



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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

LABORATOIRE DE COMMANDE DES PROCESSUS
DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

En Vue De L'obtention Du Diplôme

D'INGENIEUR D'ETAT EN AUTOMATIQUE

THEME

DIAGNOSTIC ET COMMANDE TOLERANTE AUX
DEFAUTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES :
APPROCHE HYBRIDE

Soutenu Publiquement En Juin 2008

Proposé et dirigé par :

Pr. M.S BOUCHERIT
Dr. O.BENZINEB

Réalisé par :

DELLECI Mohamed Saïm
TOUAHMI Mohamed Tahar Yaniss

Ecole Nationale Polytechnique, LCP
10, Avenue Hassen Badi, BP. 182, 16200
El Harrach, Alger, Algérie

A Nos Chères Mères

Remerciements :

Ce mémoire mené représente un dur travail de labeur et n'aurait probablement jamais été mené à terme sans le soutien d'un grand nombre de personnes que nous tenons vivement et très sincèrement à remercier :

Nous remercions tout d'abord nos promoteurs pour leurs aides, directives et disponibilités durant l'accomplissement de cette étude.

Nous tenons aussi à remercier particulièrement Monsieur M.TADJIN pour toute son assistance que ce soit durant les cours qu'on a pu partager avec, aussi pour ses conseils qui ont su booster notre avancement.

Nous remercions aussi Monsieur M.S BOUCHERIT pour son assistance et sa générosité en conseil, revigorant ainsi plusieurs fois notre envie de persévérer plus.

C'est avec une attention très particulière que nous remercions Monsieur K. BENMENSOUR pour son soutien et son aide. Merci beaucoup.

Sans oublier Monsieur O.BENZINEB pour ces précieux conseils et son incontestable aide pour l'enfantement de ce travail.

Nous souhaitons également à remercier nos familles pour toutes les attentions et les contributions même les plus ordinaires qui nous ont permis d'accomplir tout grâce à eux.

On tien aussi à remercié nos amis proches, communs ou autres pour leurs présences et leurs gaîté dans les moments difficiles et aussi de pure bonheur.

Et enfin merci à tout ceux qui ont contribué de prés ou de loin durant l'accomplissement de nos études.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : INTRODUCTION A LA STRUCTURE MULTICELLULAIRE	4
I.1. INTRODUCTION :	4
I.2. TYPE DE STRUCTURE MULTICELLULAIRE :	5
I.2.1. <i>Convertisseur Multicellulaire Série p cellules N niveaux</i> :	5
I.2.2. <i>Convertisseur Multicellulaire Superposé (SMC) p x 2 N niveaux</i> :	6
I.3. MODELISATION DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES :	7
I.3.1. <i>Le modèle instantané</i> :	7
I.3.2. <i>Le modèle moyen</i> :	9
I.3.3. <i>Le modèle harmonique</i> :	10
I.4. COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE A 3 CELLULES :	11
I.4.1. <i>Commande en BO des convertisseurs multicellulaires : Commande par M.L.I.</i>	12
I.4.2. <i>Commande en BF des convertisseurs multicellulaires : Commande par mode glissant...</i>	13
I.5. CONCLUSION :	15
CHAPITRE II : DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	16
II.1. INTERET ET OBJECTIFS DU DIAGNOSTIC :	16
II.2. FORMULATION DU PROBLEME DE DIAGNOSTIC :	17
II.2.1. <i>Définitions et généralités sur les défauts</i> :	17
II.2.1.A. Anomalie, défaut, défaillance, panne :	17
II.2.1.B. Classification des défauts :	17
II.2.1.C. Modélisation des défauts :	18
II.2.2. <i>Etapes du diagnostic des défauts</i> :	20
II.3. METHODE DE GENERATION DE RESIDU :	22
II.3.1. <i>Identification paramétrique</i> :	23
II.3.2. <i>Espace de parité</i> :	25
II.3.3. <i>Observateurs d'état</i> :	26
II.3.3.A. Observation par mode glissant :	26
II.3.3.B. Observateur d'isolation pour les actionneurs :	27
II.4. DIAGNOSTIC DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES:	28

<i>II.4.1. Diagnostic de défaut cellule des convertisseurs multicellulaires :</i>	28
II.4.1.A. Application au convertisseur 3 cellules :	28
II.4.1.A.1. Observateur par mode glissant :	29
II.4.1.A.2. Observateur d'isolation de défaut actionneur :	34
II.4.1.A.3. Observateur par mode glissant d'ordre supérieur :	38
II.4.1.B. Application au convertisseur 5 cellules :	42
II.4.1.B.1. Observateur par mode glissant :	42
II.4.1.B.2. Observateur par mode glissant d'ordre supérieur:	48
II.4.1.C. Conclusion :	51
<i>II.4.2. Diagnostic du vieillissement des capacités des convertisseurs multicellulaires :</i>	52
II.4.2.A. Les causes de défaillance	52
II.4.2.B. Etude du vieillissement des capacités du convertisseur 3 cellules :	52
II.4.2.C. Conclusion :	57

CHAPITRE III : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE.. 58

III.1. LES SYSTEMES TOLERANTS AUX DEFAUTS	58
<i>III.1.1. Objectifs de la commande tolérante aux défauts</i>	58
III.2. COMMANDE LINEARISANTE :	60
<i>III.2.1. Rappels :</i>	61
III.2.1.A. Définition de la modélisation du système non linéaire :	61
III.2.1.B. Dérivée de Lie :	62
<i>III.2.2. Résultat général :</i>	62
III.3. APPLICATION A UN CONVERTISSEUR 5 CELLULES :	65
<i>III.3.1. Application au calcul de découplage :</i>	65
III.3.1.A. Calcul du découplage :	65
III.3.1.B. Traitement des singularités	67
<i>III.3.2. Boucle proportionnelle :</i>	68
III.3.2.A. Calcul des dynamiques :	68
III.3.2.B. Simulations	69
<i>III.3.3. Boucle de régulation intégrale proportionnelle</i>	71
<i>III.3.4. Généralisation de la commande linéarisante :</i>	75
III.4. STRATEGIE DE COMMANDE EN CAS DE DEFAUTS :	75
<i>III.4.1. Analyse du convertisseur en cas de blocage cellule :</i>	75
<i>III.4.2. Solution matérielle :</i>	77
III.4.2.A. Principe de la stratégie :	77
III.4.2.B. Synthèse des Régulateurs :	79
III.4.2.C. Simulation :	81
III.5. CONCLUSION :	83

CHAPITRE IV : DIAGNOSTIC HYBRIDE DU CONVERTISSEUR 3 CELLULES	84
IV.1. INTRODUCTION :	84
IV.2. DEFINITION ET PRINCIPE D'UN SYSTEME HYBRIDE :	84
IV.3. MODELISATION HYBRIDE D'UN CONVERTISSEUR 3 CELLULES :	85
IV.4. COMMANDE DU CONVERTISSEUR 3 CELLULES :	88
IV.5. DIAGNOSTIC HYBRIDE DE DEFAUT CELLULE DU CONVERTISSEUR 3 CELLULES :	90
IV.5.1. <i>Génération de résidu</i> :	90
IV.5.1.A. Etude de l'observateur hybride :	90
IV.5.1.B. Synthèse de l'observateur hybride par mode glissant :	92
IV.5.2. <i>Localisation du défaut cellule</i> :	93
IV.6. CONCLUSION :	98
CONCLUSION GENERALE	99
ANNEXE	102
BIBLIOGRAPHIE	118

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1 : <i>Bras multicellulaire possédant n cellules de commutation</i>	5
Figure I.2 : <i>Bras multicellulaire superposé possédant p cellules de commutation et $n=2$ niveaux</i>	6
Figure I.3 : <i>Bras multicellulaire possédant 3 cellules de commutation</i>	11
Figure I.4 : <i>Porteuse triangulaire pour générée n signal M.L.I</i>	12
Figure I.5 : <i>Schéma de principe de la commande M.L.I</i>	12
Figure I.6 : <i>(a) Tension de sortie du convertisseur à 3 cellules avec une commande M.L.I.(b) courant de sortie I_s</i>	13
Figure I.7 : <i>Tension V_{c1} du convertisseur à 3 cellules avec commande par MG</i>	14
Figure I.8 : <i>Tension V_{c2} du convertisseur à 3 cellules avec commande par MG</i>	14
Figure I.9 : <i>Courant I de sortie du convertisseur à 3 cellules avec commande par MG</i>	15

CHAPITRE II

Figure II. 1: <i>Boucle de régulation et différents défauts agissants.</i>	17
Figure II. 2 : <i>étapes du diagnostic à base de modèle</i>	21
Figure II. 3: <i>Evolution des variables d'état du système</i>	30
Figure II. 4: <i>Evolution des variables estimées</i>	30
Figure II. 5: <i>Filtrage et décision sur le courant</i>	32
Figure II. 6: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, $r(2)$ et de la variation de I.</i>	33
Figure II. 7: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, $r(3)$ et de la variation de I.</i>	33
Figure II. 8: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, $r(1)$ et de la variation de I.</i>	34
Figure II. 9: <i>Logique de décision sur la variation des variables d'état.</i>	35
Figure II. 10: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et $r(1)$.</i>	36
Figure II. 11: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et $r(2)$.</i>	37
Figure II. 12: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et $r(3)$.</i>	38

Figure II. 13: <i>Evolution des variables d'état estimées V_{c1}, V_{c2}, I et l'erreur du courant.</i>	39
Figure II. 14: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et R pour u_1 bloqué à 1.</i>	40
Figure II. 15: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et R pour u_2 bloqué à 0.</i>	41
Figure II. 16 : <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et R pour u_3 bloqué à 1.</i>	41
Figure II. 17: (a) <i>Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2}.</i> (b) <i>Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c3} et V_{c4}.</i> (c) <i>Evolution du courant réel et estimé et de l'erreur d'observation.</i>	43
Figure II. 18 : <i>Evolution de V_{c1}, I et R pour u_1 bloqué à 1.</i>	45
Figure II. 19 : <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et R pour u_2 bloqué à 0.</i>	46
Figure II. 20: <i>Evolution de V_{c2}, V_{c3}, I et R pour u_3 bloqué à 1.</i>	46
Figure II. 21: <i>Evolution de V_{c3}, V_{c4}, I et R pour u_4 bloqué à 0.</i>	47
Figure II. 22 : <i>Evolution de V_{c4}, I et R pour u_5 bloqué à 1.</i>	47
Figure II. 23 : (a) <i>Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2}.</i> (b) <i>Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c3} et V_{c4}.</i> (c) <i>Evolution du courant estimé et de l'erreur d'observation.</i>	48
Figure II. 24: <i>Evolution de V_{c1}, I et R pour u_1 bloqué à 1.</i>	49
Figure II. 25 : <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I et R pour u_2 bloqué à 0.</i>	50
Figure II. 26 : <i>Evolution de V_{c2}, V_{c3}, I et R pour u_3 bloqué à 1.</i>	50
Figure II. 27 : (a), (b) <i>Evolution de V_{c3}, V_{c4}, I et R pour u_4 bloqué à 0.</i>	51
Figure II. 28: <i>Evolution de V_{c4}, I et R pour u_5 bloqué à 1.</i>	51
Figure II. 29: <i>Circuit d'étude du vieillissement des condensateurs pour un bras 3 cellules.</i>	53
Figure II. 30: (a) <i>Evolution de la tension V_{c1}.</i> (b) <i>Evolution de la tension V_{c2}.</i> (c) <i>Evolution du courant.</i>	54
Figure II. 31 : (a) <i>Evolution de la tension V_{c1}.</i> (b) <i>Evolution de la tension V_{c2}.</i> (c) <i>Evolution du courant.</i>	54
Figure II. 32: <i>Evolution de V_{c1}, V_{c2}, I.</i>	55
Figure II. 33: <i>Evolution de $r(1)$ et $r(2)$.</i>	56

Figure II. 34: <i>Evolution de $r(1)$ et $r(2)$.</i>	56
Figure II. 35: <i>Evolution de $r(1)$ et $r(2)$.</i>	56

CHAPITRE III

Figure III.1 : <i>Principe d'un système de commande tolérante aux défauts</i>	59
Figure III.2 : <i>Représentation du découplage par linéarisation exacte</i>	64
Figure III.3 : <i>Système découplé.</i>	64
Figure III.4 : <i>Boucle de régulation avec correcteur proportionnel</i>	69
Figure III.5 : <i>Courant de charge avec variation de la référence à $t=15ms$ et $t=35ms$.</i>	70
Figure III.6 : <i>Tensions internes (insensible aux variations du courant).</i>	70
Figure III.7 : <i>Rapports cycliques moyens.</i>	70
Figure III.8 : <i>Courant de charge avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$</i>	71
Figure III.9 : <i>Tensions internes avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$</i>	71
Figure III.10 : <i>Boucle avec correcteur IP</i>	72
Figure III.11 : <i>Tension internes avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$.</i>	73
Figure III.12 : <i>Courant de charge avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$.</i>	73
Figure III.13 : <i>Rapport cycliques moyens avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$.</i>	74
Figure III.14 : <i>Rapports cycliques moyens (saturations des commandes)</i>	74
Figure III.15 : <i>Structure du convertisseur en cas de blocage de u_1 a l'état 0</i>	75
Figure III.16 : <i>Convertisseur avec interrupteurs de désactivation</i>	77
Figure III.17 : <i>Boucle de régulation avec FDD et Multi régulateur.</i>	79
Figure III.18 : <i>Réponse du courant au blocage de $u_1=0$ à l' instant $t=0.02s$.</i>	81
Figure III.19 : <i>Réponse des tensions au blocage de $u_1=0$ à l' instant $t=0.02s$</i>	81
Figure III.20 : <i>Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_1=0$ à l' instant $t=0.02s$</i>	81
Figure III.21 : <i>Réponse du courant au blocage de $u_2=1$ à l' instant $t=0.02s$.</i>	82
Figure III.22 : <i>Réponse des tensions au blocage de $u_2=1$ à l' instant $t=0.02s$.</i>	82
Figure III.23 : <i>Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_2=1$ à l' instant $t=0.02s$.</i>	82
Figure III.24 : <i>Réponse du courant au blocage de $u_3=0$ à l' instant $t=0.02s$.</i>	82
Figure III.25 : <i>Réponse des tensions au blocage de $u_3=0$ à l' instant $t=0.02s$</i>	83

