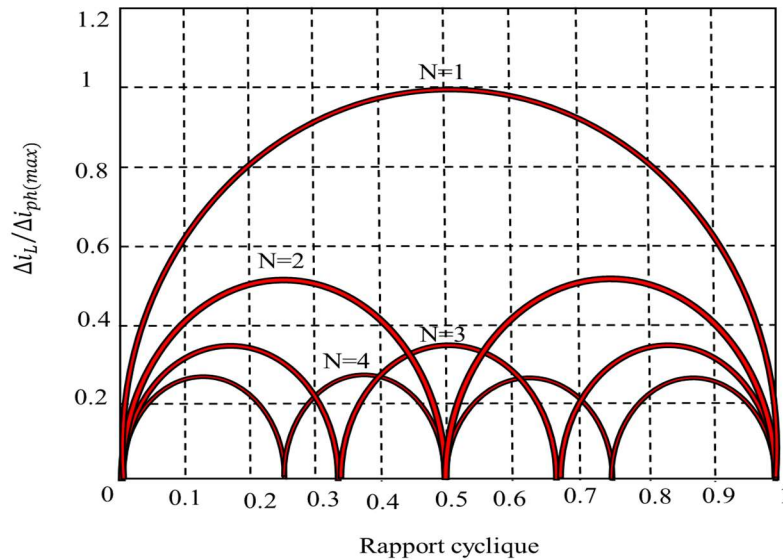


Figure I.14. Ondulation du courant de sortie en fonction du rapport cyclique

Ondulation de courant de sortie Δi_L

Il est à noter que la diminution de l'ondulation du courant de sortie est proportionnelle à l'accroissance de l'inductance de lissage. En outre, l'augmentation de la fréquence de découpage permet également de réduire davantage les ondulations. Cependant, il est essentiel de considérer que les pertes par commutation dans les semi-conducteurs accroissent en fonction de la fréquence, il est donc nécessaire de s'assurer que le radiateur est adapté à la fréquence de hachage.

Ondulation de tension de sortie Δv_C

De multiples facteurs ont une influence sur l'ondulation de la tension, notamment le condensateur de sortie, l'inductance, la charge et la fréquence de découpage. De manière générale, on peut dire que l'ondulation de la tension résulte de la phase de charge et de la décharge du condensateur de sortie, ainsi que cette ondulation décroît en augmentant la fréquence de découpage ou le condensateur de sortie. Il convient toutefois de noter que l'ondulation de tension est généralement déterminée par les exigences spécifiques du cahier des charges de l'alimentation à concevoir.

Le choix du condensateur est guidé par des considérations de coûts, de volume disponible ainsi que par les propriétés des divers types de condensateurs disponibles sur le marché. Quant à la sélection de la fréquence de découpage, il est basé sur le critère de rendement, étant donné que celui-ci a tendance à diminuer avec l'accroissance de cette fréquence [3], [10].

I.4.2. Les conséquences que peut provoquer un rassemblement massif de phase

Bien que la connexion de plusieurs cellules en parallèle permette d'accroître la densité de puissance et de diminuer la capacité de sortie, ainsi que d'améliorer la dynamique du système [1], plusieurs inconvénients limitent l'usage de grand nombre de cellules. On peut citer le déséquilibre des courants de branches ainsi que la présence d'importantes ondulations dans cette dernière [2], [4], [7], [28], [31].

I.4.2.1. Régulation de la tension de sortie

Les changements de la valeur de la charge, et de la tension d'alimentation provoquent des variations significatives à la tension de sortie. Par conséquent, ces perturbations peuvent causer des défaillances dans la gestion de notre système. Il est donc nécessaire de mettre en place une boucle de régulation de la tension de sortie afin de remédier à ce dysfonctionnement [4], [27], [32].

I.4.2.2. Déséquilibre du courant de chaque phase

Un parallélisme massif engendre un problème dans l'équilibrage des courants dans les phases, donc une faible anomalie du notre système peut entraîner l'inégalité de ce dernier. Ces anomalies peuvent être causée par :

- Les composants passifs, tels que les inductances ayant des bobinages avec des résistances différentes.
- Les composants actifs, tels que les résistances en conduction différentes.

- Les circuits de commande, tels que la différence dans la génération des temps morts et l'inégalité des rapports cycliques, comme le montre la figure ci-dessous [1], [2], [7], [4], [6], [14].

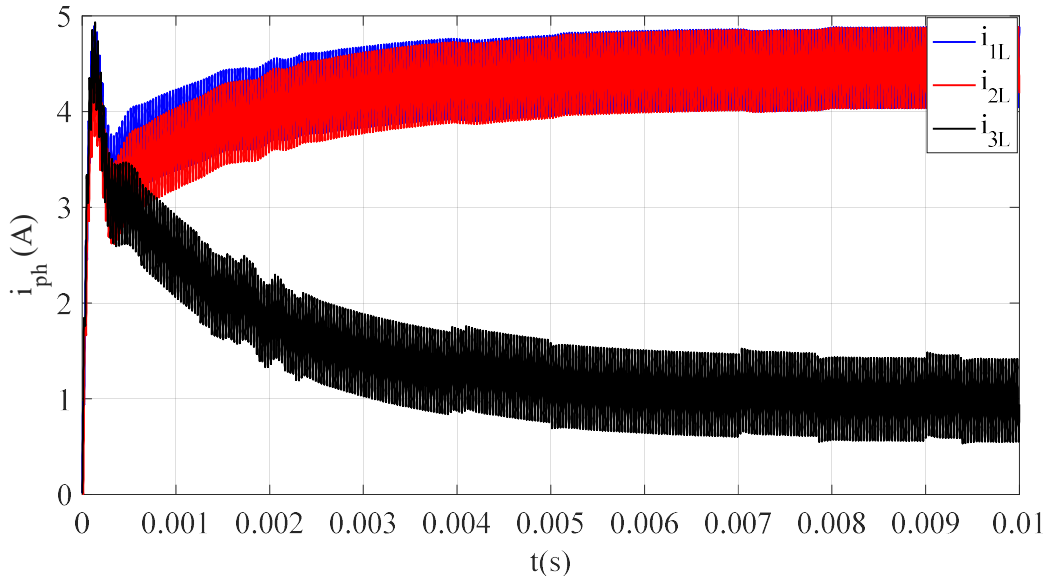


Figure I.15. Formes d'onde des courants de phases pour des rapports cycliques différents

I.4.2.3. Fortes ondulations du courant de chaque phase

Considérons un convertisseur à plusieurs cellules (N) branchées en parallèle, l'ondulation relative maximale du courant des différentes cellules peut être exprimée mathématiquement comme suit [4] :

$$\frac{\Delta i_{ph}}{i_{ph}} = N^2 \left(\frac{\Delta i_L}{i_L} \right) \quad (I.30)$$

Lorsque les courants de phase présentent de fortes fluctuations, cela traduit par une hausse des pertes ohmiques dépendant de la valeur efficace du courant.

- Les composants électroniques (semi-conducteurs), peuvent connaître une hausse des pertes en conduction (P_{con}) :

$$P_{con} = R_{on} \left(\left(\frac{i_L}{N} \right)^2 + \frac{\Delta i_{ph}^2}{12} \right) \quad (I.31)$$

Avec : R_{on} la résistance à l'état passant du composant.

- Les ondulations dans les bobinages des inductances, peuvent entraîner une hausse des pertes cuivre (P_{cu}).

- Une diminution du rendement du CMP [1], [6].

La Figure 1.16 illustre la forme d'onde d'ondulation du courant de sortie ainsi que les courants des phases pour un convertisseur à trois phases décalées de 120° , connectées par l'intermédiaire d'inductances propres [2], [6].

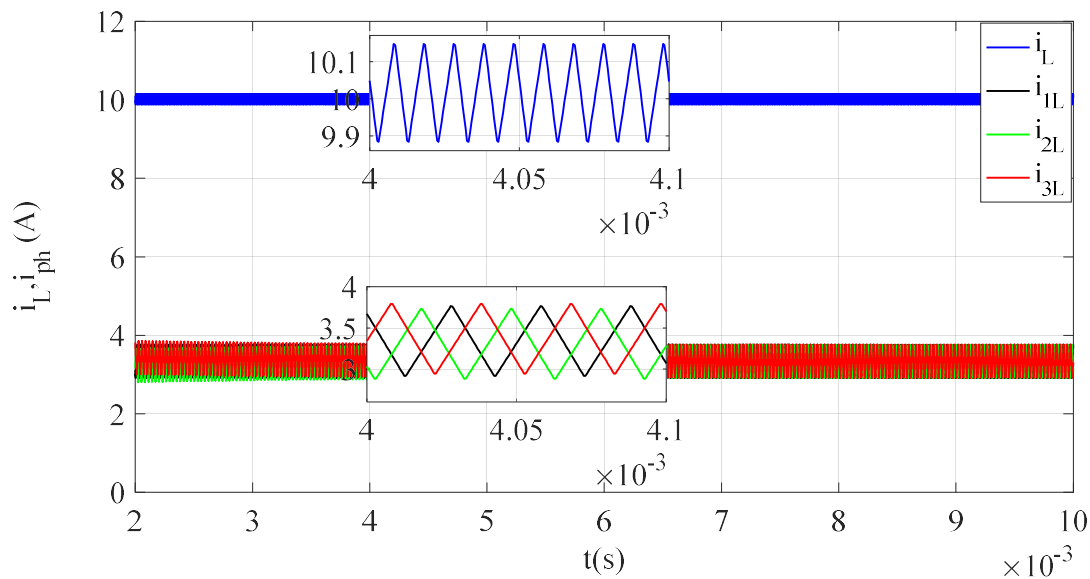


Figure I.16. Ondulation du courant de sortie et des courants de phase pour un hacheur à trois cellules

I.5. Commande du convertisseur en boucle fermée

Afin de concevoir un convertisseur multicellulaire parallèle (CMP) puissant, celui-ci doit être doté d'une commande en boucle fermée robuste. Cette approche assure un meilleur contrôle du fonctionnement de notre dispositif, ainsi qu'une régulation optimale de la distribution des courants dans les phases. De cette façon, les surchauffes inutiles peuvent être évitées, et avoir une tension de sortie maintenue à sa référence, même en présence de variations de charge.

Un convertisseur de puissance est contrôlé par Modulation de Largeur d'Impulsion afin de maintenir une fréquence de commande constante pour les composants électroniques. Cela assure la réduction des pertes par commutation des semi-conducteurs [7], [33].

I.6. Conclusion

Ce chapitre a débuté par une introduction sur l'histoire de diverses structures des convertisseurs multiniveaux. Ensuite, nous avons exposé le concept de fonctionnement d'un convertisseur multicellulaire parallèle, d'une seule cellule de commutation, puis de trois cellules branchées en parallèle.

La connexion de plusieurs cellules en parallèle offre la possibilité d'améliorer les performances du convertisseur, notamment en réduisant l'ondulation du courant de sortie ainsi que sa capacité de sortie. La technique d'entrelacement la plus courante implique la combinaison de divers modules dotés de leur propre inductance. Toutefois, cette technique présente un inconvénient

majeur en générant des ondulations importantes de courant dans chacun des bras du convertisseur.

Références Bibliographiques

- [1] N. Bouhalli, « Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- [2] V. Costan, « Convertisseurs parallèles entrelacés : Etude des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [3] H. A. Hadri, « Contribution à l'Analyse et à la Commande des Convertisseurs DC-DC Parallèles à PWM », Thèse de doctorat, Université de Mohamed Khider de Biskra, 2011.
- [4] E. H. Solano Saenz, « Etude des convertisseurs multicellulaires série parallèle et de leurs stratégies de commande, approches linéaire et prédictive », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2014.
- [5] S. Hanafi, « Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire », Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès, 2016.
- [6] H. Salah, « Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire », Thèse de doctorat, Université de Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès, 2016.
- [7] B. Amghar, « Modélisation, observabilité et commande de convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié », Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2013.
- [8] C. M. WU, « Étude prospective de la topologie MMC et du packaging 3D pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension », Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2015.
- [9] M. L. Hamida, « Modélisation et commande d'un convertisseur multicellulaire série », Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2019.
- [10] S. Sanchez, « Contribution à la conception de coupleurs magnétiques robustes pour convertisseurs multicellulaires parallèles », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2015.
- [11] M. Aimé, « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [12] R. H. Baker, L.H. Bannister, « Electric power converter », US Patent, vol. 3, n° 864, p. 643, 1975.

- [13] K. Benmansour, « Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride », Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2009.
- [14] P. Djondiné, « Étude des comportements chaotiques dans les convertisseurs statiques », thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2015.
- [15] T. Meynard, H. Foch, « Dispositif de conversion d'énergie électrique à semi-conducteur », Brevet. France, n° 00652, p. 91, 1992.
- [16] S. Sanchez, F. Richardeau, & D. Risaletto, « Design and fault-operation analysis of a modular cyclic cascade inter-cell transformer (ICT) for parallel multicell converters », *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 131, p. 190-199, 2017.
- [17] R. Hamdi, A. H. Hamida, O. Bennis, & F. Babaa, « Robust Adaptive Feedforward Sliding Mode Current Controller for Fast-Scale Dynamics of Switching Multicellular Power Converter », *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, vol. 6, n° 1, p. 1304-1311, 2021.
- [18] M. Le Bolloch, « Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphases à inductances couplées », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [19] R. Delpoux, J. F. Trégouët, J.Y. Gauthier, & C. Lacombe, « New framework for optimal current sharing of nonidentical parallel buck converters », *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 27, n° 3, p.1237-1243, 2018.
- [20] N. R. Mude, A. Sahu, « Adaptive control schemes for DC-DC buck converter », *International Journal of Engineering Research and Applications*, vol. 2, n° 3, p. 463-467, 2012.
- [21] Z. Nadjat, « Contribution au Contrôle Robuste des Convertisseurs DC-DC », Thèse de doctorat, Université Mostefa Ben Boulaïd de Batna, 2018.
- [22] D. Spirov, V. Lazarov, D. Roye, Z. Zarkov, & O. Mansouri, « Modélisation des convertisseurs statique dc-dc pour des applications dans les énergies renouvelables en utilisant MATLAB/Simulink », *Conference EF, Compiègne*, 2009.
- [23] C. BATARD, « Modélisation des systèmes de conversion de l'énergie électrique dans un contexte pluridisciplinaire », Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2015.
- [24] V. Guida, A. Scipioni, B. Douine, & D. Guilbert, « Convertisseurs DC-DC buck entrelacés candidats pour électrolyseurs : état de l'art et perspectives », In *Symposium de Génie Electrique*, Nancy, France, 2018.
- [25] S. K. Pandey, S. L. Patil, D. Ginoya, U. M. Chaskar, & S. B. Phadke, « Robust control of mismatched buck DC–DC converters by PWM-based sliding mode control schemes », *Control Engineering Practice*, vol. 84, p. 183-193, 2019.
- [26] P. Davancens, T. Meynard, « Étude des convertisseurs multicellulaires parallèles : I. Modélisation », *Journal de Physique III*, vol. 7, n° 1, p. 143-160, 1997.
- [27] S. Ali, T. Shengxue, Z. Jianyu, A. Ali, & A. Nawaz, « An implementation of parallel buck converters for common load sharing in DC microgrid », *Advances in Information and Communication Technologies for Smart Grids*, vol. 10, n° 3, p. 91, 2019.

- [28] B. Cougo, « Design and optimization of intercell transformers for parallel multicell converters », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [29] G. Byanpambé, P. Djondiné, & Y. J. Effa, « Sur la modulation des convertisseurs multicellulaires parallèles », International Journal of Innovation Sciences and Research, 2018.
- [30] J. C, Brandelero, « Conception et réalisation d'un convertisseur multicellulaire DC/DC isolé pour application aéronautique », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2015.
- [31] R. Hamdi, A. H. Hamida, F. Khelili, S. Zerouali, & O. Bennis, « Comparative Analysis of Control Techniques Based Sliding Mode for Transient Stability Assessment for Synchronous Multicellular Converter », International Journal of Energy and Power Engineering, vol. 13, n° 12, p. 760-765, 2019.
- [32] T. Meynard, B. Cougo, F. Forest, & E. Labouré, « Parallel multicell converters for high current: Design of intercell transformers », IEEE International Conference on Industrial Technology, p. 1359-1364, 2010.
- [33] J. Lachaize, « Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.

Modélisation et commande d'un CMP

Ce chapitre présente en premier lieu la modélisation en valeur instantanée d'un convertisseur multicellulaire parallèle (CMP), fonctionnant à la fois comme hacheur et onduleur pour une charge RC, ensuite en fonctionnement en tant que hacheur pour une charge RLC et pour un moteur. Dans la deuxième partie nous décrivons les stratégies de régulation avec plusieurs commandes en boucle fermée, en présentant leur état de l'art, leur principe de fonctionnement et leur structure. Nous commençons par la régulation linéaire qui est le régulateur PID classique, la deuxième commande est consacrée à la régulation par logique floue, ensuite un réglage non linéaire par mode glissant simple, et à la fin de chaque partie on introduit les avantages et inconvénients de chaque commande ainsi que leurs domaines d'application.

Sommaire

II.1 Introduction	30
II.2. Modélisation d'un convertisseur multicellulaire parallèle	31
II.2.1. Charge RC.....	31
II.2.1.1. Fonctionnement en mode hacheur.....	32
II.2.1.2. Fonctionnement en mode onduleur.....	34
II.2.2. Fonctionnement en hacheur pour une charge RLC.....	35
II.2.3. Moteur à courant continu entraîné par un CMP.....	36
II.2.3.1. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu (MCC).....	36
II.2.3.2. Modélisation d'un moteur à courant continu à excitation séparée.....	37
II.3. Présentation des stratégies de commande.....	38
II.3.1. La régulation Proportionnelle Intégrale Dérivée classique (PID).....	38
II.3.1.1. Principe d'un régulateur PID.....	39
II.3.1.2. Effet de chaque opérateur d'un régulateur PID sur un système.....	39
II.3.1.3. Réglage des paramètres.....	39

II.3.1.4. Domaines d'application d'un régulateur PID.....	40
II.3.1.5. Régulateur PI.....	40
II.3.1.5.1. La correction de deux paramètres.....	40
II.3.1.5.2. Avantages et inconvénients.....	41
II.3.2. La régulation par la Logique Floue (FL).....	41
II.3.2.1. Principe d'une commande floue.....	41
II.3.2.1.1. Variables linguistiques des ensembles flous.....	41
II.3.2.1.2. Fonctions d'appartenance.....	42
II.3.2.1.3. Opérateurs de la logique floue.....	43
II.3.2.1.4. Les inférences à plusieurs règles floues.....	43
II.3.2.2. Structure générale d'un régulateur flou.....	44
II.3.2.3. Avantages et inconvénients.....	46
II.3.2.4. Domaines d'application.....	46
II.3.3. La régulation par modes glissants (SM).....	46
II.3.3.1. Principe de la commande par modes glissants.....	47
II.3.3.2. Conception de la loi de commande par modes glissants.....	47
II.3.3.2.1. Choix de la surface de glissement.....	48
II.3.3.2.2. Condition d'existence de convergence.....	49
II.3.3.2.3. Détermination de la loi de commande.....	50
II.3.3.3. Avantages et inconvénients.....	52
II.3.3.4. Domaines d'application.....	53
II.4. Les qualités attendues d'une régulation.....	53
II.5. Conclusion.....	54

II.1 Introduction

La modélisation présente une grande importance dans l'analyse du comportement d'un système complexe. Pour un convertisseur statique, cette procédure permet de distinguer les variables du système qui sont à la fois continues et discontinues, afin de proposer une commande permettant le contrôle des différents paramètres [1].

La commande d'un convertisseur a pour objectif de contrôler la progression d'une ou plusieurs grandeurs physiques en fonction d'une ou plusieurs variables de contrôle, dans un milieu instable. Les fluctuations dans un système, peuvent être de nature interne (erreur du modèle, incertitude paramétrique) ou externe (bruit de mesure...) [2].

Il existe une multitude d'algorithmes de contrôle qui permettent de concevoir un correcteur. Notre travail se concentre sur l'étude des techniques de commande : Proportionnel Intégral (PI), par logique floue, par mode glissant simple, qui seront appliqués au convertisseur multicellulaire parallèle [3].

II.2. Modélisation d'un convertisseur multicellulaire parallèle

La représentation instantanée d'un convertisseur intègre les commutations des semi-conducteurs ainsi que les grandeurs instantanées des variables d'état. Grâce à ce modèle, l'état de chaque cellule de commutation appartenant au convertisseur est représenté à l'échelle de la période de découpage [1].

II.2.1. Charge RC

Pour un convertisseur multicellulaire parallèle associé à une charge RC (figure I.13), nous prenons trois cellules adjacentes avec les mêmes valeurs d'inductances. L'évolution du courant de sortie dépend des courants des phases, lesquels sont déterminés par les états des interrupteurs des cellules [2], [4], [5].

Contraintes en courant : l'intérêt du CMP réside dans le fait que les sources intermédiaires permettent de contrôler la répartition des courants dans les interrupteurs passants. En effet, la loi des nœuds appliquée à chaque branche élémentaire met en évidence que [6] :

$$(i_{kT})_{on} = i_{kL} \quad (\text{II.1})$$

avec $k \in (1, \dots, N)$

- L'évolution du courant circulant dans l'inductance est étroitement liée à la variation de la tension v_{kL} , qui dépend elle-même de la configuration de la cellule et de la tension v_C .

La tension aux bornes des inductances est en fonction du signal de commande des commutateurs s_k :

$$v_{kL} = s_k E - v_C \quad (\text{II.2})$$

Pour des valeurs connues de l'inductance, nous pouvons obtenir l'équation régissant l'évolution du courant i_{kL} [7] :

$$v_{kL}(t) = s_k E(t) - v_C(t) = L \frac{di_{kL}}{dt} + R_L i_{kL} \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{di_{kL}}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_{kL} - \frac{1}{L} v_C + s_k \frac{E}{L} \quad (\text{II.4})$$

Contraintes en tension : la tension instantanée aux bornes des interrupteurs est la même tension d'entrée E quand il est bloqué et zéro lorsqu'elle conduit. Par conséquent, la tension E est une alimentation continue sur une période de découpage, donc la tension moyenne au point milieu d'une cellule de commutation est :

$$v_k = \alpha_k E \quad (\text{II.5})$$

-La tension de sortie du hacheur multicellulaire dépend du courant de sortie ainsi que de la charge connectée. Le courant de sortie i_L est obtenu en additionnant les courants qui traversent les interrupteurs, il est défini par :

$$i_L = \sum_{i=1}^N s_k i_{kph} \quad (\text{II.6})$$

Le courant parcourant le condensateur de sortie s'écrit alors :

$$i_C(t) = i_L(t) - i_R(t) = C \frac{dv_C}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{avec } i_R(t) = \frac{v_C(t)}{R}$$

La formule générale de la tension de sortie peut être déduite en se basant sur l'équation précédente :

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{C} i_R(t) \quad (\text{II.8})$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} (i_{1L} + \dots + i_{NL}) - \frac{1}{CR} v_C \quad (\text{II.9})$$

II.2.1.1. Fonctionnement en mode hacheur

D'après les équations (II.7) et (II.9), le convertisseur à trois cellules parallèle (figure I.13) réalisant la conversion abaisseuse (hacheur-dévolteur), peut être modélisé par un modèle aux valeurs instantanées avec le système d'équations suivant [1], [8] :

$$\begin{cases} \frac{di_{1L}}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_{1L} - \frac{v_C}{L} + s_1 \frac{E}{L} \\ \frac{di_{2L}}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_{2L} - \frac{v_C}{L} + s_2 \frac{E}{L} \\ \frac{di_{3L}}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_{3L} - \frac{v_C}{L} + s_3 \frac{E}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}(i_{1L} + i_{2L} + i_{3L}) - \frac{v_C}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

s : représente la commande des interrupteurs, ou sa valeur peut être exprimée à travers la formule suivante :

$$s = \begin{cases} 1, & s \text{ on} \\ 0, & s \text{ off} \end{cases}$$

D'après l'équation II.10, nous déduisons l'expression de l'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B(s)\frac{E}{L} \\ y = C(s)x \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Avec $x = (i_{1L}, i_{2L}, i_{3L}, v_C) \in R^4$ variables d'états continues, $s = (s_1, s_2, s_3)$ la commande discontinue. La matrice dynamique A et la matrice de commande $B(s)$, sont définie par :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad B(s) = [s_1 \quad s_2 \quad s_3 \quad 0]^T \quad (\text{II.12})$$

Avec : y vecteur de sortie et la matrice $C(s)$ est définie par :

$$C(s) = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.2.1.2. Fonctionnement en mode onduleur

La configuration présentée dans la figure II.1 est celle d'un onduleur à trois cellules parallèle alimentée par un point milieu capacitif. La tension aux bornes des inductances est déterminée par [1] :

$$v_{kL} = s_k \frac{E}{2} - v_C \quad (\text{II.14})$$

Donc l'expression de l'évolution du courant i_{kL} est exprimée comme suit :

$$L \frac{di_{kL}}{dt} = -R_L i_{kL} - v_C + s_k \frac{E}{2} \quad (\text{II.15})$$

Le modèle instantané d'un onduleur multicellulaire parallèle à trois branches, relié à une charge RC , est décrit par un système d'équations II.16 :

$$\begin{cases} \frac{di_{1L}}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_{1L} - \frac{v_C}{L} + s_1 \frac{(E/2)}{L} \\ \frac{di_{2L}}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_{2L} - \frac{v_C}{L} + s_2 \frac{(E/2)}{L} \\ \frac{di_{3L}}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_{3L} - \frac{v_C}{L} + s_3 \frac{(E/2)}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} (i_{1L} + i_{2L} + i_{3L}) - \frac{v_C}{CR} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

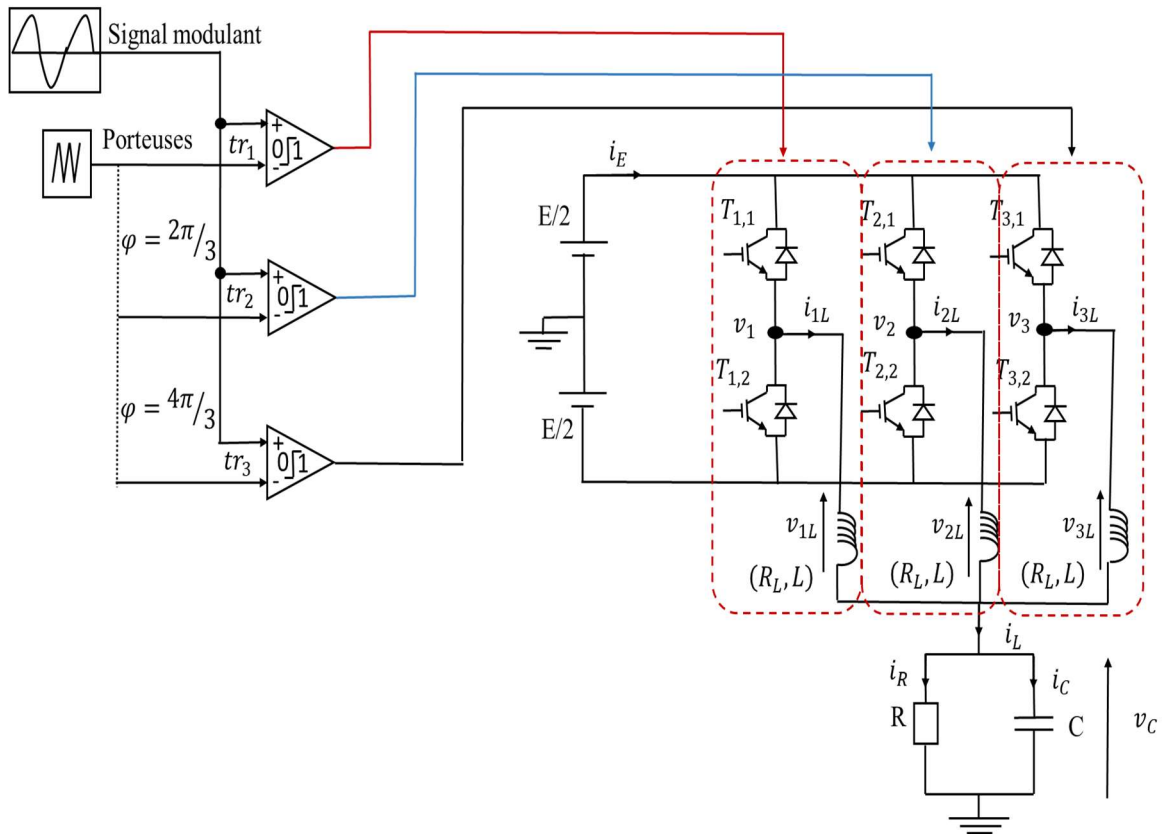


Figure II.1. Bras d'un onduleur multicellulaire parallèle à point milieu capacitif à trois cellules de commutation

II.2.2. Fonctionnement en hacheur pour une charge RLC

La tension de sortie du hacheur ($R_C L_C // C$) est définie par l'équation [1] :

$$v_C = R_C i_S + L_C \frac{di_S}{dt} \tag{II.17}$$

D'après l'équation (II.17), l'évolution du courant i_S à travers la charge s'écrit alors :

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{v_C}{L_C} - \frac{R_C}{L_C} i_S \tag{II.18}$$

Le courant parcourant le condensateur de sortie s'écrit alors :

$$i_C(t) = i_L(t) - i_S(t) = C \frac{dv_C}{dt} \tag{II.19}$$

En combinant l'équation (II.19) avec celle du courant des phases mentionnée précédemment (équation II.6), nous obtenons la formule générale de l'évolution de v_C :

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}(i_{1L} + \dots + i_{NL}) - \frac{1}{C}i_S \quad (\text{II.20})$$

Le modèle instantané d'un hacheur abaisseur à trois branches, relié à une charge RLC , régi par les équations (II.4) et (II.20), est résumé dans II.21 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{1L}}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_{1L} - \frac{v_C}{L} + s_1 \frac{E}{L} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{di_{3L}}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_{3L} - \frac{v_C}{L} + s_3 \frac{E}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}(i_{1L} + i_{2L} + i_{3L}) - \frac{1}{C}i_S \end{array} \right. \quad (\text{II.21})$$

Le convertisseur multicellulaire parallèle, est considéré comme hybride car il est constitué à la fois d'une partie continue (composée d'une alimentation continue E et des éléments passifs L , R_L de la bobine et R , C de la charge) et d'une partie discontinue (composée des circuits de commutation fonctionnant d'une manière binaire) [8], [9].

II.2.3. Moteur à courant continu entraîné par un CMP

II.2.3.1. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu (MCC)

Il est envisageable d'ajuster la vitesse d'un moteur à courant continu de différentes manières, notamment en modifiant la tension d'alimentation, cependant, cette méthode entraîne une consommation d'énergie par le dispositif d'alimentation, on peut aussi intervenir sur la constitution même du moteur (changer de condensateur, connecter une diode en série aux phases, etc.), ou bien un contrôle rhéostatique par induit. Le problème avec ces techniques, c'est qu'elles sont généralement complexes et qu'elles font appel à plusieurs notions qui peuvent être difficiles à cerner. Pour toutes ces raisons il est préférable d'alimenter le moteur à courant continu d'une manière discontinue au moyen d'un hacheur et de faire varier la tension moyenne fournie à ses bornes [10], [11].

II.2.3.2. Modélisation d'un moteur à courant continu à excitation séparée

On qualifie ce moteur de « moteur à excitation indépendante » car il n'y a pas de connexion électrique directe entre la partie mobile (l'induit) et la partie fixe (inducteur), ainsi que les deux sources alimentations v_a et v_f sont indépendantes, comme présentée dans la figure II.2 [12].

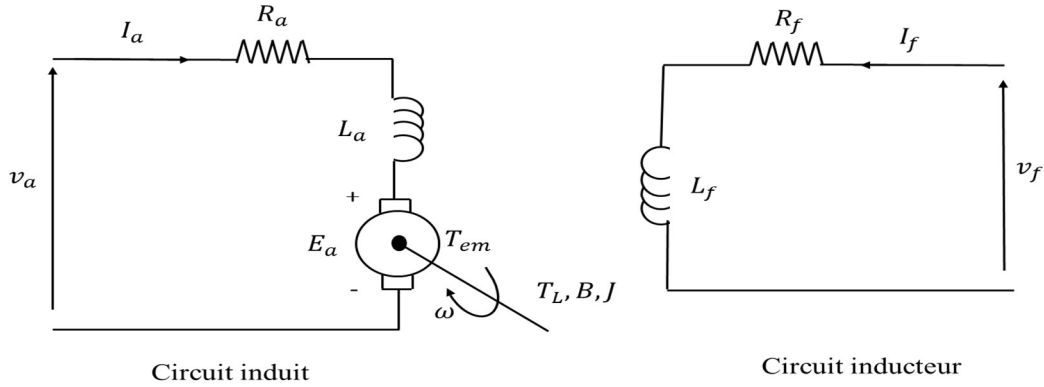


Figure II.2. Moteur à courant continu à excitation séparée

En utilisant les équations électrique, électromagnétique et mécanique, il possible de modéliser le moteur CC et de mieux comprendre son fonctionnement réel. La représentation mathématique de ce type de dispositif, est donnée comme suit [10], [13] :

$$v_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_a \tag{II.22}$$

$$v_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \tag{II.23}$$

$$E_a = k_b \omega \tag{II.24}$$

$$T_{em} = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \tag{II.25}$$

$$T_{em} = k_b I_a \tag{II.26}$$

Avec $k_b = M I_f$

Le modèle aux valeurs instantanées d'un hacheur parallèle à trois bras, connecté à un moteur à excitation séparée comme illustré sur la figure ci-dessous, est donné par (II.27) [11], [12], [14] :

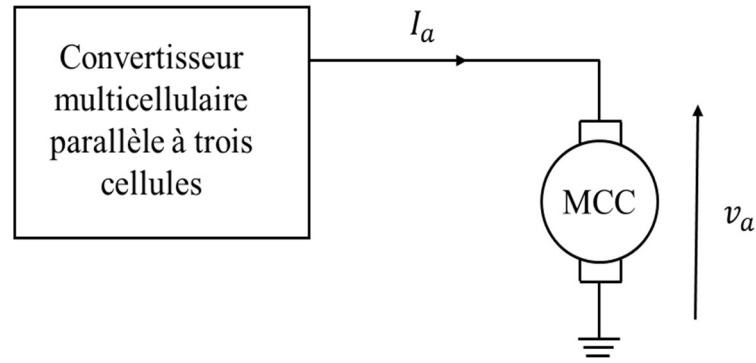


Figure II.3. Hacheur à trois cellules connecté à un MCC

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{1L}}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_{1L} - \frac{v_a}{L} + s_1 \frac{E}{L} \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{di_{3L}}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_{3L} - \frac{v_a}{L} + s_3 \frac{E}{L} \\ \frac{dI_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}I_a - \frac{k_b}{L_a}\omega + \frac{v_a}{L_a} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{k_b}{J}I_a - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

Avec $I_a = i_{1L} + i_{2L} + i_{3L}$

II.3. Présentation des stratégies de commande

Nous allons proposer dans cette thèse plusieurs techniques de commande pour assurer le contrôle et la régulation des courants de phase et la tension de sortie, et cela avec un niveau de précision optimal, et un temps de réponse court. Ces méthodes permettent donc d'obtenir un système de contrôle stable et fiable.

II.3.1. La régulation Proportionnelle Intégrale Dérivée classique (PID)

Le contrôleur PID a été largement utilisé dans les industries depuis les années 1940. Ce type de régulateur appartient à la catégorie des commandes linéaire qui utilisent un modèle linéaire du système pour concevoir le contrôleur [15], [16]. L'algorithme de ce contrôleur est une équation simple et unique reliant des paramètres proportionnel, intégral et dérivé. Par conséquent, les performances de ce contrôleur de base peuvent être améliorées grâce à la sélection judicieuse de ces trois paramètres du système en boucle fermée [17].

II.3.1.1. Principe d'un régulateur PID

Le régulateur PID sous sa forme standard parallèle est caractérisé dans le domaine temporel par l'équation [18], [19] :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (\text{II.28})$$

$e(t)$: l'écart entre la valeur de consigne souhaitée et la valeur mesurée en sortie.

Dans le domaine de Laplace [20] :

$$C(p) = K_p e(p) + \frac{1}{T_i} \frac{e(p)}{p} + p T_d e(p) \quad (\text{II.29})$$

II.3.1.2. Effet de chaque opérateur d'un régulateur PID sur un système

Afin de déterminer quelles caractéristiques du système doivent être améliorées, on doit d'abord connaître l'effet de chaque paramètre sur le système [21].

Action proportionnelle : l'erreur $e(t)$ est amplifiée par un gain K_p , qui est caractérisé par :

- Diminue le temps de réponse du système.
- Améliore la précision.
- Réduit la stabilité du dispositif.

Action intégrale : consiste à calculer l'intégrale de l'erreur, puis à diviser le résultat par un gain T_i , qui est caractérisé par :

- Améliore la stabilité en régime permanent.
- Permet d'éliminer l'erreur statique à l'état stable.
- Peut causer un dépassement de la consigne.

Action dérivée : implique la dérivée de l'erreur par rapport au temps, suivie d'une multiplication par un gain T_d , cette action est caractérisés par :

- Diminue le dépassement.
- Stabilise rapidement le système.
- Augmente la sensibilité au bruit.

II.3.1.3. Réglage des paramètres

Il existe de nombreuses techniques de réglage qui ont été proposées dans la littérature [20]. Cependant, l'inconvénient de ces approches de réglage réside dans le fait qu'elles négligent les perturbations de la charge, l'incertitude du modèle et le bruit de mesure. En général, un réglage pour un contrôle à hautes performances est toujours accompagné par une faible robustesse.

Le réglage des coefficients peut se faire selon plusieurs approches :

- Méthode simple (expérimentale)
- Méthode de Ziegler-Nichols
- Méthode graphique

Dans notre étude on va utiliser la méthode simple qui implique à agir sur les paramètres des différentes actions de contrôle, à savoir le gain proportionnel, le gain intégral, et le gain dérivé, en les ajustant à partir d'essais pratiques, afin d'obtenir la réponse souhaitée sur la sortie du système. Ce travail de thèse se concentre sur l'étude d'un régulateur PI [22].

II.3.1.4. Domaines d'application d'un régulateur PID

Le contrôleur PID peut être trouvé dans de nombreux domaines d'application : traitement du pétrole, traitement des polymères, industries chimiques, robotique, véhicules aériens sans pilote (UAV), régulation pneumatique de la température, de la pression, et bien d'autres.

II.3.1.5. Régulateur PI

Ce type de régulateur, grâce à son action intégrale, permet de supprimer l'erreur statique entre la grandeur de consigne et celle mesurée, ainsi que l'action proportionnelle influence sur la rapidité de la régulation.

Ce type de régulateur est défini par deux coefficients, un coefficient de proportionnalité et un coefficient d'intégration comme montré sur la figure II.4. Sa fonction est donnée par [23] :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (\text{II.30})$$

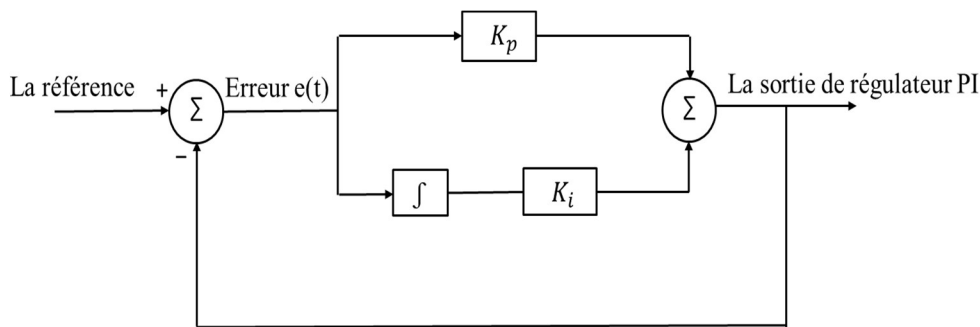


Figure II.4. La structure parallèle d'un régulateur PI

II.3.1.5.1. La correction de deux paramètres

• Action proportionnelle

Plus la valeur de K_p est grande, plus la correction sera rapide, mais cela peut également augmenter la probabilité de dépassement et d'oscillation à la sortie.

Un faible coefficient proportionnel K_p entraîne une correction plus lente, mais il y'aura également moins de risque d'oscillation des grandeurs de sorties.

• Action intégrale

L'action intégrale répond progressivement aux changements de l'erreur, ce qui permet un rattrapage graduel de la référence.

Lorsque l'erreur est positive (ou négative), il est nécessaire d'augmenter (ou réduire) l'effet de la commande $u(t)$ afin d'annuler l'erreur [24].

II.3.1.5.2. Avantages et inconvénients**Avantages**

Simplicité. Temps de réponse rapide. Grande précision.

Inconvénients

Dépassement. Robustesse faible [25].

II.3.2. La régulation par la Logique Floue (FL)

Depuis que Lotfi A. Zadeh, professeur d'électronique à l'université de Berkeley en Californie, a présenté la notion de sous-ensembles flous en 1965 [26], la logique floue a évoqué un grand intérêt. Cette théorie est notamment adaptée au domaine de la commande, et plus généralement en génie électrique. La particularité de cette méthode est qu'elle peut traiter des informations imprécises, grâce à l'aptitude de l'être humain à prendre des décisions pertinentes malgré la nature floue de ces informations disponibles. Par exemple, un opérateur humain développe des stratégies de commande de façon linguistique, même avec une connaissance minimale du processus [27]. Les régulateurs basés sur la logique floue peuvent améliorer les performances dynamiques et la robustesse des systèmes commandés [27] [28].

II.3.2.1. Principe d'une commande floue

La logique floue repose sur l'utilisation des variables linguistiques, qui sont proches du langage courant utilisé par les humains, et ne se base pas sur une relation mathématique précise. De plus, ces variables sont gérées en utilisant des règles qui se réfèrent à la connaissance du comportement du système acquise par les opérateurs. Cette technique de contrôle s'appuie sur le concept des possibilités, et utilise des ensembles d'appartenance appelés « ensembles flous » afin de caractériser les diverses variables du mécanisme à réguler [28], [29], [30], [31], [32].