Figure III.26 : <i>Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_3=0$ à l'instant $t=0.02s$</i>	83
---	----

CHAPITRE IV

Figure IV. 1 <i>Bras multicellulaire possédant 3 cellules de commutation</i>	85
Figure IV. 2 : (a) <i>Evolution de la tension estimée \hat{v}_{c1}.</i> (b) <i>Evolution de la tension estimée \hat{v}_{c2}.</i> (c) <i>Evolution du courant estimé \hat{i}.</i>	92
Figure IV. 3 : <i>Schéma illustratif des modes en fonctionnement sain et défaillant pour un blocage $u_1=1$.</i>	94
Figure IV. 4 : <i>Structure générale du bloc de diagnostic</i>	96
Figure IV. 5 : <i>Réponse du résidu face à un blocage $u_1=1$ et décision à partir de $q_f - q_s$</i>	97
Figure IV. 6 : <i>Réponse du résidu face à un blocage $u_2=1$ et décision à partir de $q_f - q_s$</i>	97
Figure IV. 7 : <i>Réponse du résidu face à un blocage $u_3=0$ et décision à partir de $q_f - q_s$.</i>	98

ANNEXE

Figure A. 1 : <i>Bras multicellulaire possédant 5 cellules de commutation</i>	102
Figure A. 2 : <i>Circuit dans le Mode q_1</i>	103
Figure A. 3 : <i>Circuit dans le Mode q_2</i>	103
Figure A. 4 : <i>Circuit dans le Mode q_3</i>	103
Figure A. 5 : <i>Circuit dans le Mode q_4</i>	103
Figure A. 6 : <i>Circuit dans le Mode q_5</i>	103
Figure A. 7 : <i>Circuit dans le Mode q_6</i>	105
Figure A. 8 : (a) <i>Evolution de la tension V_{c1}.</i> (b) <i>Evolution de la tension V_{c2}.</i> (c) <i>Evolution de la tension V_{c3}.</i> (d) <i>Evolution de la tension V_{c4}.</i>	116
Figure A. 9 : <i>Evolution du courant de charge i.</i>	117
Figure A. 10 : <i>Evolution des transitions</i>	117
Figure A. 11 : <i>Schéma STATEFLOW du modèle hybride</i>	117

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II. 1 : <i>Signature de fonctionnement avec défaut</i>	30
Tableau II. 2 : <i>Allocation de résidu</i>	31
Tableau II. 3 : <i>Signature de fonctionnement avec défaut pour 5 cellules</i>	44
Tableau II. 4 : <i>Signature de fonctionnement avec défaut pour p cellules</i>	44
Tableau II. 5 : <i>Logique décisionnelle utilisée</i>	45
Tableau II. 6 : <i>Logique décisionnelle utilisée</i>	49
Tableau III.1 : <i>Nombre de cellules en fonction des interrupteurs d'inhibitions.</i>	77
Tableau III.2 : <i>Choix du nombre de cellules en fonction des defaults.</i>	78
Tableau IV.1 : <i>Allocation des blocages cellules en fonction des transitions non-opérées.</i>	95

INTRODUCTION

GENERALE

Un grand nombre de procédés industriels s'appuient sur des entraînements électriques à vitesse variable. Mis à part les systèmes mécaniques, qui souvent subissent des dommages dus à des agents extérieurs, les dispositifs les plus sensibles à différents dommages sont les appareils d'électronique de puissance. Et parmi ces appareils d'électronique de puissance on trouve les convertisseurs statiques.

Il est certain que l'avancé qu'a connue le domaine des convertisseurs statiques a touché non seulement leur performance, efficacité et rendement mais aussi leur robustesse et fiabilité. Nonobstant tout ces progrès, l'apparition de panne subsiste évidemment, mais face à des enjeux colossaux ces défaillances pourraient mener vers des périlites ou des désastres qu'ils soient économiques ou autres. Pour cela, afin de protéger, sauvegarder et peut être même éviter d'altérer le bon fonctionnement d'un processus, plusieurs méthodes modernes ont été développées regroupées pour la plus part dans la paire : Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts (FTC).

Un certain nombre d'étude a eu pour objectif le diagnostic des convertisseurs statiques ou de leurs composants tel que dans [ABR03] et [VAL03] mais en ce qui concerne le diagnostic des nouvelles structures de conversion le terrain est pratiquement vierge. Parmi ces nouveaux dispositifs on trouve les convertisseurs multicellulaires.

Le convertisseur multicellulaire représente une structure qui permet la conversion statique d'énergie électrique sous haute tension par l'association en série de cellules de commutation, mais également d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en terme d'harmonique [GAT97].

Plusieurs travaux ont été développés sur la commande et l'observation de ces convertisseurs tels que dans [AIM03] [BEN01] [BEN06] [GAT97] [LIE06] [TAC98] et toutes ces stratégies ont permis de tirer profit des performances de cette nouvelle structure. Aussi, d'autres travaux tels que dans [BEN06] ont contribué dans l'achèvement de stratégie de commande et aussi d'observation hybride de ces convertisseurs.

Ainsi dans ce mémoire nous allons développer une approche qui regroupe le diagnostic, la FTC, une attaque hybride du problème, et une contribution de modélisation et de commande hybride appliquée au convertisseur 5 cellules. Dans le but d'introduire cette étude nouvelle, ce mémoire s'articulera autour de quatre chapitres.

Tout d'abord, le premier chapitre nous présente la structure multicellulaire et ceci afin de poursuivre nos objectifs par la suite. Ainsi dans ce chapitre nous présentons un panel de modèle mathématique qui reflète le fonctionnement de ces convertisseurs qu'on utilisera par la suite dans l'étude de loi de commande en boucle ouverte et aussi en boucle fermée.

Ensuite, le deuxième chapitre est consacré tout d'abord aux diagnostics des systèmes puis l'application du diagnostic de défauts aux convertisseurs multicellulaires. Dans la partie diagnostic des systèmes, on montre l'intérêt du diagnostic et les différentes méthodes utilisées. On optera pour une méthode de diagnostic qui repose sur l'utilisation d'observateur pour la génération de résidu. Puis, après avoir répertorié les différentes défaillances qui touchent le convertisseur, on s'intéressera à l'étude de deux types de défauts : le défaut critique cellule et le vieillissement des condensateurs.

Le troisième chapitre concerne la commande tolérante aux défauts. Après présentation de l'état de l'art de celle-ci, on développera une stratégie de commande linearisante avec une généralisation de celle-ci appliquée aux convertisseurs p cellules puis on présente une accommodation de cette commande en présence de défaut cellule étudié dans le chapitre précédent.

Enfin dans le dernier chapitre, on exposera le concept de la théorie des systèmes hybrides puis on établira une modélisation et une commande hybride du convertisseur 3 cellules qu'on utilisera pour le développement d'une nouvelle approche pour le diagnostic hybride du défaut cellule.

On achève ces 4 chapitres par une conclusion générale qui retrace la somme des résultats obtenus à travers les chapitres précédents. Aussi, allons-nous proposer des perspectives de travaux envisagés avec d'autres stratégies pour palier aux problèmes ou difficultés qu'on a rencontré durant l'accomplissement de ce travail.

Et enfin en Annexe on développera une modélisation hybride du convertisseur 5 cellules puis on établira un certain nombre de conditions pour la commande de ce convertisseur 5 cellules.

Chapitre I

INTRODUCTION

A LA STRUCTURE MULTICELLULAIRE

I.1. Introduction :

La structure multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par *A. Meynard* et *H. Foch*. Cette structure a été imaginée dans le but de générer une tension de sortie multi niveaux.

L'apparition des structures multicellulaires se trouve directement liée aux besoins grandissants de l'industrie en puissances commutées de plus en plus élevées. En effet, l'amélioration intrinsèque des semi-conducteurs ne permettant pas de satisfaire ces besoins, il a fallu, afin d'augmenter la puissance traitée, développer une nouvelle structure de conversion d'énergie. Son principe repose sur la mise en série ou la superposition de cellules de commutation afin de répartir la tension totale au niveau de chaque cellule et ainsi faire partager les contraintes en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs. On reste ainsi à des amplitudes de tension supportables par les interrupteurs de puissance. [RUE02]

I.2. Type de structure multicellulaire :

De nombreuses topologies de convertisseurs multicellulaires ont déjà été imaginées et mises en œuvre. Nous allons en présenter les principales.

I.2.1. Convertisseur multicellulaire série p cellules N niveaux :

La structure multicellulaire série est représentée sur la **Figure I.1**. Elle peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi-pont ou en pont complet. Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par (p-1) condensateurs flottants. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension de bus continu. [AIM03]

Pour le $k^{\text{ème}}$ condensateur, on a :

$$V_{ck} = k \cdot \frac{E}{p} \quad (1 \leq k \leq p-1) \quad (\text{I. 1})$$

Ainsi, chaque condensateur flottant joue le rôle d'une source idéale de tension.

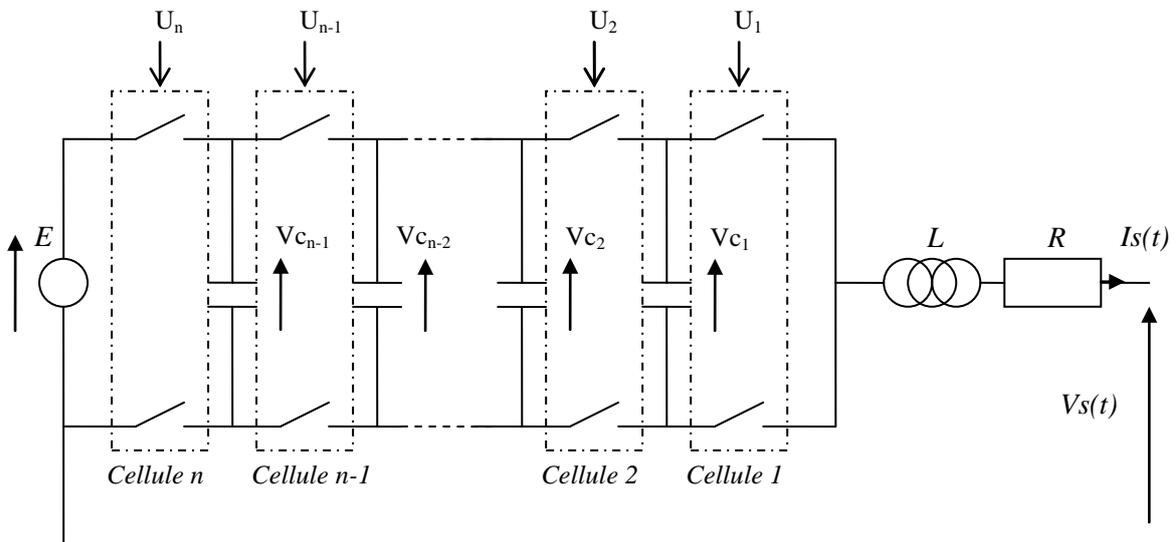


Figure I .1 : Bras multicellulaire possédant n cellules de commutation

Nous considérerons pour la suite de notre travaille le convertisseur multicellulaire série.

I.2.2. Convertisseur Multicellulaire Superposé (SMC) $p \times 2 N$ niveaux :

Le convertisseur multicellulaire superposé est une association hybride de cellules de commutation Élémentaires. L'onduleur SMC $p \times 2$ (**Figure I.2**) est constitué de p cellules et $n=2$ étages, soit $2 \times p$ cellules de commutation imbriquées et $(p-1).n = 2.(p-1)$ condensateurs flottants. La tension aux bornes de ces derniers vaut :

$$V_{ck} = \frac{k.E}{n.p} \quad (1 \leq k \leq p-1) \quad (\text{I. 2})$$

La structure multicellulaire superposée a été brevetée en 2000 (France) et 2001 (International) par *Guillaume Gateau, Thierry A. Meynard et Henri Foch*. [LIE06]

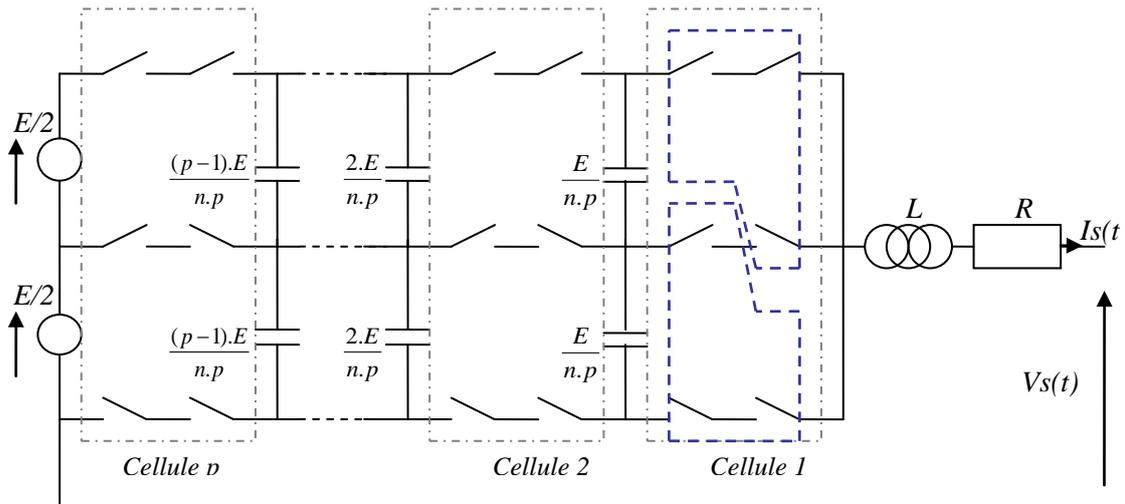


Figure I.2 : Bras multicellulaire superposé possédant p cellules de commutation et $n=2$ niveaux

La topologie multicellulaire superposée $2 \times p$ permet de générer : $N_{niv} = (n \times p) + 1$ niveaux de tension en sortie et possède : $N_{conf} = n + 1$ configurations différentes de la structure.

Chaque étage est constitué de p cellules de commutation en série. Les interrupteurs des branches supérieures et inférieures de chaque cellule ont de fait un fonctionnement complémentaire.

Les pointillés apposés sur les semi-conducteurs de la 1ère cellule de la **Figure(I.2)** montrent les semi-conducteurs concernés pour chacun des deux étages. Les ordres

de commande sont référencés par rapport au haut des cellules de commutation. Le nombre de configurations disponibles N_{conf} étant supérieur au nombre de niveaux N_{niv} , il existe donc des redondances au niveau de la commande quant à l'obtention d'un niveau de tension précis en sortie. De plus, certaines configurations de la structure ne sont pas sollicitées par la commande. [LIE06]

I.3. Modélisation des convertisseurs multicellulaires :

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

I.3.1. Le modèle instantané :

Le modèle instantané d'un convertisseur multicellulaire représente fidèlement l'état des cellules du convertisseur à tout instant. Il est basé sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs (passant ou bloqué) du convertisseur.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).I \\ \cdot \quad \cdot \\ \cdot \quad \cdot \\ \frac{dV_{c(p-1)}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}}(u_p - u_{p-1}).I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}.I + \frac{E}{L}.u_p - \frac{V_{c(p-1)}}{L}.(u_p - u_{p-1}) - \dots - \frac{V_{c1}}{L}(u_2 - u_1) \end{array} \right. \quad (I. 3)$$

Ce système d'équation représente le modèle instantané du convertisseur et peut se représenter sous la forme d'une équation d'état qu'on appel modélisation affine [RUE02]:

$$\dot{X} = A.X + B(X).U \quad (\text{I. 4})$$

ou $X = [V_{c1} \ V_{c2} \ \dots \ V_{c(p-2)} \ V_{c(p-1)} \ I]^T$.

Ce système d'état est un système non-linéaire car la matrice B dépend des ordres de commande $U = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{(p-1)} \ u_p]^T$.

La commande u_k , agissant sur la cellule respective k , control les deux actionneurs de façon complémentaire ainsi nos deux interrupteurs prendront leurs positions ouverte ou fermée jamais au même instant.

Par convention on choisira les fonctions de connexion de la manière suivante :

- $u_k = 1$ → La $k^{\text{ème}}$ cellule aura l'interrupteur du haut fermé (passant) et celui du bas ouvert (bloqué) .
- $u_k = 0$ → La $k^{\text{ème}}$ cellule aura l'interrupteur du haut ouvert (bloqué) et celui du bas fermé (passant).

La tension aux bornes des condensateurs flottants de chaque cellule vérifie la relation (I. 2). Néanmoins cette valeur théorique évolue en pratique, car il y a circulation de courant dans les condensateurs en fonction des signaux de commande. L'ondulation résultante est stable si la valeur moyenne du courant est nulle sur une période de découpage [LIE06]:

$$\bar{I}_{ck} = 0 \quad (1 \leq k \leq p - 1) \quad (\text{I. 5})$$

Si cette condition est vérifiée, la tension de sortie peut être exprimée dans les deux cas d'utilisation des convertisseurs multicellulaires (onduleur, hacheur) :

- Cas du hacheur à « p » cellules en demi-pont :

$$V_s(t) = \sum_{k=1}^p u_k \cdot \frac{E}{p} \quad (\text{I. 6})$$

- Cas de l'onduleur à « p » cellules en demi-pont :

$$V_s(t) = \sum_{k=1}^p u_k \cdot \frac{E}{p} - \frac{E}{2} \quad (\text{I. 7})$$

I.3.2. Le modèle moyen :

En remplaçant les ordres de commande dans le modèle instantané par leurs valeurs

moyennes sur une période de découpage : $\alpha_i = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} u_i dt$, et on calculant la moyenne de

l'équation (I.2). On en déduit le modèle moyen :

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G \langle \langle X \rangle \rangle U \quad (\text{I. 8})$$

Le changement des grandeurs du modèle instantané par leurs valeurs moyennes n'est valable que si les constantes de temps du système sont largement plus grandes que la période de découpage.

L'utilisation efficace de ce modèle nécessite de fixer le déphasage entre les signaux de commande et d'utiliser les p degrés de libertés restants qui sont les rapports cycliques.

Pour maintenir les tensions aux bornes des condensateurs à leur équilibre moyen, il faut que les courants moyens $I_{Ck} = \langle i_{Ck}(t) \rangle$ soient nuls. D'où il faut adopter des rapports cycliques α_k identiques pour les fonctions de commutation $u_k(t)$. En effet, si on suppose i_s constant sur une période de découpage T_D , nous obtenons :

$$\langle i_{Ck} \rangle = \langle i_s \{u_{k-1} - u_k\} \rangle = i_s \{\alpha_{k-1} - \alpha_k\} = 0 \Rightarrow \alpha_k = \alpha \quad (\text{I. 9})$$

Sous sa forme générale le modèle moyen d'un convertisseur à p cellules s'écrit alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(\alpha_2 - \alpha_1).I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(\alpha_3 - \alpha_2).I \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{dV_{c(p-1)}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}}(\alpha_p - \alpha_{p-1}).I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}.I + \frac{E}{L}.\alpha_p - \frac{V_{c(p-1)}}{L}.\alpha_p - \alpha_{p-1} - \dots - \frac{V_{c1}}{L}(\alpha_2 - \alpha_1) \end{array} \right. \quad (I. 10)$$

Les éléments du vecteur $X = [V_{c1} \ V_{c2} \ \dots \ V_{c(p-2)} \ V_{c(p-1)} \ I]^T$ représentent ici les valeurs moyennes des tensions des condensateurs et la valeur moyenne du courant de charge.

Cette méthode a l'avantage de la simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage mais présente l'inconvénient d'être basée sur la valeur moyenne donc de privilégier des évolutions lentes. Elle fut la première à être utilisée pour définir des commandes pour le convertisseur multicellulaire.

I.3.3. Le modèle harmonique :

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

Son principe est de déterminer à partir de la connaissance des signaux de commande (a_i et ϕ_i avec $i = 1, \dots, p$) la phase et l'amplitude des harmoniques aux bornes des interrupteurs du bas. L'harmonique de la tension de sortie est donc obtenue en sommant ces tensions. En fonction des caractéristiques de la charge et en supposant que le courant est en régime permanent (constante de temps de la charge inférieure à la période de découpage), on détermine les harmoniques du courant dans la charge qui permettent de déterminer l'évolution des tensions des condensateurs.

L'équation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{X} = A(\alpha, \phi).X + B(\alpha, \phi).E \quad (\text{I. 11})$$

Ou : $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_p]^T$ correspond au vecteur des rapports cycliques,
 $\phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_p]^T$ au vecteur de phase et $X = [V_{c1} \ V_{c2} \ \dots \ V_{c(p-1)} \ I]^T$ le vecteur d'état.

Notons que le vecteur d'état est de dimension $p - 1$ vu que le courant de charge est supposé en régime permanent, cette supposition est la limitation principale de ce modèle.

I.4. Commande d'un convertisseur multicellulaire à 3 cellules :

La **Figure I.3** représente le schéma du convertisseur 3 cellules qui sera commandé par la suite.

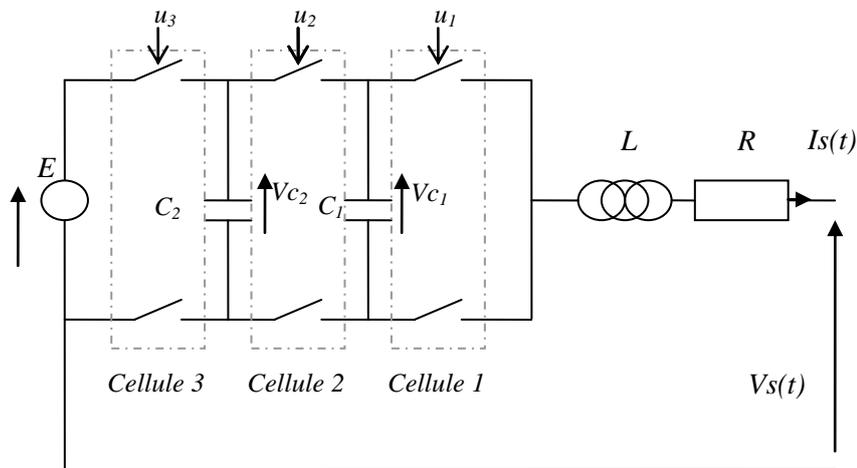


Figure I.3 : Bras multicellulaire possédant 3 cellules de commutation

Le modèle instantané de ce convertisseur est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1).I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (u_3 - u_2).I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}.I + \frac{E}{L}.u_3 - \frac{V_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{V_{c1}}{L} (u_2 - u_1) \end{cases} \quad (\text{I. 12})$$

**I.4.1. Commande en boucle ouverte des convertisseurs multicellulaires :
Commande par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I):**

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

L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. [GEO99]

On prend donc 3 porteuses triangulaires. La deuxième porteuse est décalée en phase par rapport à la première porteuse de $2\pi/3$ et la troisième porteuse est décalée en phase par rapport à la deuxième porteuse de $2\pi/3$. La **Figure I.4** nous montre les 3 porteuses triangulaires.

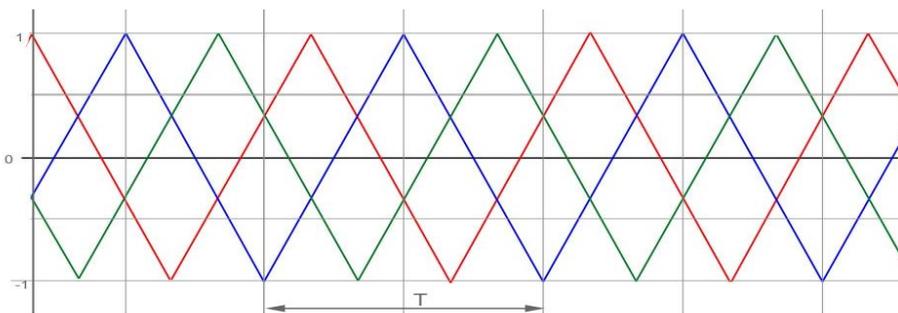


Figure I.4 : *Porteuse triangulaire pour générée n signal M.L.I*

La **Figure I.5** qui suit nous donne le schéma de principe de la commande par M.L.I.

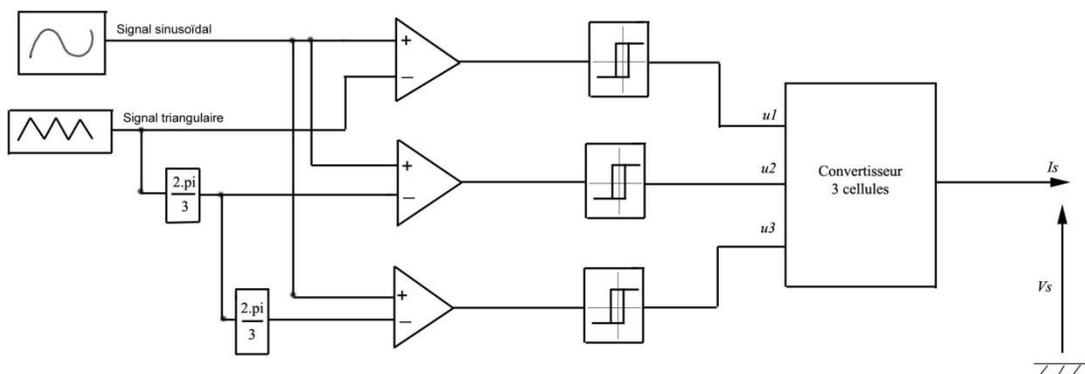
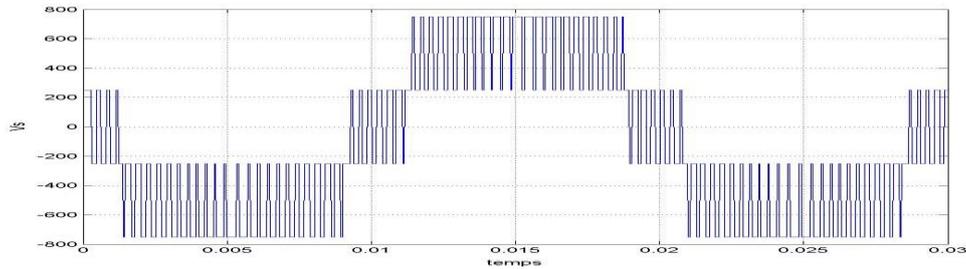


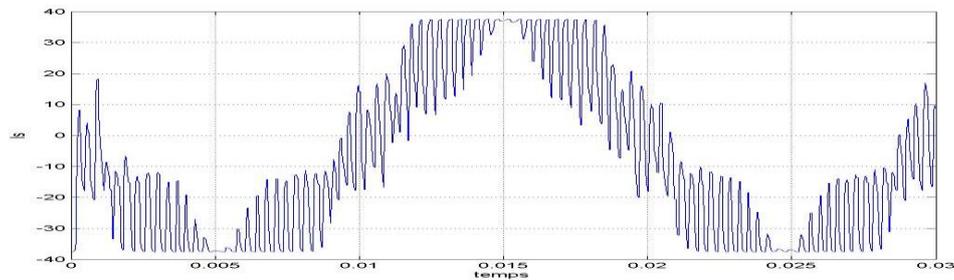
Figure I.5 : *Schéma de principe de la commande M.L.I*

Nous montrons dans la **Figure I.6** la tension de sortie V_s et le courant I_s obtenus par simulation avec les paramètres suivants : Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

$$E = 1500 \text{ V} \quad ; R = 10 \Omega \quad ; L = 0.5 \text{ m.H} \quad ; C1 = C2 = 40 \text{ Mf}$$



(a)



(b)

Figure I.6 : (a) Tension de sortie du convertisseur à 3 cellules avec une commande M.L.I.