Les éléments fondamentaux de la logique floue comprennent :

- ❖ Les variables linguistiques des ensembles flous
- ❖ Les fonctions d'appartenance
- ❖ Les opérateurs
- ❖ Les inférences basées sur plusieurs règles floues

II.3.2.1.1. Variables linguistiques des ensembles flous

Les phénomènes, situations ou grandeurs physiques sont souvent décrits de manière imprécise à travers des termes relatifs ou flous, telle que grand, petit, positif, négatif, nul, chaud, froid, etc. Ces représentations sont regroupées en classes appelées ensembles flous, qui constituent les variables linguistiques de la logique floue.

II.3.2.1.2. Fonctions d'appartenance

La variable d'entrée x est définie sur un domaine nommé univers de discours, qui est subdivisé en un nombre fini d'ensembles flous, chacun caractérisant une situation dominante dans sa zone respective. Ces ensembles flous sont décrits au moyen des fonctions d'appartenance convexes, pour simplifier leur traitement numérique et leur application. De plus, ces fonctions d'appartenance prennent l'emplacement de x dans l'univers de discours comme argument et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction, désignée par :

$$\mu : \begin{cases} X \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad (II.31)$$

L'univers de discours représente toutes les valeurs réelles que la variable floue x peut prendre, tandis que le degré d'appartenance $\mu_A(x)$ indique dans quelle mesure l'élément x appartient à l'ensemble flou, lequel est obtenu en combinant tous les sous-ensembles de l'univers de discours. En outre, pour permettre une pondération de la commande, il est important que l'intersection entre deux sous-ensembles successifs ne soit pas nulle.

Cette étude s'est concentrée sur l'analyse de deux formes couramment utilisées pour la fonction d'appartenance, triangulaire et trapézoïdale. L'allure complète pour la forme triangulaire est déterminée par trois points (A, B et C) et quatre points (A, B, C et D) pour la forme trapézoïdale, comme on peut le voir sur figure II.5 :

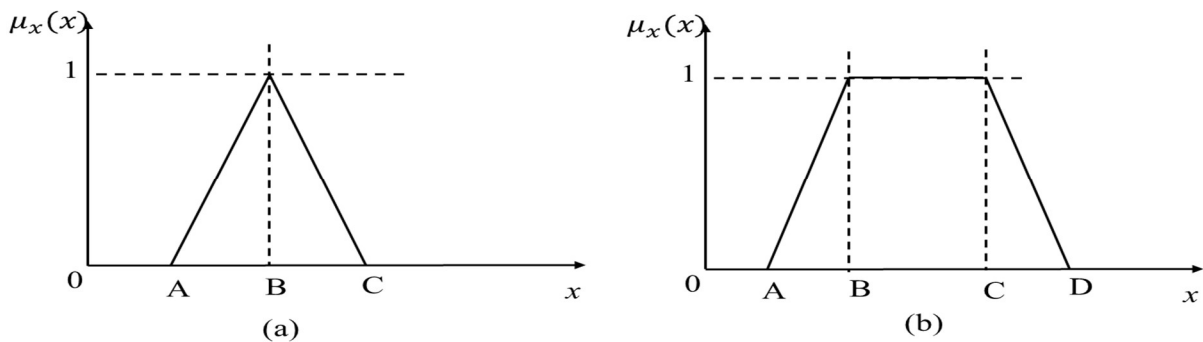


Figure II.5. Forme usuelles des fonctions d'appartenance ; (a) forme triangulaire, (b) forme trapézoïdale

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-A}{B-A} & \text{Si } x \in [A, B] \\ \frac{C-x}{C-B} & \text{Si } x \in [B, C] \\ 0 & \text{Si } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad (II.32)$$

Si $x \in [A, B]$
 Si $x \in [B, C]$
 Si $x \in [C, D]$
 Si x est ailleurs

II.3.2.1.3. Opérateurs de la logique floue

De façon similaire à l'approche des ensembles classiques, les sous-ensembles flous sont caractérisés au moyen d'opérateurs d'union, d'intersection et de complément [27].

L'opérateur OU est équivalent à l'union de deux ensembles flous a et b . Cela peut être effectué par :

-La fonction MAXIMUM : $\mu_{a \cup b}(x) = \max(\mu_a(x), \mu_b(x))$

-La fonction arithmétique « somme » : $\mu_{a \cup b}(x) = \mu_a(x) + \mu_b(x)$

L'opérateur ET est équivalent à l'intersection de deux ensembles flous a et b . Cela peut être obtenu par :

-La fonction MINIMUM : $\mu_{a \cap b}(x) = \min(\mu_a(x), \mu_b(x))$

-La fonction arithmétique « produit » : $\mu_{a \cap b}(x) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(x)$

$\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$: Fonctions d'appartenance des ensembles a et b [33].

De la même manière que pour la théorie des ensembles classiques, ces opérateurs possèdent les caractéristiques suivantes :

$$A \cup X = X, A \cap X = A$$

$$A \cup B = B \cup A, A \cap B = B \cap A \rightarrow \text{Commutativité } A \cup (B \cup C) = (A \cup B) \cup C,$$

$$A \cap (B \cap C) = (A \cap B) \cap C \rightarrow \text{Associativité } A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C),$$

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C) \rightarrow \text{Distributivité}$$

L'opérateur « NON » est le complément d'un sous-ensemble flou, réalisé par [27], [34] :

$$\mu_{\bar{a}}(x) = 1 - \mu_a(x)$$

II.3.2.1.4. Les inférences à plusieurs règles floues

Le but de l'établissement des règles en logique floue est de connecter les entrées aux sorties. Selon les valeurs d'entrée, une règle est appliquée, produisant ainsi une (ou plusieurs) valeur(s) de sortie. Le concept repose sur une relation directe entre la validité de la condition sur les entrées et la recommandation de l'action en sortie. Les règles sont donc explicitement exprimées, comme dans l'exemple suivant :

• **Si** une ou plusieurs conditions sont satisfaites, **alors** une action spécifique doit être réalisée sur les sorties [35].

Où l'ensemble des conditions est une prémisse, et ces conditions sont interconnectées à l'aide d'opérateurs flous. Dans le cadre d'un système de commande, la partie conclusion représente l'action à exécuter, par contre pour un système d'identification, la conclusion décrit l'évolution ou l'état de ce dernier. Dans la partie prémisse, les opérateurs flous employés sont les conjonctions ET et OU.

Le choix d'interprétation de ces conjonctions repose sur le modèle du moteur d'inférence utilisé [33], [35]. Selon le moteur d'inférence, la corrélation entre la condition d'entrée et la conclusion exprimée par "Alors" peut être évaluée soit par un produit, soit par un minimum [36].

II.3.2.2. Structure générale d'un régulateur flou

La configuration d'une commande floue se compose de trois modules principaux, comme illustré dans figure ci-dessous [23], [32], [40].

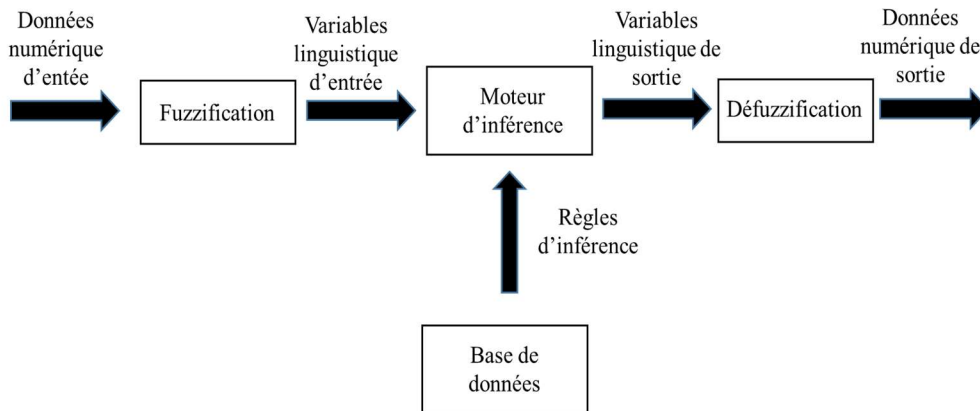


Figure II.6. Structure générale d'une commande floue

➤ La fuzzification, est le premier module qui sert à traiter les entrées du système. Cette étape permet d'associer à chaque valeur réelle d'entrée un degré d'appartenance correspondant aux sous-ensembles flous établis sur l'univers du discours grâce à des fonctions d'appartenances.

➤ Le moteur d'inférence et la base des règles représentent le deuxième module. La base de ces instructions constitue la technique de commande et l'objectif souhaité à travers les règles de commande linguistiques. Grâce à cette étape, il est possible d'associer les degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence produit une conclusion en prenant en compte les entrées et les règles actives, et cela en calculant les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous associés à la commande du dispositif. Le réglage du contrôleur à trois ensembles flous est principalement effectué en modifiant les gains de normalisations à l'entrée et à la sortie du régulateur. Cependant, si on augmente le nombre d'ensemble flous, cela offre un plus grand choix en termes de matrice d'inférence et la distribution des fonctions d'appartenance [34].

Dans le cadre de cette étude, nous avons choisi d'utiliser la technique d'inférence Max-Min de MAMDANI afin effectuer le réglage par logique floue. Cette méthode est considérée comme la plus utilisée, car elle emploie un niveau de la condition l'opérateur « OU » pour la génération du MAXIMUM et l'opérateur « ET » pour la génération du MINIMUM. Pour chaque règle

présentée par « ALORS », la conclusion lit le coefficient d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie [32].

Contrôleur de Mamdani [28], [31] :

Ce genre de régulateur a été exposé sous une configuration générale pour Nx entrées :

Si x_1 est A_{1K} et ... et x_{Nx} est A_{Nx} alors y est B_K

La figure II.7 représente un synoptique d'un contrôleur flou.

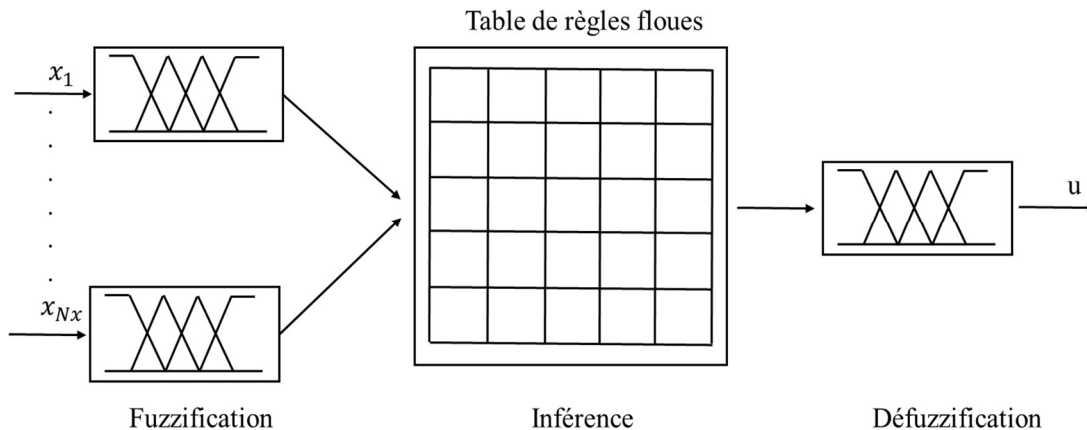


Figure II.7. Contrôleur de Mamdani

La commande floue est généralement définie par des variables d'entrées telles que la différence entre la variable contrôlée et sa consigne, ainsi que sa variation. On peut assimiler ces variables à celle d'un régulateur discret de type PD [27].

➤ Le module final, qui est l'interface de défuzzification, a pour fonction de convertir les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en valeurs numériques exploitables au niveau physique [40].

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, telles que :

- Le centre de gravité
- La méthode de la hauteur
- La méthode de la hauteur modifiée
- La méthode de la moyenne des centres

Notre intérêt porte sur la technique du centre de gravité, qui est couramment appliquée dans le cadre du contrôle flou. Pour déterminer la commande réelle u , il est nécessaire de calculer l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_b(y)$, découlant de l'inférence qui représente la valeur de sortie du contrôleur. La commande réelle est donnée par :

$$u = \frac{\int \mu_b(y) dy}{\int \mu_b(y) dy} \quad (\text{II.33})$$

Dans le cas d'un univers discret, l'équation précédente prend la forme suivante [41] :

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_b(y_q) y_q}{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_b(y_q)} \quad (\text{II.34})$$

Où N_q est le nombre d'intervalles de quantification de la fonction $\mu_b(y)$.

II.3.2.3. Avantages et inconvénients

Avantages

Des compétences linguistiques de l'opérateur d'un procédé peuvent être intégrées afin d'optimiser les performances du système. Il est possible de parvenir à un comportement optimal sans recourir à une modélisation complexe. La maîtrise du système à régler même s'il présente un comportement non linéaire.

Inconvénients

Il peut y avoir un manque de directives claires pour la réalisation d'un réglage, notamment pour la sélection des variables à mesurer, la détermination des règles de fuzzification et inférences, ainsi que pour la défuzzification. La précision du réglage souvent insuffisante [30], [31].

II.3.2.4. Domaines d'application

Les systèmes flous ont été employés dans de nombreuses applications, dans les domaines industriels, de la gestion et de la médecine. Ces applications incluent :

Les dispositifs audio-visuels tels que les appareils de photos autofocus, les photocopieurs, etc. Équipement électroménagers tels que les lave-linges, les aspirateurs et les autocuiseurs. Systèmes de transport tels que les trains, les métros et les ascenseurs. Systèmes autoroutiers automatisés tels que le freinage et contrôle de la manette des gaz des véhicules [33], [35].

II.3.3. La régulation par modes glissants (SM)

Les approches de commande traditionnelles, telles que les régulateurs PID, s'avèrent très performantes pour les systèmes linéaires dont les paramètres constants. Toutefois, dans le cas des systèmes non linéaires ou avec des paramètres variables, ces stratégies de commande peuvent s'avérer insuffisantes car elles manquent de robustesse, en particulier lorsque les critères de précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont rigoureuses. Il devient alors essentiel d'adopter des stratégies de commande résistant aux variations des paramètres, aux anomalies et aux non linéarités, donc les lois de commande à architecture variable s'avèrent être une solution à ces problèmes [4], [43]. Bien que les premières recherches sur les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement aient été proposées par Emelyanov dès le début des années 50, il a fallu attendre les années 80 pour que cette approche de commande devienne réellement intéressante et attractive. Aujourd'hui, cette commande est évaluée comme l'une des méthodes les plus efficaces pour les systèmes non linéaires ou avec des modèles imprécis [46].

La stratégie de commande par SM est adaptée aux systèmes de commande en « tout ou rien », dans lesquels au moins une des variables de commande est discrète. Les convertisseurs statiques s'inscrivent parfaitement dans cette catégorie de commande car leurs interrupteurs sont commandés de manière binaire, c'est-à-dire qu'ils sont soit ouverts soit fermés [46]. Ce type de commande est conçu pour maintenir le système à proximité d'une surface de commutation, ce qui permet au système de se stabiliser sur une trajectoire limite [47].

II.3.3.1. Principe de la commande par modes glissants

La technologie des modes glissants a pour principe de guider la trajectoire d'état d'un système vers une surface cible connue sous le nom de surface de glissement, puis de la maintenir à proximité de cette surface et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre, comme indiqué sur la figure II.8, d'où le phénomène de glissement [9]. La commande par mode glissant a pour objectif de réaliser deux tâches principales :

- Concevoir une surface $S(x)$ permettant d'assurer une attitude souhaitée de poursuite, régulation et stabilité pour toutes les trajectoires du système.
- Définir une loi de commande u (commutations), qui a pour but de guider toutes les trajectoires d'état jusqu'à la surface de glissement et de les y maintenir.

II.3.3.2. Conception de la loi de commande par modes glissants

La réalisation d'une loi de commande basée sur les modes glissants comprend trois étapes majeures qui sont étroitement liées les unes aux autres [2] :

- Le Choix de la surface de glissement
- Déterminer la condition de convergence à établir
- Trouver la loi de commande permettant de rejoindre la surface de glissement et de la maintenir.

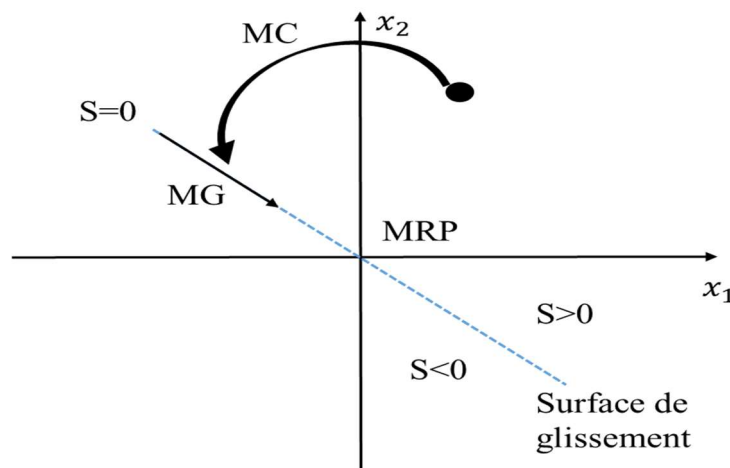


Figure II.8. Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

La figure présentée ci-dessus illustre une trajectoire en plan de phase composée de trois parties distinctes [43] :

- On peut définir le mode de convergence (MC) comme étant celui où la variable à régler se déplace à partir d'un point initial quelconque dans le plan de phase et converge vers la surface de commutation $S(x)=0$. La loi de commande et le critère de convergence sont des caractéristiques clés de ce mode.
- On peut décrire le mode de glissement (MG) comme étant celui où la variable d'état rejoint la surface de glissement et converge vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode dépend du choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- On utilise le mode de régime permanent (MRP) pour analyser la réponse du système près de son point d'équilibre, c'est-à-dire l'origine de plan de phase. Ce mode est spécifié par la qualité et l'efficacité de la commande.

II.3.3.2.1. Choix de la surface de glissement

Considérons le système dont l'évolution est régie par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^T x, y \in R \end{cases} \quad (II.35)$$

Les fonctions f et g du système sont supposées être non linéaires et suffisamment différentiables, elles sont représentées sous forme de champs de vecteurs. On présume en outre que la fonction g est inversible.

L'entrée et la sortie du système sont respectivement représentées par $\{u \text{ et } y\} \in R$.

$$x = (x_1, \dots, x_n)^T \in R^n$$

Soit x_{ref} la consigne souhaitée et e l'erreur de poursuite définie telle que :

$$e = x_{ref} - x \quad (II.36)$$

Le mode de glissement existe lorsque les commutations se produisent continuellement entre les valeurs de u_{max} et u_{min} (ouverture ou fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur). Ce concept est illustré à l'aide de la figure II.9. Dans cette configuration, la logique de commutation est déterminée par [44] :



Figure II.9. Caractéristique de commutation

La surface $S(x)$ est une représentation du comportement dynamique souhaité du dispositif. Pour garantir la convergence d'une variable vers sa valeur souhaitée, le professeur J. J. Slotine a suggéré une équation générale pour déterminer la surface de glissement, qui est exprimée par [24] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.37})$$

λ : Une constante positive qui représente la bande passante du contrôle souhaitée.

Pour $r=1$ $S(x) = e(x)$

Pour $r=2$ $S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r=3$ $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x)=0$: il s'agit d'une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$

II.3.3.2.2. Condition d'existence de convergence

Afin d'évaluer cette condition, on peut appliquer la méthode de Lyapunov, qui consiste à sélectionner une fonction de Lyapunov $v(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du mécanisme. Ensuite, on choisit une règle de commande qui fera diminuer cette fonction (la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative), de manière à ce que S soit attractif. La fonction joue le rôle d'une fonction « énergie » fictive pour le système considéré [2].

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v(x) = \frac{1}{2} S^2(x) > 0 \quad (\text{II.38})$$

En calculant la dérivée de l'équation précédente, on obtient [45] :

$$\dot{v}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.39})$$

Pour qu'une variable de glissement $S(x, t)$ se rapproche de 0, une condition indispensable et suffisante, nommée condition d'attractivité, est que la dérivée temporelle soit définie négative [44] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad \text{si} \quad \dot{S}(x) \neq 0 \quad (\text{II.40})$$

Si les conditions (II.38) et (II.40) sont vérifiées, alors le système atteint un état stable. Cela signifie que la variable de glissement et sa dérivée sont de signes opposés pour toute valeur de temps, et que 0 est un centre attracteur pour S , telle que [3] :

$$\begin{cases} \dot{S} > 0 \\ \dot{S} < 0 \end{cases} \quad \text{if} \quad \begin{cases} S < 0 \\ S > 0 \end{cases}$$

II.3.3.2.3. Détermination de la loi de commande

La loi de commande a pour but de guider les états du système à rejoindre et se maintenir à la surface de glissement, malgré l'incertitude présente dans le système, afin de supprimer l'erreur et d'exiger la dynamique souhaitée. La dynamique du système reste autonome de la loi de commande, qui vise simplement à assurer les conditions de glissement (l'attractivité de la surface) [44]. Autrement dit, la loi de commande doit assurer que la surface de glissement soit un pont d'attraction local pour le système, de sorte que toutes les trajectoires du dispositif dans le voisinage de la surface soient dirigées vers elle, tout en maintenant les conditions nécessaires pour que le mode glissant persiste [2], [24].

La réalisation d'un régime de glissement nécessite l'utilisation d'une commande discontinue. Afin de garantir l'attractivité de la surface de glissement, cette dernière doit être attractive des deux côtés. Toutefois, il est possible d'ajouter une partie continue à cette commande, comme schématisé sur la figure II.10, où cette partie a pour but de réduire l'amplitude de la partie discontinue et de conserver la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. En présence de perturbation, la partie discontinue est principalement utilisée pour vérifier les conditions d'attractivité. Ainsi, l'architecture d'un contrôleur par SM comprend deux parties distinctes : une partie pour la linéarisation exacte (u_{eq}) et une autre pour la stabilité (u_{dis}) [2], [9], [43].

$$u = u_{eq} + u_{dis} \quad (II.41)$$

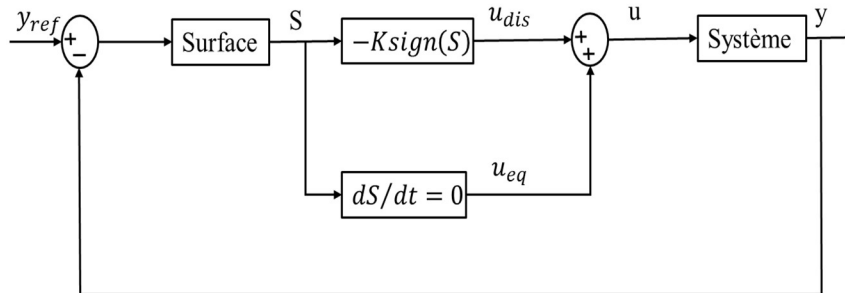


Figure II.10. Principe de la commande en mode glissant

u_{eq} : Commande équivalente (fonction continue), correspond à la commande suggérée par Filipov spécifiant le contrôle nécessaire au système pour rester sur la surface de glissement, établi à partir de la condition de convergence donnée par : $S = 0, \dot{S} = 0$.

u_{dis} : La commande discontinue, assure la convergence en temps fini partant d'un point initial jusqu'à atteindre la surface de glissement, il permet aussi le rejet de certaines classes de fluctuations. La plus simple est la fonction relais donnée par la figure II.11 [3], [44] :

$$\text{Sign}(S) = \begin{cases} 1 \\ 0 \\ -1 \end{cases} \quad \text{if} \quad \begin{cases} S > 0 \\ S = 0 \\ S < 0 \end{cases}$$

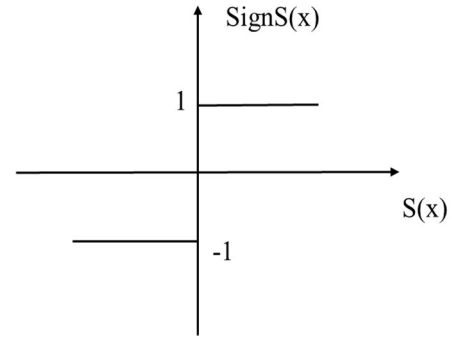


Figure II.11. Fonction relais

Avant d'établir la formule analogique de la commande u , il est nécessaire de calculer la dérivée de la surface $S(x)$:

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.42})$$

Remplaçant (II.35) dans (II.42)

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x) + g(x)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x)u_{dis}] \quad (\text{II.43})$$

Pendant le mode de glissement et l'état stable, la surface de glissement est nulle, ce qui implique que sa dérivée et la partie discontinue sont également nulles :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x) + g(x)u_{eq}] = 0 \quad (\text{II.44})$$

Par conséquent, on peut déduire l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x) \right] \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \quad (\text{II.45})$$

Pour que la commande équivalente puisse avoir une valeur finie, il est nécessaire que :

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \neq 0 \quad (\text{II.46})$$

Pendant la phase de convergence, en substituant l'expression de la commande équivalente dans l'équation (II.43), une nouvelle équation de la dérivée de la surface est obtenue :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_{dis} \quad (\text{II.47})$$

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

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_{dis} < 0 \quad (\text{II.48})$$

Pour satisfaire la condition d'attractivité, il est nécessaire que le signe de u_{dis} soit l'inverse de celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x)$.

La commande discrète peut être exprimée d'une façon simple sous la forme d'une fonction sign [7].

$$u_{dis} = -K \text{sign} (S) \quad (\text{II.49})$$

K : une constante positive, sign : la fonction sign.

Le signe de K doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} g(x)$

Le choix de la constante K est crucial, car une valeur trop petite entraînerait un temps de réponse du système trop long, tandis qu'une valeur trop grande pourrait causer le phénomène de chattering.

II.3.3.3. Avantages et inconvénients

Avantages

La commande par modes glissants offre divers avantages significatifs, tels que la robustesse face aux variations paramétriques, une précision importante ainsi qu'une grande stabilité. Cependant, son principal intérêt est sa rapidité et ses excellentes performances en régime transitoire. En effet, même lorsque l'état du système est très écarté de sa consigne, la trajectoire du système s'approche rapidement de la surface de commutation [24], [46].

Inconvénients

La réalisation d'un régime glissant idéal n'est pas possible dans la pratique, car cela impliquerait une commutation à fréquence infinie de la commande. Les contraintes techniques et physiques, comme les délais de commutation ou les faibles constantes de temps des actionneurs, peuvent entraîner des défauts dans la commande. Ces imperfections introduisent un comportement dynamique spécifique autour de la surface de glissement nommé chattering, broutement ou réticence en français, comme illustré dans la figure II.12 [2], [44].

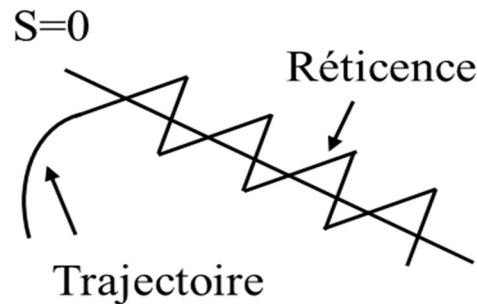


Figure II.12. Phénomène de réticence sur la surface de glissement

Le chattering est un point négatif majeur du mode glissant dans la mise en œuvre pratique. Afin de réduire les effets de ce phénomène, la commande par modes glissants d'ordre supérieur se présente comme une solution très attractive.

II.3.3.4. Domaines d'application

La méthode du mode glissant est appliquée dans différents domaines tels que les observateurs, la commande de la vitesse des moteurs électriques, la régulation des processus chimiques et commande des robots [2], [44].

II.4. Les qualités attendues d'une régulation

Les principales qualités requises dans l'industrie pour la commande d'un système sont la stabilité, la robustesse, la rapidité et la précision d'une variable à contrôler. En effet la commande d'un système a pour objectif d'atteindre des performances optimales telles que [24], [45] :

1-Stabilité :

On considère qu'un système est stable si et seulement si, il est capable de rétablir l'équilibre à partir d'un état différent.

2-Robustesse

La robustesse est probablement le paramètre le plus crucial et délicat dans la commande d'un système. Nous qualifions un système de robuste si la régulation fonctionne de manière fiable même en présence de variations du modèle. Ainsi, il est impératif qu'un régulateur puisse garantir son fonctionnement même en présence de ces changements pour s'adapter à des utilisations imprévues.

3-Rapidité

Le temps de réaction d'un système dépend du temps nécessaire pour que le régime transitoire se stabilise complètement. En théorie, ce temps correspond au temps de réponse du système. Cependant, dans la pratique, nous convenons que ce temps de réponse correspond au moment où la réponse du système atteint une marge d'erreur de plus ou moins 5% par rapport à la valeur finale (entre 95% et 105%). Ainsi, plus le temps de réponse est court, plus le système régulé est rapide.

4-Précision

La précision d'un système régulé se définit comme la différence entre la référence demandée et la variable à contrôler à l'état stable. Plus l'écart statique est faible, plus le système est précis. Les caractéristiques de précision incluent :

a-erreur statique e : elle est déterminée par la différence entre la valeur désirée et celle mesurée lorsque le dispositif est en régime stationnaire ($t \rightarrow \infty$)

$$e = \lim_{t \rightarrow \infty} (y_{ref} - y)$$

b-dépassement (dep) : en pratique, il est souvent recommandé de tolérer un dépassement de 10% pour obtenir un système « agile »

$$dep_{max} = \frac{y_{max} - y_{\infty}}{y_{max}}$$

II.5. Conclusion

Ce deuxième chapitre était dédié en premier lieu à la modélisation du convertisseur multicellulaire parallèle avec une charge RC et une charge RLC. Ensuite on a modélisé un moteur à courant continu à excitation séparée qui est alimenté par un CMP, afin faire varier sa vitesse de rotation.

Pour améliorer le comportement et les performances de notre système, nous allons imposer des techniques de commande en rétroaction pour mieux contrôler les variables et atteindre les valeurs souhaitées.

Le troisième chapitre va être consacré à la simulation de diverses techniques de commande.

Références Bibliographiques

[1] S. Hanafi, « Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire », Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès, 2016.

[2] M.L.Hamida, « Modélisation et commande d'un convertisseur multicellulaire série », Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2020.

[3] N.Maherzi, « Etude, conception et réalisation d'un convertisseur d'énergie DC/DC associé à des supercondensateurs », mémoire d'ingénieur, Université CNAM de Lyon, 2010.

- [4] R. Hamdi, A. H. Hamida, O. Bennis, & F. Babaa , « Robust Adaptive Feedforward Sliding Mode Current Controller for Fast-Scale Dynamics of Switching Multicellular Power Converter », *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, vol. 6, n° 1, p.1304-1311, 2021.
- [5] S. N. Al-Bargothi, G. M. Qaryouti, & Q. M. Jaber , « Speed control of DC motor using conventional and adaptive PID controllers », *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJEECS)*, vol. 16, n° 3, p. 1221-1228, 2019.
- [6] R. Hamdi, & A. H. Hamida , « Performances and Robustness Assessment of Sliding Mode Control Applied to a High Frequency Switched Parallel Three-Cell DC-DC Converter », *International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET)*, vol.10, p.39-44, 2019.
- [7] S.V. Adhul, & T. Ananthan , « FOPID controller for buck converter », *Procedia Computer Science*, vol. 171, p. 576-582, 2020.
- [8] B. Amghar, A. Darcherif, & J. P. Barbot , « Z (TN)-Observability and control of parallel multicell chopper using Petri nets », *IET Power Electronics*, vol.6, n° 4, p. 710-720, 2013.
- [9] T. Floquet, « Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2000.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] M.A. Ahmad, R.M.T. Raja Ismail, M.S. Ramli, « Control strategy of buck converter driven DC motor: A comparative assessment », *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, vol. 4, n° 10, p. 4893-4903, 2010.
- [13] S. N. Al-Bargothi, G. M. Qaryouti, & Q. M. Jaber , « Speed control of DC motor using conventional and adaptive PID controllers », *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJEECS)*, vol. 16, n° 3, p. 1221-1228, 2019.
- [14] M.A. Ahmad, R.M.T. Raja Ismail, M.S. Ramli, « Control strategy of buck converter driven DC motor: A comparative assessment », *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, vol. 4, n° 10, p. 4893-4903, 2010.
- [15] A. Lindiya, & S. Palani , « Performance comparison of various controllers for DC-DC synchronous buck converter », *Procedia Engineering*, vol.38, p. 2679-2693 , 2012.
- [16] F.MUDRY, « Ajustage des paramètres d'un régulateur PID », *Ecole d'ingénieurs du Canton de Vaud-Département d'électricité et informatique*, 2002.
- [17] A. A, Chlahawi , « Genetic algorithm error criteria as applied to PID controller DC-DC buck converter parameters: an investigation », *In IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 671, n° 1, p. 012032, 2020.

- [18] M. P. E, Rajamani, R. Rajesh, & M. Willjuice Iruthayarajan , « Design and experimental validation of PID controller for buck converter: A multi-objective evolutionary algorithms based approach », IETE Journal of Research, p.1-12, 2021.
- [19] E.Joelianto, A. Bartoszewicz , « Robust H_{∞} PID Controller Design Via LMI Solution of Dissipative Integral Backstepping with State Feedback Synthesis », Robust Control, Theory and Applications. InTech Open Publ, 2011.
- [20] M. A .Shrud, A.H. Kharaz, A.S. Ashur, A. Faris & M. Benamar, « Analysis and simulation of automotive interleaved buck converter », World Academy of Science, Engineering and Technology, 2010.
- [21] A.Kessal, « Correction du facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC », Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas de Setif, 2012
- [22] W. BELHAJ, « Contribution à la Synthèse des Régulateurs PI Multivariables pour une Classe de Systèmes Linéaires à Retards Multiples via ILMIs », Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées et de Technologie de Tunisie, 2017.
- [23] N. D. Bhat, D. B, Kanse, S. D, Patil, & S. D Pawar, « DC/DC Buck Converter Using Fuzzy Logic Controller », In 5th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES), p. 182-187, 2020.
- [24] H.Sahraoui, « Modélisation et commande des convertisseurs DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques (Théorie et Expérimentation) », Thèse de doctorat, Université Batna 2 de Batna, 2016.
- [25] R.sadaoui, « Analyse et commande de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, 2017.
- [26] 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.
- [27] 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 Ferhat Abbas de Setif, 2010.
- [28] J.Faucher , « Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue. MLI », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [30] Y. Guerfi , « Régulation des onduleurs multi niveaux par un régulateur à logique floue », mémoire de magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2009.
- [31] A. Fekik , « Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP », Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2018.
- [32] M.T.Cao , « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », Université Laval, 1997.
- [33] N.Belhaouchet , « Fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application: amélioration de la qualité de l'énergie », Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas de Setif, 2011.

- [34] B. M.Toufik , « Commande de la machine à courant alternatif par différentes techniques de contrôle avancée », Thèse de doctorat, Université Mohamed Kheider de Biskra.
- [35] L.Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy I ,1999.
- [36] K .Guesmi, « Contribution à la commande floue d'un convertisseur statique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2006.
- [37] S.Maity, S. Ghosh, R. Pal, S. Saha, Samanta, & J. Maity, « Performance analysis of fuzzy logic controlled DC-DC converters », In International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP),p. 0165-0171, 2019.
- [38] B. Meryem, « Photovoltaic Power Control Using Fuzzy Logic and Fuzzy Logic Type 2 MPPT Algorithms and Buck Converter », Advances in Technology Innovation, vol. 4, n° 3, p.125, 2019.
- [40] M. B .Poodeh, S. Eshtehardiha, & M. R. ZARE, « Application of fuzzy logic to control the DC-DC converter », 7th WSEAS International Conference on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines, vol. 24, p. 23, 2007.
- [41] M. A. F. Al-Qaisi, M. A. Shehab, A. Al-Gizi, & M. Al-Saadi , « High performance DC/DC buck converter using sliding mode controller », International Journal of Power Electronics and Drive Systems, vol.10, n° 4, p. 1806, 2019.
- [42] S. Hajri , « Commande dynamique par mode glissant: application à la robustification des processus complexes », Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, 1997.
- [43] M.Aimé , « Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques: Application aux nouvelles structures multicellulaires », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [44] M.Bekemans,D. Sigismondi , « Reglage par mode de glissement synchronisé par PLL, Application à un convertisseur DC/DC de type buck », Revue scientifique des instituts supérieurs industrielles, n° 20, p. 197, 2006.
- [45] F.Z. DAIKH, « Contribution des approches de l'intelligence artificielle pour la stabilisation robuste des systèmes non linéaire », Thèse de doctorat, Université d'Oran, 2015.

Régulation et résultats de simulation

Ce chapitre est destiné en premier lieu, à une simulation en boucle ouverte avec la méthode par modulation de largeur d'impulsion appliquée à un onduleur puis à un hacheur multicellulaire parallèle connecté à une charge RC, afin d'analyser leur comportement dynamique. La deuxième partie est consacrée à la simulation en boucle fermée d'un hacheur à trois branches relié à une charge RC puis RLC, en utilisant les trois types de commandes mentionnés précédemment dans le deuxième chapitre, ainsi que des tests de robustesse seront également effectués sur chaque régulateur afin de comparer leurs performances. Une brève partie sera dédiée à la commande d'un moteur DC à excitation séparée avec deux commandes. A la fin de ce chapitre, une simulation avec les valeurs pratiques sera réalisée.

Sommaire

III.1. Introduction	60
III.2. Les convertisseurs multicellulaires parallèles	60
III.3. Commande en boucle ouverte d'un CMP connecté à une charge RC.....	60
III.3.1. Application de la commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) naturelle sur un buck à trois cellules.....	61
III.3.1.1. Fonctionnement en mode onduleur.....	62
III.3.1.2. Fonctionnement en mode hacheur.....	67
III.4. Commande en boucle fermée d'un CMP connecté à une charge RC	70
III.4.1. Application de la commande classique PI.....	71
III.4.2. Application de la commande par FL.....	72
III.4.3. Application de la commande par SM.....	75
III.4.4. Résultats de simulation pour les trois types de commandes.....	77
III.4.5. Tests de robustesse et étude comparative des commandes appliquées.....	81
III.5. Commande en boucle fermée d'un CMP connecté à une charge RLC	88
III.5.1. Application de la commande classique PI.....	89
III.5.2. Application de la commande par FL.....	90

III.5.3. Application de la commande par SM.....	90
III.5.4. Résultats de simulation pour les trois types de commandes.....	91
III.5.5. Tests de robustesse et étude comparative des commandes appliquées....	94
III.6. Commande en boucle fermée d'un moteur à courant continu à excitation alimentée séparée par un CMP.....	99
III.6.1. Application de la commande classique PI.....	100
III.6.2. Application de la commande par FL.....	100
III.6.3. Résultats de simulation.....	101
III.7. Résultats de simulation d'un CMP connecté à une charge RC avec les valeurs pratiques.....	106
III.8. Conclusion.....	110

III.1. Introduction

Afin de bénéficier, autant que possible, du potentiel important de la structure multicellulaire parallèle, sa commande doit, d'une part, assurer un asservissement des variables de sortie du convertisseur à des valeurs de consignes de façon que l'erreur soit nulle, et d'autre part, contrôler ces variables de sortie de manière à ce qu'elles ne soient pas affectées par les fluctuations de la charge et par les changements de la tension de référence [1], [2].

Ce chapitre vise initialement à réaliser une simulation en boucle ouverte (tension et courants), dans l'optique d'analyser le comportement de notre convertisseur [3].

Dans un deuxième temps, nous allons appliquer les trois techniques de contrôle que nous avons définies dans le chapitre précédent, et cela pour piloter un hacheur à trois branches montées en parallèle, connecté à une charge RC, charge RLC et moteur à courant continu. À la clôture de chaque section, une analyse comparative sera menée, afin d'évaluer les critères de chaque commande (rapidité, et la précision...) [2].

III.2. Les convertisseurs multicellulaires parallèles

Un convertisseur statique est un équipement conçu par adapter une alimentation électrique aux exigences spécifique du récepteur. Les convertisseurs DC-DC sont appelés « hacheurs » lorsqu'ils fournissent de la puissance à un récepteur nécessitant une alimentation en tension continue réglable, tel qu'un moteur à courant continu. D'autre part, ces systèmes sont appelés « onduleurs » lorsqu'ils fournissent de la puissance à un récepteur nécessitant une alimentation en tension alternative [4].

Les hypothèses indispensables à la mise en équations se résument comme suit :

- On considère les interrupteurs de manière idéalisée, c'est-à-dire qu'ils ne présentent ni tension de saturation, ni courant de fuite ainsi qu'un temps de commutation qui est nul.
- Les inductances de liaison entre les cellules sont dimensionnées de manière à réduire les variations du courant commuté par chacune d'entre elles (ces courants étant considérés comme constants pendant une période de découpage).
- La source d'énergie E est supposée constante.

III.3. Commande en boucle ouverte d'un CMP connecté à une charge RC

Le convertisseur à plusieurs cellules parallèles est considéré comme étant en boucle ouverte lorsqu'il n'y a pas de boucle de rétroaction pour maintenir sous contrôle les variables d'état du système. Ce type de régulation ne peut être appliqué que si l'on connaît la liaison entre la variable mesurée et la grandeur de commande [1].

Dans ce qui suit, nous allons mettre en œuvre la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsions en tant que régulation sans rétroaction. Il convient de souligner que les courants des phases du convertisseur et la tension de sortie restent sans régulation.

III.3.1. Application de la commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) naturelle sur un buck à trois cellules

Si on se réfère à la MLI naturelle, les signaux de commande de chaque cellule s_k (définissant l'ouverture et la fermeture des interrupteurs), sont obtenus en croisant une porteuse triangulaire et un signal modulant appelé signal de référence. Dans le cas d'un hacheur, ce signal de référence est constant, tandis que dans le cas d'un onduleur il est sinusoïdal. Ainsi, cette commande nécessite la présence d'autant de porteuses triangulaires que de cellules à commander [2].

Afin que le dispositif à plusieurs cellules puisse fonctionner de manière optimale, les courants des phases doivent être équilibrés à leur valeur de référence (i_L/N). Cet équilibrage des courants s'effectue naturellement si les rapports cycliques sont identiques, ainsi que si les signaux de commande sont décalés de $2\pi/N$ [2], [5].