(b) courant de sortie I_s

I.4.2. Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires :

Commande par mode glissant :

La commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'à un point d'équilibre [SLO94] La conception de la commande par mode glissant revient principalement à traiter trois étapes :

1. Choix de la surface de glissement.
2. Détermination des conditions de convergence.
3. Calcul de a commande.

Pour la synthèse de cette commande on utilisera la méthode de *Lyapunov* pour trouver une surface de commutation adéquate qui assure l'existence et la stabilité du mode glissant telle que présentée dans [BEN01].

Pour le convertisseur à 3 cellules, on choisira la surface de commutation suivante :

$$S_i = -\Delta x^T \cdot Q \cdot \Delta x \quad (\text{I. 13})$$

Avec
$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \text{ et } \Delta x^T = [V_{c1} - E/3 \quad V_{c2} - 2.E/3 \quad I - I_{ref}]$$

Et les interrupteurs, en fonction du signe de la surface, prendront les valeurs :

$$u_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i > 0 \\ 1 & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

Les résultats de simulation obtenus, avec les mêmes paramètres des éléments du circuit, pour $I_{ref} = 40A$ nous donnent :

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

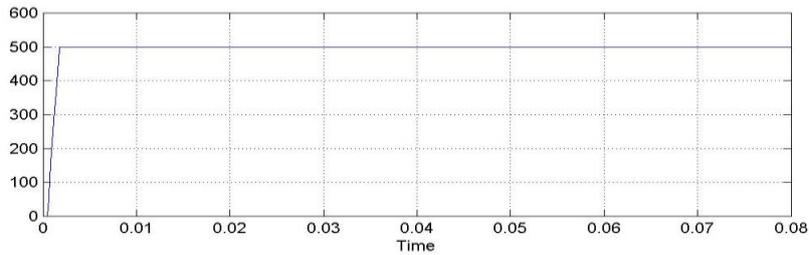


Figure I.7 : Tension V_{c1} du convertisseur à 3 cellules avec commande par MG

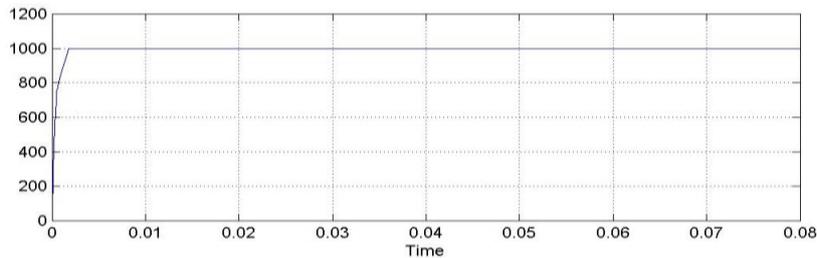


Figure I.8 : Tension V_{c2} du convertisseur à 3 cellules avec commande par MG

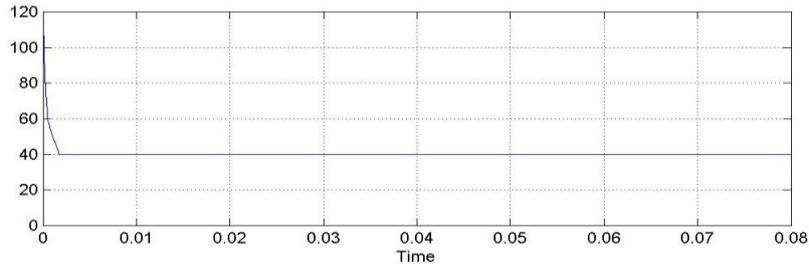


Figure I.9 : Courant I de sortie du convertisseur à 3 cellules avec commande par MG

I.5. Conclusion :

Après avoir énoncé les deux principaux types des convertisseurs multicellulaires, on s'est intéressé à la structure série dont on a exposé diverses modélisations suivant l'application de celles-ci.

Aussi on a exposé deux commande du convertisseur une commande directe en boucle ouverte qui se base sur la modulation de largeur d'impulsion. Puis une commande en boucle fermé qui s'appuie sur la stratégie de commande par mode glissant.

Cette brève introduction sur les convertisseurs multicellulaires est indispensable pour la suite de notre travaille car le développement des chapitres qui suivent nécessite une bonne connaissance de cette structure et aussi des outils disponibles pour envisager telle ou telle approche.

Chapitre II

DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

II.1. Intérêt et objectifs du diagnostic :

Dans le domaine de l'industrie et de la production industrielle le champ de la compétitivité repose sur plusieurs critères de performance, de robustesse et de qualité. Mais malgré toutes les assiduités pour l'établissement de ces conceptions, les défaillances de celles-ci se font fréquentes et peuvent résulter soit d'une fin de cycle de vie d'un élément et aussi de l'apparition soudaine d'une panne brusque.

Alors que ces éléments de production représentent pour la plupart du temps des enjeux majeure soit à bus lucratifs (ex : chaîne de production dans une usine) ou pour assurer un service (ex : un scanner dans un hôpital), elles peuvent aussi toucher à un élément des plus important qui représente la sécurité matérielle, environnementale, et même humaine. Pour éviter des conséquences irréversibles, des méthodes de supervision et de surveillance ont été mise en place et qui repose toutes sur le diagnostic des systèmes.

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système [COM00]. Plus généralement le diagnostic apporte une contribution à la solution de détection et de localisation d'un mauvais fonctionnement.

II.2. Formulation du problème de diagnostic :

II.2.1. Définitions et généralités sur les défauts :

Le but du diagnostic est la détection puis la localisation de défauts, afin de bien poursuivre notre démarche de diagnostic une bonne connaissance des défauts s'impose.

II.2.1.A. Anomalie, défaut, défaillance, panne :

Par mesure de simplicité d'écriture, nous emploierons indifféremment dans la suite de ce mémoire les termes de défaillance, défaut ou panne. Néanmoins, le vocabulaire usuel de la sûreté de fonctionnement distingue ces notions :

- Anomalie : particularité non conforme à la loi naturelle ou à la logique.
- Défaut : anomalie de comportement au sein d'un système physique.
- Défaillance : anomalie fonctionnelle au sein d'un système physique.
- Panne : inaptitude d'un dispositif à accomplir sa fonction.

II.2.1.B. Classification des défauts :

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, définissant alors des types de défauts. On peut aussi définir le défaut comme étant « *une déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standard* ».

La **Figure II. 1** nous montre les différents défauts d'un système.

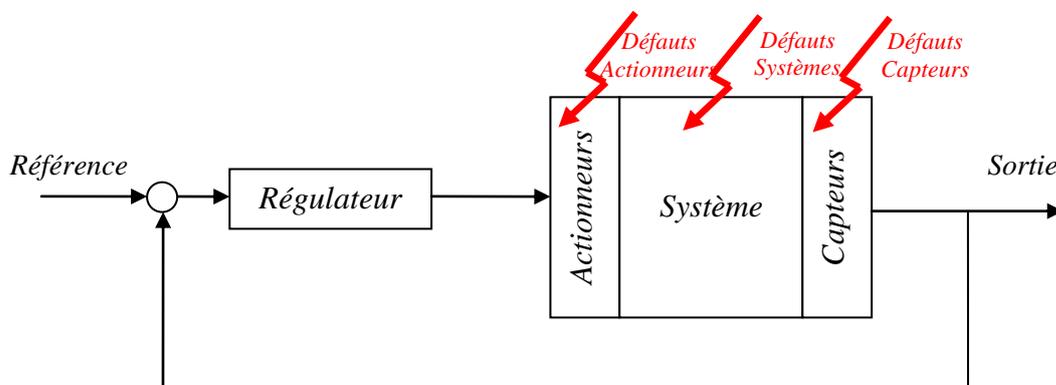


Figure II. 1: Boucle de régulation et différents défauts agissants.

- **Défauts actionneurs :**

Ce type de défauts représente une perte partielle ou totale de l'organe de commande il a pour conséquence une détérioration du signal d'entrée du système. Il peut en résulter aussi une perte de la commandabilité du système (le système devient non commandable) ainsi la partie opérative du système perd son influence pour régir les contrôles voulus.

- **Défauts capteurs :**

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable mesurée [ROD05]. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture, ainsi on pourra même extraire la partie utile du signal mesuré. Tandis qu'un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer qui donne carrément des valeurs erronées hors de sens et d'utilité.

- **Défauts systèmes ou composants :**

Ce sont des défauts qui ont lieu dans les composants du système lui-même. Ce qui englobe tous les défauts qui ne peuvent être classés parmi les défauts de capteurs ou d'actionneurs [CHA06]. Ces défauts représentent les changements des paramètres physiques du système, par exemple la masse, les coefficients aérodynamiques, la constante de dissipation, etc. Ils ont souvent comme conséquence le changement du comportement dynamique du système commandé. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables.

II.2.1.C. Modélisation des défauts :

Soit un système S dans les conditions nominales, avec « x » vecteur d'état, donné par la représentation d'état suivante :

$$S \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Les défauts agissants sur le système peuvent être classés et modélisés de la façon suivante :

• **Défauts multiplicatifs :**

Ce modèle est utilisé pour traduire les dysfonctionnements et les erreurs agissants essentiellement sur la partie capteur ou actionneur.

- Pour le cas d'un actionneur dont la sortie représente la commande u les défauts propres à cet actionneur peuvent être modélisés de la forme suivante :

$$u_f = u + (I - \mathcal{L}_A).(\bar{u} - u) \quad (\text{II. 2})$$

Avec : $\bar{u} \in \mathfrak{R}^m$ pas nécessairement constant mais qu'on ne peut pas manipuler.

$$\mathcal{L}_A = \text{diag}\{\sigma_1^a, \sigma_2^a, \dots, \sigma_m^a\}, \sigma_i^a \in \mathfrak{R}$$

Ou $\sigma_i^a = \begin{cases} 0 & \rightarrow \text{défaillance complete} \\ 1 & \rightarrow \text{aucune défaillance} \end{cases}$

Les σ_i^a prennent aussi des valeurs comprises entre 0 et 1 en fonction du degré de défaillance de l'actionneur. En remplaçant la commande avec défauts dans le système S on obtient :

$$S \begin{cases} \dot{x} = Ax + B. \mathcal{L}_A. u + B. (I - \mathcal{L}_A). \bar{u} \\ y = Cx + D. \mathcal{L}_A. u + D. (I - \mathcal{L}_A). \bar{u} \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

- Pour le cas des capteurs les défauts peuvent être modélisés de la façon suivante :

$$y_f = y + (I - \mathcal{L}_S).(\bar{y} - y) \quad (\text{II. 4})$$

$$\mathcal{L}_S = \text{diag}\{\sigma_1^s, \sigma_2^s, \dots, \sigma_m^s\}, \sigma_i^s \in \mathfrak{R}$$

Ou $\sigma_i^s = \begin{cases} 0 & \rightarrow \text{défaillance complete} \\ 1 & \rightarrow \text{aucune défaillance} \end{cases}$

Les σ_i^s prennent aussi des valeurs comprises entre 0 et 1 en fonction du degré de défaillance du capteur. Le système S dans ce cas prendra la forme suivante :

$$S \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = \mathcal{L}_S. C. x + \mathcal{L}_S. D. u + (I - \mathcal{L}_S). \bar{y} \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

La combinaison des deux modèles de défaut des capteurs et des actionneurs nous donne le système suivant :

$$S \begin{cases} \dot{x} = Ax + B \cdot \mathcal{L}_A \cdot u + B \cdot (I - \mathcal{L}_A) \cdot \bar{u} \\ y = \mathcal{L}_S \cdot C \cdot x + \mathcal{L}_S \cdot D \cdot \mathcal{L}_A \cdot u + \mathcal{L}_S \cdot D \cdot (I - \mathcal{L}_A) \cdot \bar{u} + (I - \mathcal{L}_S) \cdot \bar{y} \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

Le modèle multiplicatif est utilisé pour représenter la majorité des défauts de capteurs et d'actionneurs mais ce n'est pas autant pour les défauts des composants du système. Cette représentation est le plus souvent utilisée dans la conception de régulateurs reconfigurables dans un système de commande tolérant aux défauts. [CHA06]

- **Défauts additifs :**

La représentation additive des défauts dans un système d'état prend le modèle suivant :

$$S \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + F \cdot f_f \\ y = Cx + Du + E \cdot f_f \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

Ou $f_f \in \mathcal{R}^{n_f}$ est un signal décrivant les défauts.

Un large panel de défaut peut être modélisé avec cette représentation y compris les défauts actionneurs et capteurs. Cependant le model (II. 7) induit un signal f_f qui dépend des paramètres d'entrée, de sortie et d'état du système qui rendent l'opération de conception du régulateur complexe. Tandis que l'utilisation de la représentation multiplicative palie a cette complexité.

Un autre inconvénient du modèle additif des défauts de capteurs et d'actionneurs est qu'en termes d'entrée-sortie ces défauts sont très difficiles à distinguer.

L'avantage majeur de la représentation additive des défauts est que les défauts sont représentés par des signaux et non pas par des changements dans les matrice d'état du système.

II.2.2. Etapes du diagnostic des défauts :

Afin de diagnostiquer les défauts qui peuvent surgir dans un système plusieurs méthodes ont été développées, la **Figure II. 2** nous montre un schéma général des étapes de diagnostic des plus utilisé.