La figure III.1, expose l'architecture fonctionnelle du pilotage d'un convertisseur à trois cellules par le biais d'une MLI naturelle :

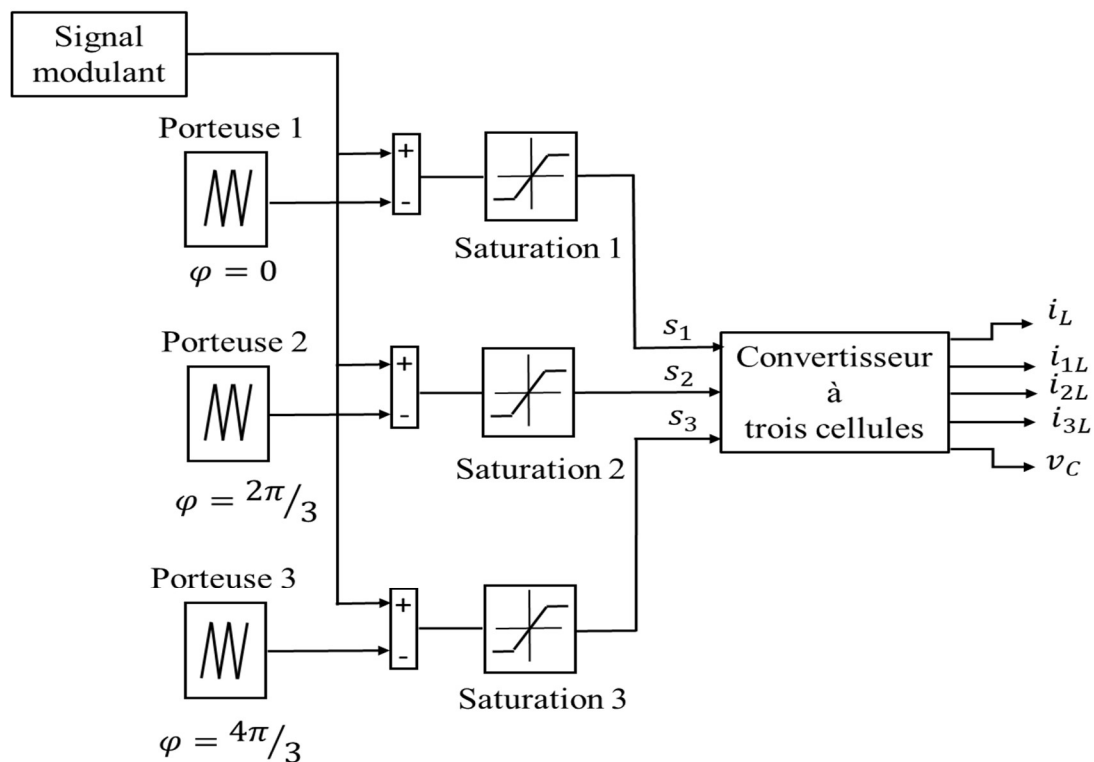


Figure III.1. Principe de la commande MLI appliquée pour un hacheur à trois cellules

III.3.1.1. Fonctionnement en mode onduleur

La MLI naturelle, implique la génération d'ordre de commande pour chacun des bras par l'intersection d'une porteuse triangulaire de fréquence F_{dec} (où la fréquence de découpage est maintenue à 16 kHz) et d'un signal modulant sinusoïdal de fréquence F_{mod} , qui sera choisie égale à 50 Hz.

Pour une charge RC, on garde les mêmes valeurs de simulation du premier chapitre et on change la valeur des inductances, qui seront égale à 1mH. L'expression du modulant sinusoïdal est exprimé par :

$$\text{mod} = r \sin(2\pi F_{dec} t) \quad (\text{III.1})$$

La variable r est utilisé pour définir la profondeur de modulation, qui varie de 0 à 1. Dans cette simulation, on prend $r = 0.52$.

L'équation ci-dessous est utilisée pour produire des signaux triangulaires qui varient dans l'intervalle $[-1,1]$, et déphasés entre eux de $2\pi/N$ [1].

$$tr_k = \left(\frac{2}{\pi} \arcsin \left[\sin \left(2\pi F_{dec} t - \delta_k - \frac{\pi}{2} \right) \right] \right) \quad (\text{III.2})$$

Les figures III.2, III.4 et III.6 exposent l'évolution des variables de sortie d'un onduleur à trois cellules en présence d'une charge RC.

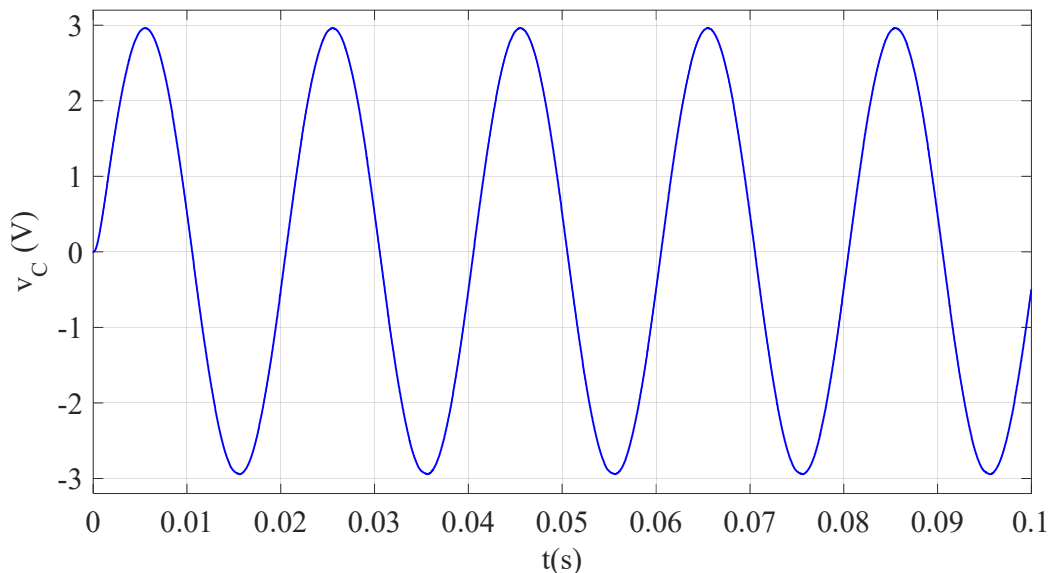


Figure III.2. Evolution de la tension de la charge

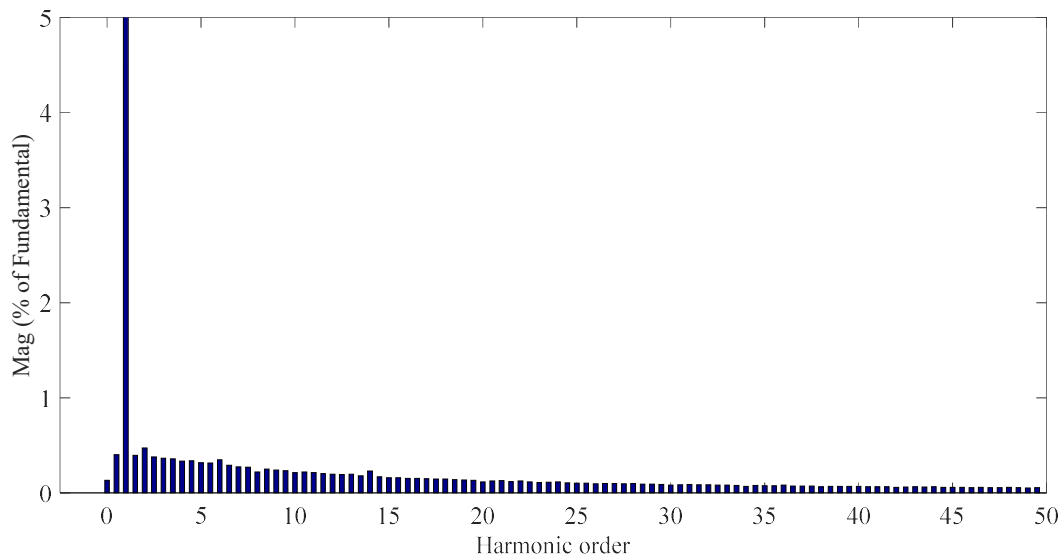
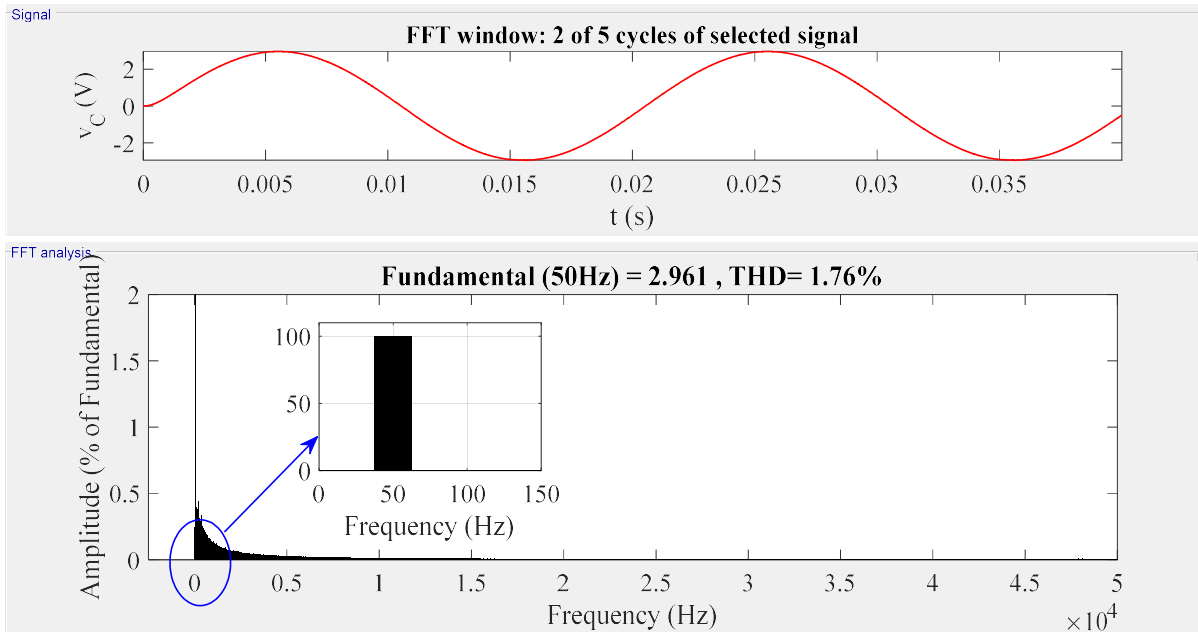


Figure III.3. Spectre harmonique de la tension de la charge

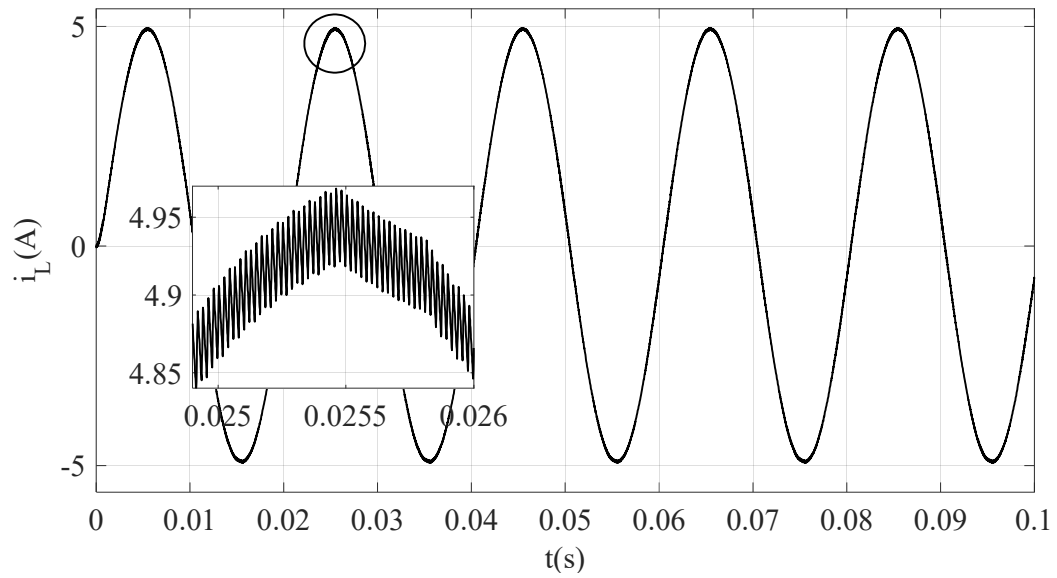
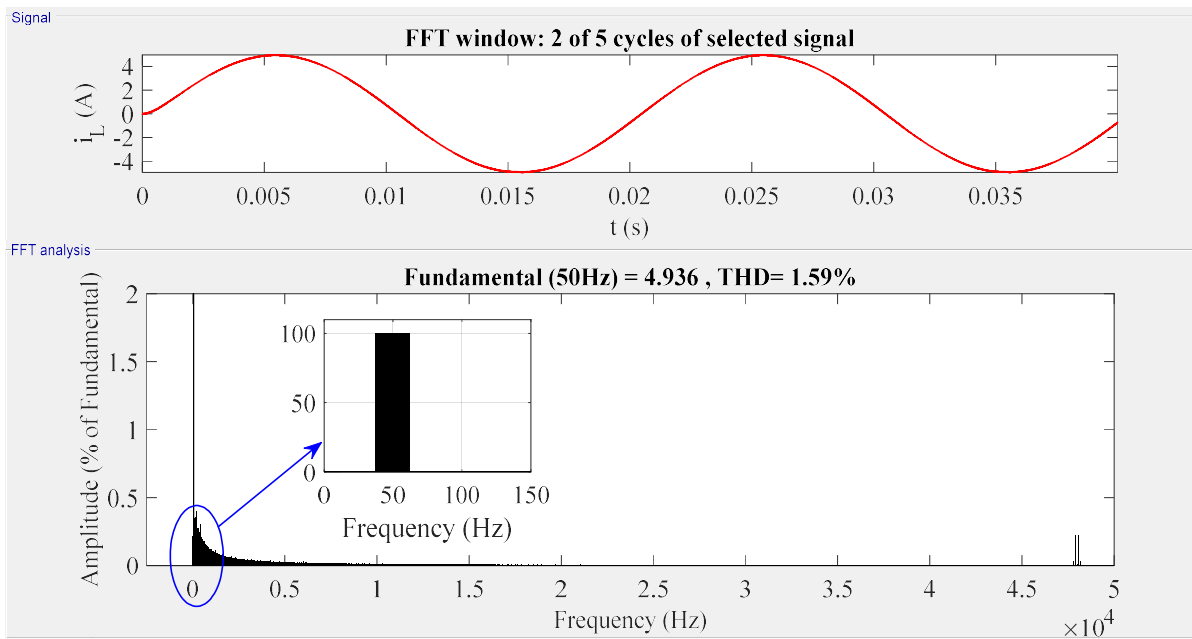


Figure III.4. Evolution du courant de la sortie



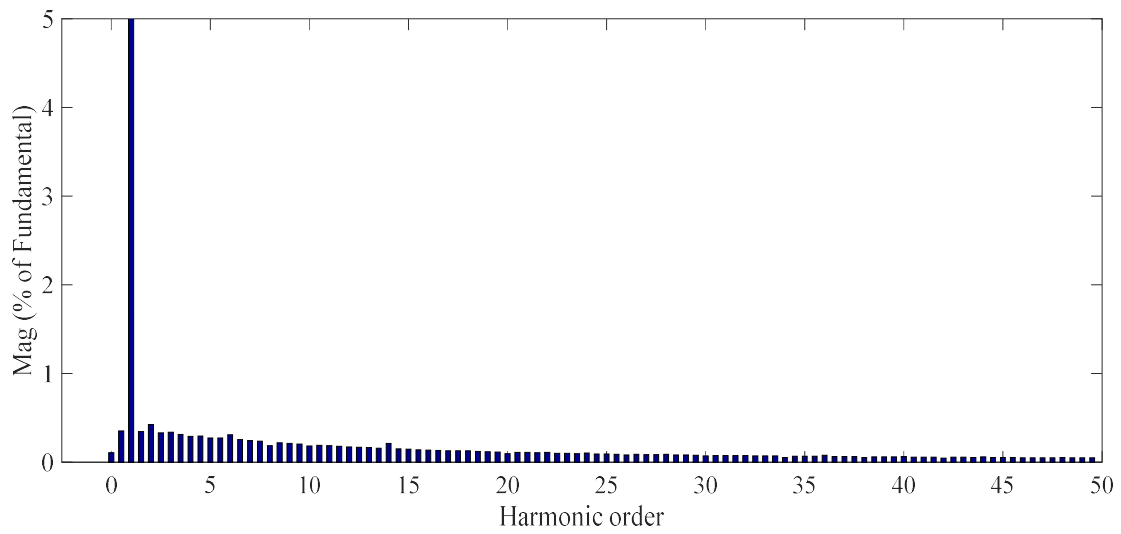


Figure III.5. Spectre harmonique du courant de sortie

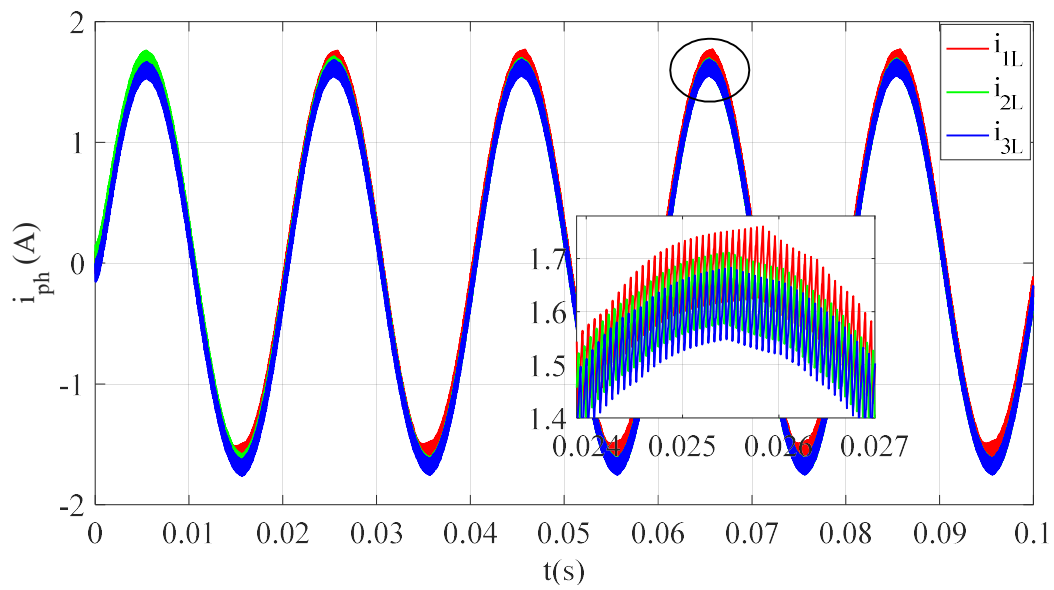


Figure III.6. Evolution des courants des phases (Onduleur à 3 cellules)

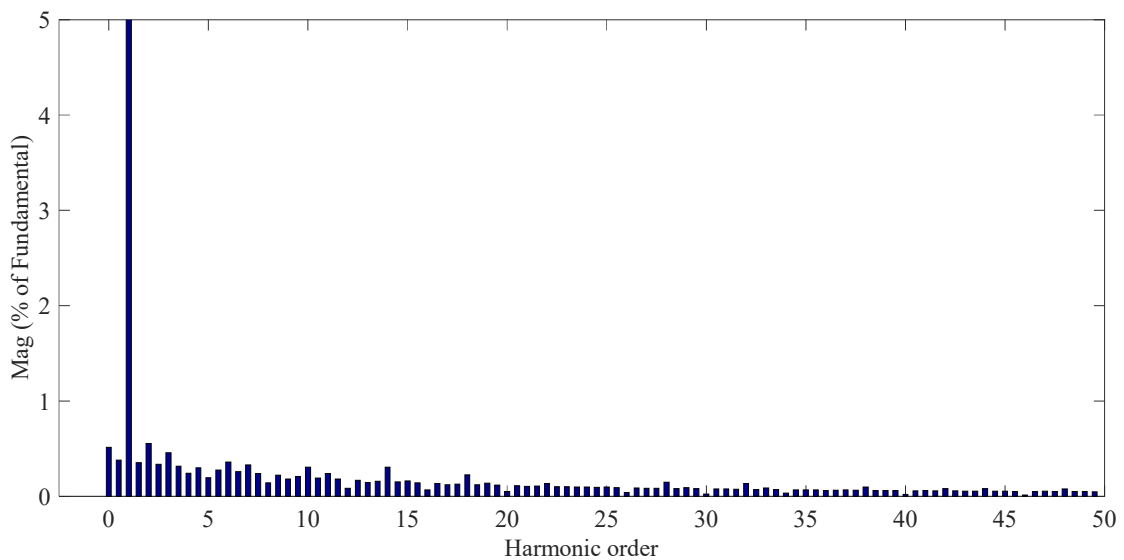
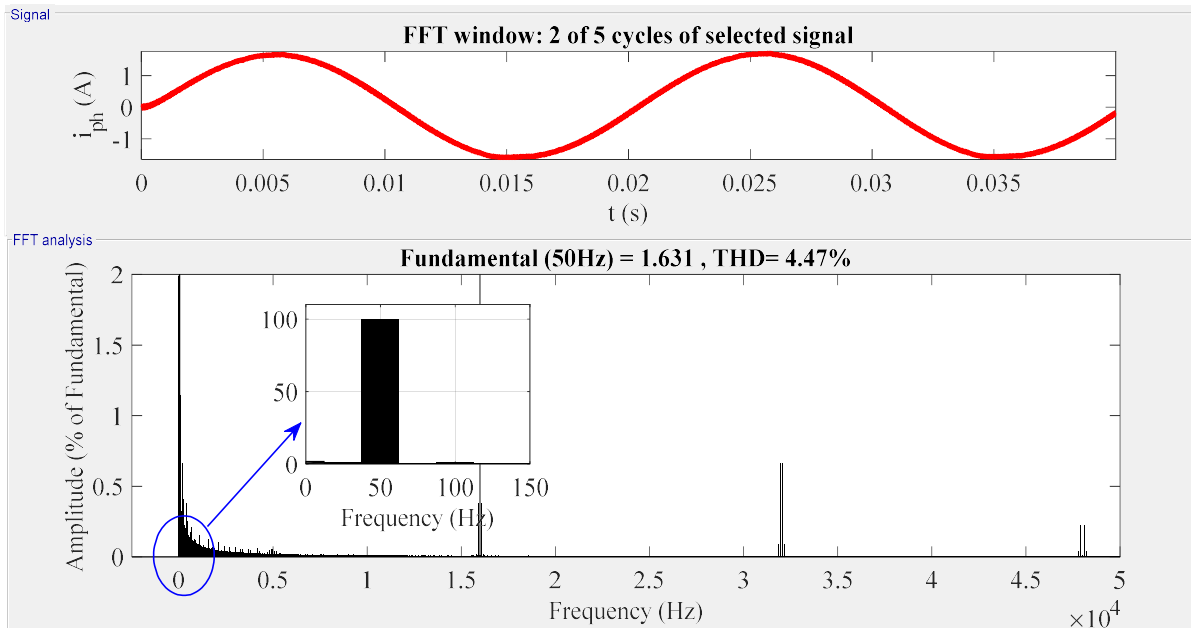


Figure III.7. Spectre harmonique des courants de phases

Il est observé, que les courants des phases et celui de sortie ont une forme sinusoïdale ainsi que la tension à travers la charge, qui évolue entre la tension $E/2$ et $-E/2$ avec un THD de 1.76%. On peut constater que les trois variables ont une fréquence identique à celle de la modulante.

Avec $E_1 = \frac{E}{2}$

Il est montré dans le spectre harmonique de la tension de sortie et les courants (sortie et phases) (figure III.3, figure III.5 et figure III.7), que les harmoniques se rassemblent en famille focalisées près des fréquences multiples de $N.F_{dec}$, qui se situent à la fréquence de sortie du dispositif, respectivement autour de 48 kHz pour l'onduleur à trois cellules.

Nous pouvons remarquer que les courants des inductances présentent un THD de 4.47% avec une présence marquée d'ondulations, par rapport au courant de sortie qui représente un THD de 1.59%.

III.3.1.2. Fonctionnement en mode hacheur

La fonction qui permet de produire les signaux triangulaires évalués sur l'intervalle [0, 1] est donnée [1], [2] par l'équation :

$$tr_k = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi} \arcsin \left[1 + \sin \left(\frac{2\pi}{N} F_{dec} t + \delta_k - \frac{\pi}{2} \right) \right] \right) \tag{III.3}$$

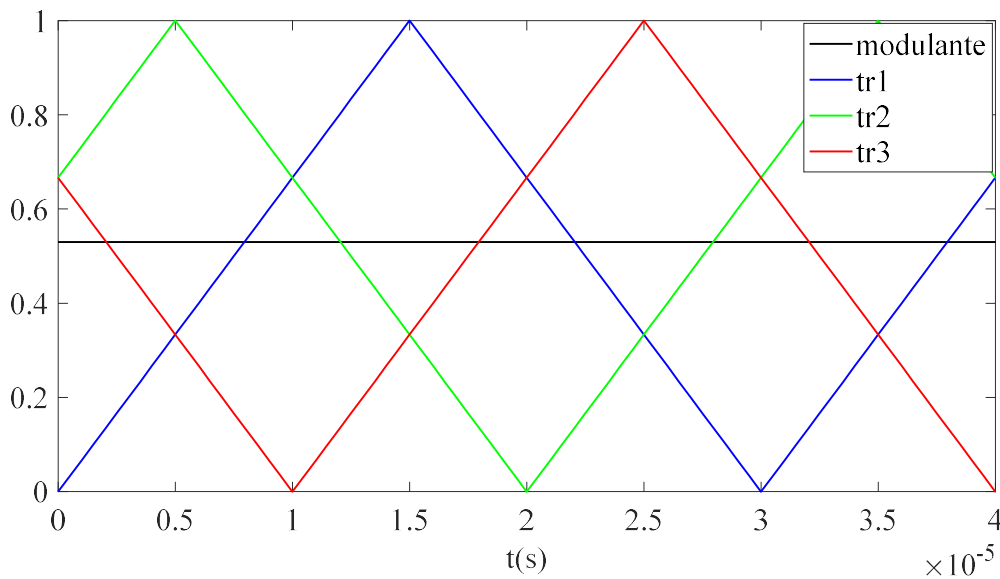


Figure III.8. Intersection entre trois porteuses décalées de $2\pi/N$ avec un rapport cyclique de 0.53

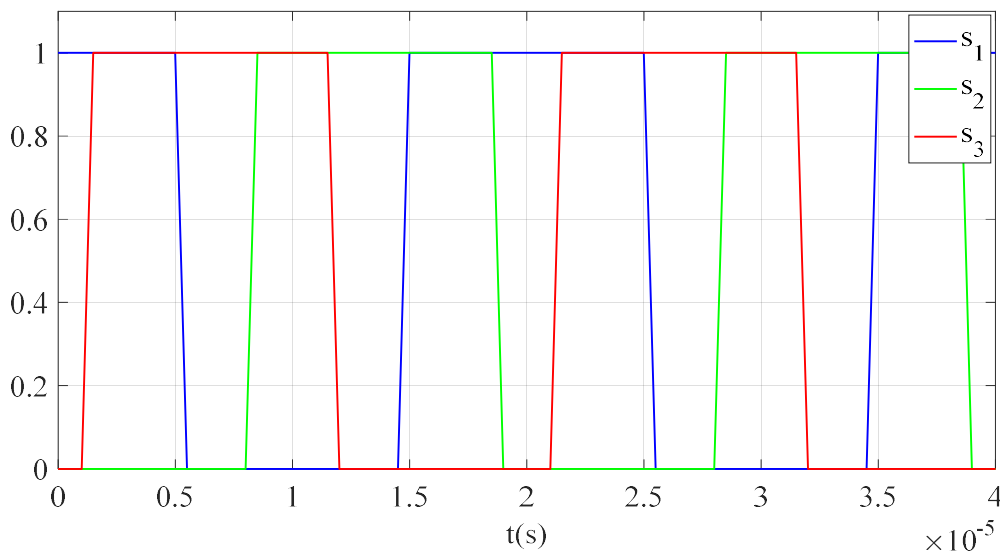


Figure III.9. Les signaux de commande d'un hacheur à trois cellules

Le fait que les porteuses soient régulièrement déphasées les unes par rapport aux autres, comme on peut le voir dans les figures ci-dessus, offre deux avantages distincts :

-Un déphasage régulier permet de générer une tension de sortie multiniveau ainsi que d'atteindre ses niveaux intermédiaires.

-En effet, pour un hacheur abaisseur à N modules, F_{dec} et T_{dec} représentent respectivement la fréquence de découpage et la période de chaque interrupteur. Ainsi, la fréquence apparente de découpage à la sortie du dispositif peut être exprimée comme $N \cdot F_{dec}$ avec une durée de T_{dec}/N .

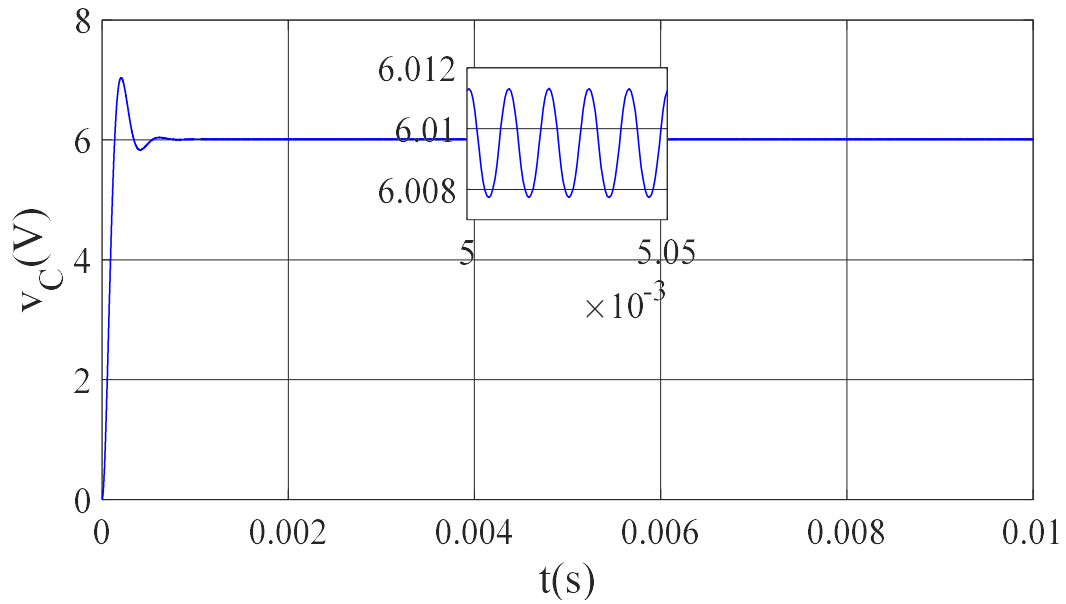


Figure III.10. Evolution de la tension de sortie

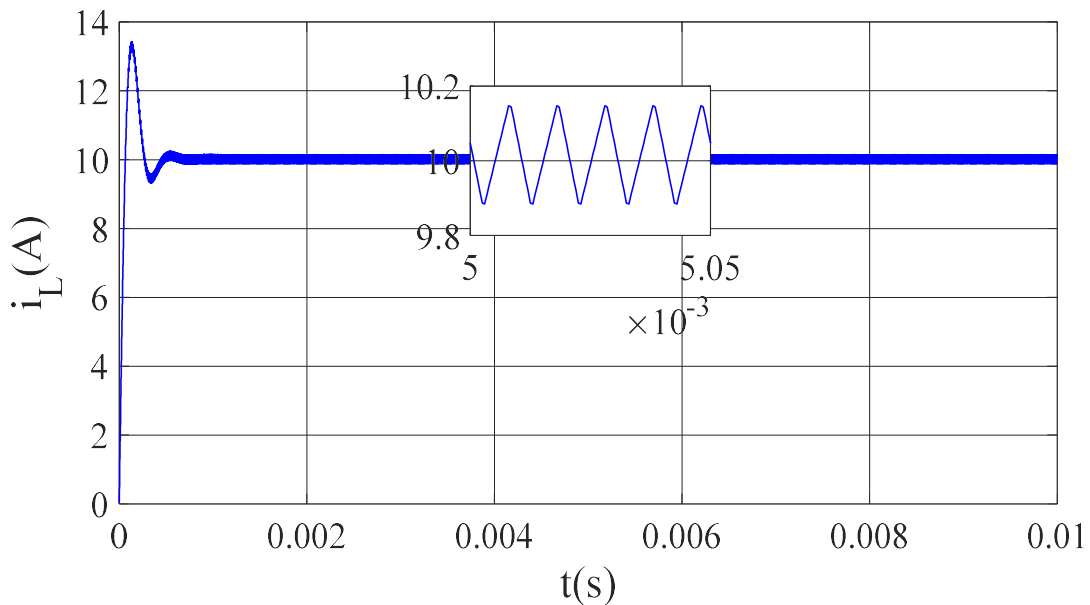


Figure III.11. Evolution du courant de sortie

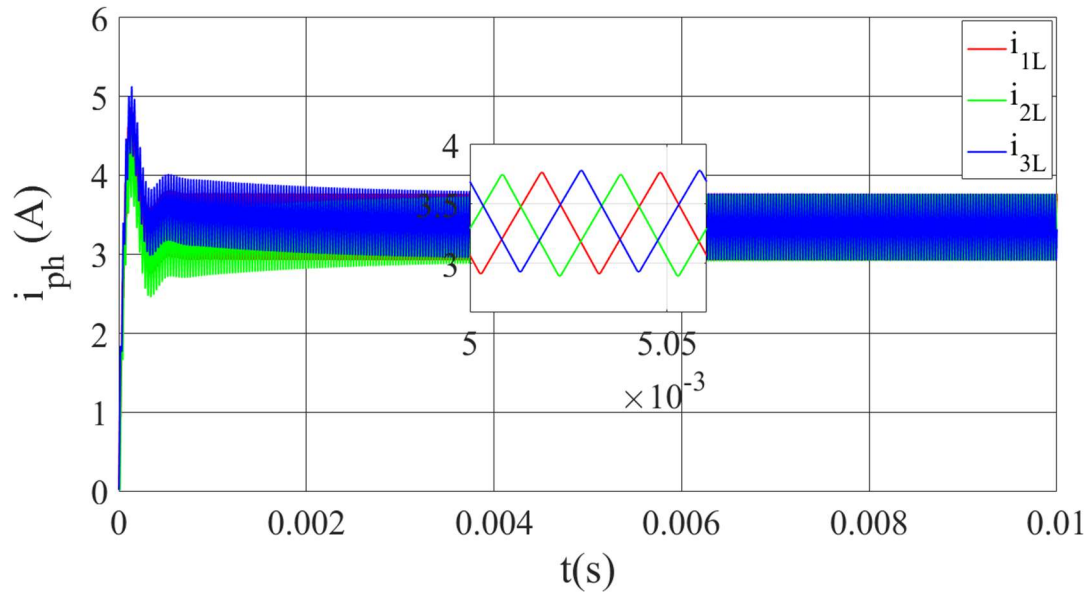


Figure III.12. Evolution des courants des phases

On remarque dans les figures III.10, 11 et 12, que le régime transitoire des variables d'état présente un pic au démarrage, cela est dû à la rapidité de la réponse de système, ainsi que les conditions au démarrage qui sont nulles. On peut constater qu'en régime permanent la tension de sortie est légèrement supérieure à la valeur désirée qui est donnée par αE , par contre le courant de charge et celui des phases converge vers leur valeur désirée, et cela avec l'existence d'importantes ondulations dans les courants de phases par rapport au courant de sortie.

En configuration à boucle ouverte, si des défauts se manifestent, principalement dus aux composants passifs (différentes résistances des bobinages des inductances), le mécanisme peut présenter un déséquilibre des courants dans les phases, comme montrée dans la figure III.13.

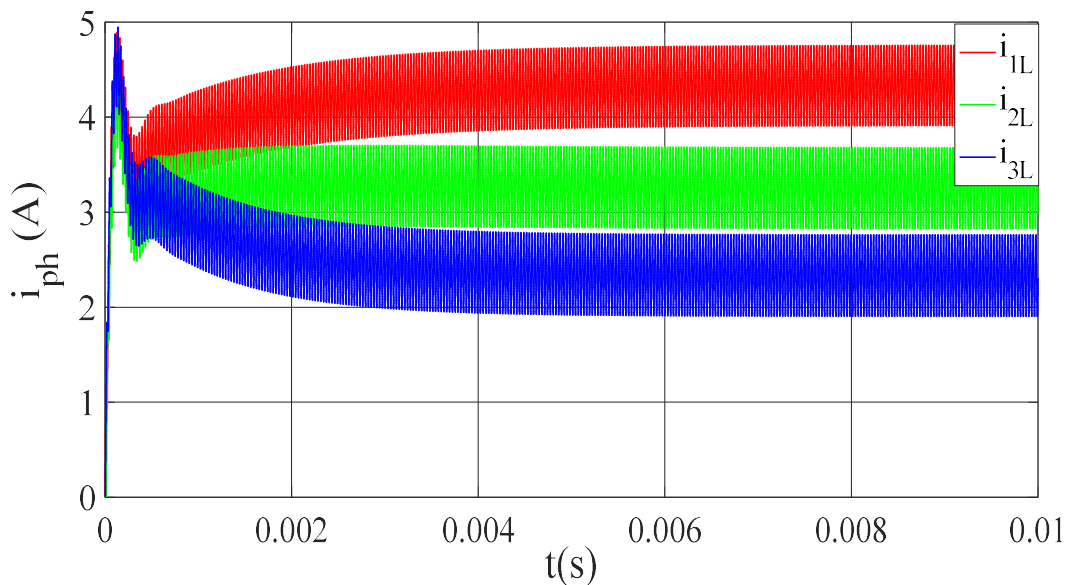


Figure III.13. Evolution des courants déséquilibrée dans les phases

Il est important de souligner que la commande en boucle ouverte montre une faible robustesse en présence d'anomalies. Cependant, l'introduction d'une commande en boucle fermée va permettre de rééquilibrer les courants dans les branches et de garantir une robustesse accrue du système.

III.4. Commande en boucle fermée d'un CMP connecté à une charge RC

Dans la partie précédente, nous avons vu qu'il est envisageable de commander facilement un CMP 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 courants de phases. Par ailleurs, cette commande n'est pas capable d'assurer cet équilibrage en cas d'anomalies démontré précédemment, 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 parallèle (hacheur) [1], [2].

Rappelons que les objectifs de contrôle de notre mécanisme sont : la régulation des variables de sortie, assurer le rééquilibrage des courants de phases, réponse transitoire rapide, la robustesse par rapport aux perturbations. Plusieurs schémas de commande vont être appliqués au convertisseur multicellulaire parallèle [6].

- **Contrôle de la tension de sortie :**

La boucle de contrôle de la tension de sortie a pour fonction de maintenir cette dernière à une valeur souhaitée.

En revanche, la commande de cette tension est étroitement liée à celle du courant, donc leur présence simultanée dans une boucle de commande unique empêche d'atteindre les performances optimales de chaque variable prise séparément, en particulier pendant des régimes transitoires [7].

- **Contrôle du courant de sortie et celui des phases :**

Il est recommandé d'utiliser le contrôle du courant dans toutes les configurations, car cela permet d'assurer à la fois une bonne protection et stabilité du système, ainsi qu'une réponse rapide du système.

L'une des caractéristiques essentielles attendues de ces architectures parallèles est la répartition stable et équitable de la puissance, et donc du courant, à travers les modules de puissance. Toutefois, il est possible que des imperfections apparaissent dans les cellules connectées en parallèle, ces dernières pouvant être attribuées aux composants actifs, aux composants passifs, ou aux circuits de commande. En l'absence d'un équilibrage des courants entre les phases, certaines d'entre elles pourraient subir des courants excessifs, ce qui peut provoquer un stress thermique qui affecte la crédibilité et la longévité du convertisseur. Pour pallier ce problème, on doit ajouter d'autres boucles pour le contrôle des courants de phases [3].

III.4.1. Application de la commande classique PI

Le Régulateur Proportionnel-Intégral (PI) est largement adopté grâce à sa facilité d’application et à son aptitude à fournir une réponse dynamique satisfaisante, pour autant que ses paramètres soient correctement ajustés [8].

La commande présentée dans la figure III.14 est basée sur le principe d’intégration d’un système de régulation en cascade composée de deux boucles imbriquées, une boucle de courant en série avec une boucle de tension [5].

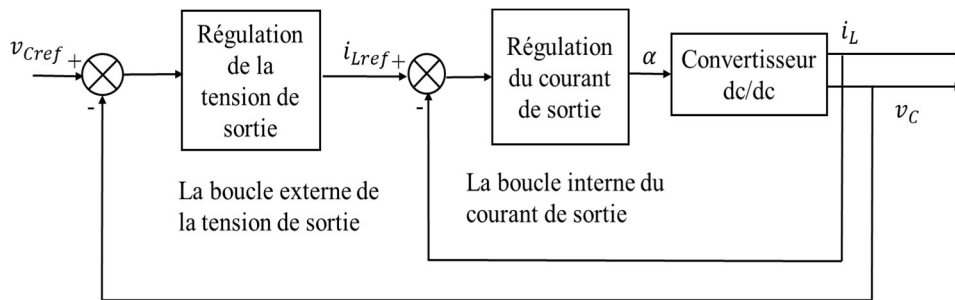


Figure III.14. Schéma global de la commande classique par deux boucles de contrôle

La structure à deux boucles de contrôle a pour avantage d’améliorer les caractéristiques dynamiques et la robustesse du régulateur [9].

- Boucle externe lente (Boucle de tension) : utilise l’erreur corrigée entre la tension référence et la tension réelle comme une valeur de consigne de courant pour la boucle interne.
- Boucle interne rapide (Boucle de courant) : cette dernière est chargée de déterminer la valeur du rapport cyclique à imposer.

Comme indiqué sur la figure III. 15, en plus de la régulation de la tension, la régulation du courant est également mise en œuvre pour chaque branche. La référence de courant est générée en adoptant le correcteur de la tension, puis comparer cette référence aux courants mesurés dans chaque inductance. Ainsi, si les courants ne sont pas répartis uniformément entre les trois modules, la régulation agit sur leur rapport cyclique de manière indépendante, obligeant ainsi ces trois courants à suivre la même référence.

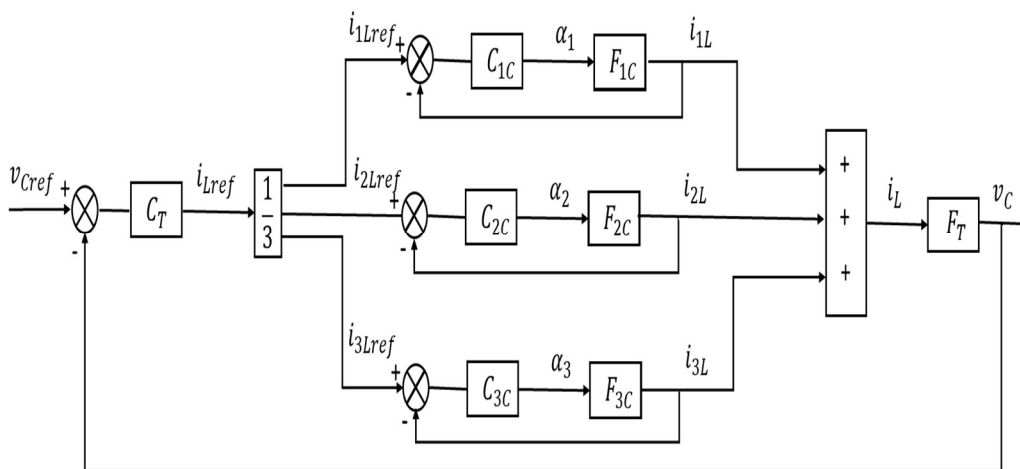


Figure III.15. Structure de la commande PI pour un CMP à trois cellules par deux boucles de contrôle

Pour réguler notre convertisseur, il est important d'établir les fonctions de transfert F_{kC} et F_T (courants et tension), et cela avec l'utilisation d'un modèle aux valeurs moyennes qui nécessite de remplacer le signal de commande s_k par sa valeur moyenne sur une période de découpage [10], [11], qui veut dire le rapport cyclique α ($\alpha = T_{ON}/T$).

La fonction de transfert d'un régulateur PI est exprimée par :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{1 + \tau p}{T_i * p} \quad (\text{III.4})$$

Les fonctions de transfert des deux boucles sont définies par :

$$F_{kC}(p) = \frac{i_{kL}(p)}{\alpha_k} = E \left(\frac{RCp + 1}{RCLp^2 + (RR_L C + L)p + (R_L + R)} \right) \quad (\text{III.5})$$

$$F_T(p) = \frac{v_C(p)}{i_L(p)} = \left(\frac{1}{Cp + (1/R)} \right) \quad (\text{III.6})$$

Avec : $k \in (1, \dots, N)$

III.4.2. Application de la commande par FL

La structure interne d'un régulateur flou conçu pour contrôler la tension de sortie et les courants de phase est représentée sur figure III.16. Pour chaque variable, les deux grandeurs d'entrée sont mises à l'échelle à l'aide de coefficients de normalisation (G_e pour l'erreur et $G_{\Delta e}$ pour la variation de l'erreur). Les expressions de ces gains sont spécifiées comme suit [5], [11] :

$$\begin{cases} e_T(t) = v_{Cref}(t) - v_C(t) \\ e_{kC}(t) = i_{kLref}(t) - i_{kL}(t) \\ \Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

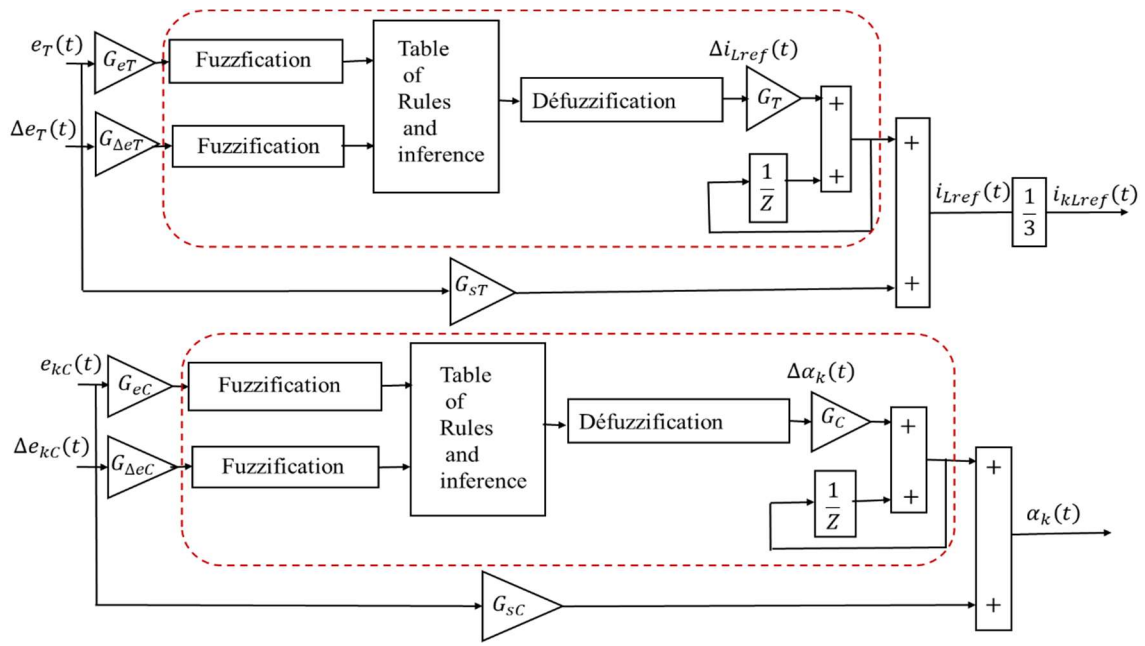


Figure III.16. Structure interne de régulateur flou pour la tension et le courant

La sortie du contrôleur flou pour la régulation de tension donne la variation de courant de sortie référence \dot{i}_{Lref} , et ce courant sera divisé par 3 pour obtenir le courant de référence de chaque phase \dot{i}_{kLref} . La sortie du contrôleur flou pour la régulation de courant des phases donne la variation du rapport cyclique pour chaque phase (rapport cyclique égaux). Les nouvelles valeurs de courant et des rapports cycliques, seront ajustées à chaque période d'échantillonnage. Ces valeurs peuvent être obtenues en appliquant l'équation de récurrence suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_{Lref}(t) = \dot{i}_{Lref}(t-1) + G_T \Delta \dot{i}_{Lref}(t) \\ \alpha_k(t) = \alpha_k(t-1) + G_C \Delta \alpha_k(t) \end{cases} \quad (III.8)$$

Les gains de dénormalisation des grandeurs de sorties sont représentés par G_T et G_C , tandis que le gain G_s (G_{sT} et G_{sC}) est ajouté à la sortie du contrôleur pour maintenir la stabilité de la commande et d'avoir une réponse rapide en régime transitoire. L'ajout de cette action proportionnelle est avantageux dans la mise en œuvre pratique du contrôleur flou, car il accélère la réponse du contrôleur sans nécessiter d'augmenter les gains G_T et G_C , ce qui pourrait entraîner une instabilité de la sortie (régime oscillatoire) [12], [13]. L'expression du courant de référence de sortie et du rapport cyclique devient donc :

$$\begin{cases} \dot{i}_{Lref}(t) = \dot{i}_{Lref}(t-1) + G_T \Delta \dot{i}_{kLref}(t) + G_{sT} e_T(t) \\ \alpha_k(t) = \alpha_k(t-1) + G_C \Delta \alpha_k(t) + G_{sC} e_{kC}(t) \end{cases} \quad (III.9)$$

Les principales caractéristiques du régulateur flou étudié dans cette recherche sont comme suit [1], [14], [15] :

- Nous utilisons sept ensembles flous pour modéliser la sortie et chacune des deux entrées.
- Nous utilisons des fonctions d'appartenance de structure triangulaire et trapézoïdale.
- Les Règles d'inférence sont basées sur l'opérateur MIN-MAX proposé E. MAMDANI.
- Défuzzification par la stratégie du centre de gravité.

Le tableau ci-dessous présente la table des règles utilisée :

u		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
Δe	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NB	NS	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NM	ZE	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau III. 1. Table de règles floues de type Mamdani

NB: Négatif grand;

PB: Positif grand;

NM: Négatif Moyen;

PM: Positif Moyen;

NS: Négatif petit;

PS: Positif petit.

ZE: Zero;

Le tableau III. 1, présente la composition des règles floues employés dans la réalisation de ce contrôleur. La conception humaine de cette commande est ainsi reflétée, ce qui signifie qu'une forte variations de la grandeur de commande sera appliquée tant que la valeur de la variable mesurée s'éloigne fortement de la consigne et persiste à s'en écarter. Au contraire, lorsque la grandeur de commande est proche de la référence, la variation sera mois importante [12], [16], [17].

On utilisera une distribution homogène des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours des variables d'entrées et de sortie, comme illustré dans la figure suivante.

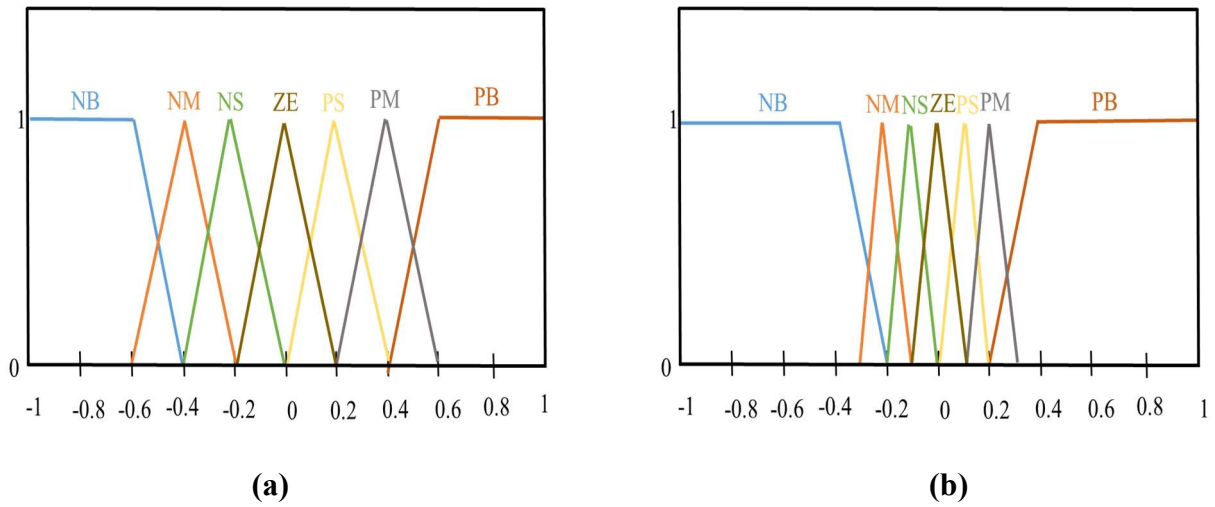


Figure III.17. Répartition des fonctions d'appartenance : (a) variables d'entrées $\mu(e)$, $\mu(\Delta e)$, (b) variable de sortie $\mu(u)$

III.4.3. Application de la commande par SM

L'objectif de cette application est de réguler le courant de chaque phase ainsi que la tension de sortie aux valeurs souhaitées, de manière à pouvoir réaliser une surface de glissement à partir de ces variables d'état. En s'appuyant sur la technique de commande par mode glissant d'ordre 1 [18], nous définissons donc une fonction de commutation S pour chaque cellule, comme suit [5], [19] :

$$S_k = e_T - \lambda_k e_{kC} \tag{III.10}$$

La surface de glissement pour les trois cellules, est déterminée sous la forme de l'écart entre la valeur souhaitée et la valeur mesurée, donnée par :

$$\begin{cases} e_T = x_{Cref} - x_C \\ e_{1C} = x_{1Lref} - x_{1L} \\ e_{2C} = x_{2Lref} - x_{2L} \\ e_{3C} = x_{3Lref} - x_{3L} \end{cases} \tag{III.11}$$

La répartition des courants se fait de manière équilibrée, c'est-à-dire : $i_{kL} = \frac{1}{N} i_L$

x_{Lref} : Courant résultant des trois inductances, généré par le régulateur PI est exprimée par :

$$x_{Lref} = K_P (x_{Cref} - x_C) + K_I \int (x_{Cref} - x_C) dt \tag{III.12}$$

L'équation (III.10) devient :

$$S_k = (x_{Cref} - x_C) - \lambda_k (x_{kLref} - x_{kL}) \quad (III.13)$$

Pour vérifier la condition de convergence [20], [21], on choisit la fonction de Lyapunov de la manière suivante :

$$v(x) = \frac{1}{2} S^2(x) > 0 \quad (III.14)$$

Afin de garantir la stabilité du mécanisme avec rétroaction, il est essentiel que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative [22], [23] :

$$\dot{v}(x) = \dot{S}(x)S(x) < 0 \quad \text{si} \quad \dot{S}(x) \neq 0 \quad (III.15)$$

La première dérivée temporelle de la surface est exprimée par :

$$\dot{S}_k = (\dot{x}_{Cref} - \dot{x}_C) - \lambda_k (\dot{x}_{kLref} - \dot{x}_{kL}) \quad (III.16)$$

En remplaçant l'équation (II.4) et (II.7) dans l'équation (III.16), nous parvenons à :

$$\begin{aligned} \dot{S}_k = & \left(-\frac{\lambda_k R_L}{L} \right) x_{kL} - \left(\frac{\lambda_k}{L} \right) x_C \\ & - \lambda_k K_I (x_{Cref} - x_C) + (\lambda_k K_P - 1) \frac{dv_C}{dt} \\ & + \frac{\lambda_k E}{L} u_k \end{aligned} \quad (III.17)$$

Où x_C , x_{Cref} , et x_{kL} , sont respectivement, v_C , v_{Cref} , et i_{kL} .

$$\text{Avec : } i_s = i_L - C \frac{dv_C}{dt}$$

La grandeur de commande u_k et la somme d'une grandeur équivalente et d'une grandeur discontinue :

$$u_k = u_{keq} + u_{kdis} \quad (III.18)$$

Pendant le régime de glissement et le mode permanent, on a :

$$\begin{cases} S_k(x) = 0 \\ \dot{S}_k(x) = 0 \\ u_{kdis} = 0 \end{cases} \quad (III.19)$$

A l'aide de la condition (III.17) et de l'équation (III.19), on obtient la commande équivalente qui est donnée par :

$$u_{keq} = \left[\left(\frac{\lambda_k R_L}{L} \right) x_{kL} + \left(\frac{\lambda_k}{L} \right) x_C + \lambda_k K_I (x_{Cref} - x_C) \right] * \frac{L}{\lambda_k E} \quad (\text{III.20})$$

En mode de convergence, afin de garantir que la propriété $S_k(x)\dot{S}_k(x) < 0$ soit assurée, il est impératif que :

$$\dot{S}_k = \frac{\lambda_k E}{L} u_{kdis} \quad (\text{III.21})$$

Où la commande discontinue [11], [18] égal à :

$$u_{kdis} = -K \text{sign}(S) \quad (\text{III.22})$$

Avec K et λ_k sont des constantes positives.

Pour que le système soit stable, la condition $\dot{v}_k(x) < 0$ doit être vérifiée :

$$\begin{cases} S_k(x)\dot{S}_k < 0 \\ S_k(x)\frac{\lambda_k E}{L}(-K \text{sign}(S)) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

III.4.4. Résultats de simulation pour les trois types de commandes

Les figures ci-dessous exposent les résultats des épreuves de simulation avec Matlab/Simulink, proposé pour un hacheur à trois phases branché à une charge RC en boucle fermée, en gardant les mêmes paramètres que celui du premier chapitre.

On peut remarquer que le dépassement en boucle ouverte, pour les trois variables (tension, courant, courant de phases) disparaissait complètement au régime transitoire, avec l'introduction d'une commande en boucle fermée. Tout comme on relève la diminution des ondulations au régime permanent

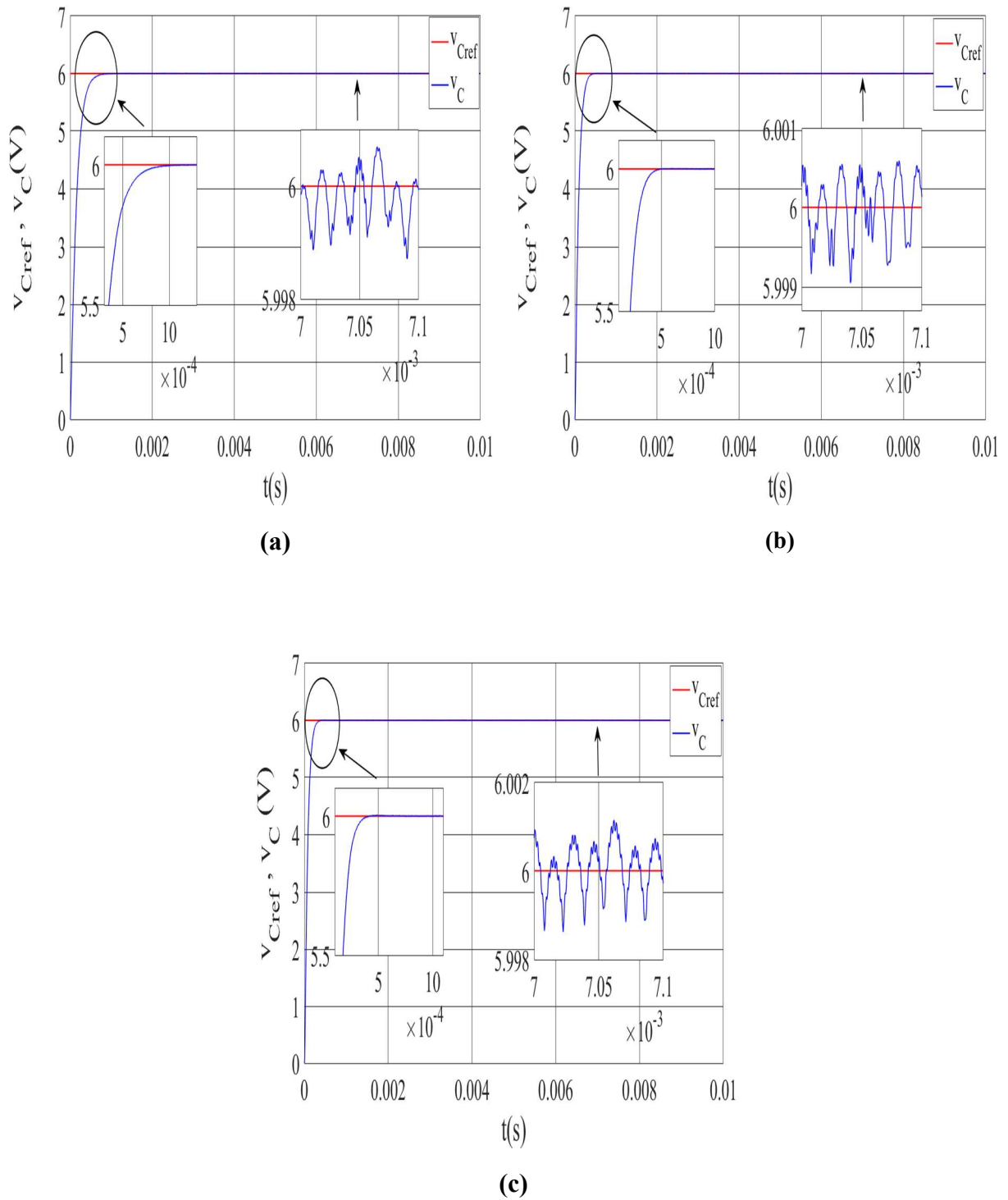


Figure III.18. Allure de la tension continue de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur par mode glissant

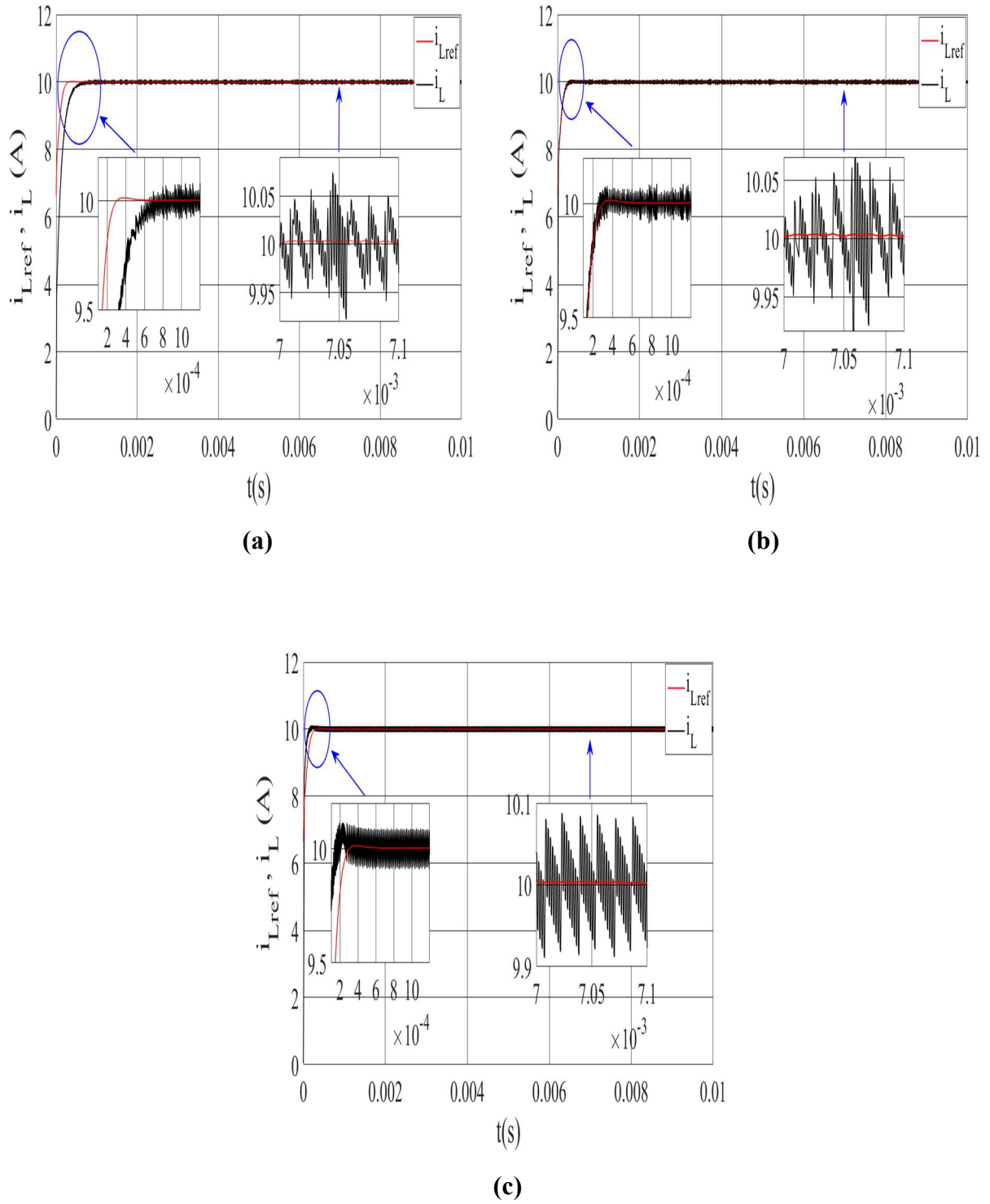


Figure III.19. Allure du courant de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur mode glissant

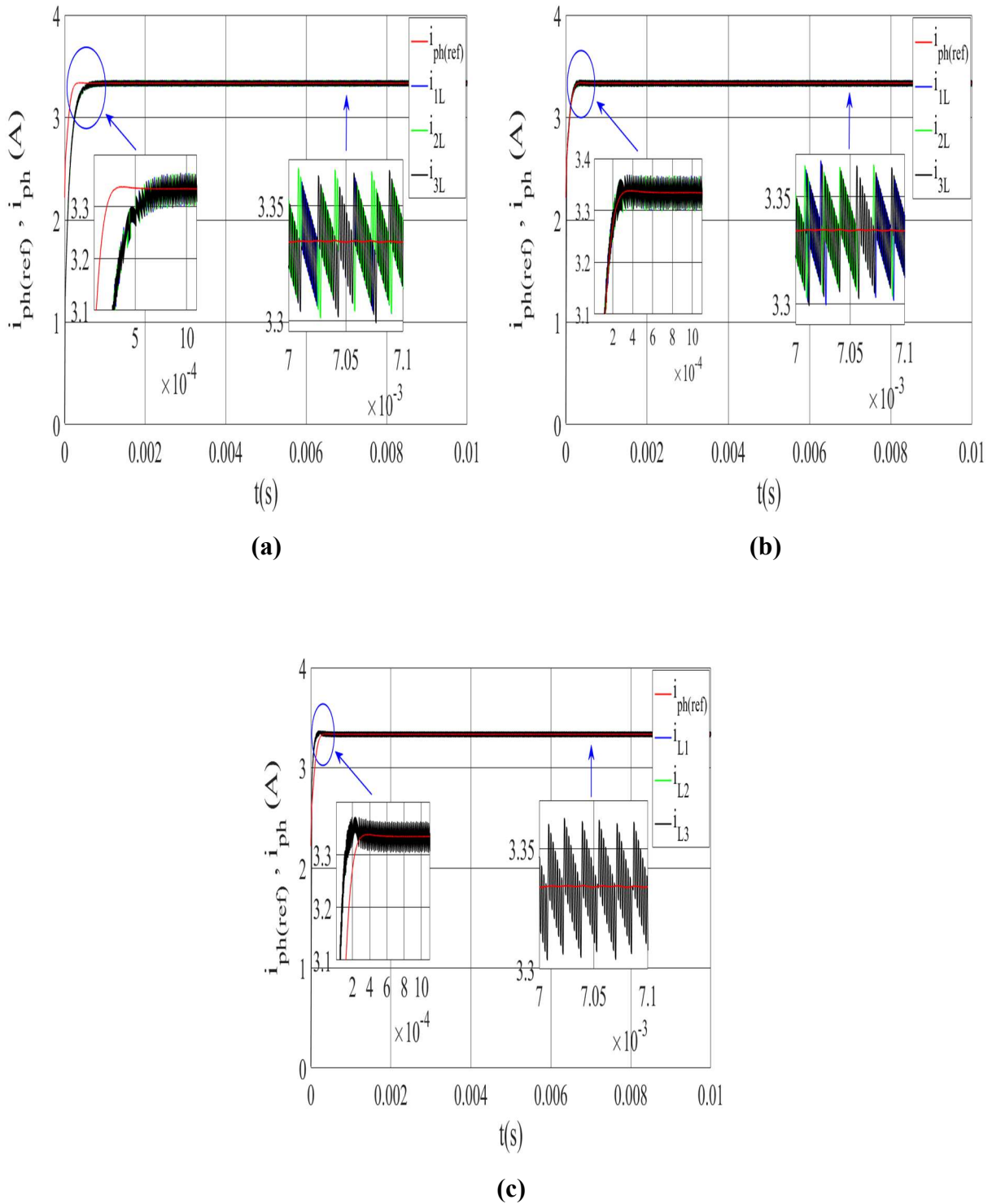


Figure III.20. Allure du courant des phases : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur mode glissant

La figure III. 18 illustre l’allure de tension de sortie pour les trois régulateurs PI, FL et SM. Au régime transitoire, on peut remarquer que, avec la commande par SM le temps de réponse est diminué par rapport aux autres régulateurs, ainsi que la commande par logique floue et meilleur que le PI. Au régime permanent, cette tension converge vers sa valeur de référence, avec la

présence d'ondulations qui sont légèrement supérieures avec la commande par SM comparativement aux autres commandes.

Dans les figures III.19, III.20, on peut constater qu'au régime transitoire, l'évolution du courant de sortie et les courants des phases avec le régulateur par SM sont plus rapides par rapport aux autres régulateurs, ainsi que la FL est plus rapide que le PI. Au régime permanent, ces courants tendent vers leurs valeurs de référence avec les trois types de régulateur, ainsi que l'existence des ondulations qui sont légèrement supérieures en mode glissant par rapport à la commande PI et FL. On peut remarquer aussi une bonne répartition des courants de phase avec une présence d'ondulation de même amplitude pour chacun des enroulements. On peut constater que les courants de phase présentent de fortes ondulations par rapport au courant de sortie.

Finalement, il est possible d'affirmer que la commande par méthode de glissement convient parfaitement pour les convertisseurs non linéaires. Elle fournit des bonnes performances dynamiques que les autres commandes PI et FL (meilleure réponse dynamique, précision).

III.4.5. Tests de robustesse et étude comparative des commandes appliquées

- **Tests de robustesse**

Pour élaborer une évaluation de la robustesse des différentes commandes, on considère trois types de variations, qui incluent la variation de la charge, changement de consigne, et incertitudes paramétriques (imperfection des bobines).

D'après les résultats présentés, les trois méthodes de commande employées répondent efficacement aux exigences du cahier des charges malgré les perturbations, mais avec des niveaux de performance distincts.

➤ **Variation de la charge**

Pour analyser l'effet de la perturbation de la charge sur les mesures du système bouclé (tension et courants), la résistance de charge varie selon le profil présenté sur la figure ci-dessous :

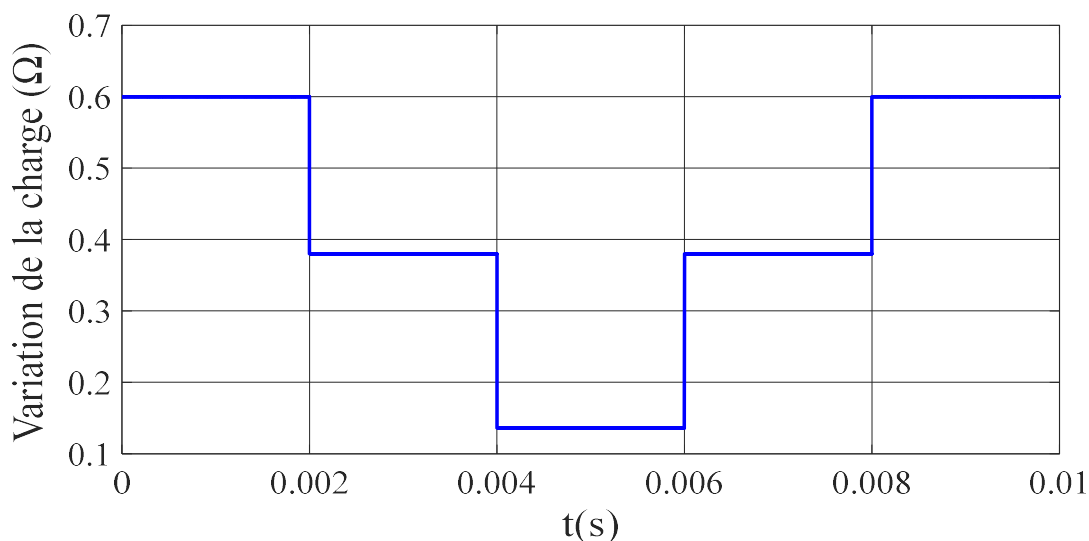


Figure III.21. Profil de la variation de la résistance de charge

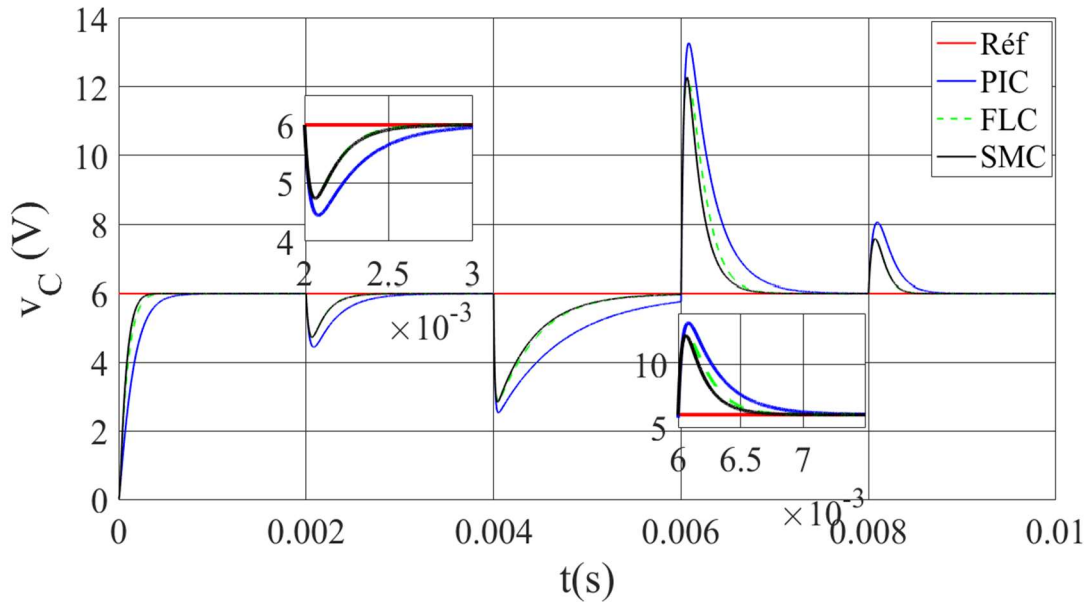


Figure III.22. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes

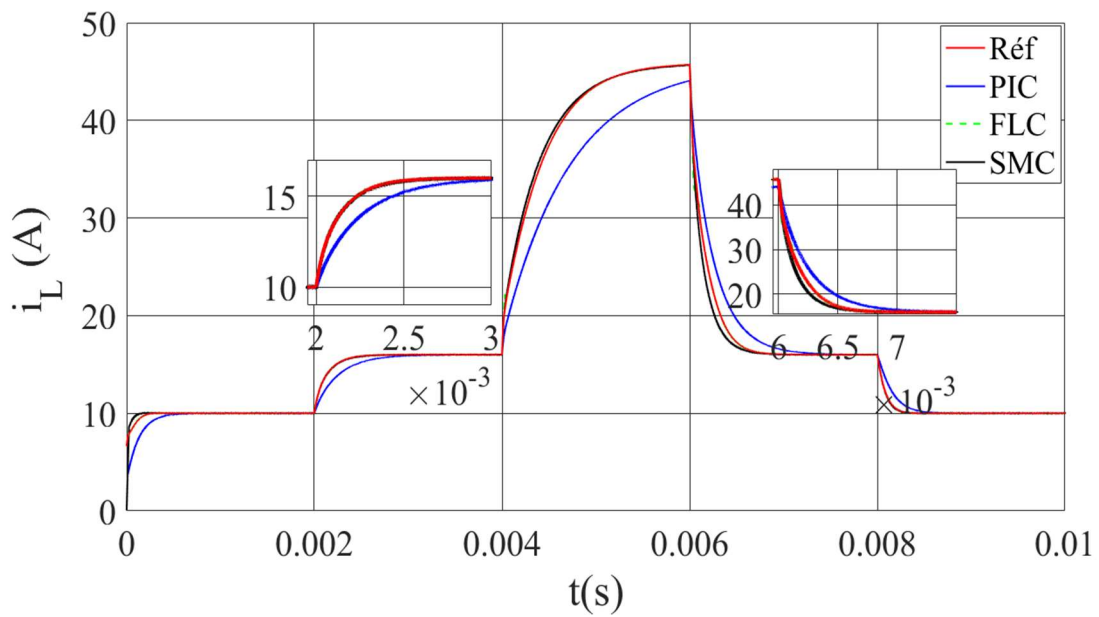


Figure III.23. Allure du courant de sortie selon les trois commandes

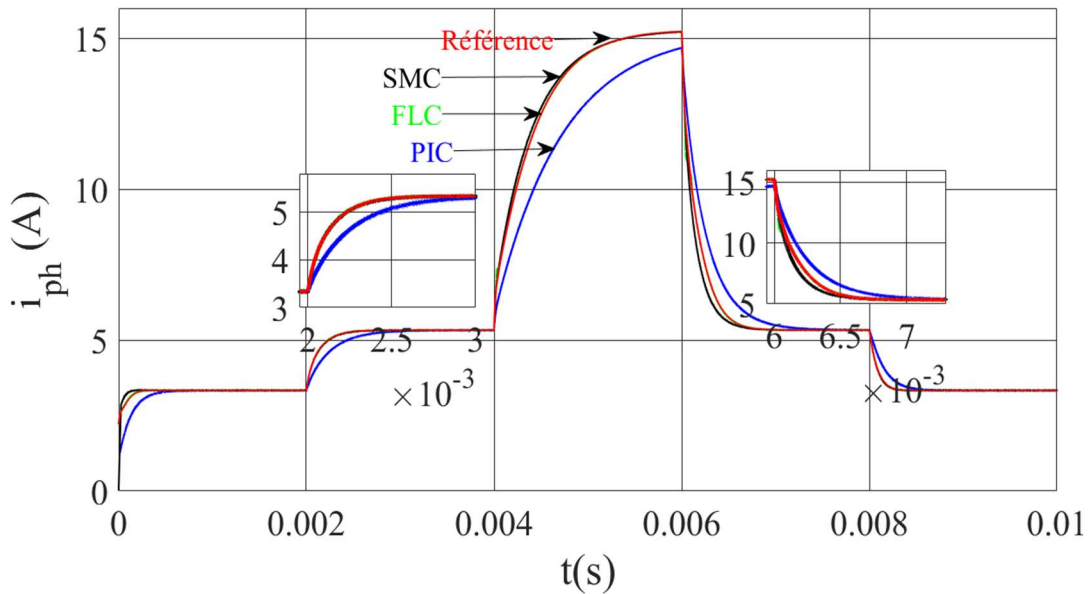


Figure III.24. Allure du courant des phases selon les trois commandes

Les III. 22, III.23 et III. 24 présentent les données de simulation. Selon ces résultats, il est clair que les modifications apportées sur la résistance n'affectent pas les performances du convertisseur. On perçoit le rejet de perturbation, donc la dynamique du système demeure satisfaisante.

On constate que la tension de sortie en boucle fermée avec les trois commandes, est bien stabilisée autour de sa valeur souhaitée au régime établi, ainsi que la bonne poursuite des courants de référence, pour chacun, courant de sortie et celui des phases. On remarque que la commande par SM réagit plus rapidement face à cette perturbation par rapport aux autres commandes, et que la commande par FL réagit plus vite par rapport au PI.