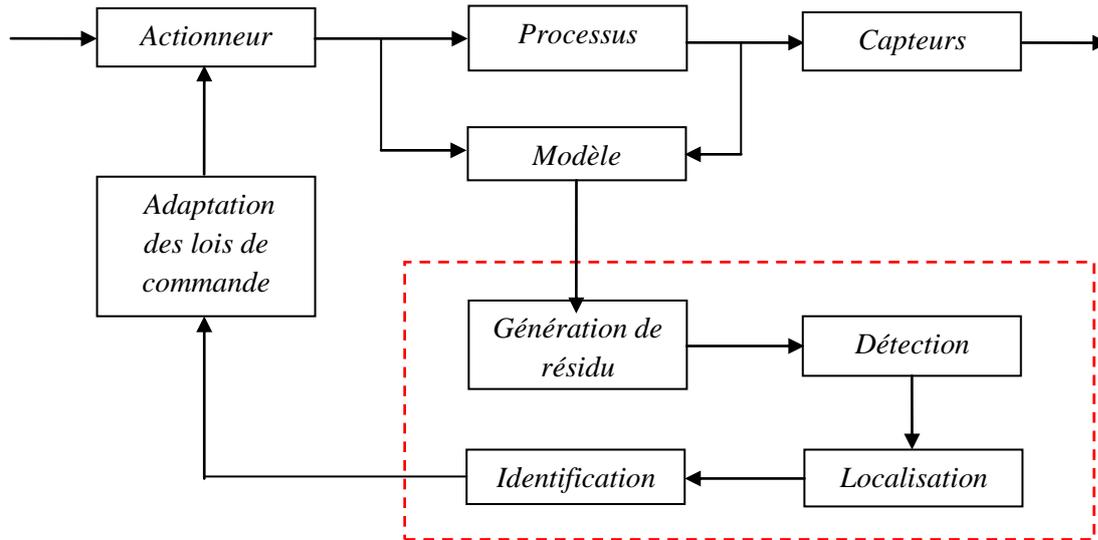


Figure II. 2 : étapes du diagnostic à base de modèle

On peut à l'aide de ce schéma diviser les étapes de diagnostic en [JAM03] :

- Génération de résidus : cette première phase consiste à générer un signal résiduel reflétant la distance entre le modèle du système et son comportement observé au cours du temps.
- Prise de décision : Cette deuxième phase consiste à implémenter un test de détection sur les résidus générés ou les variables mesurées afin de détecter et localiser la présence éventuelle d'un ou de plusieurs défauts sur la base du calcul d'un seuil de signification.

Cette deuxième étape oblige une bonne connaissance du système et l'établissement de signature propre au cas étudié. Il en résulte donc trois actions successives [THE03] :

- **La détection :**

La procédure de détection vise à déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'une défaillance. Cette étape ne nécessite qu'un modèle de bon fonctionnement du système. Une panne sera détectable si au moins un résidu permet de la détecter. Lorsque le modèle permet de représenter exactement le système (aucune erreur de modélisation, connaissance de la nature des signaux inconnus agissant sur le système, ...), les résidus générés auront une dynamique uniforme et converge au tour d'une valeur fixe en général zéro tandis qu'en présence d'anomalie ont aura un changement de comportement. La détection d'une

défaillance se résumera alors à déclencher une alarme lorsqu'au moins un résidu différera de zéro.

En pratique, les modèles utilisés sont obtenus à partir d'hypothèses simplificatrices et sont donc imparfaits. Les résidus (qui reflètent l'écart entre le modèle et le système) ne sont plus parfaitement égaux à zéro. Une procédure de décision doit être implantée afin de décider si la valeur différente de 0 du résidu doit générer une alarme ou non. La qualité de la détection dépend bien entendu de la procédure de décision choisie mais aussi et surtout de la "qualité" des résidus utilisés. Afin de réduire les taux de fausse alarme et de non détection, les résidus doivent être optimisés, c'est à dire rendus le plus sensible possible aux défaillances et le moins possible aux perturbations ou erreurs de modélisation.

- **La localisation :**

Lorsqu'une défaillance est détectée, une procédure de localisation est utilisée pour permettre de déterminer son origine. Cette étape nécessite d'utiliser un modèle de comportement défaillant de connaissance sur les défaillances. La procédure de localisation nécessite d'utiliser un ensemble (ou vecteur) de résidus ou de variables mesurées. Pour permettre la localisation, ce vecteur doit avoir un certain nombre de propriétés permettant de caractériser de manière unique chaque défaut.

- **L'identification :**

L'identification de défauts déterminant l'amplitude de la panne ou de la défaillance. Cette action n'est pas toujours utilisée car l'évaluation de l'amplitude de panne ne s'applique pas dans le cas d'étude de défaillance totale.

II.3. Méthode de génération de résidu :

La première étape d'un système de diagnostic consiste à générer des indicateurs de défauts. Ils contiennent des informations sur les anomalies ou dysfonctionnements du système à surveiller. Le principe est de mesurer l'écart entre les mesures des signaux du procédé, capteurs ou actionneurs, et la valeur théorique fournie par le modèle dans des conditions de fonctionnement nominal. La génération de résidus est un problème crucial pour les systèmes de diagnostic. En effet, de la structure du système de résidus engendré dépendra la robustesse de la localisation. [RIP99]

Définition 1 : *Un résidu est un signal qui reflète la cohérence (ou la consistance) des données mesurées vis-à-vis d'un modèle comportemental du système.*

Pour qu'un signal généré à partir des entrées et des sorties d'un système soit un résidu il faut qu'il soit affecté par un sous-ensemble de pannes. [COC04]

Définition 2 : *Un résidu $r(t, y, u, v)$ est non affecté par $v \in V$ (ou invariant sous v) si pour toute entrée admissible u et toute sortie y , nous avons $r(t, u, y, v_1) = r(t, u, y, v_2)$ pour tout $t \geq 0$ quel que soit le couple v_1 et v_2 de V . Dans le cas contraire le signal est dit affecté par v .*

L'algorithme utilisé pour obtenir les résidus est appelé générateur de résidus. Trois approches sont principalement utilisées pour construire ce générateur de résidus :

- Approche par identification de paramètres.
- Approche par espace de parité.
- Approche à base d'observateurs d'état.

II.3.1. Identification paramétrique :

La détection et la localisation des défauts peuvent être effectuées en utilisant des techniques d'identification, si la structure du modèle est connue [LAL04]. Les méthodes d'identification paramétriques ont pour principe d'estimer ou d'identifier les paramètres du modèle. On entend par « *paramètre* » les constantes physiques du système (masse, coefficient de viscosité,...) ou une agrégation de plusieurs paramètres physiques. Pour ce dernier cas, une correspondance unique doit exister entre les paramètres du modèle et les paramètres du système. [RIP99]

Cette méthode est généralement utilisée en suivant les étapes suivantes :

- Modélisation mathématique du procédé selon des équations du type :

$$y(t) = f(u(t), \theta) \tag{II. 8}$$

Où : $u(t)$ représente la commande du système.

θ Le vecteur paramètre du système.

- Description des relations entre les constantes physiques p supposées connues et les paramètres du modèle θ :

$$\theta = g(p) \quad (\text{II. 9})$$

- Estimation $\hat{\theta}$ des paramètres du modèle à partir de l'équation précédente et des mesures des entrées et des sorties du système :

$$\hat{\theta} = h(y(1), \dots, y(n), u(1), \dots, u(n)) \quad (\text{II. 10})$$

- Estimation \hat{p} des paramètres du système :

$$\hat{p} = g^{-1}(\hat{\theta}(t)) \quad (\text{II. 11})$$

- Obtention du vecteur résidu en faisant la différence entre les paramètres estimés et les valeurs nominales, soit à partir des paramètres physiques, soit à partir des paramètres du modèle :

$$r(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t)$$

Ou (II. 12)

$$r(t) = p(t) - \hat{p}(t)$$

Pour des valeurs nominales non connues, une approche consiste à construire le vecteur résidu à partir des seuls paramètres estimés mais à des temps t différents. Par exemple :

$$r(t) = \hat{\theta}(t) - \hat{\theta}(t - k)$$

Ou (II. 13)

$$r(t) = \hat{p}(t) - \hat{p}(t - k)$$

Ce dernier cas suppose que les paramètres restent constants dans des conditions de fonctionnement nominales.

Il existe plusieurs méthodes d'estimation de paramètres, dont il est possible de citer : l'estimation par projection orthogonale, l'estimation Bayésienne, l'estimation au sens du maximum de vraisemblance ou encore l'estimation au sens des moindres carrés [LAL04].

II.3.2. Espace de parité :

Cette méthode utilise le concept de redondance qui introduit un nombre de mesure supérieure au nombre de variable. Dans cette approche, l'ensemble des valeurs que peuvent prendre les résidus compose un espace, dans lequel, le vecteur de parité est défini comme étant la valeur des résidus à un instant donné. Ce vecteur prend alors une direction dans le cas de l'apparition d'un défaut [LAL04]. Cette redondance directe ou analytique générée par la prise en compte des mesures sur un espace d'observation d'ordre S comme suit [JAM03] :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} y_{k-S} \\ y_{k-S+1} \\ y_{k-S+2} \\ \vdots \\ y_k \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^S \end{bmatrix} \cdot x_{k-S} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{S-1}B & CA^{S-2}B & \dots & CB & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{k-S} \\ u_{k-S+1} \\ u_{k-S+2} \\ \vdots \\ u_k \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CF & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAF & CF & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{S-1}F & CA^{S-2}F & \dots & CF & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{k-S} \\ d_{k-S+1} \\ d_{k-S+2} \\ \vdots \\ d_k \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ C & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CA & C & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{S-1} & CA^{S-2} & \dots & C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_{k-S} \\ w_{k-S+1} \\ w_{k-S+2} \\ \vdots \\ w_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{k-S} \\ d_{k-S+1} \\ d_{k-S+2} \\ \vdots \\ d_k \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})
 \end{aligned}$$

Cette équation peut se traduire sous une forme plus compacte comme suit :

$$Y_k = O x_{k-S} + H_u U_k + H_d \Delta_k + H_w Y_k + \Gamma_k \quad (\text{II. 15})$$

Le résidu sera défini comme ceci :

$$\begin{aligned}
 r_k &= \vartheta^T (Y_k - H_u U_k) \\
 &= \vartheta^T (O x_{k-S} + H_d \Delta_k + H_w Y_k + \Gamma_k) \quad (\text{II. 16})
 \end{aligned}$$

La matrice ϑ , appelée matrice génératrice des résidus, est choisie dans le but de rendre le résidu indépendant de l'état. ϑ doit donc satisfaire la condition $O \cdot \vartheta^T = 0$ et le résidu s'exprime alors sous la forme

$$r_k = \vartheta^T (H_d \Delta_k + H_w Y_k + \Gamma_k) \quad (\text{II. 17})$$

Pour le traitement multi-défauts, cette condition est nécessaire mais n'est pas suffisante pour obtenir des résidus à structure diagonale.

II.3.3. Observateurs d'état :

Cette technique utilise pour la génération de résidu un observateur d'état qui nous fourni des grandeurs estimées. Ces grandeurs estimées seront par la suite comparées aux grandeurs disponibles dans le système réel afin de générer notre signal résiduel qui va nous permettre de détecter un défaut éventuel.

Cette méthode de génération de résidu sera appliqué dans la suite de notre travaille pour le diagnostic des convertisseurs multicellulaires.

II.3.3.A. Observation par mode glissant :

Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété s de dimension $(n - p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité et l'invariance de cette surface sont assurées par les conditions de glissement [SLO87].

On considère le système non linéaire d'ordre « n » définit comme suit :

$$\dot{x} = f(x, t) \quad x \in \mathfrak{R}^n \quad (\text{II. 18})$$

Et le vecteur de mesures d'ordre « p » relié au vecteur d'état :

$$z = h(x, t) \quad z \in \mathfrak{R}^p \quad (\text{II. 19})$$

On définit l'observateur par mode glissant par la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(x, t) - A \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{II. 20})$$

- Où :
- $\hat{x} \in \mathfrak{R}^n$ et \hat{f} est notre modèle def.
 - A est la matrice de gain ($n \times p$) à spécifier.
 - S est la surface de glissement avec $S = \tilde{z} = \hat{z} - z$

On aura alors :

$$\dot{\hat{x}} = \Delta f - A \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{II. 21})$$

Où :

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

La surface dimensionnelle $S = 0$ est attractive si : $S_i \cdot \dot{S}_i < 0 \quad i = 1, \dots, p$

Durant le glissement la dynamique du système est réduite de l'ordre (n) à l'ordre (n-p) l'équivalent du système réduit.

II.3.3.B. Observateur d'isolation pour les actionneurs :

Ce type d'observateur présenté par [FRA07] a été développé essentiellement pour le diagnostic des défauts actionneurs, ceci n'empêche pas qu'il peut être utilisé pour le diagnostic d'éventuel défauts capteurs ou systèmes en développant une autre approche adaptive.

Si on considère un système non-linéaire de la forme :

$$\dot{x} = A(x) + B(x)u \quad (\text{II. 22})$$

Où n $A(x) \in \mathfrak{R}^n$ est un vecteur constitué d'éléments non linéaires, $B(x) \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ est une matrice dont tous les éléments sont non linéaires et $u \in \mathfrak{R}^m$ est le vecteur de commande du système.

Le modèle avec défaut du $i^{\text{ème}}$ actionneur peut se formuler par :

$$\dot{x} = A(x) + \sum_{j \neq i} b_j(x)u_j + b_i(x)\theta_i \quad (\text{II. 23})$$

Ainsi une banque d'observateur est définie pour la détection et la localisation de défauts :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_i = H(\hat{x}_i - x) + A(x) + \sum_{j \neq i} b_j(x)u_j + b_i(x)\hat{\theta}_i \\ \dot{\hat{\theta}}_i = -2\gamma(\hat{x}_i - x)Pb_i(x) \end{cases} \quad (\text{II. 24})$$

Où H est une matrice de Hurwitz qui peut être choisie librement, P est une matrice définie positive et γ est une constante. Ces deux matrices doivent vérifier la relation :

$$H^T P + PH = -Q \quad (\text{II. 25})$$

La matrice Q est aussi une matrice définie positive, qui peut être choisie librement.