➤ Variation de la consigne

Pour démontrer la commande la plus robuste, on fait varier la consigne afin d'évaluer le comportement du mécanisme, et cela selon le profil illustré sur la figure III.25 :

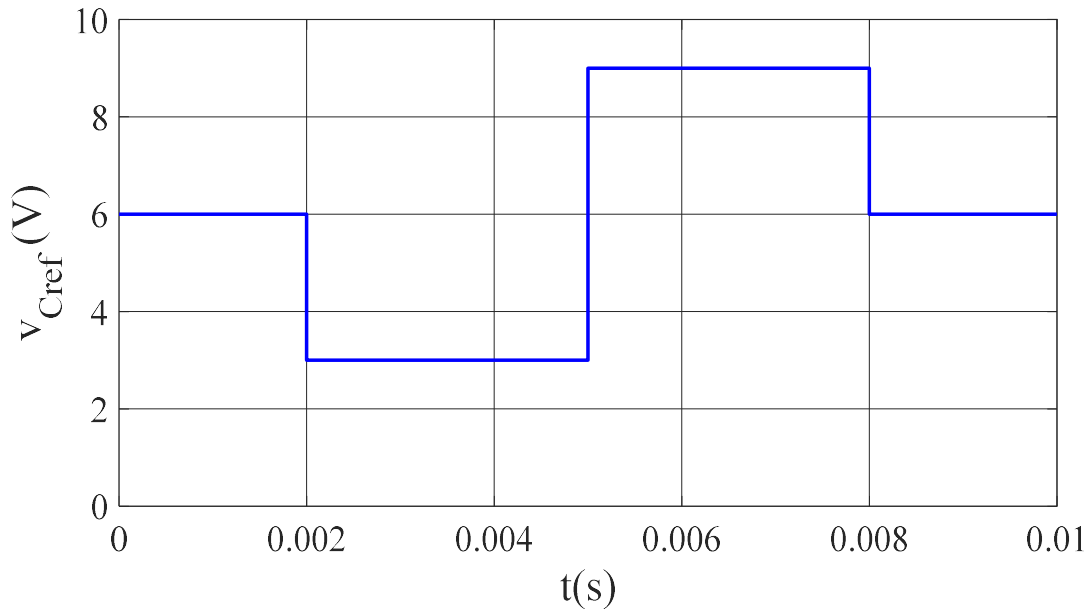


Figure III.25. Profil de la tension de référence

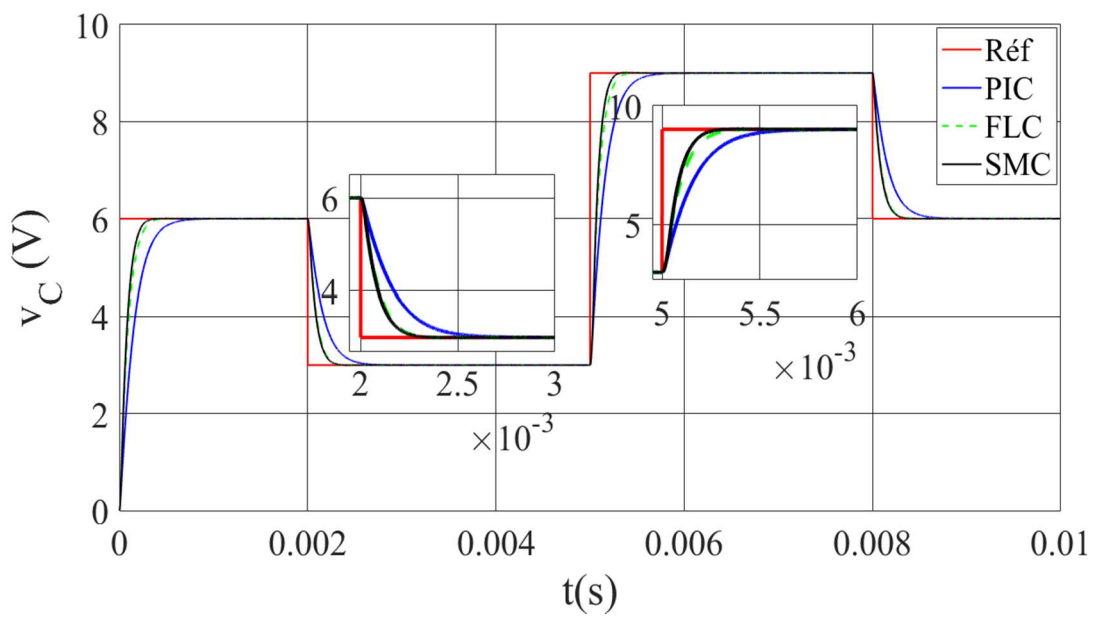


Figure III.26. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes

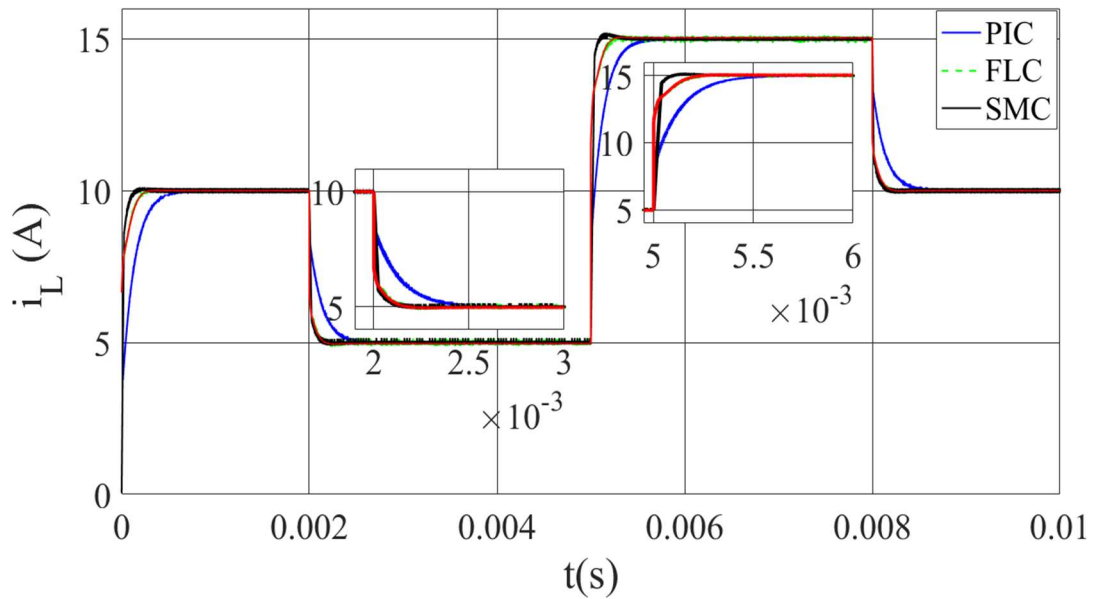


Figure III.27. Allure de courant de sortie selon les trois commandes

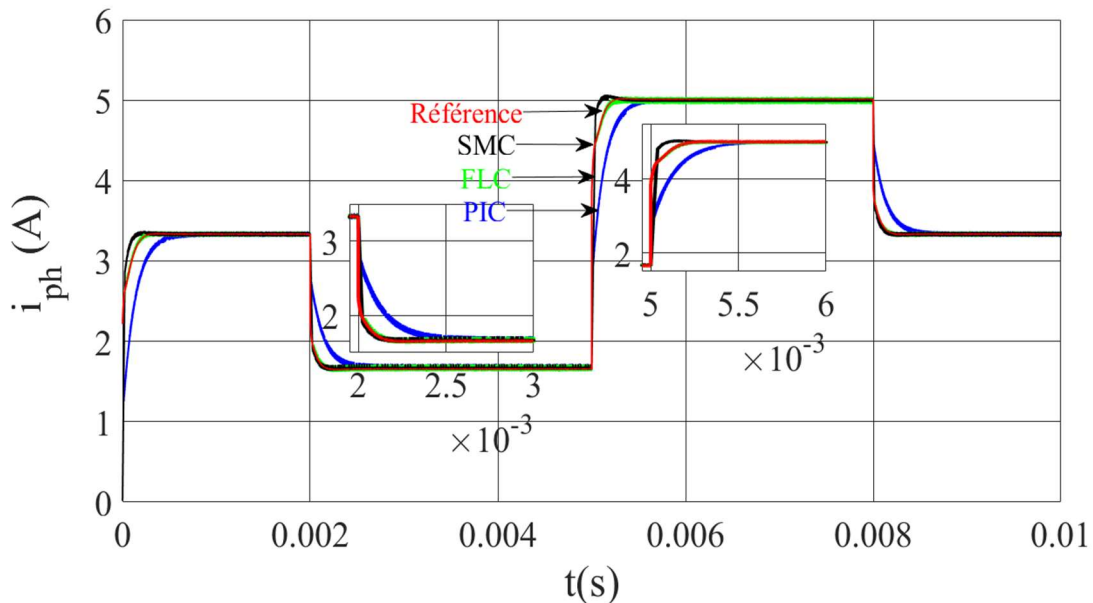


Figure III.28. Allure du courant des phases selon les trois commandes

Les figures III.26, III.27, et III.28 indiquent les résultats de simulation qui mettent en évidence la bonne réponse des stratégies de commandes envers cette perturbation.

En boucle fermée, on remarque que les performances dynamiques des trois commandes réagissent bien aux changements de la consigne. On constate que le contrôle par méthode de glissement favorise une récupération de la tension souhaitée de manière plus rapide que les autres techniques de commande. De même le courant de sortie et celui des phases suivent leurs nouvelles références.

Il est à noter que le contrôleur par mode glissant se montre plus robuste que les autres stratégies de commande. Cela s'explique par sa dynamique rapide qui lui permet de ramener rapidement le système à la consigne fixée.

➤ Différentes résistances des bobinages des inductances

Le déséquilibre du courant dans les enroulements est parmi les problèmes majeurs des convertisseurs multicellulaires, pour évaluer son comportement face à ce défi on fait varier les résistances des bobinages selon ces valeurs : $R_{1L} = 1\Omega, R_{2L} = 0.1\Omega, R_{3L} = 1\mu\Omega$,

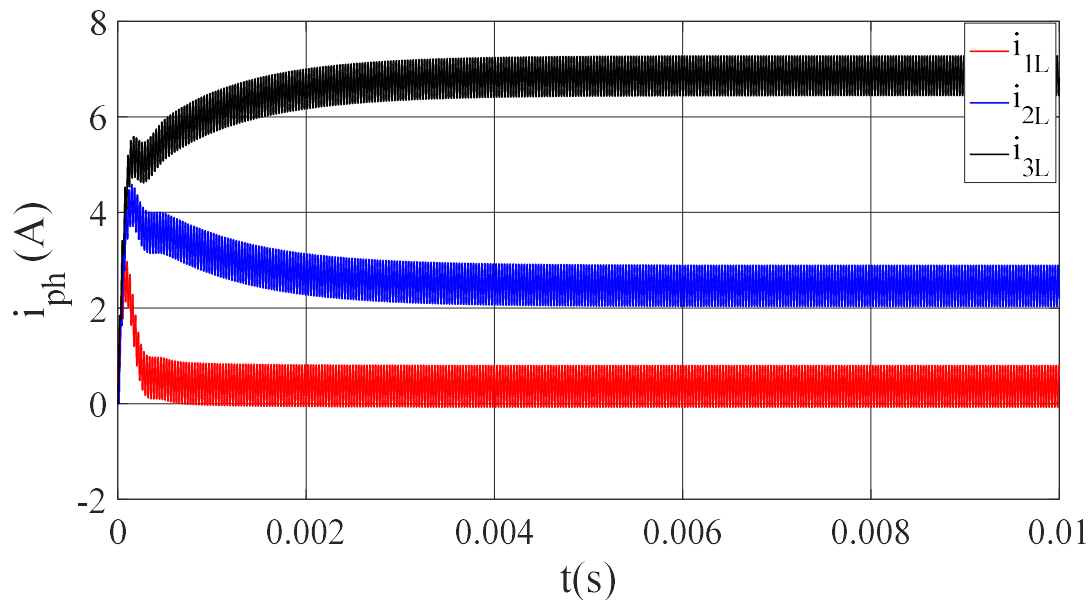


Figure III.29. Le courant des phases en boucle ouverte

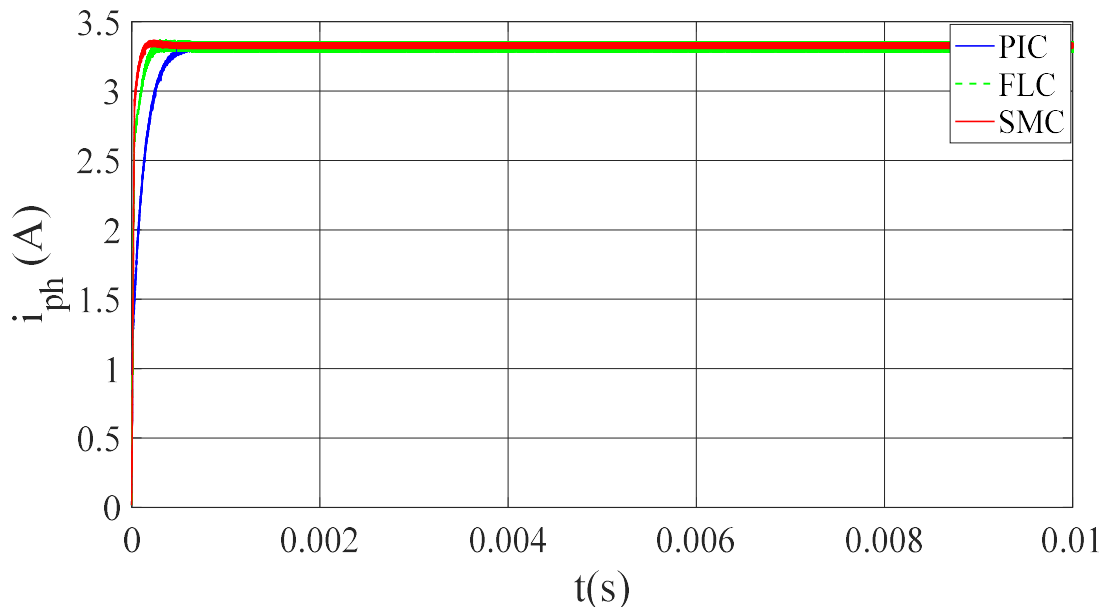


Figure III.30. Le courant des phases avec les différentes commandes

En boucle ouverte, la figure III.29 montre les effets de la variation de la valeur des résistances, cette variation produit un déséquilibre des courants des phases, par contre en boucle fermée, la figure III. 30 montre que ce courant est bien équilibré, et suit la valeur désirée pour chacune des commandes.

Les différentes sources de déséquilibre évoquées précédemment soulignent l'importance de mettre en place des systèmes de régulation rétroactifs qui puissent intervenir sur les rapports cycliques de chaque phase afin de corriger toutes ces anomalies. Ces régulateurs permettront d'atteindre les valeurs souhaitées des variables d'état avec des performances satisfaisantes [6], [8].

- **Etude comparative des commandes appliquées**

Le tableau III. 2 illustre une étude comparative entre les trois régulateurs introduits au niveau de la boucle de tension et courants basé sur certains critères qui sont : le temps de réponse, l'amplitude des ondulations, et la réaction vis-à-vis des perturbations.

L'analyse comparative basée sur les différents indices, indique des bonnes performances de chaque commande, bien que la commande par mode glissant présente un temps de réponse réduit comparé aux autres commandes ainsi qu'elle réagit de manière rapide face aux perturbations. En revanche la commande par le régulateur PI présente des faibles ondulations des courants par rapport aux autres commandes.

	Commande par le régulateur PI			Commande par logique floue			Commande par Mode Glissant		
	Tension de sortie	Courant de sortie	Courant des phases	Tension de sortie	Courant de sortie	Courant des phases	Tension de sortie	Courant de sortie	Courant des phases
Temps de réponse sans perturbations	(13) 10 ⁻¹ ms	(6.5) 10 ⁻¹ ms	(6.1) 10 ⁻¹ ms	(4.2) 10 ⁻¹ ms	(2.5) 10 ⁻¹ ms	(2.2) 10 ⁻¹ ms	(3.57) 10 ⁻¹ ms	(1.5) 10 ⁻¹ ms	(1.3) 10 ⁻¹ ms
Amplitude des ondulations	2.5mV	0.16 A	0.063 A	1.9 mV	0.17 A	0.065 A	2.9 mV	0.18A	0.067 A
Sensibilité aux perturbations	Moins Robuste			Robuste			Très Robuste		

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

III.5. Commande en boucle fermée d'un CMP connecté à une charge RLC

Les paramètres de simulation pour la charge RLC sont indiqués sur le tableau ci-dessous :

Paramètres	Valeurs
E	12V
v_C	6V
L	2mH
R_L	0.8Ω
C	$300\mu\text{F}$
L_C	$100\mu\text{H}$
R_C	0.6Ω
F_{dec}	20 kHz

Tableau III.3. Les valeurs des paramètres utilisés

Les figures ci-dessous montrent respectivement l'allure de la tension et le courant de sortie, ainsi que le courant des phases en boucle ouverte.

On remarque que la tension et le courant de sortie en régime établi sont légèrement inférieurs à leurs valeurs souhaitées. En revanche, les courants des phases convergent vers leurs valeurs désirées, bien qu'il présente de fortes ondulations par rapport au courant de sortie.

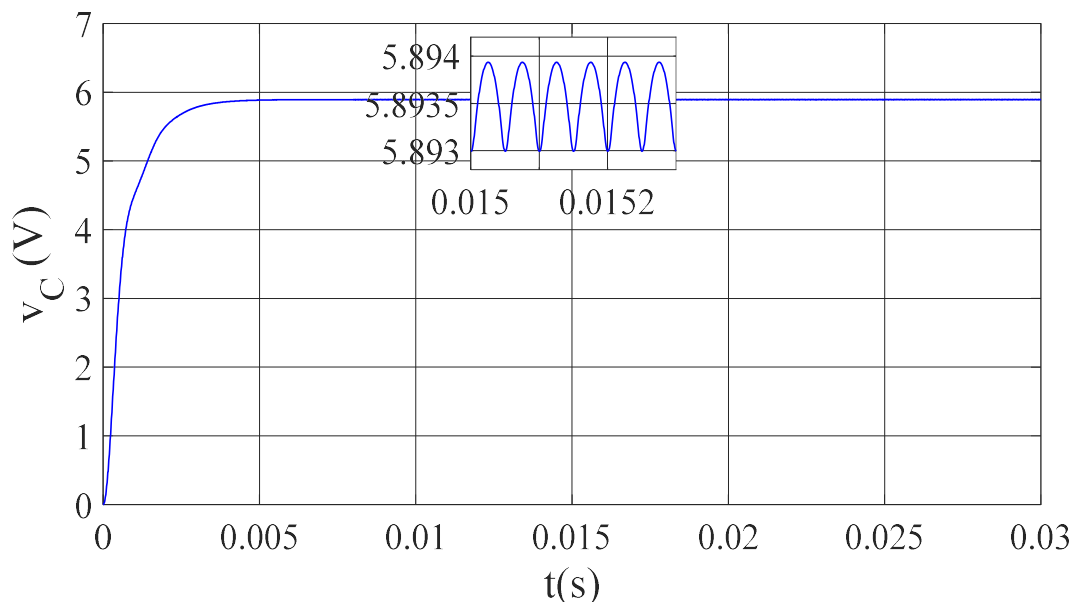


Figure III.31. Evolution de la tension de sortie

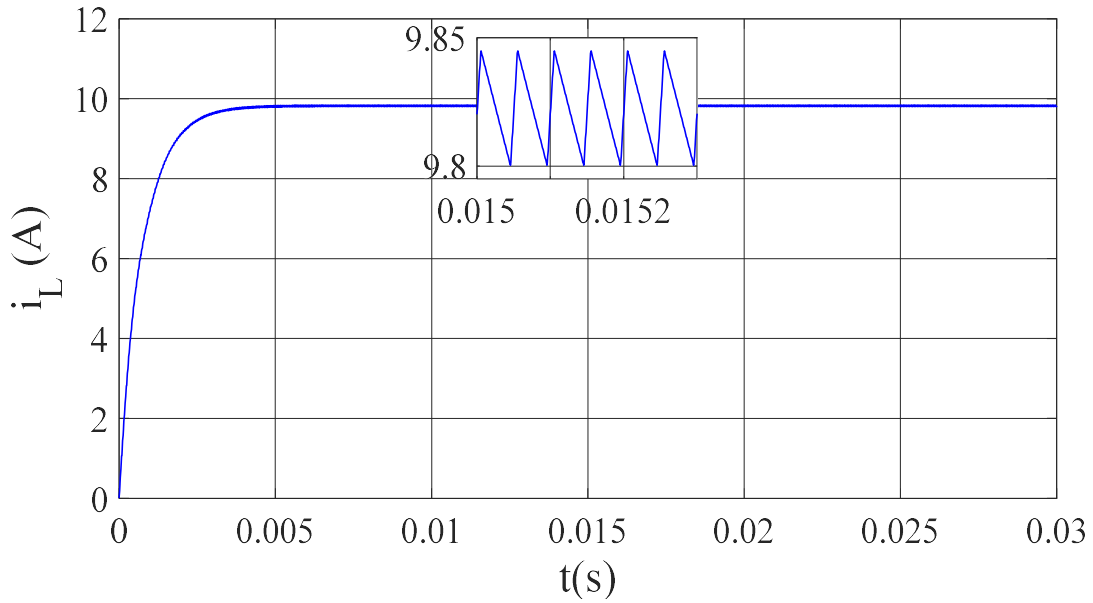


Figure III.32. Evolution de courant de sortie

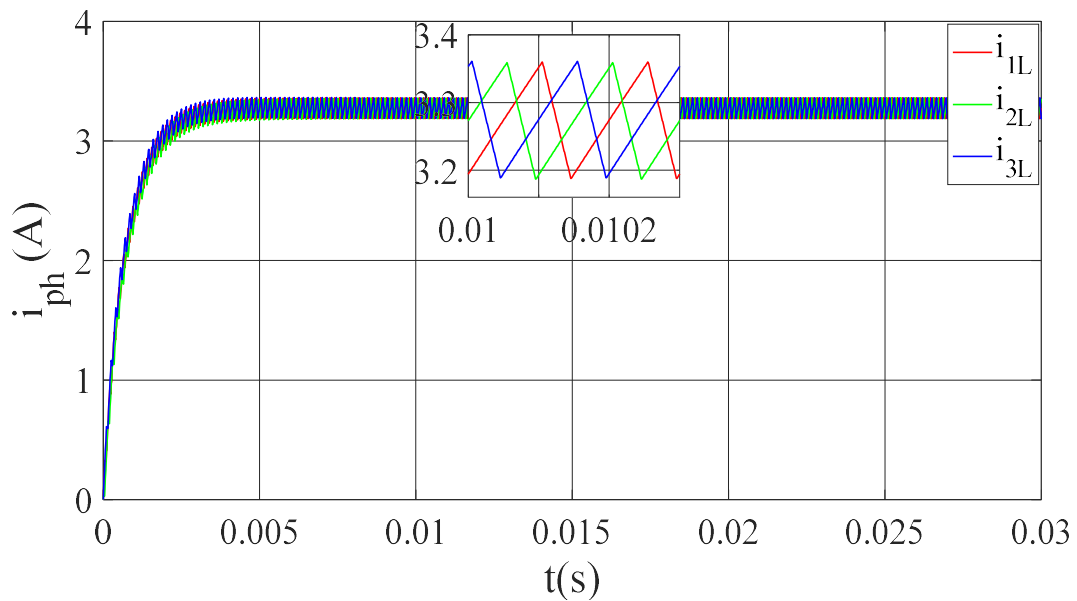


Figure III.33. Evolution des courants des phases

III.5.1. Application de la commande classique PI

On suit les mêmes étapes que pour la charge RC. Pour réguler notre convertisseur, il est essentiel d'établir les fonctions de transfert F_{kC} et F_T (courants et tension). En appliquant la transformée de Laplace pour les équations II.18 et II.21, nous obtenons :

$$i_S(p) = \left(\frac{1}{L_C p + R_C} \right) v_C(p) \quad (\text{III.24})$$

$$v_C(p) = \left(\frac{L_C p + R_C}{CL_C p^2 + CR_C p + 1} \right) i_L(p) \quad (\text{III.25})$$

$$i_{kL}(p) = \left(\frac{CLL_C p^2 + CLR_C p + L}{(CLL_C) p^3 + (CLR_C + CR_L L_C) p^2 + (L + CR_L R_C + L_C) p + (R_L + R_C)} \right) \frac{E}{L} \alpha_k(p) \quad (\text{III.26})$$

L'équation III.4 fournit la fonction de transfert d'un régulateur PI, tandis que les fonctions de transfert des deux boucles sont déterminées par :

$$F_{kC}(p) = \frac{i_{kL}(p)}{\alpha_k(p)} = \frac{E}{L} \left(\frac{CLL_C p^2 + CLR_C p + L}{(CLL_C) p^3 + (CLR_C + CR_L L_C) p^2 + (L + CR_L R_C + L_C) p + (R_L + R_C)} \right) \quad (\text{III.27})$$

$$F_T(p) = \frac{v_C(p)}{i_L(p)} = \left(\frac{L_C p + R_C}{CL_C p^2 + CR_C p + 1} \right) \quad (\text{III.28})$$

III.5.2. Application de la commande par FL

Nous conservons la même structure interne de la commande floue mentionnée pour la charge RC, donc les mêmes expressions soit pour le courant de référence de sortie et de même pour le rapport cyclique, qui sont indiquées dans l'équation III.9.

III.5.3. Application de la commande par SM

Nous suivons la même procédure que pour l'application précédente, où l'équation du courant de référence et celle de la première dérivée temporelle de la surface sont données par III.12 et III.16.

Pour obtenir la grandeur de commande u_k , remplaçons les équations III.20 et III.22 dans l'équation III.18, pour obtenir :

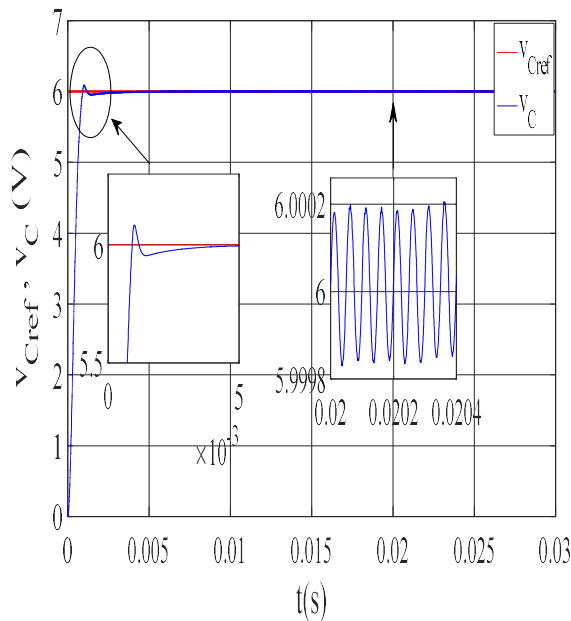
$$u_k = \left[\left(\frac{\lambda_k R_L}{L} \right) x_{kL} + \left(\frac{\lambda_k}{L} \right) x_C + \lambda_k K_I (x_{Cref} - x_C) \right] * \frac{L}{\lambda_k E} - K \text{sign}(S) \quad (\text{III.29})$$

III.5.4. Résultats de simulation pour les trois types de commandes

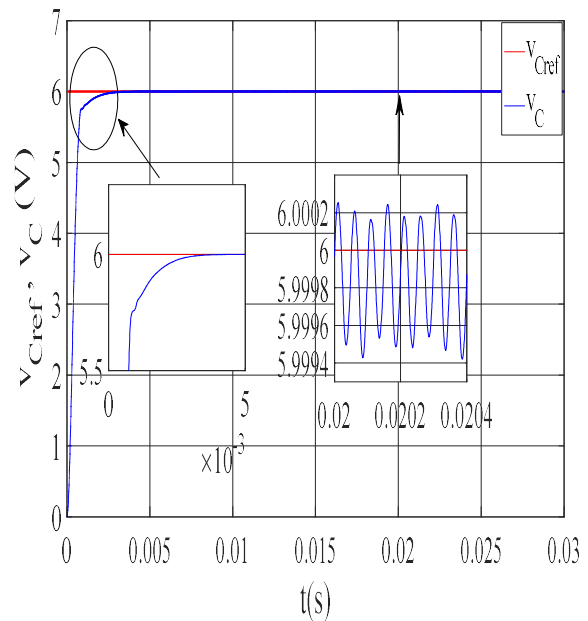
Les résultats des tests de simulation sous Matlab/Simulink sont présentés dans les figures ci-dessous, obtenus pour un hacheur à trois bras connectés à une charge RLC en boucle fermée.

Nous remarquons que la tension de sortie se conforme à la valeur désirée en boucle fermée, contrairement à la boucle ouverte, et ce cela entraîne également une diminution des ondulations au régime permanent.

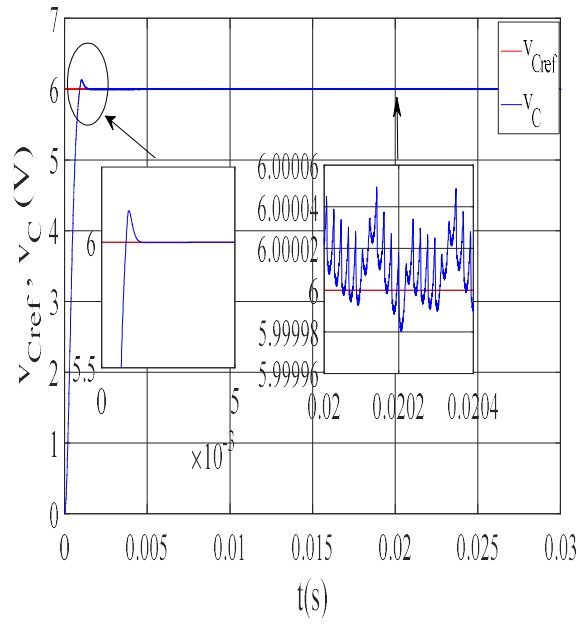
La figure III.35 illustre la réponse de l'évolution de la tension de sortie pour les trois commandes PI, FL et SM. Au régime transitoire, on peut remarquer que, avec la commande par SM, le temps de réaction est réduit par rapport aux autres régulateurs, ainsi que la commande par logique floue et meilleure que le PI. Au régime permanent, cette tension converge vers sa valeur de référence pour chacune des commandes, avec une présence d'ondulation qui est légèrement supérieure avec la commande par LF par rapport aux autres commandes, où la commande par SM présente de faibles ondulations.



(a)

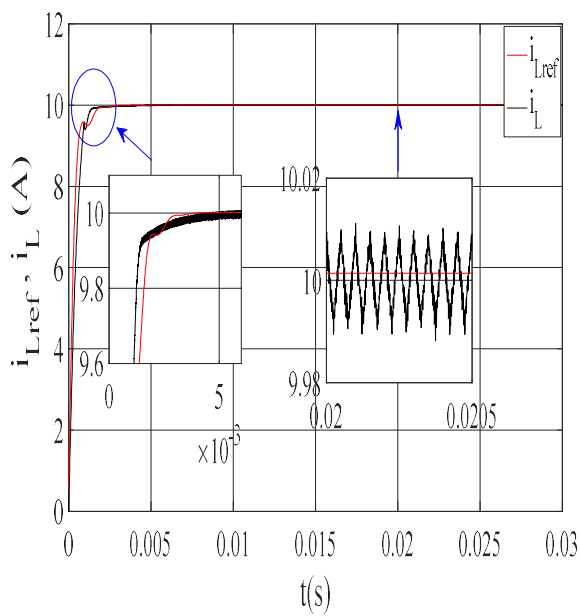


(b)

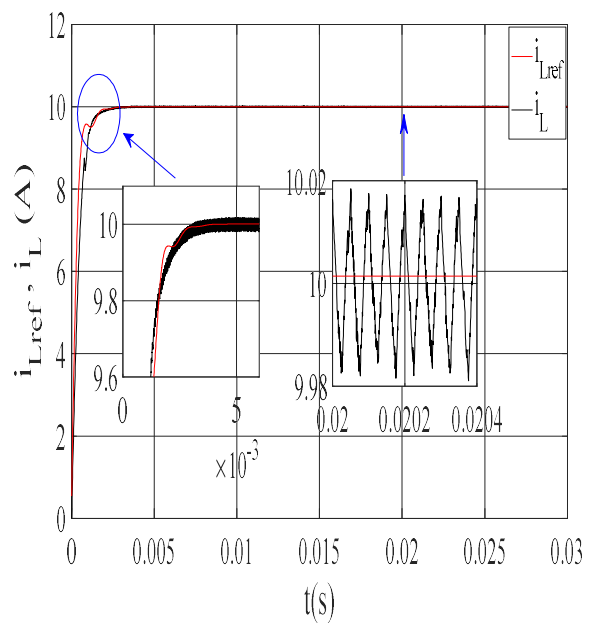


(c)

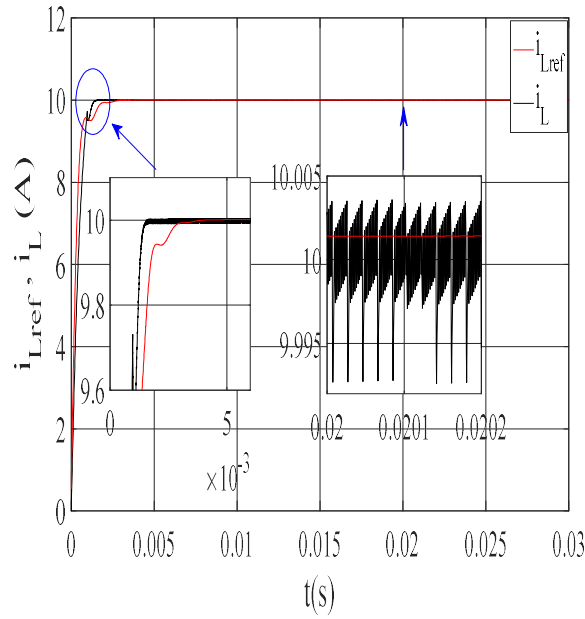
Figure III.34. Allure de la tension continue de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur par mode glissant



(a)

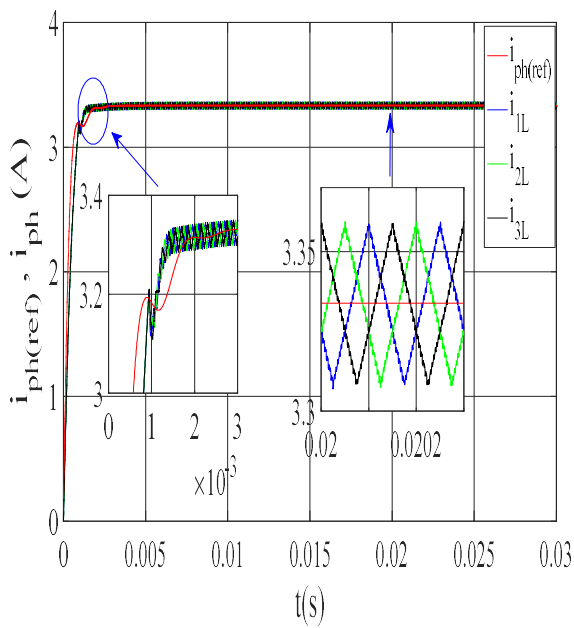


(b)

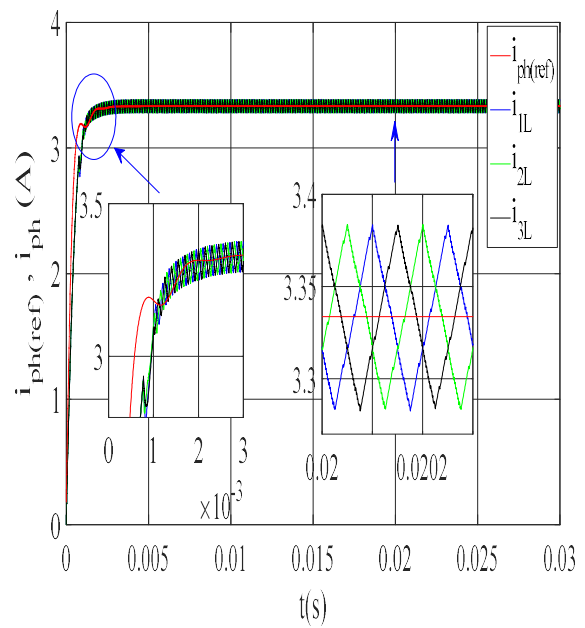


(c)

Figure III.35. Allure du courant de sortie : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur par mode glissant



(a)



(b)

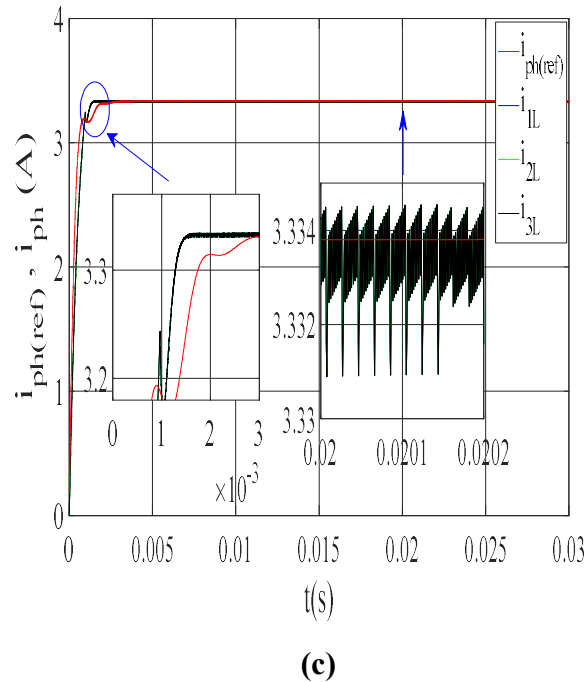


Figure III.36. Allure du courant des phases : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou, (c) régulateur mode glissant

Dans les figures III.36, III.37, on peut constater qu'au régime transitoire, l'évolution du courant de sortie et les courants des phases avec le régulateur par SM est plus rapide comparée aux autres régulateurs, ainsi que la FL est plus rapide que le PI. Au régime permanent, ces courants de sortie et phases atteignent leurs valeurs souhaités avec les trois types de régulateur, ainsi que l'existence des ondulations qui sont légèrement supérieures avec la commande par FL comparant à la commande PI, et SM qui présente les plus faibles ondulations. On peut observer aussi une bonne répartition des courants de phases avec une présence d'ondulation de même amplitude pour chacun des enroulements. On peut constater que les courants de phases présentent de fortes ondulations par rapport au courant de sortie.

III.5.5. Tests de robustesse et étude comparative des commandes appliquées

- **Tests de robustesse**

- **Variation de la charge**

Afin de démontrer l'influence du changement de la valeur de la charge sur les performances du procédé, une augmentation brutale de 30 % de la résistance de charge a été effectuée à l'instant $t=0.015s$, lorsque celui-ci est piloté par les différentes commandes.

D'après les données de simulation indiquées sur les figures III.38 ,39 et 40, nous remarquons que la commande par FL, réagit plus rapidement que les commande PI et SM au moment de cette variation.

Les trois commandes ont permis de garantir des performances satisfaisantes, où la modification de la résistance de charge n'a pas pu affecter son aspect qualitatif. Au final, nous pouvons dire que la commande par le régulateur PI et moins robuste, et la commande par FL est la plus robuste.

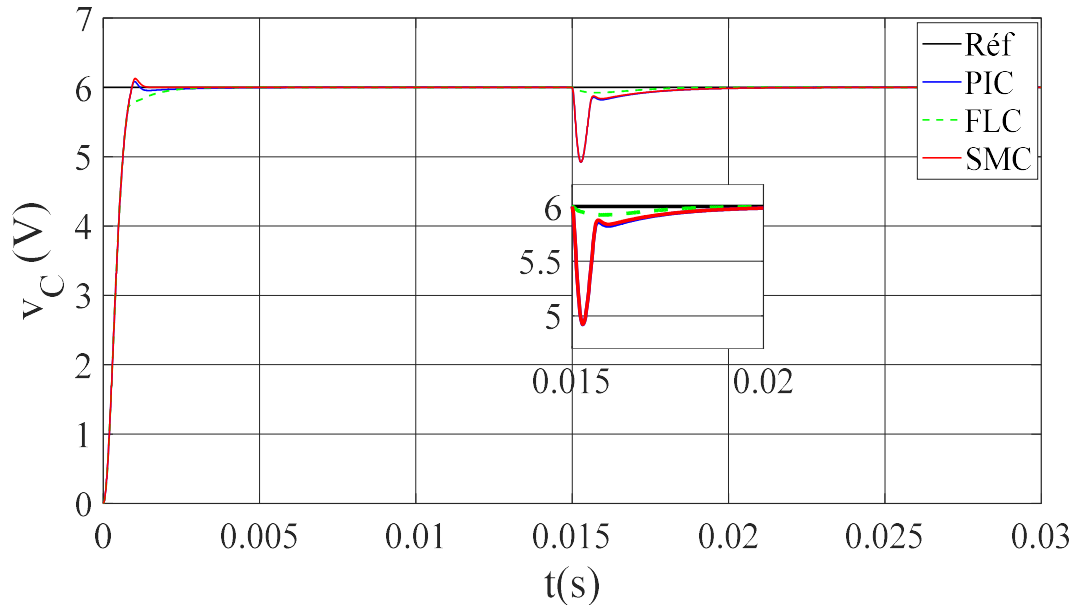


Figure III. 37. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes

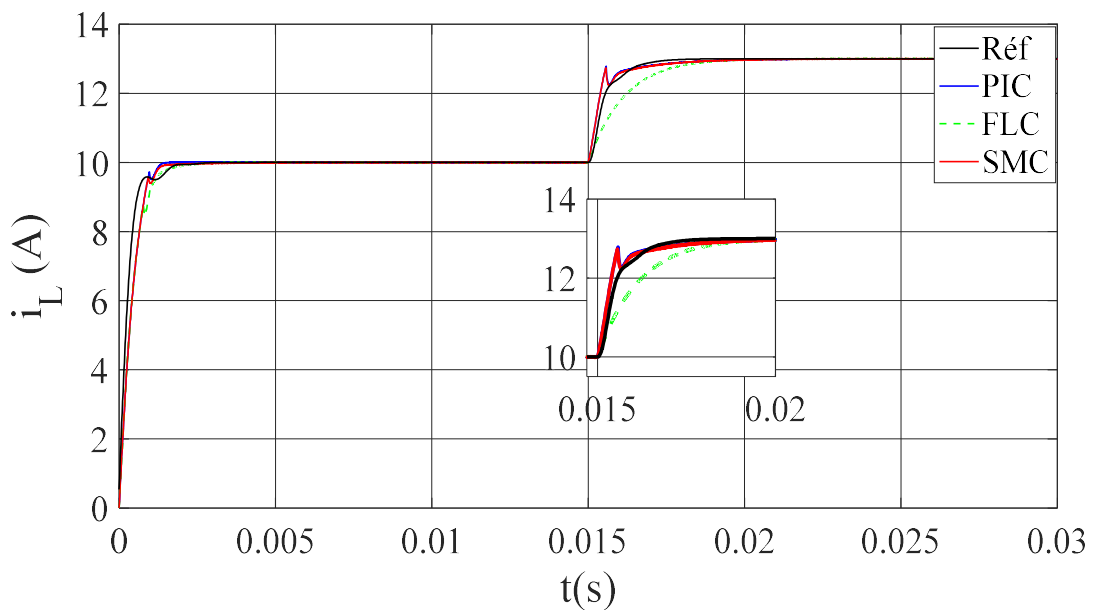


Figure III.38. Allure du courant de sortie selon les trois commandes

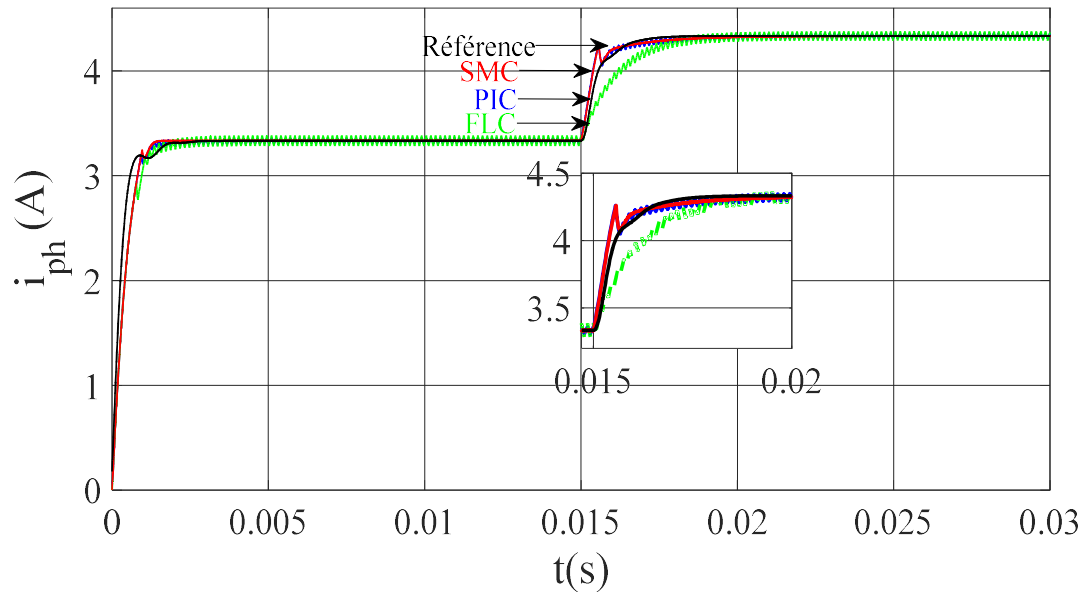


Figure III.39. Allure du courant des phases selon les trois commandes

➤ Variation de la consigne

Nous testons à présent la réaction du système pour un changement de la consigne.