II.4. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires:

Avant de commencer le diagnostic nous devons au préalable répertorier les différents défauts que peut subir notre convertisseur multicellulaire. Pour répertorier ces défauts nous devons connaitre aussi les différents composants de notre convertisseur.

Le convertisseur multicellulaire comme dit précédemment comporte plusieurs cellule de commutation, ces cellules de commutation se compose de :

- Deux composants semi-conducteurs de puissance.
- Un composant passif (condensateur).
- Une jonction entre la carte de commande et nos composants semi-conducteurs.

En prenant en compte cette composition on peut répertorier les défauts majeurs que peut subir notre convertisseur :

- Défauts de cellule :
Où la cellule de commutation reste bloquée sur un état c'est-à-dire l'actionneur prendra une valeur de commande fixe soit $u = 0$ ou $u = 1$. Ce défaut se manifeste non pas à cause d'une défaillance des composants semi-conducteurs mais à cause de la jonction entre la carte de commande et ces semi-conducteurs et ainsi le signal de commande n'arrive pas à la gâchette des composants donc la cellule reste bloquée sur un état.
- Défauts du condensateur : Qui regroupe soit une défaillance fonctionnelle brusque ou un vieillissement.
- Défauts des interrupteurs.

II.4.1. Diagnostic de défaut cellule des convertisseurs multicellulaires :

Nous allons utiliser la méthode d'observateur pour la génération de résidu. On utilisera dans cette partie les observateurs étudiés dans la partie (II.3.3) puis on comparera les résultats de diagnostic par la suite.

II.4.1.A. Application au convertisseur 3 cellules :

Tout d'abord on rappelle brièvement le modèle mathématique du convertisseur 3 cellules donné par les équations :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ R \\ -\frac{1}{L} \cdot I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot I \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot I \\ -\frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot V_{c1} & -\frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot V_{c2} & \frac{E}{L} \cdot u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 26})$$

II.4.1.A.1. Observateur par mode glissant :

L'observateur par mode glissant [SLO87] donné par l'équation (II. 21) prendra la forme:

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_1 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_3} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_2 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} - \frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{V}_{c1} - \frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{V}_{c2} + \frac{E}{L} \cdot u_3 - \mathcal{L}_3 \cdot \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

Avec : - $S = \hat{I} - I$ qui représente notre surface de glissement

- $[\hat{V}_{c1} \quad \hat{V}_{c2} \quad \hat{I}]^T$ Les estimées des états.
- $\mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2, \mathcal{L}_3$ représentent les gains correctifs d'observation

On signale que le système n'est pas complètement observable et que la seule mesure effectuée concerne le courant. Les conditions de convergence ont été développées dans [BEN01] et nous prendrons pour les gains correctifs les valeurs suivantes :

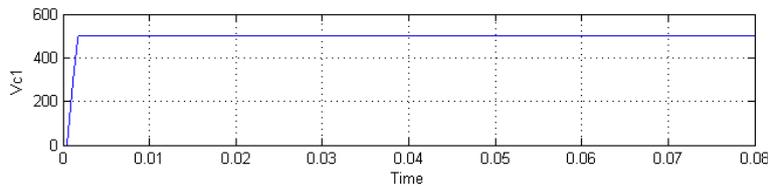
$$\begin{cases} \mathcal{L}_1 = -\frac{\mathcal{L}_3}{\tau} \cdot L \cdot (u_2 - u_1) \\ \mathcal{L}_2 = -\frac{\mathcal{L}_3}{\tau} \cdot L \cdot (u_3 - u_2) \\ \mathcal{L}_3 > |\Delta f_3|_{\max} \end{cases} \quad (\text{II. 28})$$

Avec : $\tau = \mathcal{L}_3 \cdot L / (dV/dt)$

Les résultats de simulation de notre observateur sont donnés par la figure avec les caractéristiques suivantes :

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

$E = 1500$, $R = 10 \Omega$, $C1=C2= 40\mu\text{F}$, $L = 0.5 \text{ mH}$, $I_{ref} = 40 \text{ A}$,



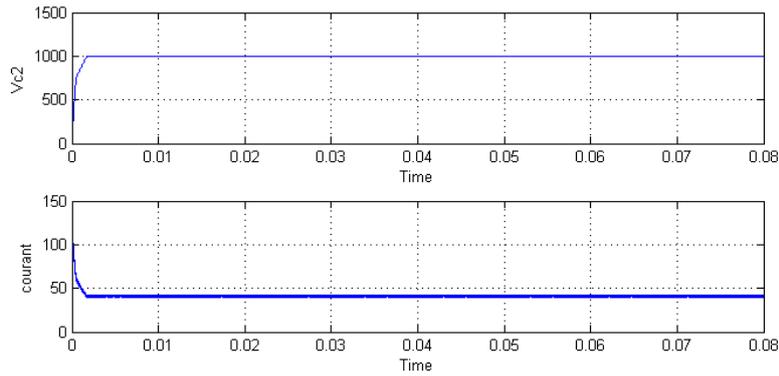


Figure II. 3: Evolution des variables d'état du système

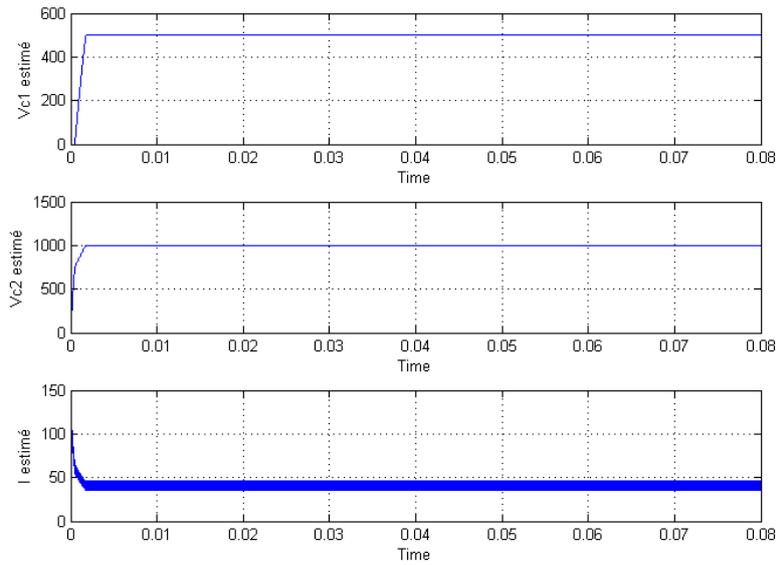


Figure II. 4: Evolution des variables estimées

Pour modéliser notre vecteur résidu nous devons au préalable connaître les conséquences des blocages de cellule sur les états du système. Pour se faire on établie les signatures de fonctionnement avec défaut. On illustre ceci dans le tableau suivant :

Etat bloqué	Conséquences sur les états du système
$u_1 = 1$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, I augmente
$u_1 = 0$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, I diminue
$u_2 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} diminue, I augmente
$u_2 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} augmente, I diminue
$u_3 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, I augmente
$u_3 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, I diminue

Tableau II. 1 : Signature de fonctionnement avec défaut

Comme le courant a une dynamique rapide par rapport aux tensions on préfère utiliser cette mesure pour la logique de décision par la suite ainsi on défini notre vecteur résidu qui comporte trois éléments :

$$\begin{cases} r(1) = \frac{(V_{c1} - \hat{V}_{c1}^+)}{V_{c1ref}} + \frac{(V_{c2} - \hat{V}_{c2}^+)}{V_{c2ref}} \\ r(2) = -\frac{(V_{c1} - \hat{V}_{c1}^-)}{V_{c1ref}} - \frac{(V_{c2} - \hat{V}_{c2}^-)}{V_{c2ref}} \\ r(3) = \left| -\frac{(V_{c1} - \hat{V}_{c1})}{V_{c1ref}} + \frac{(V_{c2} - \hat{V}_{c2})}{V_{c2ref}} \right| \end{cases} \quad (\text{II. 29})$$

Donc on a notre résidu sous forme vectorielle :

$$r = [r(1) \quad r(2) \quad r(3)]^T$$

Le **Tableau II. 2** qui suit nous donne le résidu qui détectera le défaut dans la cellule touchée :

Etat bloqué	Résidu utilisé
$u_1 = 1$	$r(2)$
$u_1 = 0$	$r(1)$
$u_2 = 1$	$r(3)$
$u_2 = 0$	$r(3)$
$u_3 = 1$	$r(1)$
$u_3 = 0$	$r(2)$

Tableau II. 2 : Allocation de résidu

Si on se fie au **Tableau I. 2** , les résidus générés nous donnent à la fois une détection de panne et une localisation non certaine car chaque résidu touche deux états bloqués. Ici en utilisant une logique décisionnelle qui utilise la mesure du courant on pourra ainsi localiser la panne. Pour pouvoir utiliser la mesure du courant pour un but logique décisionnelle on utilise un filtre qui diminuera les oscillations du courant lors de son augmentation ou de sa diminution.

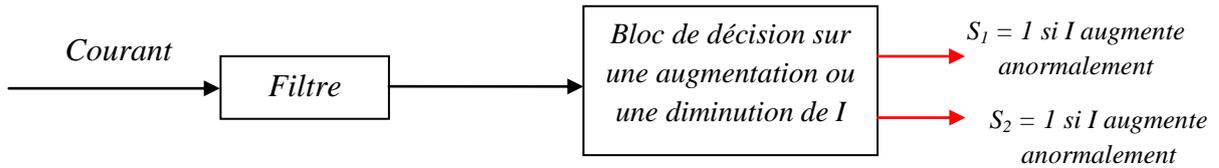


Figure II. 5: Filtrage et décision sur le courant

A présent on définit les combinaisons logiques pour la localisation finale de la panne :

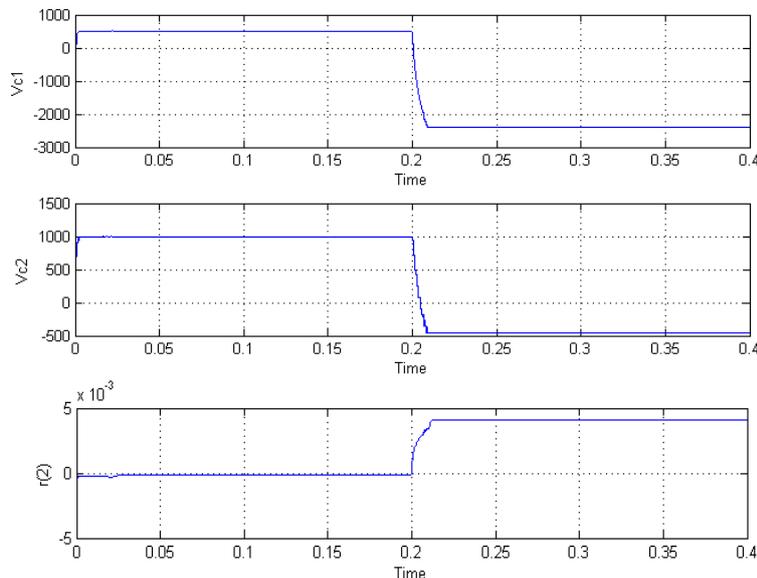
- $r(2)$ and $S_1 \rightarrow u_1$ est bloqué à 1.
- $r(1)$ and $S_2 \rightarrow u_1$ est bloqué à 0.
- $r(3)$ and $S_1 \rightarrow u_2$ est bloqué à 1.
- $r(3)$ and $S_2 \rightarrow u_2$ est bloqué à 0.
- $r(1)$ and $S_1 \rightarrow u_3$ est bloqué à 1.
- $r(2)$ and $S_2 \rightarrow u_3$ est bloqué à 0.

A l'aide de cette logique de décision, la localisation est assurée mais doit s'adapter en fonction des changements dans les valeurs de référence des états.

Les figures (II. 6) ,(II. 7) et (II. 8) nous donnent les résultats de simulation pour tout les cas possibles. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant. Les caractéristiques utilisées du convertisseur multicellulaire restent inchangées.

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t= 0.2$ sec.



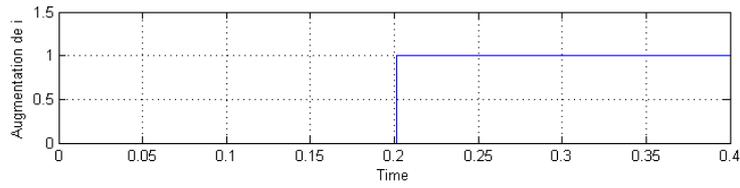


Figure II. 6: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , $r(2)$ et de la variation de I .

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t = 0.2$ sec.