En boucle fermée, d’après les figures fournies ci-dessous, on remarque que les performances dynamiques des trois commandes réagissent bien aux changements de la consigne. On constate que la commande par logique flou permet une récupération rapide de la tension de référence par rapport aux autres commandes. Le courant de sortie et celui des phases suit leurs nouvelles références.

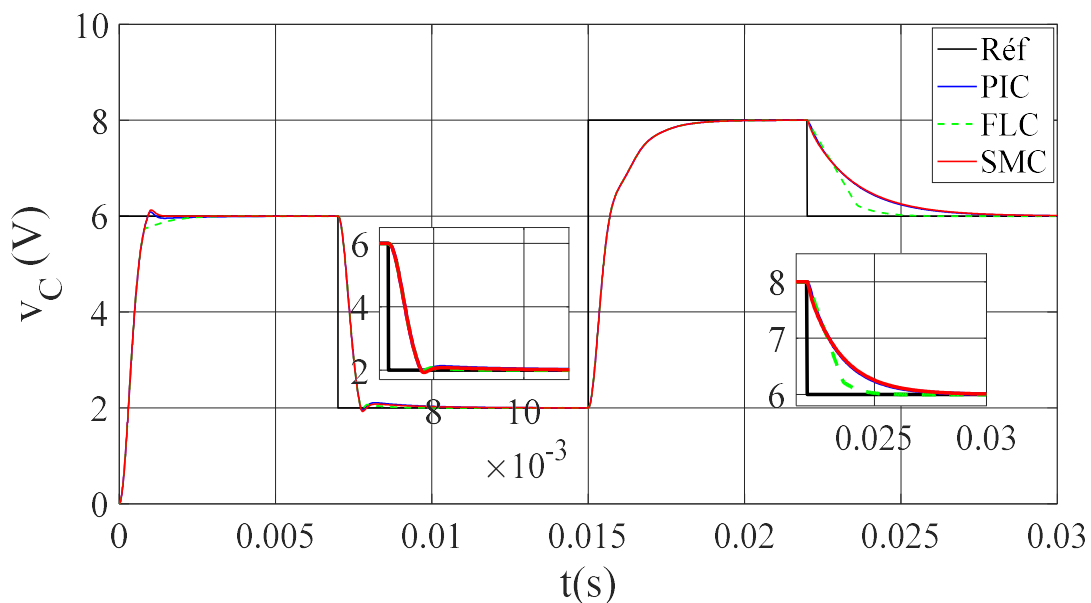


Figure III.40. Allure de la tension de sortie selon les trois commandes

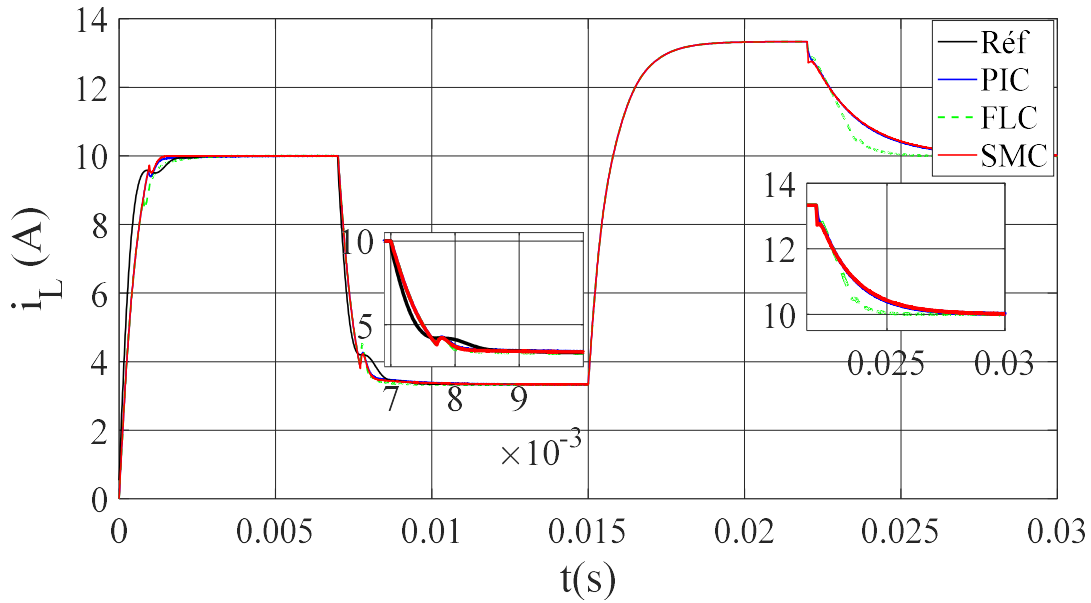


Figure III.41. Allure du courant de sortie selon les trois commandes

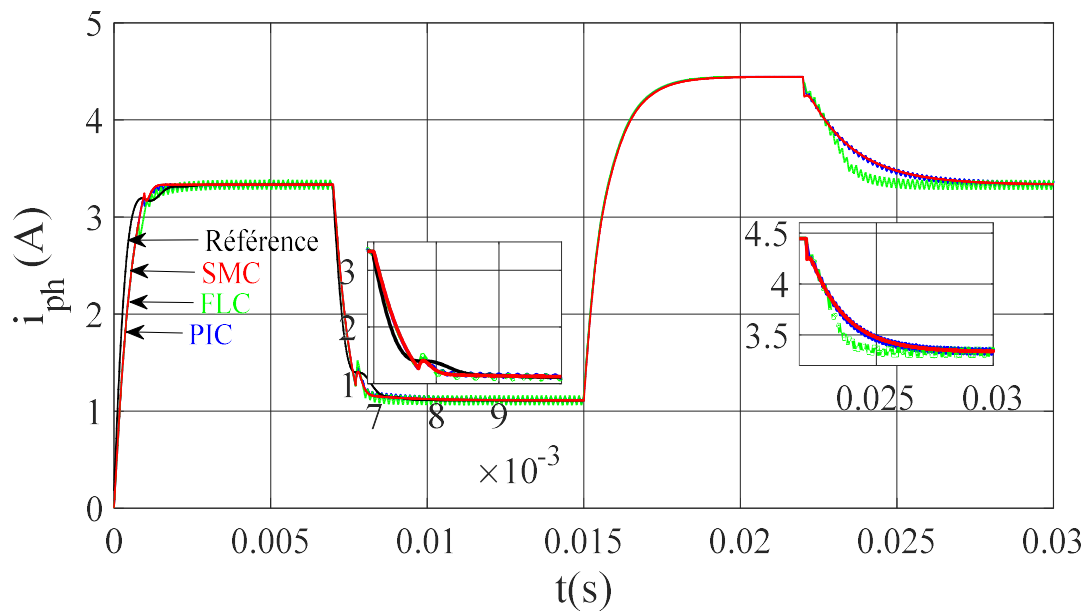


Figure III.42. Allure du courant des phases selon les trois commandes

➤ Différentes résistances des bobinages des inductances

En outre, nous testons la capacité du système au rejet des perturbations au niveau des composants passifs, en faisons varier les résistances des inductances des phases, et cela selon,

$R_{1L} = 1\Omega, R_{2L} = 2m\Omega, R_{3L} = 0.1\Omega$. Ce test s'effectue sans variations de courant du sortie ni de la tension de charge. Nous nous intéressons ici uniquement aux courants de phase.

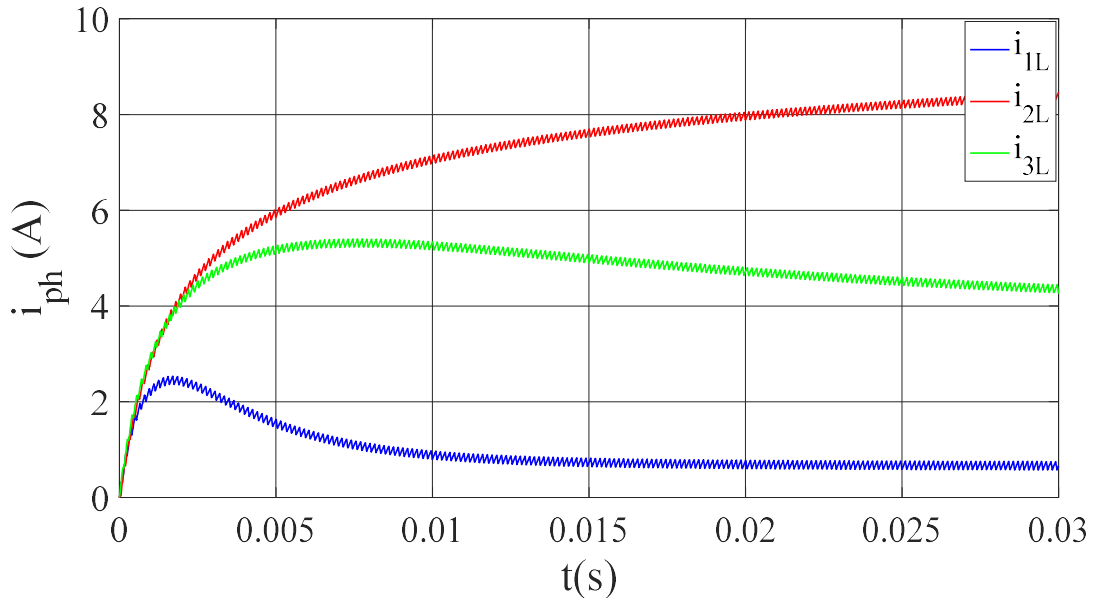


Figure III.43. Le courant des phases en boucle ouverte

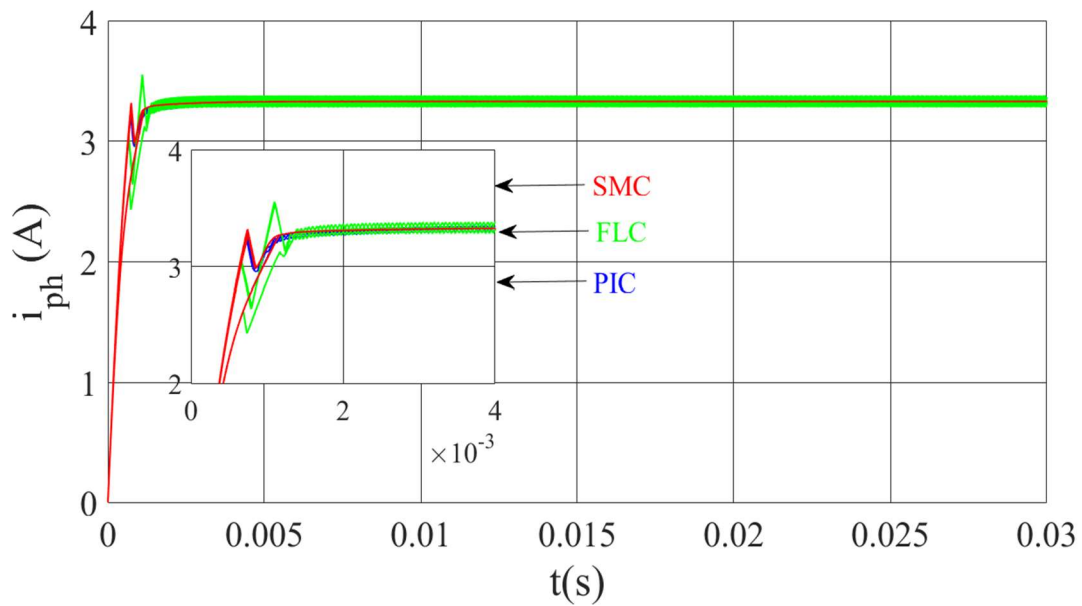


Figure III.44. Le courant des phases avec les différentes commandes

En boucle ouverte la figure III.44 démontre les effets de la variation paramétrique, cette variation produit un déséquilibre des courants de phase, par contre en boucle fermée la figure III. 45 montre que ce courant est bien équilibré, et suit la valeur désirée pour chacune des commandes. Donc, la commande en boucle fermée a la capacité de forcer chacun des courants d’avoir une valeur de $i_{L/N}$.

- **Etude comparative des commandes appliquées**

Comme dans le cas précédent, les trois commandes vont être soumises à une étude comparative selon certains critères indiqués dans le tableau ci-dessous.

	Commande par le régulateur PI			Commande par logique floue			Commande par Mode Glissant		
	Tension de sortie	Courant de sortie	Courant des phases	Tension de sortie	Courant de sortie	Courant des phases	Tension de sortie	Courant de sortie	Courant des phases
Temps de réponse sans perturbations	5e-3 s	4.1e-3 s	1.5e-3 s	3.4e-3 s	3.1e-3 s	1.8e-3 s	1.4e-3 s	1.4e-3 s	1.5e-3 s
Amplitude des ondulations	3.7e-4 V	0.02 A	0.05 A	7.5e-4 V	0.04 A	0.1 A	8e-5 V	0.011 A	0.0035 A
Sensibilité aux perturbations	Moins Robuste			Très Robuste			Robuste		

Tableau III.4. Etude comparative entre les commandes appliquées au convertisseur à trois cellules

D'après l'analyse comparative basée sur les différents indices, on constate que les trois commandes utilisées suivent convenablement les références adoptées. La commande par méthode de glissement à un temps de réponse réduit par rapport aux autres commandes ainsi qu'elle présente des faible ondulations, tandis que le régulateur par logique floue réagit de manière rapide face aux perturbations.

III.6. Commande en boucle fermée d'un moteur à courant continu à excitation séparée alimentée par un CMP

Les valeurs de simulation utilisée pour un MCC à excitation séparée sont celles des paramètres donnés par [1]. Les paramètres du convertisseur sont les mêmes que pour la charge RLC.

Les paramètres de la machine sont regroupés dans le tableau III.5

v_a : Tension nominal d'induit du moteur	380 V
v_f : Tension nominal de l'inducteur du moteur	110 V
ω : Vitesse de rotation	157 rad/s
P_u : Puissance utile	3 KW
R_a : Résistance de l'armature	1.35 Ω
R_f : Résistance d'inducteur	65.15 Ω
L_a : Inductance de l'armature	0,0059 H
L_f : Inductance d'inducteur	8,35 H
k_b : Constante de la f.e.m	1,41 V /rd/s
M : Mutuelle entre l'armature 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.5. Paramètres de la machine à courant continu à excitation indépendante

Les différentes architectures de commande ont été sélectionnées en fonction de leur capacité à remplir diverses tâches, dont la plus importante est la régulation du moteur afin d'imposer une vitesse ou un couple souhaité à la charge. Pour cela, on utilise une régulation en cascade, c'est à dire on règle la vitesse du moteur et les courants des phases du hacheur [24] comme illustré sur la figure ci-dessous. Deux méthodes de commandes vont être appliquées pour notre machine [25].

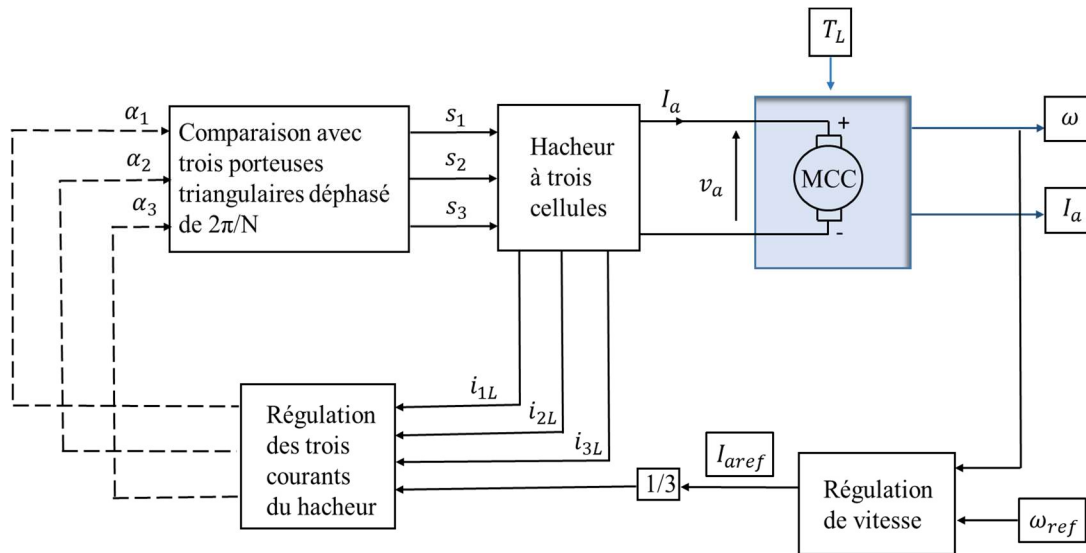


Figure III.45. Schéma de commande d'un MCC

III.6.1. Application de la commande classique PI

Pour réguler notre moteur avec un régulateur [25] qui est déjà décrit dans l'équation III.4, il est nécessaire d'établir les fonctions de transfert de la vitesse et celle du courant d'induit du moteur [26], [27]. En utilisant la transformée de Laplace sur le système (équation II.28), nous parvenons à trouver les expressions suivantes :

$$\omega(p) = \left(\frac{k_b I_a(p) + T_L}{Jp + B} \right) \quad (III.30)$$

$$I_a(p) = \left(\frac{4v_a - k_b \omega(p) - (s_1 + s_2 + s_3)E}{(3L - L_a)p + (3R_L - R_a)} \right) \quad (III.31)$$

Avec $I_a = i_{1L} + i_{2L} + i_{3L}$

III.6.2. Application de la commande par FL

Nous gardons la même structure interne de la commande floue mentionnée pour la charge RC (la régulation de la vitesse du moteur et les courants de phase) [25], [28], donc les mêmes

expressions soit pour le courant de référence de sortie et de même que les rapports cycliques, et qui sont indiquées dans l'équation III.9.

III.6.3. Résultats de simulation

Les illustrations ci-dessous mettent en évidence les données des tests de simulation sans aucune variation sous Matlab/Simulink, avec une vitesse de référence de 157 rad/s et un couple de charge de 5 Nm.

Dans la figure III.46, il est notable qu'avec les deux commandes, la vitesse du moteur suit la valeur souhaitée et cela avec la présence d'une faible erreur. Nous constatons une erreur plus faible avec la régulation PI comparativement à celle de la FL.

Dans les figures III.47, III.48, nous observons qu'au régime transitoire, l'évolution du courant d'induit et les courants de phase avec le régulateur PI sont plus rapides par rapport au régulateur FL. Au régime permanent, ces courants se stabilisent autour de leurs valeurs de référence avec les deux types de commande, ainsi que l'existence des ondulations qui sont légèrement supérieures avec la commande par PI par rapport à la commande par FL.

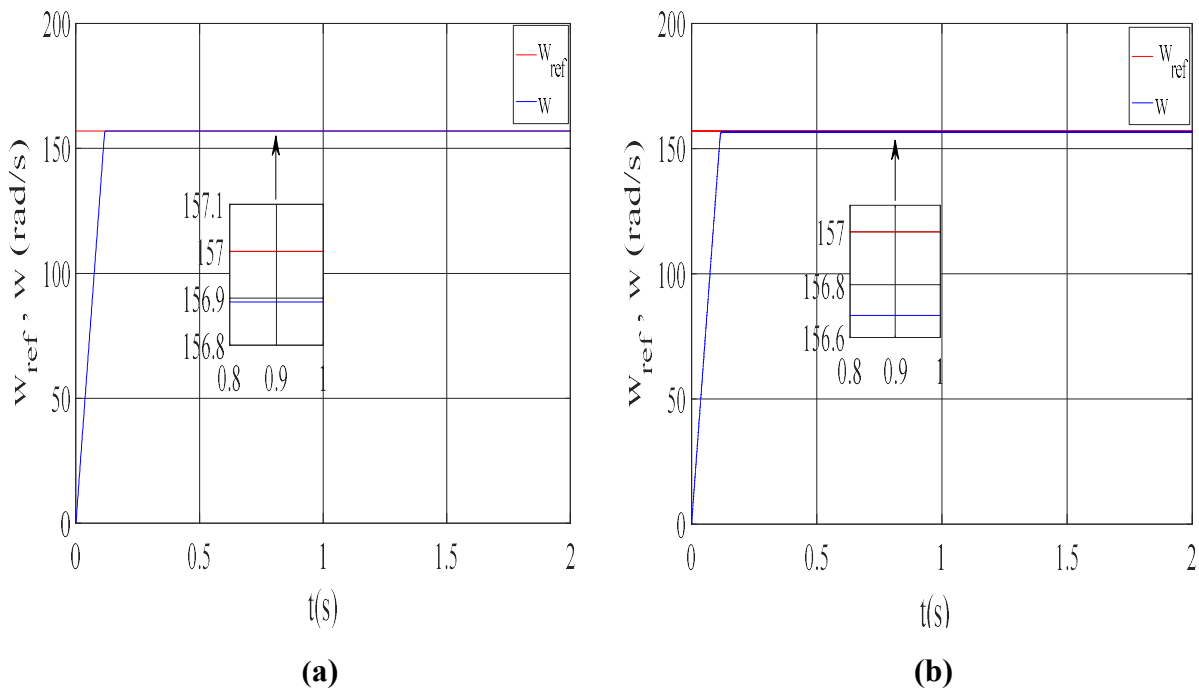


Figure III.46. Evolution de la vitesse de moteur : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou

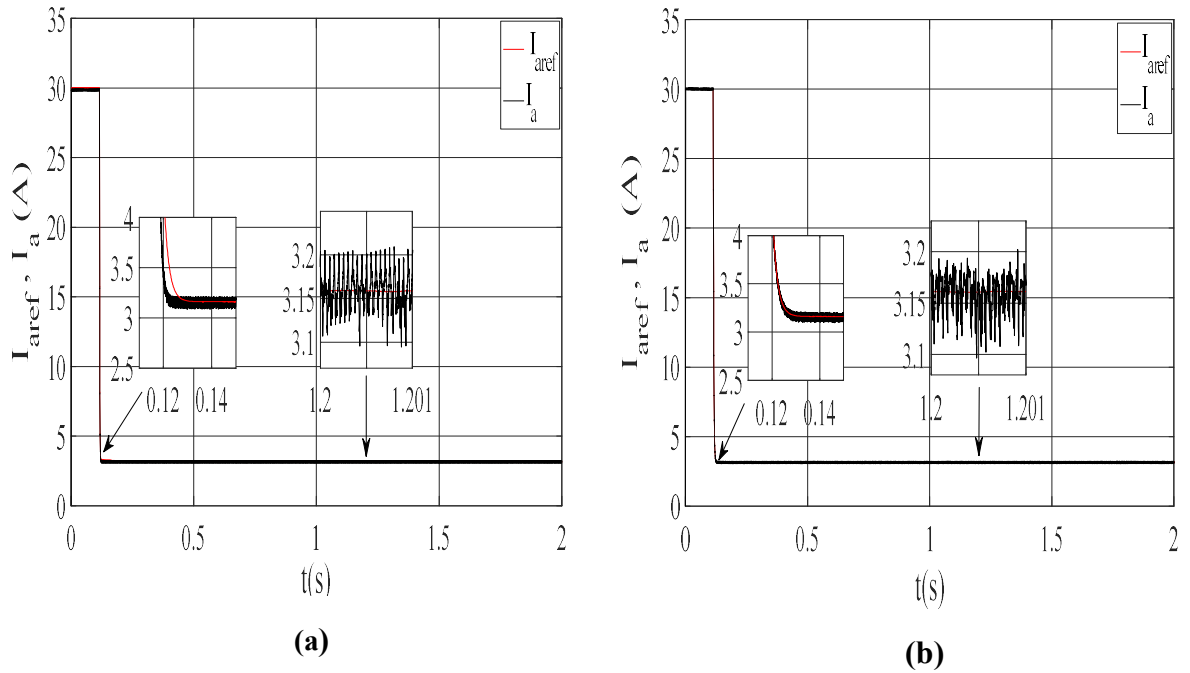


Figure III.47. Evolution du courant d'induit : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou

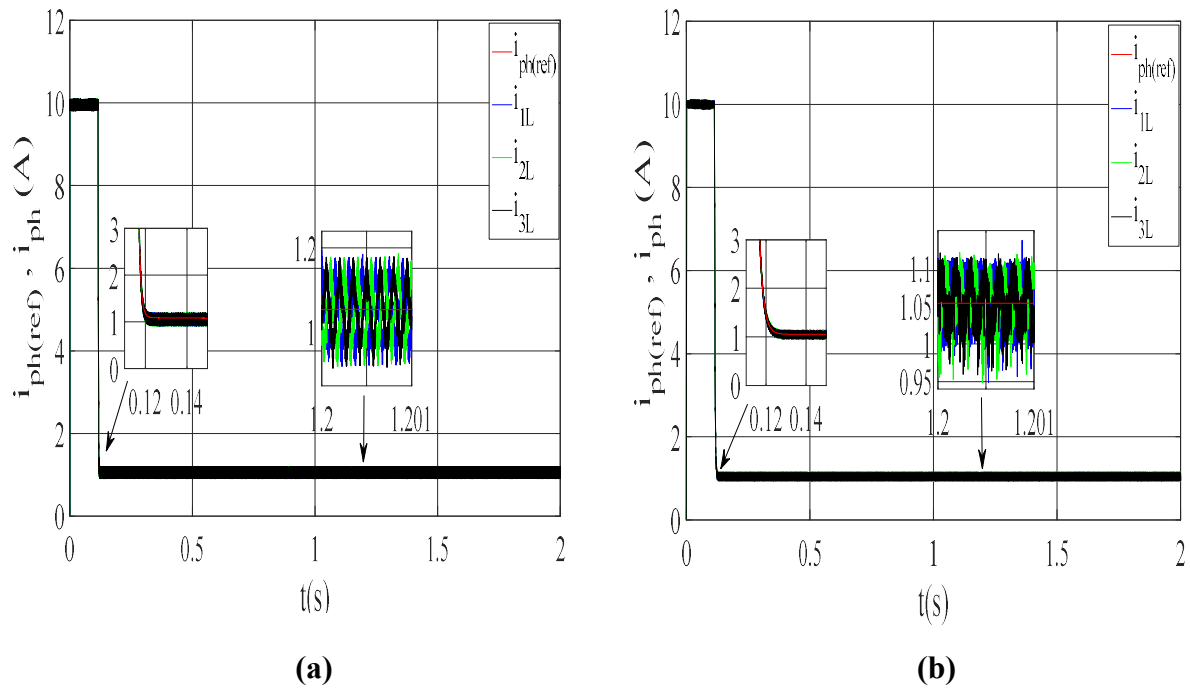


Figure III.48. Evolution du courant des phases : (a) régulateur PI, (b) régulateur flou

Pour mettre en évidence la commande la plus robuste, deux tests vont être appliqués au moteur DC à excitation séparée.

- **Test 1** : La vitesse de référence change selon le profil démontré sur la figure III.49.

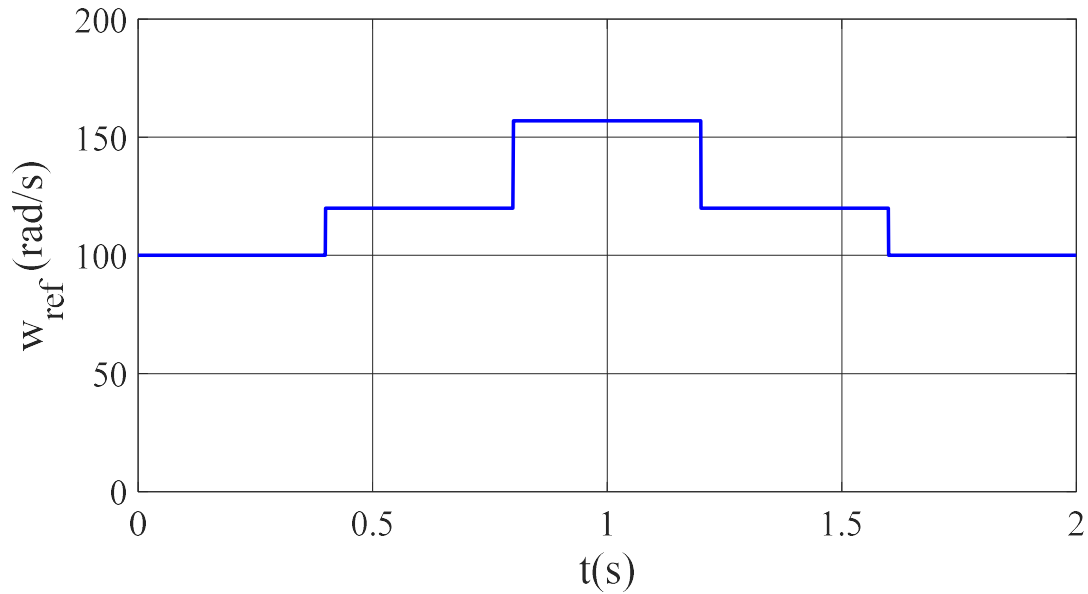


Figure III.49. Profil de vitesse de référence

Selon les résultats de simulation indiqués sur les figures ci-dessous, il est évident que la commande PI réagit plus rapidement à l’instant de la variation de la vitesse comparant à la commande FL, et cela avec une légère diminution de la tension de sortie par rapport à la consigne. Contrairement aux courants qui suivent parfaitement les variations avec les deux commandes.

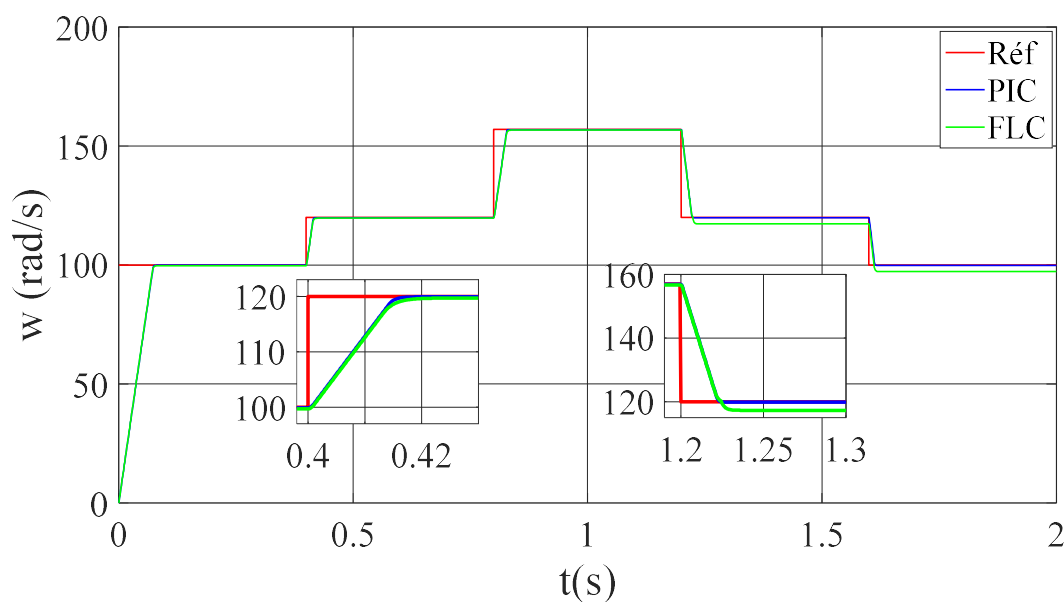


Figure III.50. Allure de la vitesse de moteur selon les deux commandes

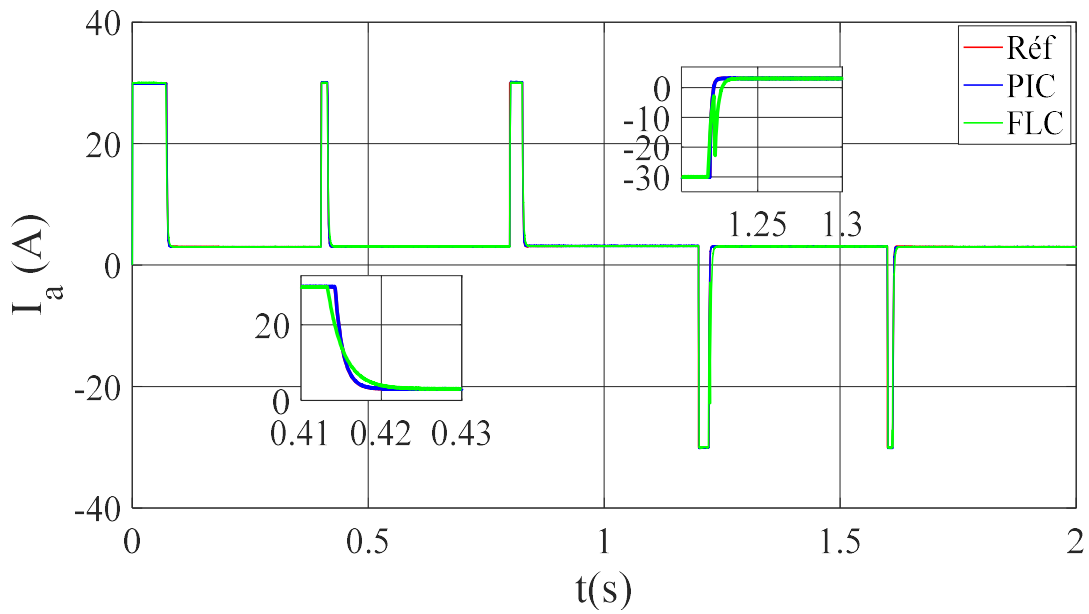


Figure III.51. Allure du courant d'induit

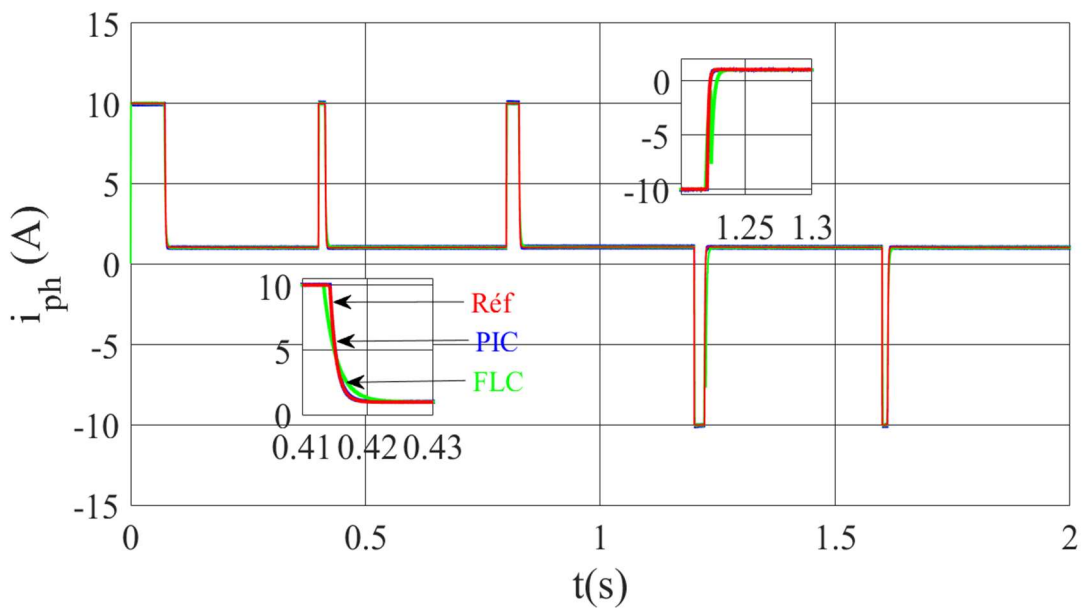


Figure III.52. Allure du courant des phases

- **Test 2** : Le couple de charge passe de 5 Nm à 10 Nm à $t = 1s$

D'après les figures données ci-dessous, nous remarquons que les performances dynamiques des deux commandes réagissent bien aux changements de couple de charge. Nous constatons que le contrôle par le régulateur PI permet de corriger rapidement la vitesse de référence par rapport à la commande par FL. Ainsi que les courants qui suivent leurs nouvelles références.

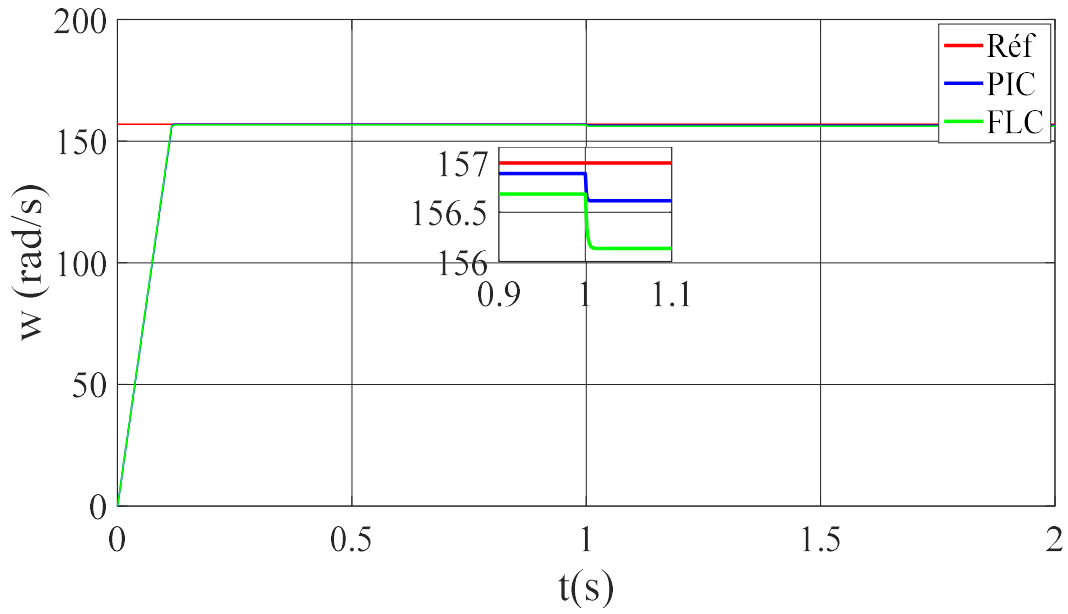


Figure III.53. Allure de la vitesse de moteur

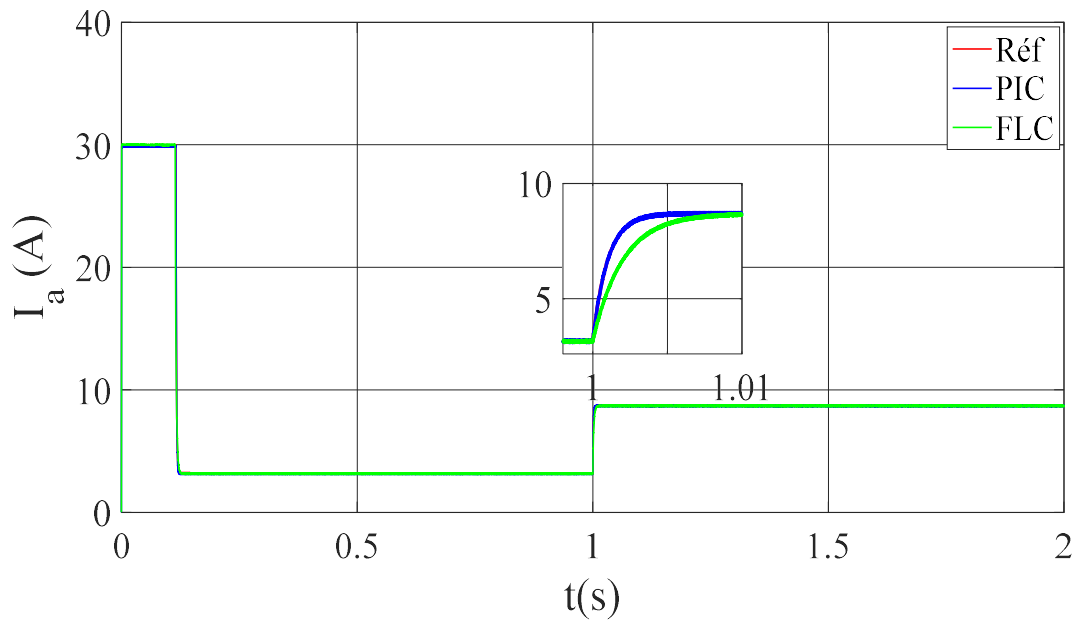


Figure III.54. Allure du courant d'induit

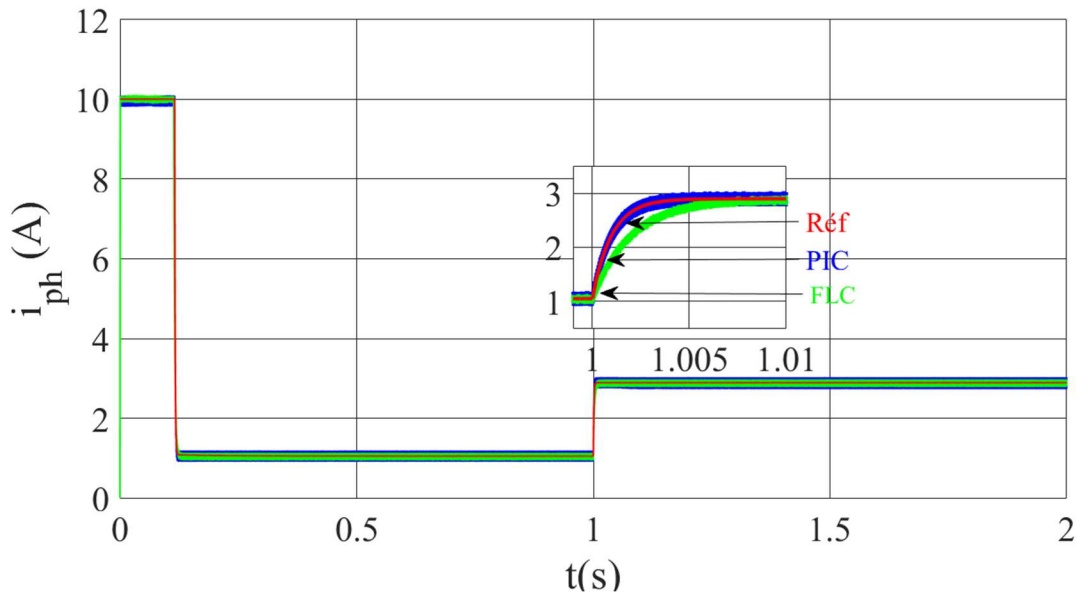


Figure III.55. Allure du courant des phases

Il est possible de conclure, que la commande par le régulateur PI est plus robuste puisqu'elle réagit plus rapidement face aux perturbations par rapport à la commande FL.