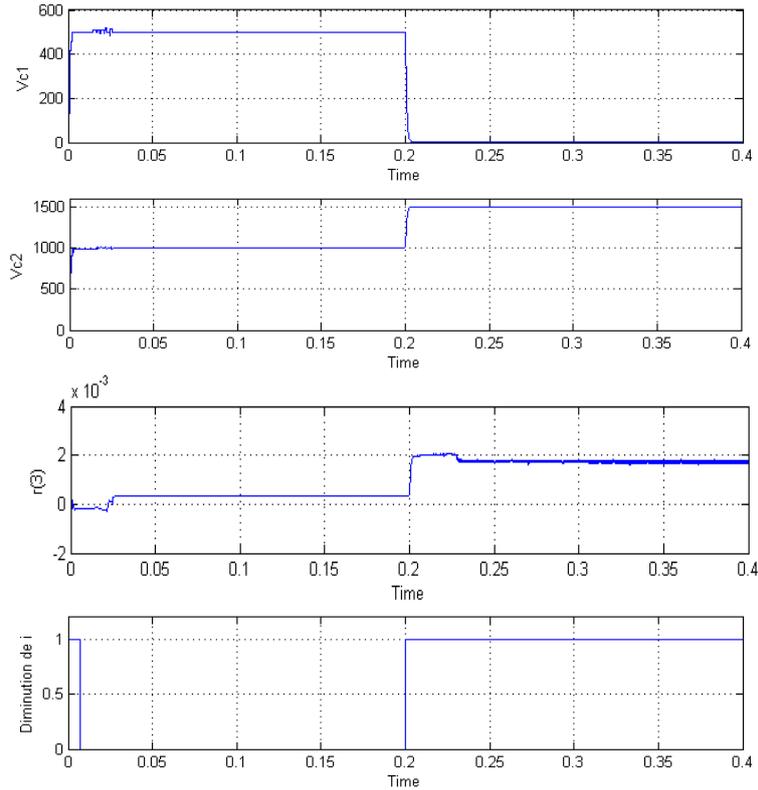
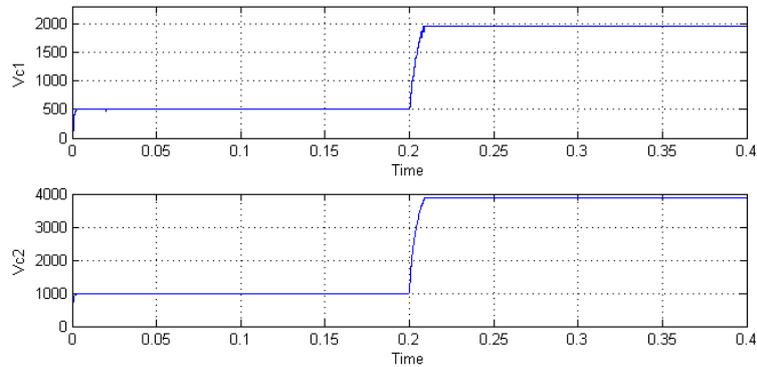


Figure II. 7: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , $r(3)$ et de la variation de I .

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t = 0.2$ sec.



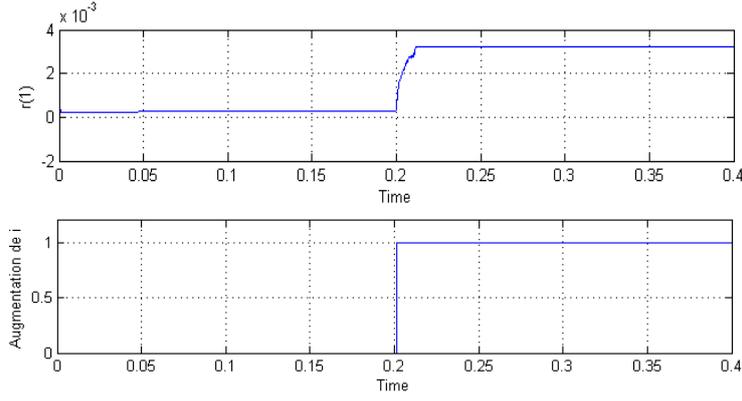


Figure II. 8: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , $r(I)$ et de la variation de I .

Après avoir continué toute la série de tests pour tous les cas possibles on arrive à la conclusion que cette méthode de diagnostic à l'aide d'observateur par mode glissant combinée avec une logique décisionnelle stricte nous donne des résultats intéressants avec des temps de réponse de l'ordre d'un millième de seconde.

II.4.1.A.2. Observateur d'isolation de défaut actionneur :

L'application de ce type d'observateur présenté dans [FRA07] prendra la forme suivante sachant que le nombre d'actionneur est égal à 3 donc on aura 3 observateurs :

Observateur 1 :

$$\text{O1: } \begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = H_1(\hat{x}_1 - x) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R}{L} \cdot I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} I \\ -\frac{1}{c_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{c_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (E - V_{c2}) \end{bmatrix} u_3 + \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} I \\ 0 \\ \frac{1}{L} V_{c1} \end{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_1 = -2\gamma_1(\hat{x}_1 - x)P \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} I \\ 0 \\ \frac{1}{L} V_{c1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II. 30})$$

Observateur 2 :

$$\text{O2: } \begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = H_2(\hat{x}_2 - x) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R}{L} \cdot I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} I \\ 0 \\ \frac{1}{L} V_{c1} \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{c_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (E - V_{c2}) \end{bmatrix} u_3 + \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} I \\ -\frac{1}{c_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} \hat{\theta}_2 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 = -2\gamma_2(\hat{x}_2 - x)P \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} I \\ -\frac{1}{c_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II. 31})$$

Observateur 3 :

$$\text{O3: } \begin{cases} \dot{\hat{x}}_3 = H_3(\hat{x}_3 - x) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R}{L} \cdot I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} I \\ 0 \\ \frac{1}{L} V_{c1} \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} I \\ -\frac{1}{C_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (E - V_{c2}) \end{bmatrix} \hat{\theta}_3 \\ \dot{\hat{\theta}}_3 = -2\gamma_3(\hat{x}_3 - x)P \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_2} I \\ \frac{1}{L} \cdot (E - V_{c2}) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

Pour la génération de résidu on utilisera des résidus différents que ceux utilisés en raison de présence de plusieurs observateurs. On prendra donc :

$$\begin{cases} r(1) = \frac{d}{dt} \left\| \frac{|\Delta V_{c101}|}{V_{c1ref}} + \frac{|\Delta V_{c201}|}{V_{c2ref}} + \frac{|\Delta I_{01}|}{I_{ref}} \right\| \\ r(2) = \frac{d}{dt} \left\| \frac{|\Delta V_{c102}|}{V_{c1ref}} + \frac{|\Delta V_{c202}|}{V_{c2ref}} + \frac{|\Delta I_{02}|}{I_{ref}} \right\| \\ r(3) = \frac{d}{dt} \left\| \frac{|\Delta V_{c103}|}{V_{c1ref}} + \frac{|\Delta V_{c203}|}{V_{c2ref}} + \frac{|\Delta I_{03}|}{I_{ref}} \right\| \end{cases} \quad (\text{II. 33})$$

Avec : ΔX_{0i} la différence entre la mesure réelle et la mesure estimée par le $i^{\text{ème}}$ observateur.

Et afin de renforcer la localisation de défaut on propose une logique décisionnelle qui reflète la signature de fonctionnement en défaut.

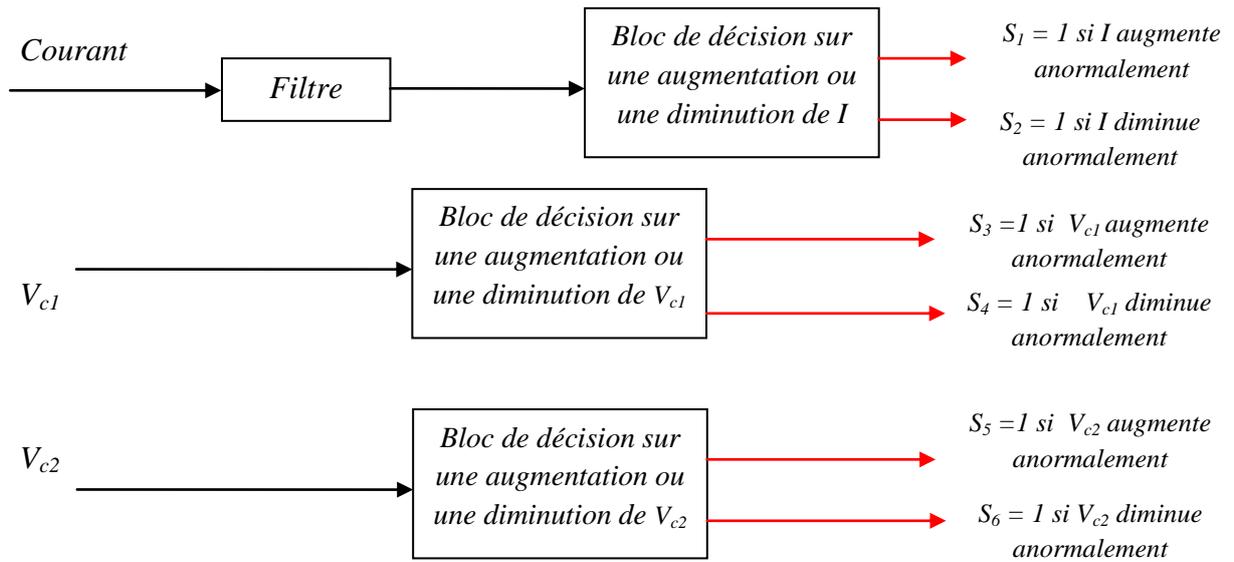


Figure II. 9: Logique de décision sur la variation des variables d'état.

A présent on définit les combinaisons logiques pour la localisation finale de la panne :

- $r(1)$ and S_1 and S_4 and $S_6 \rightarrow u_1$ est bloqué à 1.
- $r(1)$ and S_2 and S_3 and $S_5 \rightarrow u_1$ est bloqué à 0.
- $r(2)$ and S_1 and S_3 and $S_6 \rightarrow u_2$ est bloqué à 1.
- $r(2)$ and S_2 and S_4 and $S_5 \rightarrow u_2$ est bloqué à 0.
- $r(3)$ and S_1 and S_3 and $S_5 \rightarrow u_3$ est bloqué à 1.
- $r(3)$ and S_2 and S_4 and $S_6 \rightarrow u_3$ est bloqué à 0.

A l'aide de cette logique de décision, la localisation est assurée. Les figures(II. 10), (II. 11) et (II. 12) nous donnent les résultats de simulation pour tout les cas possible. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant. Les caractéristiques utilisées du convertisseur multicellulaire restent inchangées.

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 0$ à $t= 0.2$ sec.

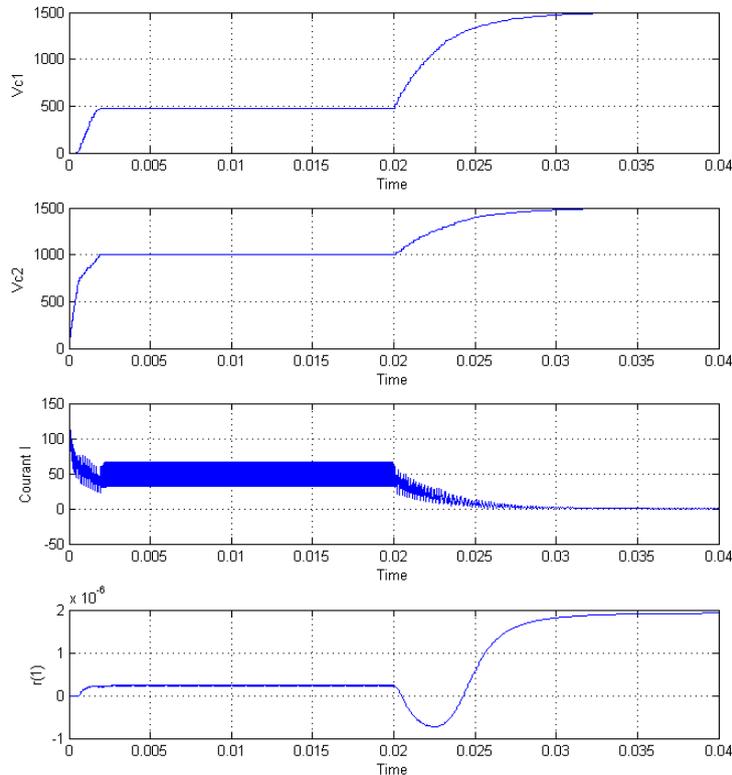


Figure II. 10: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et $r(1)$.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 1$ à $t= 0.2$ sec.

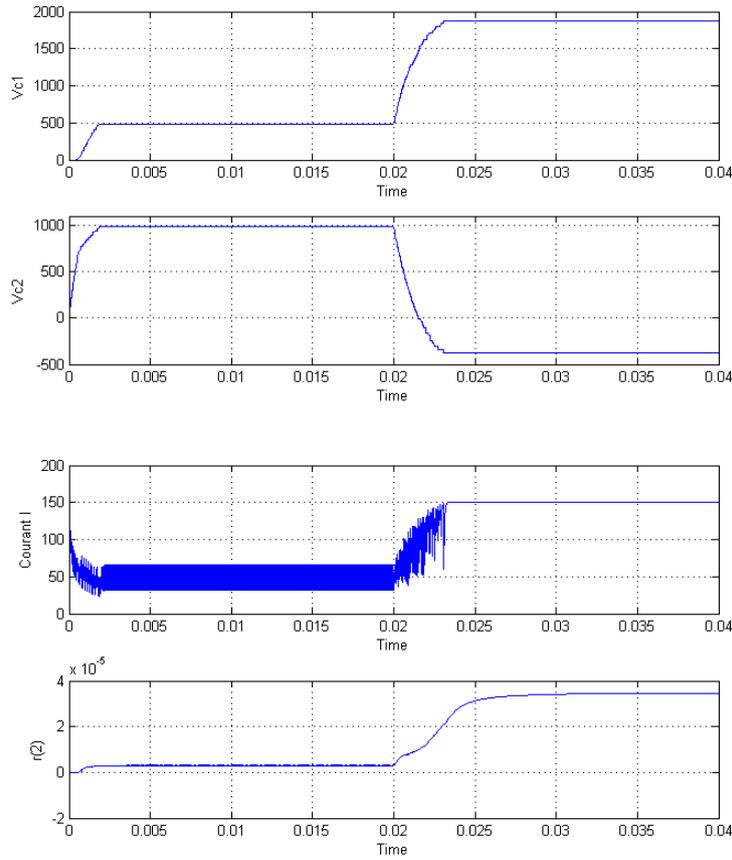
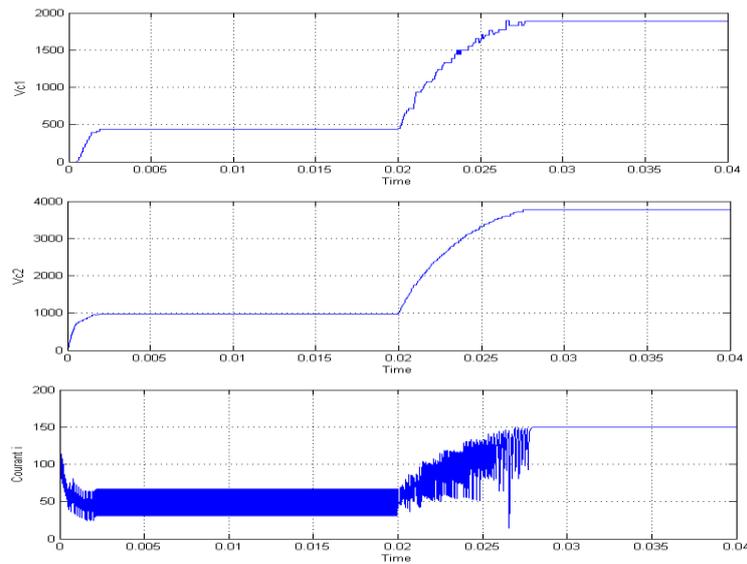


Figure II. 11: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et $r(2)$.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t= 0.2$ sec.