III.7. Résultats de simulation d'un CMP connecté à une charge RC avec les valeurs pratiques

Les illustrations indiqués ci-dessous exposent les résultats de simulation, avec les mêmes paramètres utilisés en pratique et cela avec :

$$E = 12V, R_l = 0.8\Omega, L = 2mH, R = 10\Omega$$

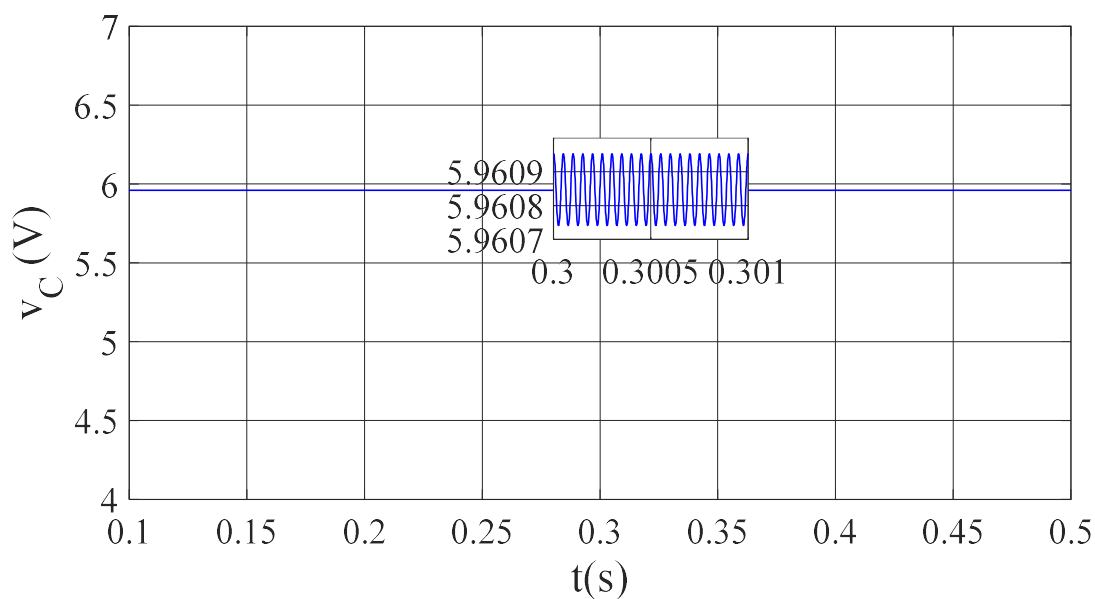


Figure III.56. Evolution de la tension de sortie

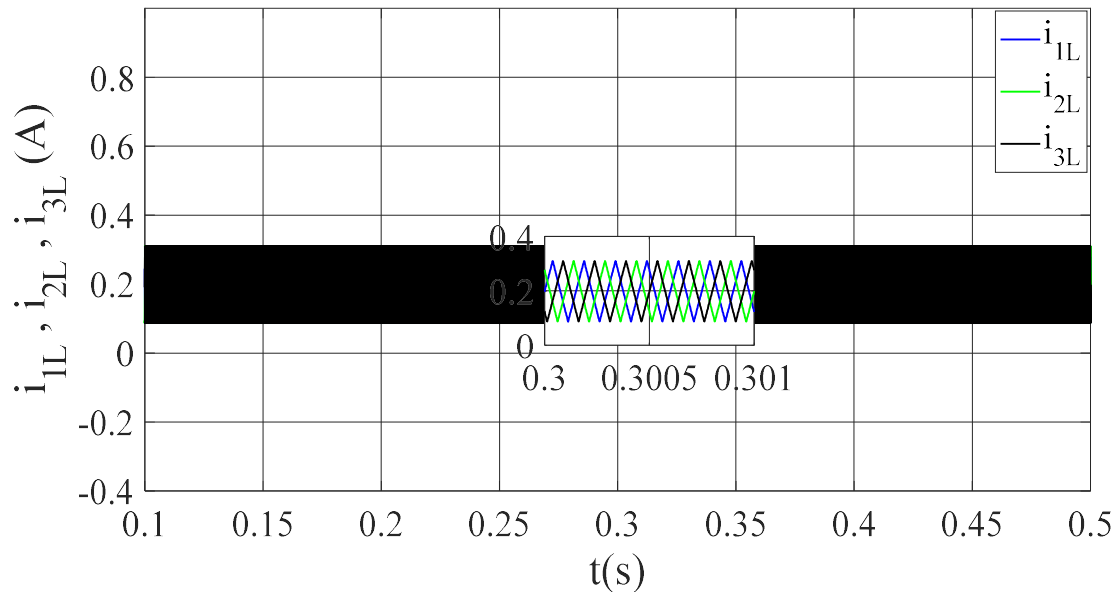


Figure III.57. Evolution des courants des phases

L'introduction de la commande en rétroaction avec un régulateur PI (figures III. 59 et 60), a permis d'atteindre les valeurs de référence imposées que ce soit pour la tension et le courant des phases, contrairement à la boucle ouverte (figures III. 57 et 58).

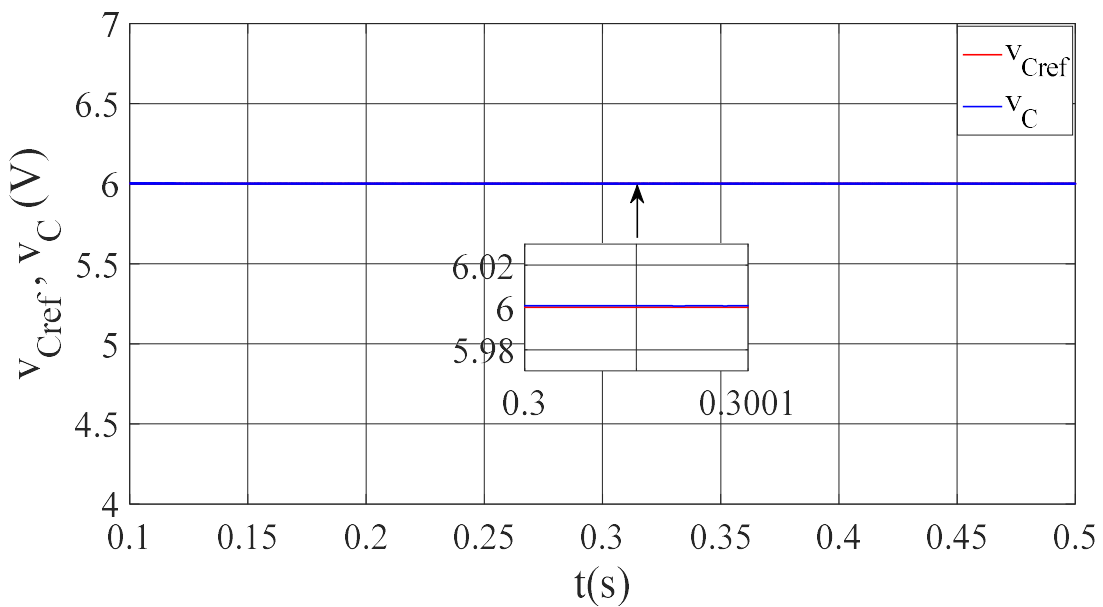


Figure III.58. Allure de la tension continue de sortie avec le régulateur PI

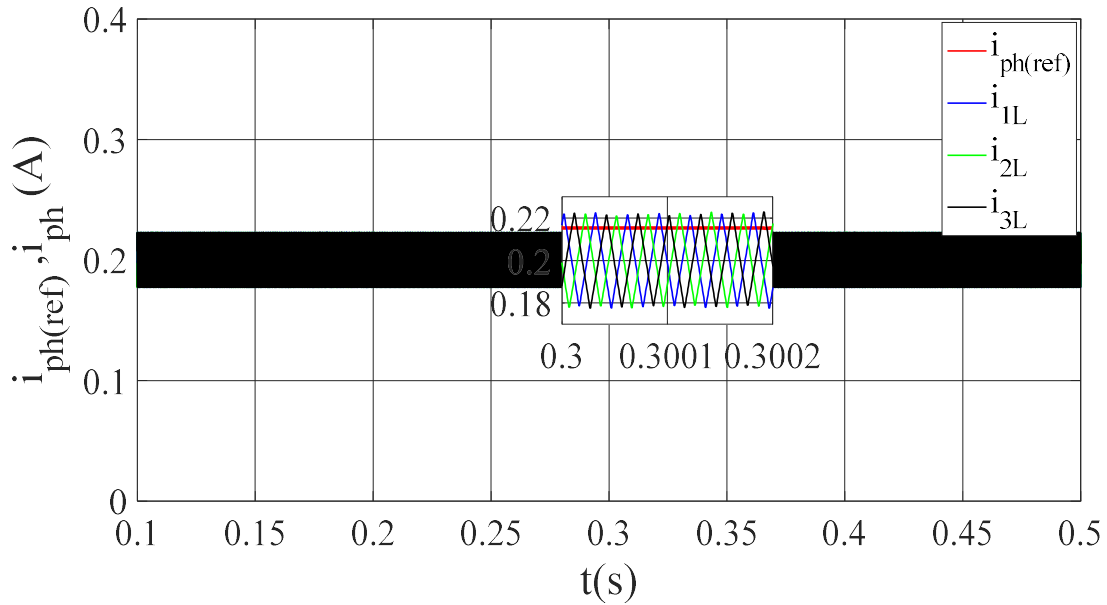


Figure III.59. Allure des courants de phase avec le régulateur PI

Deux tests de robustesse ont été menés pour apprécier les performances du procédé. Le premier test implique une réduction de 50% de la valeur initiale de la résistance de charge, comme démontré dans les figures III.61 et 62. Le deuxième test consiste en une variation de la consigne qui était initialement de 6V puis à l’instant 0.2s elle prendra la valeur de 3V, comme indiqué dans les figures III.63 et 64.

Il est possible d’affirmer que la commande par le régulateur PI a pu garantir de bonnes performances du système, malgré les variations de la charge et de la consigne qui n’ont pas eu d’impact négatif sur le côté qualitatif. Finalement, on peut conclure que la commande par le régulateur PI est robuste

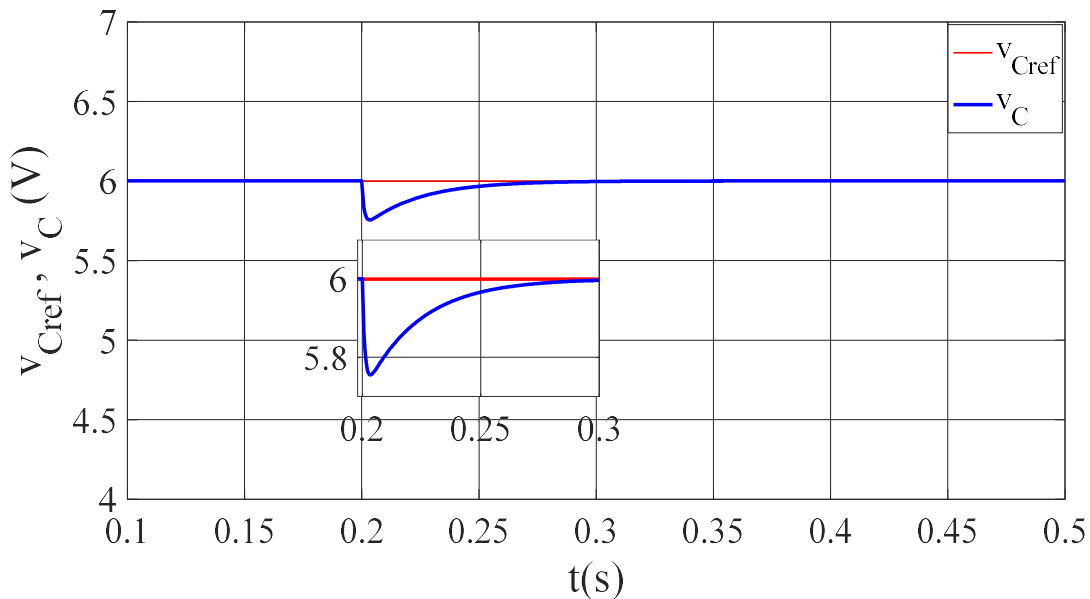


Figure III.60. Allure de la tension continue de sortie avec diminution de la charge

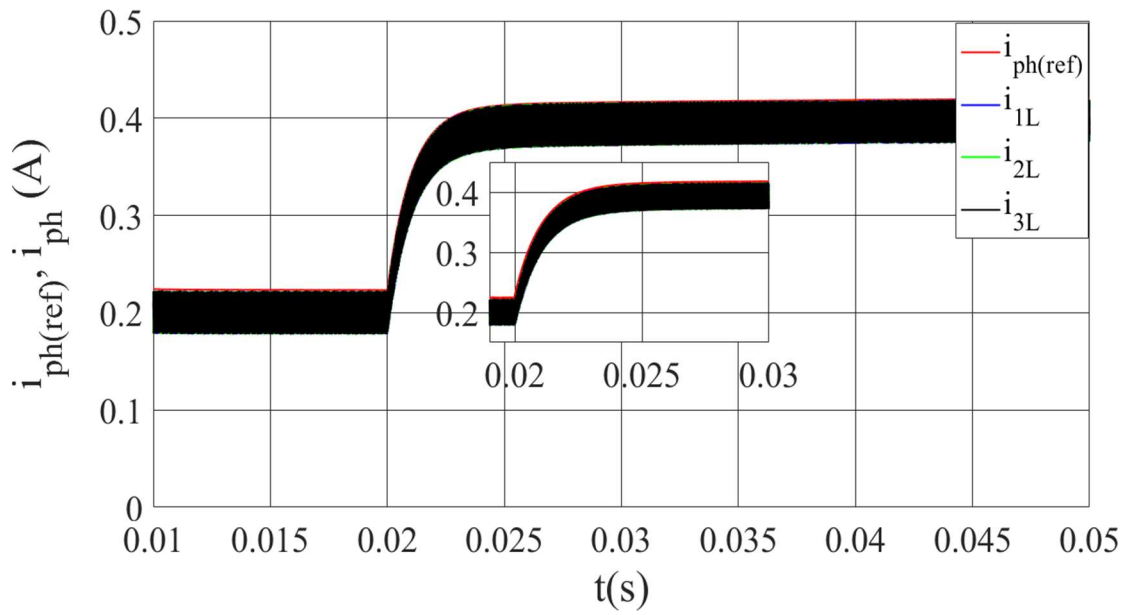


Figure III.61. Allure des courants de phase avec diminution de la charge

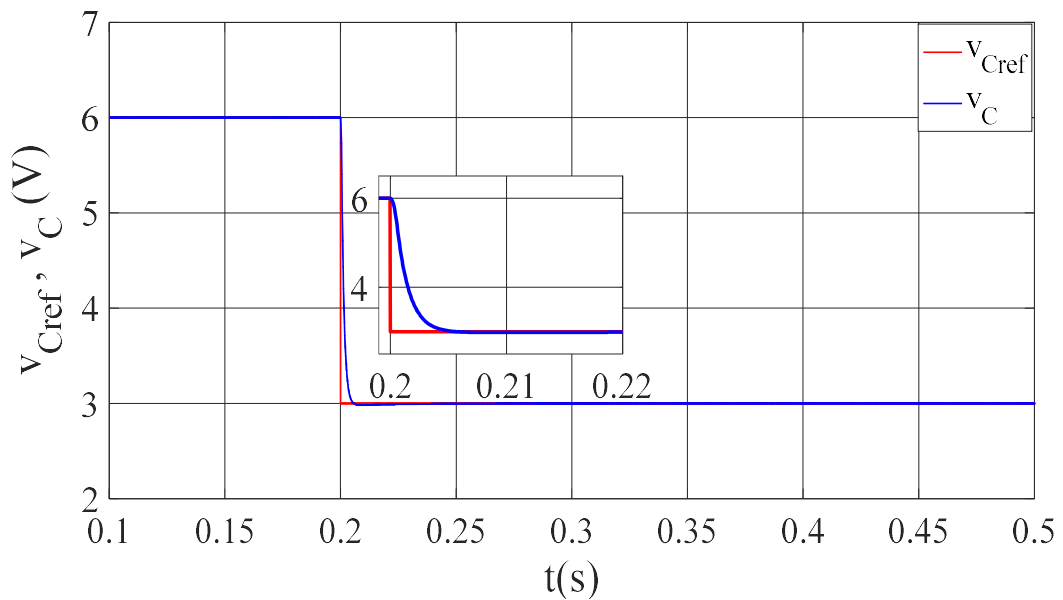


Figure III.62. Allure de la tension de sortie avec variation de la tension référence

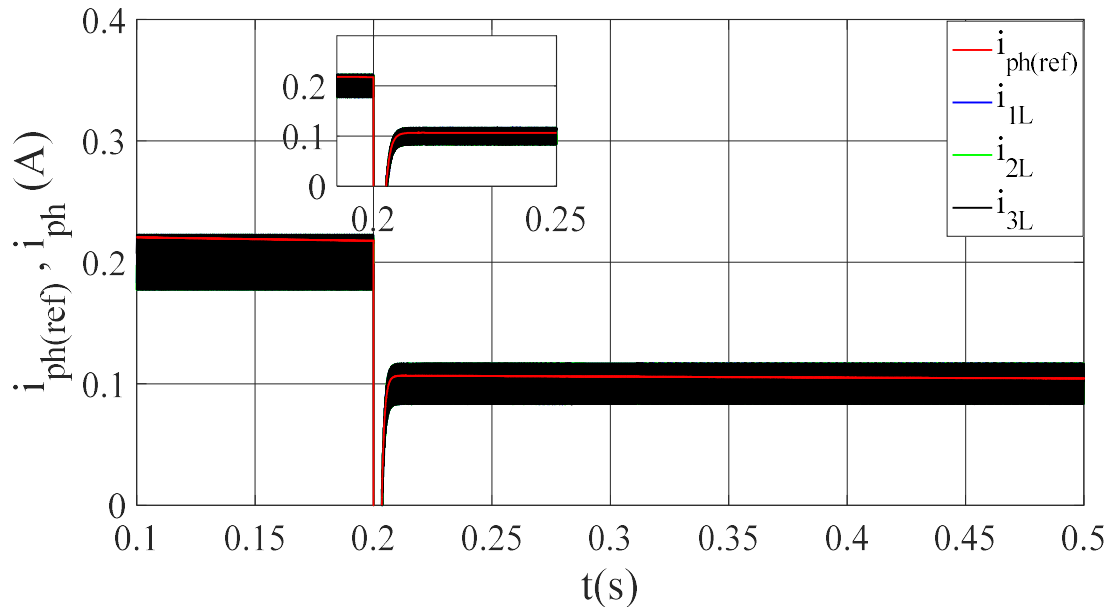


Figure III.63. Allure des courants de phase avec variation de la tension référence

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, la première stratégie de commande employée est la commande naturelle par MLI appliquée à un convertisseur à plusieurs cellules parallèle branché à une charge RC puis une charge RLC. En boucle ouverte et sans présence d'aucune anomalie, cette commande assure un équilibrage naturel des courants des phases, avec la présence des fortes ondulations en régime permanent.

Les résultats de simulation ont révélé que les trois commandes amènent la tension de sortie et les courants vers leur valeur de référence désirée avec des bonnes performances du point de vue rapidité, précision et stabilité. En présence de différentes perturbations, les résultats de simulation ont montré que la commande par FL et SM sont les plus robustes.

Les résultats de simulations pour la commande d'un MCC à excitation séparée ont montré que la commande par le régulateur PI est plus puissante en comparaison avec la commande FL.

Le prochain chapitre sera consacré à la validation expérimentale.

Références Bibliographiques

- [1] M.L.Hamida, « Modélisation et commande d'un convertisseur multicellulaire série », Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2020.
- [2] H. Salah « Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire », Thèse de doctorat, Université de Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès, 2016.

- [3] M. Le Bolloch, « Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphases à inductances couplées », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [4] P. Davancens, T. Meynard, « Étude des convertisseurs multicellulaires parallèles : I. Modélisation », *Journal de Physique III*, vol. 7, n° 1, p. 143-160. 1997.
- [5] D. Kais, H. Denoun, M. L. Hamida, A. Fekik, Z. Tebri, & M. Ghanes, « Comparative study of various controllers applied to a three phases parallel multi-cell buck converter », *Przeegląd Elektrotechniczny*, vol. 97, 2021.
- [6] H. A. Hadri , « Contribution à l'Analyse et à la Commande des Convertisseurs DC-DC Parallèles à PWM », Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2011.
- [7] A. Bouafia, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI », Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas de Setif, 2014.
- [8] W. BELHAJ, « Contribution à la Synthèse des Régulateurs PI Multivariables pour une Classe de Systèmes Linéaires à Retards Multiples via ILMIs », Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées et de Technologie de Tunisie, 2017
- [9] E. H. Solano Saenz, « Etude des convertisseurs multicellulaires série parallèle et de leurs stratégies de commande, approches linéaire et prédictive », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2014.
- [10] Y. Lang, X. Ge, R. Gu, & Y. Zhang , « The closed-loop design for Buck Chopper circuit », *International Conference on Circuits, Devices and Systems*, p. 38-43, 2017.
- [11] 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 », 2019 *International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD)*. Date Added to IEEE Xplore:19 March 2020. <https://doi.org/10.1109/ICCAD46983.2019.9037972>. Source:Scopus-Elsevier .
- [12] A.Kessal, « Correction du facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC », Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas de Setif, 2012
- [13] A. Fekik, M. L. Hamida, H. Houassine, H. Denoun, S. Vaidyanathan, N. Yassa, & L. A. Said, (2022) , « Observability of speed DC motor with self-tuning fuzzy-fractional-order controller », In *Fractional-Order Design*, p. 157-179, 2022.
- [14] N. Belhaouchet , « Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application: amélioration de la qualité de l'énergie », Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas de Setif, 2014.
- [15] K .Guesmi, « Contribution à la commande floue d'un convertisseur statique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2006.
- [16] L. Baghli , « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy I,1999.

- [17] T.M.Cao , « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », Thèse de doctorat, Université Laval, 1997.
- [18] 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.
- [19] A. Sahbani, K. B. Saad, & M. Benrejeb , « Chattering phenomenon suppression of buck boost DC-DC converter with Fuzzy Sliding Modes Control », International Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 2, n° 10, p. 2383-2388, 2008.
- [20] F. KHELILI, A. H. HAMIDA , « Analyse des convertisseurs parallèles entrelacés: stabilité, sensibilité et commande », p. 127-134, 2018.
- [21] M. Aimé, « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [22] S. Hamza , « Modélisation et commande des convertisseurs DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques théorie et expérimentation », Thèse de doctorat, Université Mustapha Ben Boulaid Batna 2, 2016.
- [23] P. Djondiné, J.P. Barbot, & M. Ghanes , « Comparison of sliding mode and petri nets control for multicellular chopper », International Journal of Nonlinear Science, vol.25, n° 2, p. 67-75 2018.
- [24] A. Bhaumik, Y. Kumar, S. Srivastava , & S.M.Islam, « Performance studies of a separately excited DC motor speed control fed by a buck converter using optimized PI λ D μ controller », International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies, p. 1-6, 2016.
- [25] U.K, Bansal, & R. Narvey, « Speed control of DC motor using fuzzy PID controller », Advance in Electronic and Electric Engineering, vol. 3, n° 9, p.1209-1220, 2013.
- [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.
- [27] T.Wati, « Simulation model of speed control DC motor using fractional order PID controller », In Journal of Physics: Conference Series , vol. 1444, n° 1, p. 012022, 2020.
- [28] P.Pal, V. Mukherjee, & S.Bhakta , « Design of an intelligent heuristic algorithm-based optimised fuzzy controller for speed control of a separately excited DC motor », Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol. 17,n° 3, p. 173-182, 2020.

Expérimentation et validations des résultats théoriques

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 CMP à trois branches et une charge de type RC. La deuxième partie est celle de la commande, elle est constituée d'une carte dspace 1104, et une carte qui génère les signaux de commande complémentaires et les temps morts. La dernière partie de ce dispositif de validation est constituée par la partie mesure, cette carte a pour but de récupérer les courants de chaque phase ainsi que la tension aux bornes de la charge. Ensuite nous procéderons à la validation des commandes réalisées.

Sommaire

IV.1. Introduction.....	114
IV.2. Description de banc d'essai expérimental.....	114
IV.2.1. Partie puissance.....	115
IV.2.2. Partie commande.....	116
IV.2.2.1. DSPACE 1104.....	116
IV.2.2.2. La carte de génération des signaux complémentaires et des temps morts.....	118
IV.2.3. Partie mesures.....	119
IV.3. Résultats expérimentaux	120
IV. 3. 1. Commande classique (MLI).....	121
IV. 3. 2. Commande en boucle fermée.....	123
IV. 3. 3. Robustesse en boucle fermée.....	124
IV.4. Conclusion	126

IV.1. Introduction

Dans cette dernière section, les résultats de l'expérimentation de la commande du CPM, équipé de 3 bras, sont exposés. Nous décrivons d'abord, les différentes cartes qui composent le montage et leur rôle respectif. Nous procéderons ensuite à des tests visant à évaluer les performances des commandes développées dans le chapitre précédent. Nous commencerons par tester la commande naturelle MLI, suivie de la commande par le régulateur PI, dont nous validerons expérimentalement la capacité à réguler les courants des phases et la tension de sortie. Afin d'évaluer la robustesse de la commande PI, nous avons effectué des variations pour observer l'évolution des grandeurs mesurées par rapport aux valeurs de référence.

IV.2. Description de banc d'essai expérimental

Le dispositif expérimental présenté dans la figure IV.1 se compose d'une carte d'acquisition DSpace 1104 qui assure le transfert des commandes de l'ordinateur vers le convertisseur multicellulaire parallèle, ce dernier est piloté par une alimentation continue. La partie puissance est constituée par des interrupteurs complémentaires, et d'inductance entre chaque phase, et une charge RC. Une carte générant des temps morts est insérée entre la carte d'acquisition et le convertisseur afin d'éviter les court-circuits. Enfin une carte de capteurs qui se compose de trois capteurs pour visualiser les courants de phases et un capteur pour la tension de sortie.

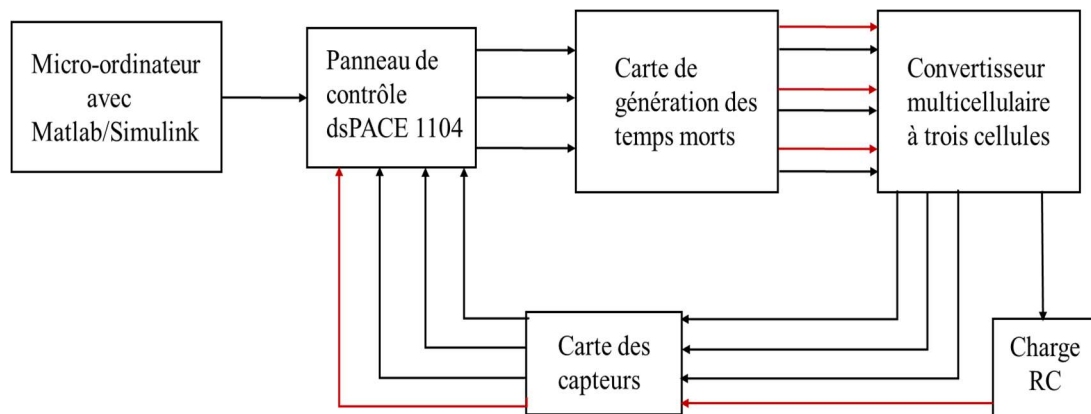


Figure IV.1. Schéma expérimental synoptique de banc d'essai

Le dispositif expérimental est constitué essentiellement des éléments suivants :

- La partie puissance ;

Convertisseur multicellulaire à trois cellules et une charge RC

- La partie commande ;

DSPACE 1104 et carte de génération des temps morts

- La partie mesure.

Capteurs des courants des phases et capteur de la tension de sortie

IV.2.1. Partie puissance

Le convertisseur multicellulaire parallèle est composé de trois cellules, chacune équipée de deux IGBT de référence IRG4PC50FD, comme illustrée sur la figure IV.2. Ces interrupteurs sont capables de tolérer une tension de 600V et un courant de 39A (**Annexe1**), ils sont montés sur un circuit imprimé afin d'assurer la liaison électronique entre eux, et placés sur un dissipateur thermique. Les IGBT sont des circuits hybrides qui combinent les caractéristiques appropriées des MOSFET et des transistors bipolaires, ils sont donc rapides et faciles à commander, avec une bonne capacité à supporter des tensions élevées et une faible résistance à l'état passant.



Figure IV.2. Photographie de l'interrupteur IGBT IRG4PC50FD

Les inductances de liaisons utilisées pour le convertisseur multicellulaire parallèle sont également placées entre chaque cellule afin d'absorber toute différence de tension instantanée entre elles, et ainsi empêcher tout court-circuit de l'alimentation en entrée. Chaque inductance doit être traversée par un courant qui est égale à $i_L/3$ et supportant un courant maximale de 4A.

Le convertisseur à trois cellules réalisé au sein du laboratoire LATAGE est illustré par la figure IV.3.

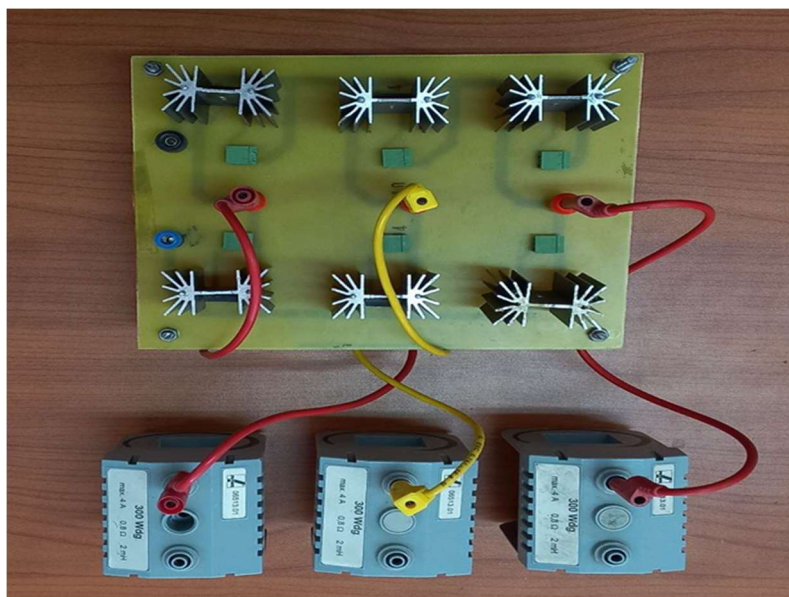


Figure IV.3. Photographie du convertisseur à 3 cellules réalisé

IV.2.2. Partie commande

IV.2.2.1. DSPACE 1104

La commande de notre système repose sur la carte dSPACE 1104, illustrée dans la figure IV.4, qui est équipée de son propre processeur, le Motorola PowerPC 604 e – 400/333 Mhz, ainsi que d'un DSP (Digital Signal Processing) : le TMS320F240 de Texas Instruments. Ce DSP a été spécifiquement développé pour assurer le contrôle des convertisseurs statiques de puissance en produisant les signaux de commande MLI en logique TTL.

La carte DS1104 est intégrée dans un ordinateur qui assure l'interface Homme-Machine et représente la partie "hardware" (matérielle) de dSPACE. La partie "software" (logicielle) est composée de deux logiciels. Le premier est Matlab/Simulink, il offre la possibilité de programmer facilement l'application temps réel sous Simulink en utilisant des modules particuliers inclus dans la boîte à outils "Real Time Interface (RTI) ", destinés à configurer les entrées/sorties de la carte DS1104. En effet, c'est l'outil Real Time Workshop qui permet une traduction rapide et performant des modèle de simulation en code C, de plus il offre un processus automatisé pour le codage, la compilation, l'édition de liens et le téléchargement des exécutable sur le processeur cible DSP [1].



Figure IV.4. Illustration de la carte DSpace 1104



Figure IV.5. Panneau de contrôle DSpace1104

La figure IV. 5 illustre le panneau de contrôle DS1104 (Master PPC), qui est équipé de 8 convertisseurs analogiques numériques (ADC) et de 8 convertisseurs numériques analogiques (DAC). La tension d'entrée de ces convertisseurs se situe dans la plage de -10V et +10V, mais il est important de noter que l'ensemble des entrées analogiques et numériques à l'entrée de la dSPACE subissent une multiplication par un facteur de 0.1 afin d'obtenir des signaux dans la plage de -1V et +1V. En outre, ce panneau dispose de divers interfaces, telles que des entrées/sorties numériques et des codeurs incrémentaux [2], comme le montre la figure IV.6.

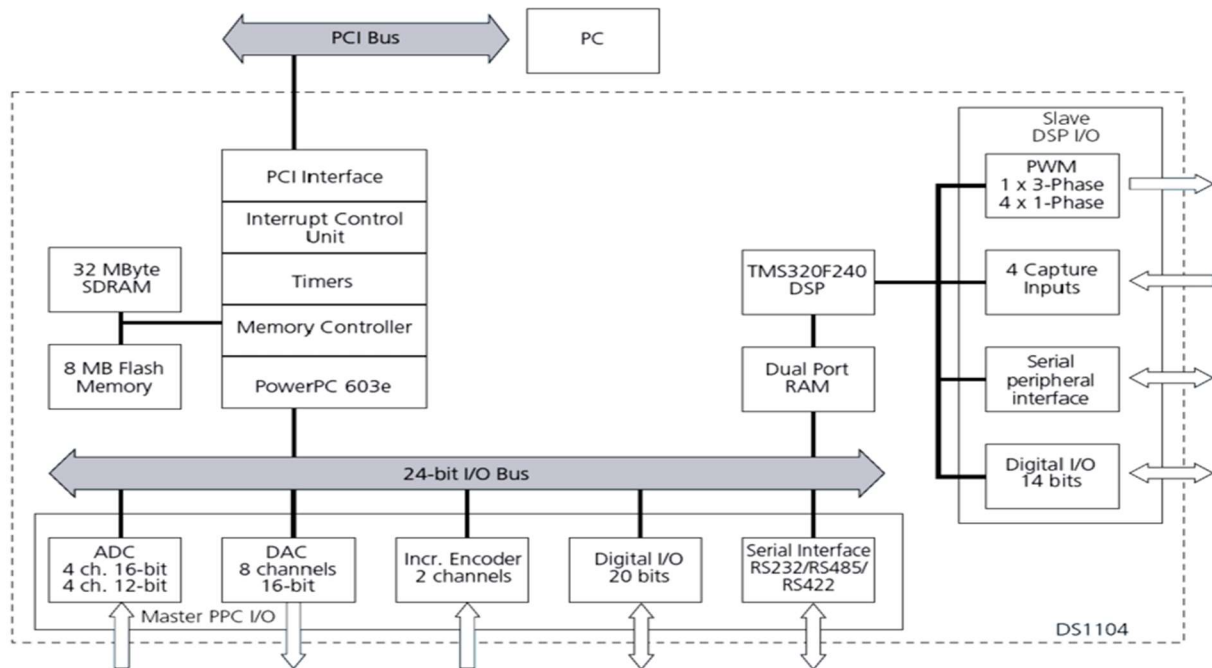


Figure IV.6. Architecture DSpace1104

Le contrôleur maître PPC gère deux types de convertisseurs Analogic to Digital Converter (ADC) pour différentes plages de signaux. Le premier convertisseur A/D (ADC1) est multiplexé pour les signaux (ADCH1 à ADCH4) avec une résolution de 16-bit, une plage de tension de ± 10 V, une marge d'erreur Offset de ± 5 mV, une marge d'erreur sur le gain de $\pm 0.25\%$, et un rapport signal sur bruit SNR supérieur à 80 dB (à 10 kHz). Les quatre autres convertisseurs A/D (ADC2 ... ADC5) sont utilisés pour les signaux (ADCH5 à ADCH8) avec une résolution de 12-bit, une plage de tension d'entrée de ± 10 V, une marge d'erreur Offset de ± 5 mV, une marge d'erreur sur le gain de $\pm 0.5\%$, et un rapport signal sur bruit supérieur à 70 dB. Enfin, les canaux « Digital to Analogic » (pour les signaux DACH1 ... DACH8) disposent d'une résolution de 16-bit, d'une plage de tension des sorties analogiques de ± 10 V, d'une plage d'erreur Offset de ± 1 mV, d'une plage d'erreur sur le gain de $\pm 0.1\%$, et d'un rapport signal sur bruit supérieur à 80 dB (à 10 kHz).

Le second logiciel, Control Desk, est conçu pour permettre l'acquisition de données, la visualisation des courbes des variables développées sous Simulink via le panneau DS, ainsi que le changement en temps réel des architectures et/ou des paramètres de l'algorithme.

Les diverses étapes de la réalisation de la commande sont illustrées dans la figure IV.7.

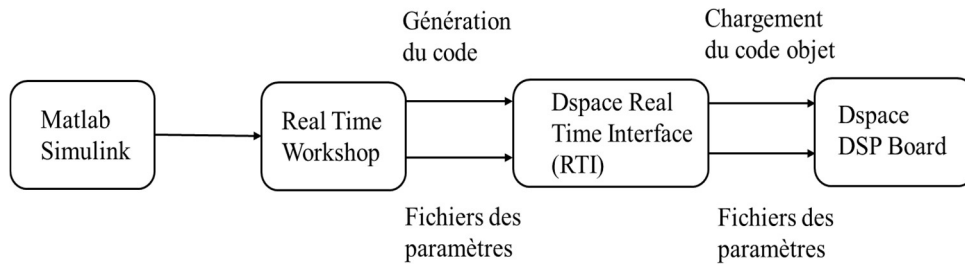


Figure IV.7. Procédure de l'implémentation en temps réel

Les trois étapes du prototypage de la commande sont les suivantes :

1. Construction du système de commande à l'aide des modules de Simulink.
2. Simulation du système dans le but de visualiser les résultats dans différentes situations envisageables.
3. La mise en action du modèle en temps réel au moyen de la carte DSpace1104.

IV.2.2.2. La carte de génération des signaux complémentaires et des temps morts

La carte de commande illustrée dans la figure IV.9 est pilotée par alimentation continue de 15V, elle comporte des drivers IGBT ainsi que des opto-coupleurs.

Pour commander une cellule de commutation de manière efficace, il est nécessaire d'appliquer deux signaux complémentaires, comme illustré dans la figure IV.10. Cette approche garantit une isolation électrique de chaque étage, car le temps d'ouverture et fermeture des IGBT sont différents et peuvent entraîner un court-circuit. Afin d'éviter ce problème, un temps mort doit être introduit entre les signaux de commande. Ce temps mort est pris en charge par un circuit intégré appelé driver IGBT. Le driver (figure IV. a. 8) utilisée dans le banc d'essai est de référence « IR 2111 » (**Annexe 2**), qui présente l'avantage de pouvoir générer deux signaux inversés avec un temps mort utilisant un unique signal.

Dans le but d'éviter les éventuels court-circuits ou les excès de courant dans la dSPACE, qui pourraient endommager les composants, des opto-coupleurs (figure IV.b.8) sont utilisés dans la carte de commande. Ces opto-coupleurs, de type 4N36 (voir **Annexe 3**), sont connectés entre les sorties de la dSPACE et les entrées des drivers, ils permettent le transfert des signaux électriques en utilisant la lumière plutôt que l'énergie.



Figure IV. 8. Photographie d'un : (a) Driver IR 2111, (b) Opto-coupleur 4N36

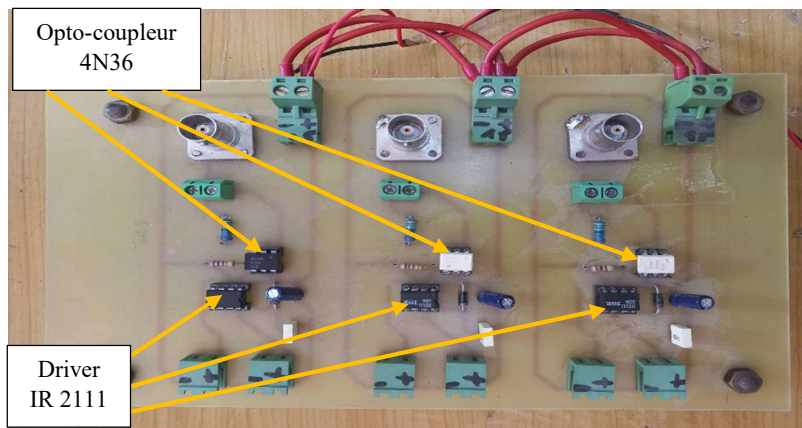


Figure IV. 9. Photo de la carte de commande

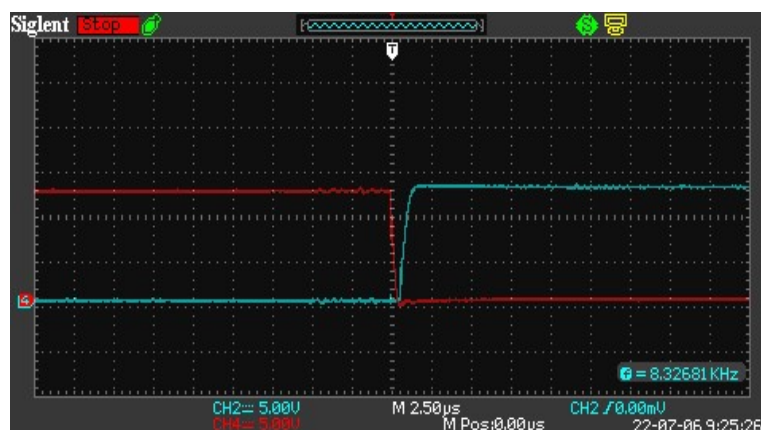


Figure IV. 10. Signaux complémentaires d'une cellule

IV.2.3. Partie mesures

Pour assurer l'échange d'informations entre la partie commande et la partie puissance, une carte de capteur est utilisée. Dans notre configuration, nous avons besoin de mesurer deux grandeurs, tension de sortie et courants des phases. Pour ce faire, nous utiliserons une carte de mesure présentée dans la figure IV.11.

Pour surveiller les courants et les tensions, nous avons intégré dans notre système des capteurs à effet hall de la marque LEM : le capteur de tension LV-25P, et le capteur de courant LA-55P. Les caractéristiques de ces capteurs sont fournies dans les **annexes 4 et 5**.

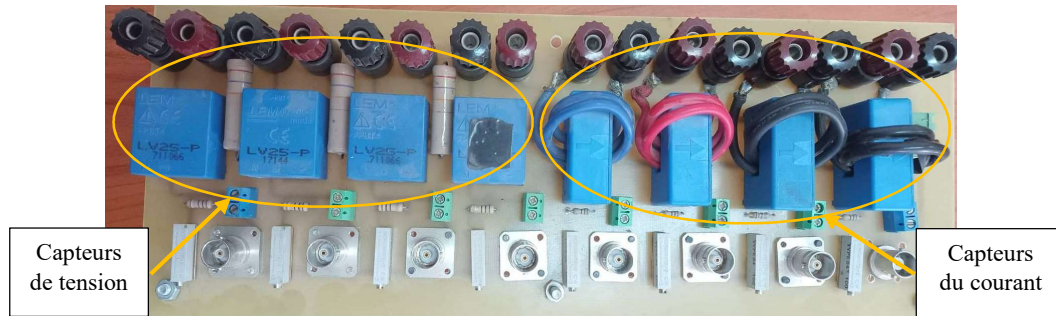


Figure IV. 11. Photographie de la carte de mesure

IV.3. Résultats expérimentaux

Le dispositif expérimental, qui a été conçu au laboratoire de Technologies Avancées en Génie Electrique (LATAGE), est employé pour vérifier l'évolution des variables de sortie et confirmer les résultats théoriques, comme indiqué dans la figure IV.12. Cette configuration est similaire à la représentation électrique utilisée dans les simulations du chapitre précédent.

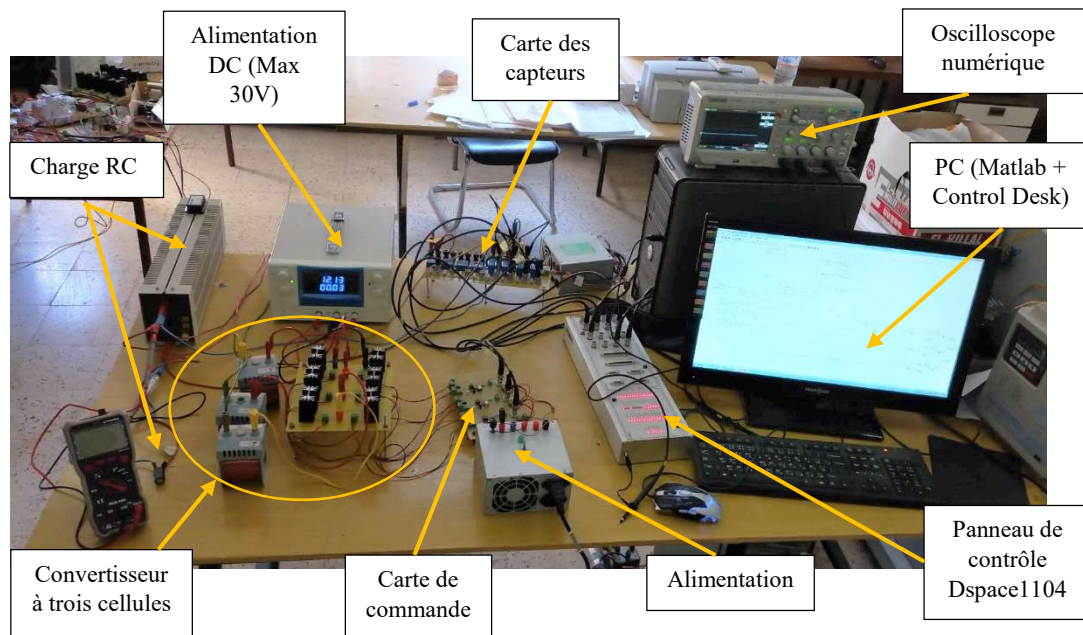


Figure IV. 12. photographie du banc d’essai (Laboratoire LATAGE-UMMTO)

Le tableau ci-dessous mis en évidence les paramètres utilisés lors de l’expérimentation :

Paramètres	Valeurs
E	12V
L	2 mH
R_L	0.8 Ω
C	2200 μ F
R	10 Ω
F_{dec}	10 kHz

Tableau IV.1. Valeurs des paramètres utilisés

IV.3.1. Commande classique (MLI)

Dans cette section, une commande en boucle ouverte (figure III.1) a été appliquée au convertisseur à trois cellules. Les signaux de commande ont un rapport cyclique α identique et sont décalés de $2\pi/3$, comme indiquée sur la figure IV .13.

Les figures IV.14 et 15, indiquent respectivement l’allure de la tension de sortie et du courant des phases en régime permanent. Nous remarquons que la tension de sortie reste stable à sa valeur souhaitée de 6 V avec une marge d’erreur inférieure à 0.1V, tandis que les courants de phase convergent vers la valeur de l’état d’équilibre qui est 0.2A, mais avec la présence d’une erreur qui est inférieure à 0.038A. Cela signifie que les courants ne sont pas parfaitement régulés, mais l’erreur reste faible et acceptable.

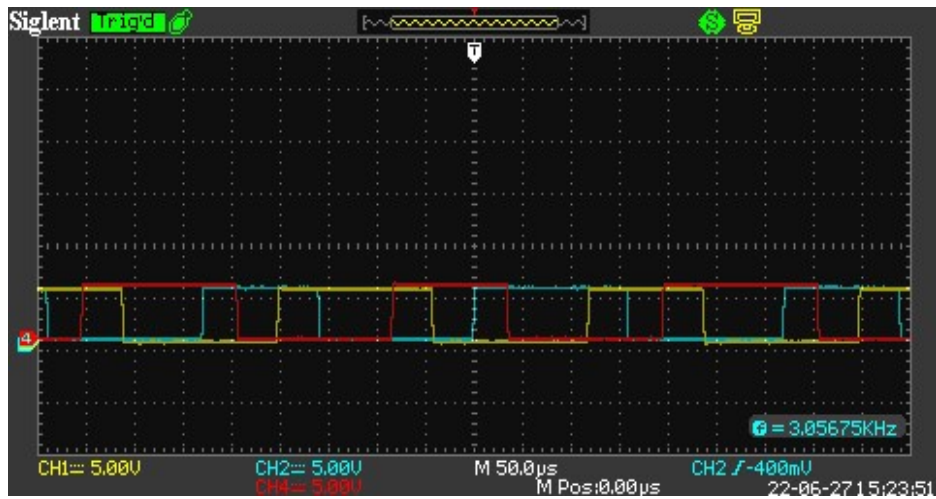


Figure IV.13. Signal de commande MLI

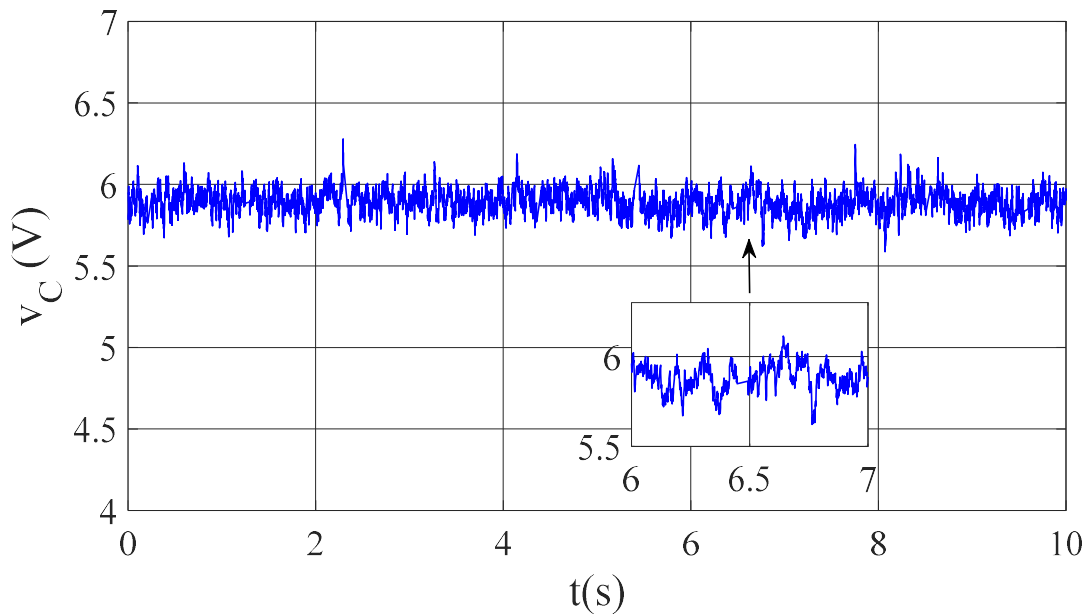


Figure IV.14. Tension de sortie en boucle ouverte

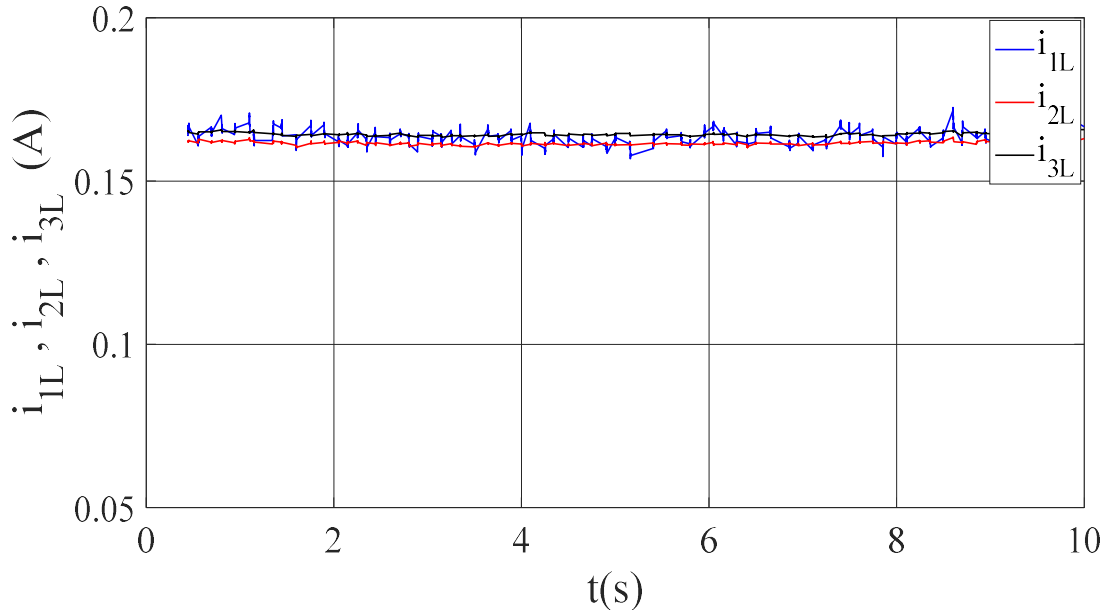


Figure IV.15. Courant des phases en boucle ouverte

IV.3.2. Commande en boucle fermée

Dans cette partie, les résultats expérimentaux sont acquis grâce à l'implémentation d'un régulateur PI, qui vise à réguler les variables d'états. Dans le but de démontrer la capacité de la technique proposée, des essais de robustesse ont également été accomplis, en ajoutant un filtre passe-bas sur le modèle Simulink pour réduire les bruits de mesure.

Les figures IV.16 et 17 illustrent la progression des variables d'états (v_C et i_{ph}) à l'état stable. Nous observons que la tension converge vers sa valeur souhaitée de 6V, tandis que le courant atteint une valeur d'équilibre de 0.2A avec une erreur inférieure à 0.038A. Cependant, il convient de souligner que le courant présente des ondulations importantes à l'état stable.

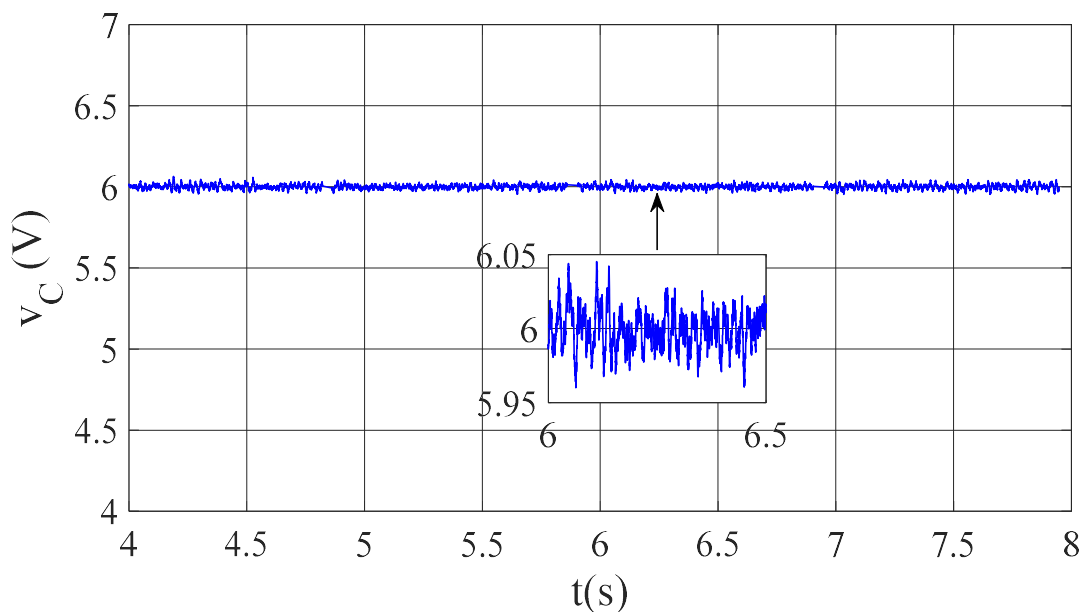


Figure IV.16. Evolution de la tension de sortie en boucle fermée

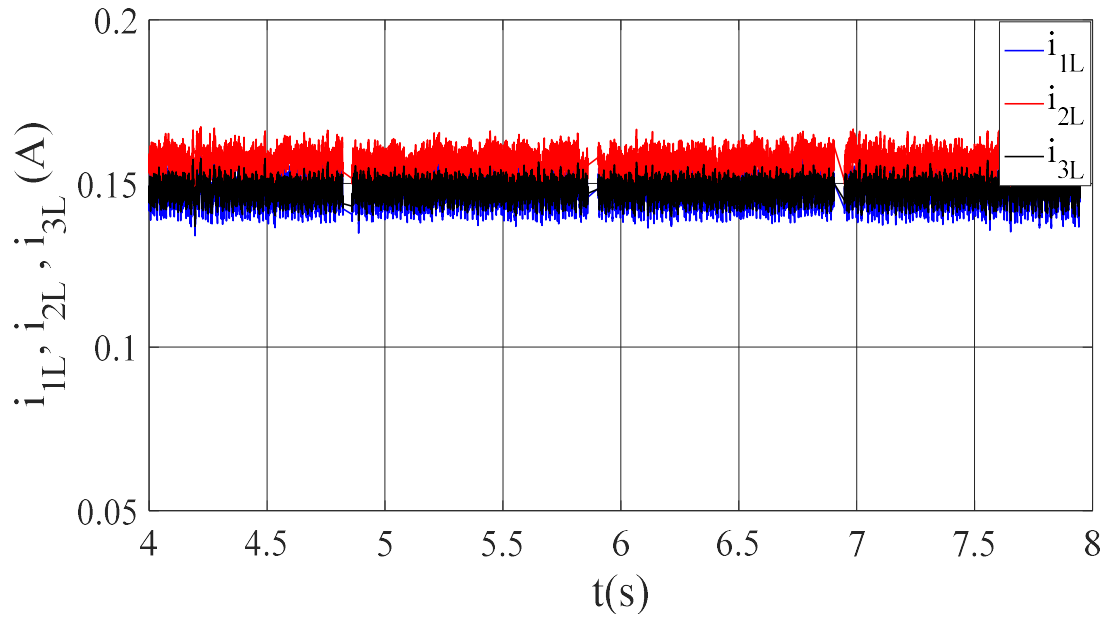


Figure IV.17. Evolution du courant des phases en boucle fermée

IV.3.3. Robustesse en boucle fermée

Dans cette partie nous avons effectué deux tests de robustesse en boucle fermée, pour le premier test une diminution de 50% de la valeur initiale de la résistance de charge du convertisseur est montrée sur les figures IV. 18 et 19, et un deuxième test qui consiste en la variation de la consigne, qui est initialement fixée à la valeur de 6V, puis elle prendra une nouvelle référence de 3V est indiqué sur les figures IV. 20 et 21.

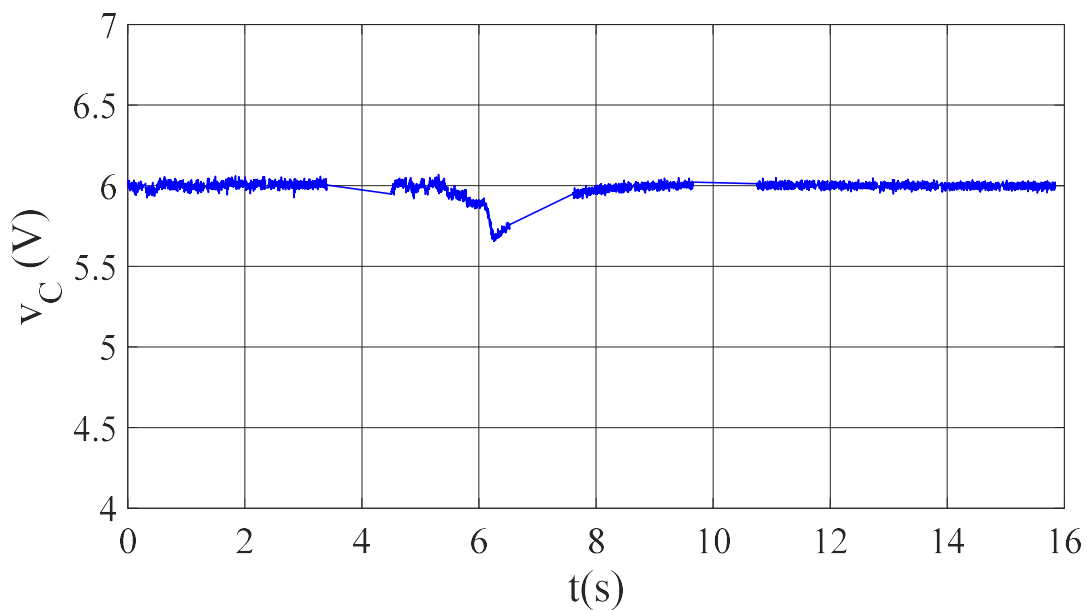


Figure IV.18. Evolution de la tension de sortie en boucle fermée

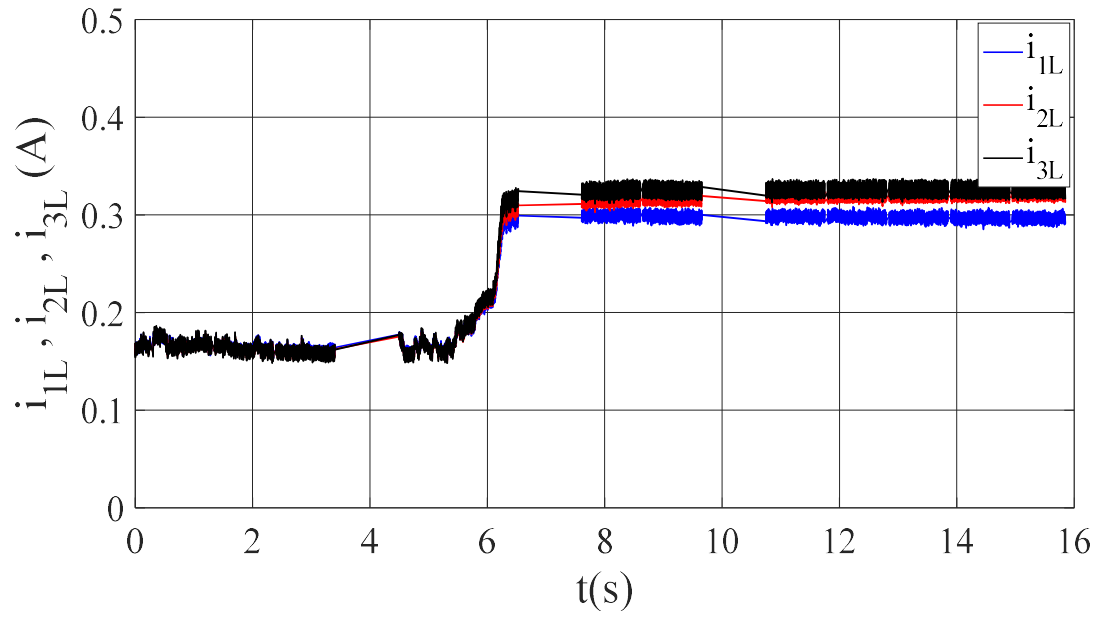


Figure IV.19. Evolution du courant des phases en boucle fermée

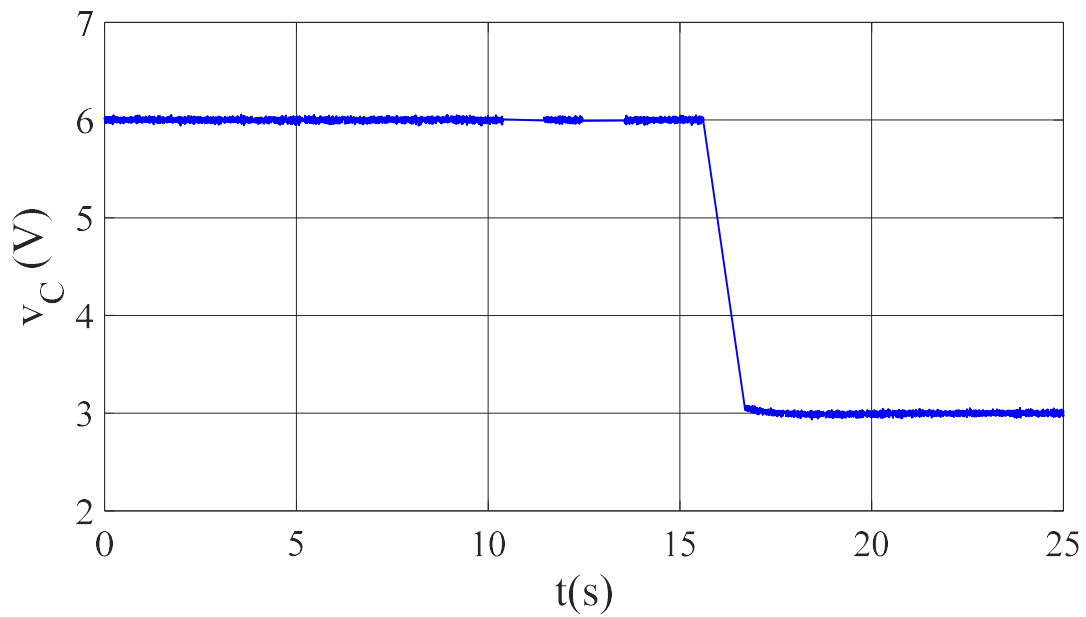


Figure IV.20. Allure de la tension de sortie

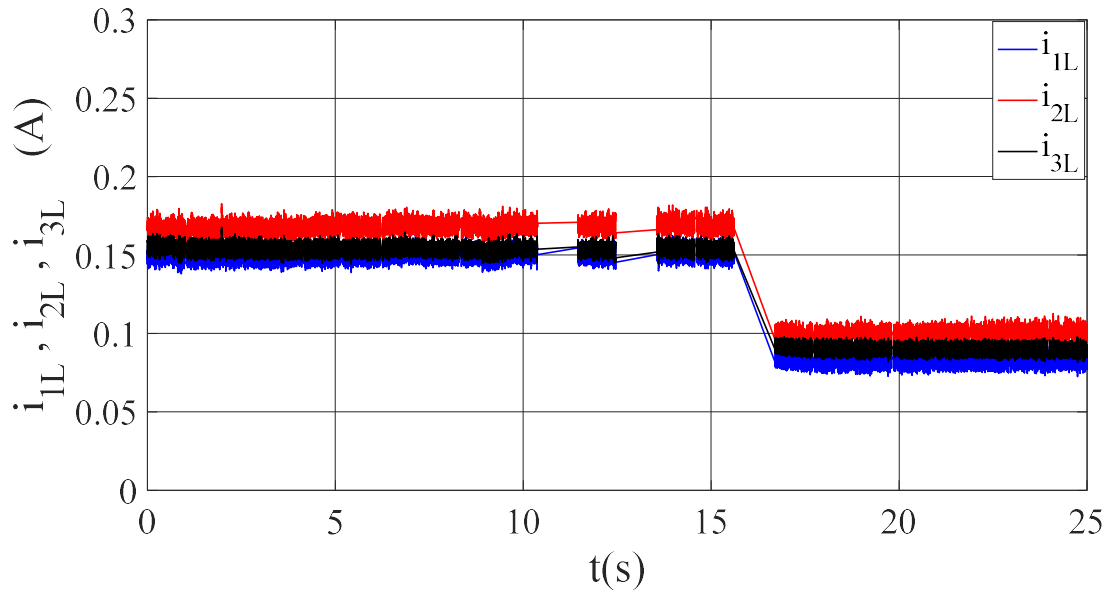


Figure IV.21. Allure du courant des phases

Les figures IV. 18 et 19 présentent l'évolution des variables d'états (v_C et i_{ph}), ce qui permet de vérifier que la tension de sortie est maintenue stable sans variations significatives et que les courants des phases suivent également leurs références, ce qui indique que le changement n'influe pas les performances du convertisseur. De même, la figure IV. 20 montre clairement que la tension est maintenue à sa valeur désirée, ainsi que la figure IV. 21 montre un bon suivi du courant des phases pour différentes valeurs de références.

En comparant les résultats accomplis en simulation avec celle réalisés en pratique, on peut conclure qu'il n'existe pas de disparités significatives entre les deux types de résultats, ce qui suggère que le modèle simulé est assez précis pour représenter le comportement réel du convertisseur multicellulaire parallèle à trois cellules.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, une présentation détaillée sur les différentes parties de la maquette réalisée au sein du laboratoire de recherche LATAGE a été effectuée. Les résultats obtenus expérimentalement sont cohérents avec les objectifs théoriques, qui étaient de réguler la tension de sortie et les courants des phases.

La commande naturelle MLI en boucle ouverte a été expérimentée sur le banc d'essais afin de confirmer le bon fonctionnement de cette méthode. Puis une validation en boucle fermée avec la commande PI a été réalisée. Les résultats acquis permettent de valider la capacité des algorithmes de commande développés, ainsi que les différentes variations appliquées sur le convertisseur nous ont accordé la possibilité d'évaluer la résistance de régulateur PI. Une brève comparaison avec les résultats de simulation de chapitre précédent a permis la validité des modules théoriques construits.

Références Bibliographiques

[1] K. Benmansour, « Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride », Thèse de doctorat, CergyPontoise, 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

Notre thèse avait pour objectif d'étudier le comportement des convertisseurs DC-DC multicellulaires parallèles de type Buck en utilisant une modélisation appropriée. Nous avons également mis au point diverses stratégies de commandes robustes afin d'assurer le bon fonctionnement de ce mécanisme.

Le travail présenté dans cette thèse fait partie des recherches menées au sein du laboratoire LATAGE, portant sur la modélisation et la commande d'un convertisseur multicellulaire parallèle.

Dans notre premier volet d'étude présenté dans ce travail, nous avons débuté par une présentation sur l'état de l'art des convertisseurs multiniveaux. Ensuite nous avons effectué une analyse d'une cellule élémentaire d'un convertisseur multicellulaire parallèle (Hacheur Buck) et cela avec une simulation en boucle ouverte. Enfin, nous avons souligné les défis associés au parallélisme important des structures multicellulaires parallèles.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé en premier lieu la modélisation d'un convertisseur multicellulaire parallèle connecté à une charge RC pour différents types de fonctionnement hacheur et onduleur, ensuite une charge RLC pour un fonctionnement hacheur, ainsi que la modélisation d'un moteur DC à excitation séparée. En deuxième lieu nous avons analysé trois types de commandes généralisées : la commande par le régulateur Proportionnel Intégral Dérivé (PID), la commande par la Logique Floue (FL), et la commande par modes glissants (SM), en soulignant les atouts et les inconvénients de chaque commande ainsi que leurs domaines d'application. Cette partie a été conclue par une discussion sur les caractéristiques attendues d'une régulation, à savoir la stabilité, la robustesse, la rapidité et la précision de la grandeur à réguler.

Le troisième chapitre est dédié à la simulation des différentes stratégies de commande. Tout d'abord, une commande en boucle ouverte, qui repose sur la commande MLI dite naturelle, est appliquée au convertisseur multicellulaire connecté à une charge RC pour différentes structures onduleur et hacheur. Cette commande a produit des résultats acceptables, mais avec une dynamique lente et des ondulations importantes en régime permanent. Ce qui concerne le fonctionnement hacheur, nous avons également démontré aussi que cette commande entraîne une inégalité des courants de phase en présence d'anomalies.

Afin d'améliorer les performances du convertisseur multicellulaire, des commandes en boucle fermée ont été appliquées pour remédier aux inconvénients précédents. Trois commandes ont été appliquées sur le convertisseur buck connecté à une charge RC et une charge RLC, une commande proportionnelle intégrale, commande par logique floue et on a terminé par la commande SM. En effet, chacun des algorithmes de contrôle PI est FL est doté de deux parties, la première partie s'occupe de la régulation de la tension de sortie, et la deuxième partie vise à réguler les courants de phases au niveau des points de fonctionnement équilibrés. Concernant la commande par SM, la surface du glissement est sélectionnée de manière à ce que les variables d'états, tension de sortie et courant des phases seront incluses pour avoir une bonne régulation.

Dans le but d'évaluer les performances de chaque commande, des épreuves de robustesse ont été appliquées sur le convertisseur. Les résultats de simulations avec les trois commandes ont démontré leur capacité de forcer chacun des courants des phases d'avoir une valeur de i_L/N malgré les variations paramétriques. L'évolution des variables d'états a permis de mettre en évidence les bonnes performances de chaque commande.

Ensuite, deux commandes ont été appliquées sur un hacheur à trois cellules pour contrôler un moteur à courant continu à excitation séparée. Chaque commande est composée d'une régulation cascade, la première partie étant destinée à réguler la vitesse du moteur et la deuxième partie assurant la régulation des courants de phase. Les résultats de simulation ont démontré que le régulateur PI est plus efficace que la commande par FL.

Le chapitre final, est destiné à la vérification expérimentale des résultats théoriques évoqués dans le troisième chapitre. Dans cette section, nous avons exposé les multiples éléments du banc d'essai réalisé, notamment la partie commande qui comprend la carte dspace 1104 afin de produire les signaux de commande, la partie puissance et la partie mesure.

Nous avons appliqué une commande en boucle ouverte par MLI pour valider le fonctionnement du convertisseur réalisé. Ensuite, nous avons implémenté le régulateur PI afin de contrôler la tension de sortie ainsi que les courants de phase. Les résultats acquis ont validé l'efficacité de la commande proposée.

A présent, plusieurs possibilités de développement s'offrent à nous dans le cadre de nos travaux. Voici quelques exemples de perspectives envisageables :

- L'élaboration des méthodes de contrôle fondées sur les observateurs.
- Intégration du convertisseur multicellulaire dans des applications liées aux énergies renouvelables.
- Le couplage magnétique des inductances de liaison des convertisseurs multicellulaires parallèles par des transformateurs inter-cellules.

Annexes

Annexe 1: Datasheet IGBT IRG4PC50FD

International
IR Rectifier

PD 91469B

IRG4PC50FD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

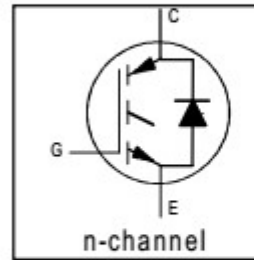
Fast CoPack IGBT

Features

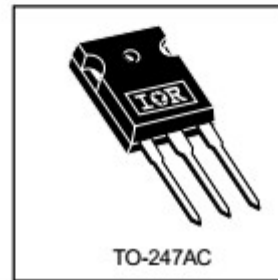
- Fast: Optimized for medium operating frequencies (1-5 kHz in hard switching, >20 kHz in resonant mode).
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for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

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



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



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_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	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

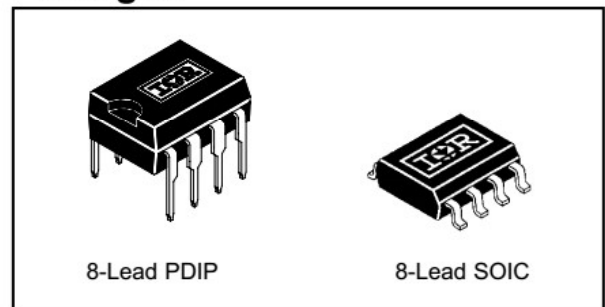
Description

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.

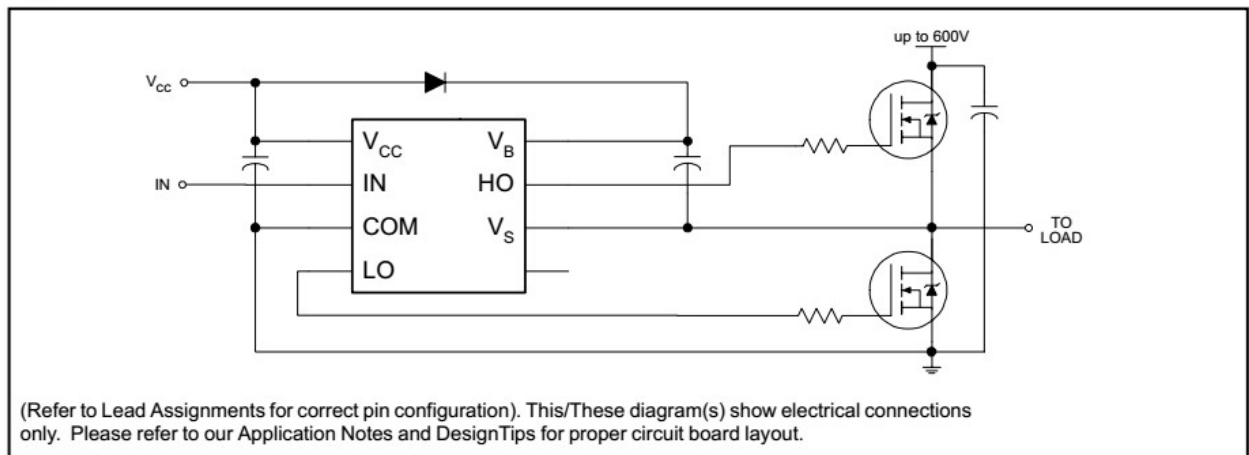
Product Summary

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

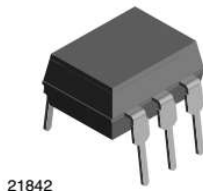


Typical Connection

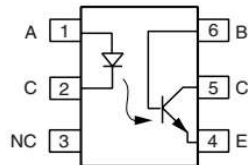




Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection



21842



1179004-5

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

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

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		I _C	50	mA
	t ≤ 1 ms	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

Annexe 4 : 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

cRU[®]us

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

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



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	R_{Mmin} 30	R_{Mmax} 190	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	30	100	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA	100	350	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	100	190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal rms current	25	mA			
K_N	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	± 0.35	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⁾ $R_s = 25 \text{ k}\Omega$ (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_s , 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.

Annexe 5 : Datasheet capteur de courant LA 55-P



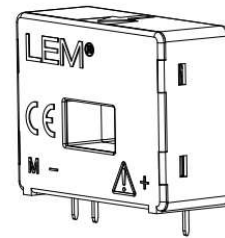
Current Transducer LA 55-P/SP1

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	$T_A = 70^\circ\text{C}$						
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$					
		0	215					
		$T_A = 85^\circ\text{C}$						
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$					
		0	35					
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	0	210	Ω			
		@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0	30	Ω			
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	0	335	30	330	Ω
			@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0	95	30	90	Ω
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	%
ϵ_L	Linearity error		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
I_{OM}	Magnetic offset current ¹⁾ @ $I_P = 0$ and specified R_M , after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.10	mA
			± 0.15	mA
I_{OT}	Temperature variation of I_O	- $25^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	± 0.05 ± 0.30	mA
		- $40^\circ\text{C} \dots - 25^\circ\text{C}$	± 0.10 ± 0.50	mA
t_{ra}	Reaction time to 10 % of I_{PN} step		< 500	ns
t_T	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	Ω
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	150	Ω
m	Mass	18	g	
	Standards	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.

Production scientifique

Conférences

Kais dyhia, Denoun hakim, Hamida Mohamed lamine, Fekik arezki, Benamrouche nacereddine “Comparative study of PI and Fuzzy logic controllers for three-phase parallel multi-cell converter” .2019 International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD).Date Added to IEEE Xplore:19 March 2020.<https://doi.org/10.1109/ICCAD46983.2019.9037972>.Source:Scopus-Elsevier .

Denoun Hakim, Hamida Mohamed Lamine, Fekik Arezki, **Kais Dyhia**, Ghanes Malek “Petri Nets Modeling for Two-Cell Chopper Control Using DSPACE 1104” 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT). IEEE, 2018. p. 1-6.

Fekik Arezki, Azar Ahmad Taher, Denoun Hakim, Kamal, N. A., Hamida Mohamed Lamine, **Kais Dyhia**, Amara Kakima “A Backstepping Direct Power Control of Three Phase Pulse Width Modulated Rectifier” International Workshop Soft Computing Applications. Springer, Cham, 2018. p. 445-456.

Hamida Mohamed Lamine, Denoun Hakim, Fekik Arezki, **Kais Dyhia**, Benamrouche Nacereddine “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). IEEE, 2019. p. 1-5.

Hamida Mohamed Lamine, Denoun Hakim, Fekik Arezki, **Kais Dyhia**, Benamrouche Nacereddine, Amara Kakima “Fuzzy Logic-Feedback Linearization Control for a Three-Cell Flying Capacitor Converter” International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE). IEEE, 2019. p. 1-5.

Tebri zoulikha, Denoun hakim, Amara yasmine, **Kais dyhia**, Hamida Mohamed lamine, Fekik arezki “A Fuzzy MPPT controller for standalone Fuel cell system” 1st National Conference on Applied Science and Advanced Materials, 2021.

Publications

Kais dyhia, Denoun hakim, Hamida Mohamed lamine, Fekik arezki, Tebri zoulikha, Ghanes malek “Comparative study of various controllers applied to a three phases parallel multi-cell buck converter” Przegląd Elektrotechniczny .doi :10/15199/48.2021.08.11.ISSN 0033-2097,R.97 NR 8/2021 (Publié).

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU

THESE DE DOCTORAT

KAIS Dyhia

Titre : Modélisation et Commande d'un Convertisseur Multicellulaire Parallèle

Résumé

Ces dernières années, la quête de haute performance telles que la densité de puissance, l'efficacité et la dynamique a engendré l'émergence des convertisseurs multicellulaires. Le sujet de cette thèse concerne l'étude d'une catégorie de convertisseurs de puissance nommé convertisseurs multicellulaires parallèles (CMP). Ces dernières sont particulièrement adaptées pour le contrôle des équipements de haute puissance. La configuration de ces convertisseurs est fondée sur une combinaison de plusieurs cellules de commutation reliées via des inductances indépendantes, connues également sous le nom d'inductances de liaison. L'un des avantages majeurs de ces convertisseurs, est la capacité à générer un courant de sortie qui est multiplié par un facteur N (nombre de cellule) par rapport au courant d'entrée du convertisseur et d'améliorer le contenu spectral.

Afin d'améliorer les performances et la qualité énergétique fournie à la sortie des convertisseurs multicellulaires parallèles, ainsi que pour obtenir une distribution du courant uniforme sur chaque branche, l'étude présentée dans cette thèse vise à développer différentes méthodes de contrôle. Parmi ces techniques figurent la commande MLI, la commande par le régulateur PI, la commande basée sur la logique floue, ainsi que la commande par modes glissants.

Les performances des diverses stratégies de contrôle élaborées dans ce travail ont été vérifiées par simulation au moyen du logiciel Matlab/Simulink. De plus pour démontrer la capacité de ces techniques de commandes, une mise en œuvre pratique a été effectuée dans l'unité de recherche LATAGE, avec la réalisation d'un convertisseur à 3 cellules. Cette dernière a été ratifiée par la mise en œuvre sur la carte DSPACE 1104.

Mots clés : Convertisseur multicellulaire parallèle, Dspace 1104, Machine à courant continu, Commande MLI, Régulateur PI, Commande par Logique floue, Commande par Mode glissant.

Title: Modeling and Control of Parallel Multicellular Converter

Abstract

In recent years, the pursuit of high performance in terms power density, efficiency and dynamics had led to emergence of multicellular converters. In this thesis, a new category of power converters is studied, namely parallel multicellular converters (PMC). These converters are particularly suitable for controlling high power equipment. The configuration of these converters is based on a combination of several switching cells connected via independent inductances, also known as linking inductances. One of the major advantages of these converters is the ability to generate an output current that is multiplied by a factor N (number of cells) compared to the input current of the converter and to improve the spectral content.

In order to improve the performance and energy quality provided at the output of parallel multicellular converters, as well as to obtain a uniform distribution of current on each branch, the study presented in this thesis aims to develop different control methods. Among these techniques are PWM control, PI regulator control, fuzzy logic based control, as well as sliding mode control.

The performance of the various control techniques developed in this work were verified by simulation using the Matlab/Simulink software. Furthermore, to demonstrate the capability of these control techniques, a practical implementation was carried out at the LATAGE research unit, with the development of a 3-cell converter. The latter was validated by implementation on the DSPACE 1104 board.

Keywords: Parallel multicellular converter, Dspace 1104, DC machines, PWM control, PI regulator, Fuzzy logic control, Sliding mode control.