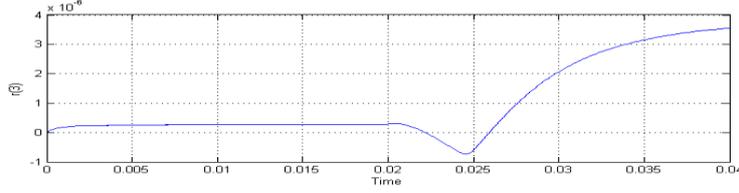


Figure II. 12: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et $r(3)$.

Après avoir continué toute la série de test pour tout les cas possibles on arrive a la conclusion que cette méthode de diagnostic à l'aide d'observateur d'isolation de défaut actionneur combinée avec une logique décisionnelle stricte s'avère juste mais pas exploitable car le temps de réponse de la décision finale varie en fonction des cas de défaut. Ceci pourrait être évité en utilisant des matrices de gain adaptatif combiner à un autre signal résiduel.

II.4.1.A.3. Observateur par mode glissant d'ordre supérieur :

Proposons à présent un autre type d'observateur par mode glissant mais d'ordre supérieur appelé aussi « Super-Twisting » ce type d'observateur étudié dans [DAV05] et [WUS07] est une nouvelle forme d'observateur qui donne des résultats très concluants.

Développant à présent cet observateur pour le convertisseur à 3 cellules :

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{I} + z_1 \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_3} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{I} + z_2 \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} - \frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{V}_{c1} - \frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{V}_{c2} + \frac{E}{L} \cdot u_3 + z_3 \end{cases} \quad (\text{II. 34})$$

Avec :

$$\begin{cases} z_i = \lambda_i |\tilde{x}_i|^{1/2} \text{sign}(\tilde{x}_i) + v_i \\ \dot{v}_i = \alpha_i \text{sign}(\tilde{x}_i) \end{cases} \quad (\text{II. 35})$$

Ou : - k_i sont des constante de Lipschitz positives.

$$- \alpha_i > k_i \tilde{x}_{iM} \quad \text{et} \quad \lambda_i > 4\sqrt{\alpha_i}$$

Les résultats de simulation de cet observateur nous donnent :

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C1=C2= 40\mu\text{F}, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref}= 40 \text{ A},$$

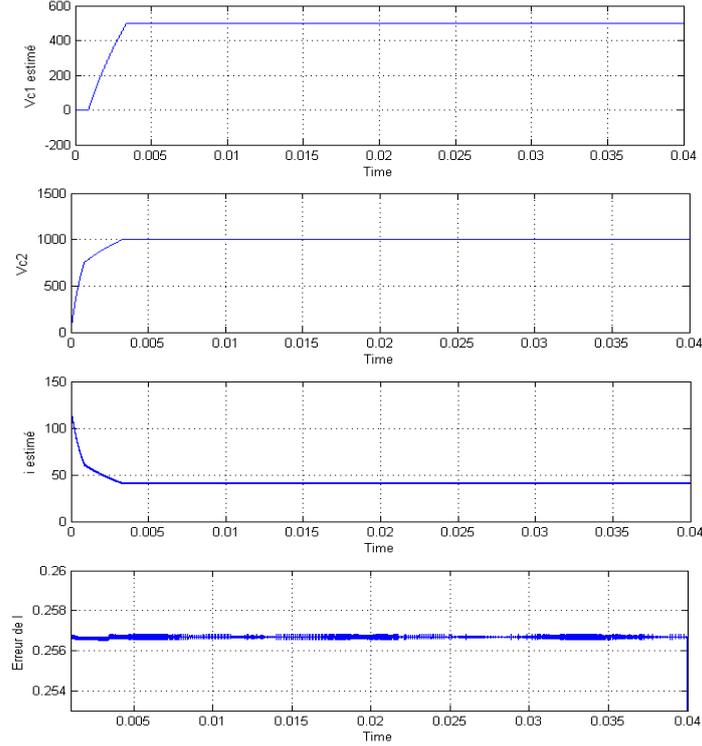


Figure II. 13: Evolution des variables d'état estimées V_{c1} , V_{c2} , I et l'erreur du courant.

On remarque que les variables estimées suivent les variables d'état sauf que l'erreur d'observation comporte un biais de l'ordre du dixième d'unité mais négligeable vue l'utilisation de cet observateur.

Passons à présent à la partie génération de résidu, On prendra dans ce cas un seul résidu qui nous servira uniquement pour détecter une éventuelle panne. Ainsi ce résidu n'aura aucun rôle pour la localisation de la panne.

Alors notre résidu prendra la forme suivante :

$$R = \left\| \left\| \frac{|\Delta V_{c1}|}{V_{c1ref}} + \frac{|\Delta V_{c2}|}{V_{c2ref}} + \frac{|\Delta I|}{I_{ref}} \right\| \right\| \quad (\text{II. 36})$$

Pour la localisation on utilise le même principe utilisé avec l'observateur d'isolation de défaut actionneur donné par la **Figure II. 9** aussi la même logique décisionnelle qu'on rappelle :

- R and S_1 and S_4 and S_6 → u_1 est bloqué à 1.
- R and S_2 and S_3 and S_5 → u_1 est bloqué à 0.
- R and S_1 and S_3 and S_6 → u_2 est bloqué à 1.

- R and S_2 and S_4 and S_5 → u_2 est bloqué à 0.
- R and S_1 and S_3 and S_5 → u_3 est bloqué à 1.
- R and S_2 and S_4 and S_6 → u_3 est bloqué à 0.

On effectue par la suite une série de test. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant. Les caractéristiques utilisées du convertisseur multicellulaire restent inchangées.

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

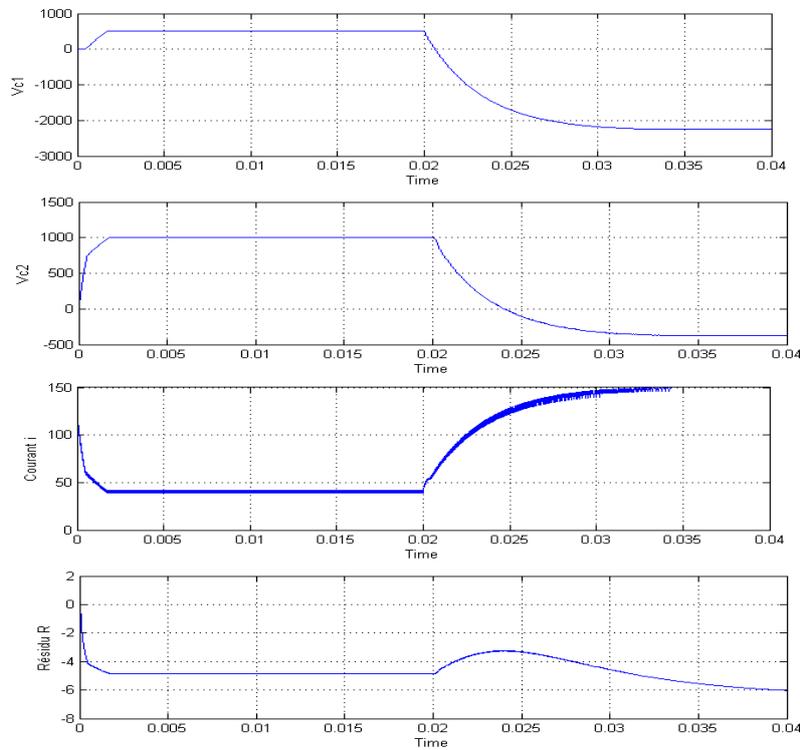
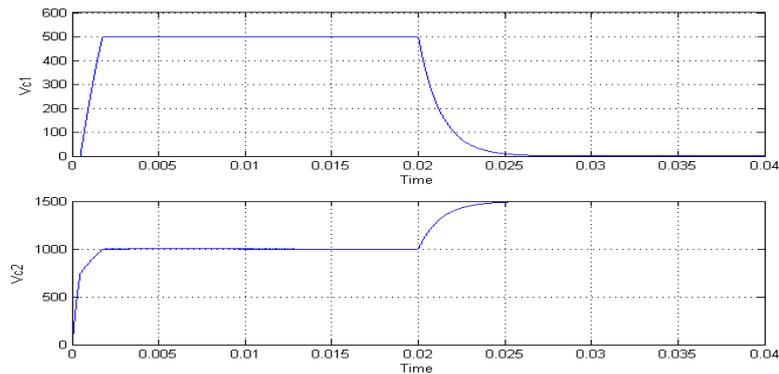


Figure II. 14: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_1 bloqué à 1.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t = 0.2$ sec.



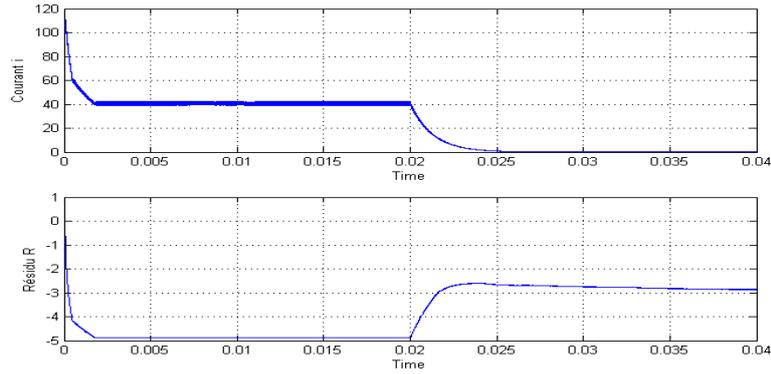


Figure II. 15: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_2 bloqué à 0.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

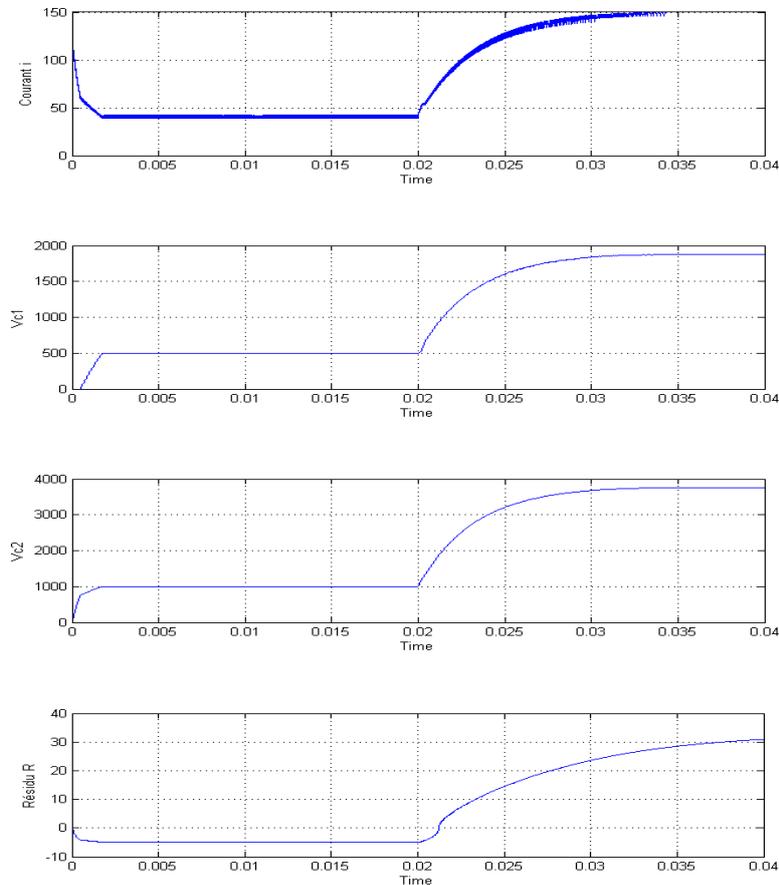


Figure II. 16 : Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_3 bloqué à 1.

Après avoir continué toute la série de test pour tous les cas possibles on arrive a la conclusion que cette méthode de diagnostic à l'aide d'observateur par mode glissant d'ordre supérieur combinée avec une logique décisionnelle stricte s'avère juste et très intéressante d'un point de vue exploitation car la localisation se fait au maximum au bout de 10^{-4} s. Ce

temps de réponse est suffisant pour adapter une commande tolérante aux défauts avant que les variables d'état du système ne divergent considérablement.

II.4.1.B. Application au convertisseur 5 cellules :

Nous allons à présent orienter le diagnostic de défauts cellules sur un convertisseur 5 cellules, on rappelle le modèle mathématique de ce convertisseur :

$$\begin{cases} \dot{V}_{c1} = \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot I \\ \dot{V}_{c2} = \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot I \\ \dot{V}_{c3} = \frac{1}{C_3} \cdot (u_4 - u_3) \cdot I \\ \dot{V}_{c4} = \frac{1}{C_5} \cdot (u_5 - u_4) \cdot I \\ \dot{i} = -\frac{R}{L} \cdot I - \frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot V_{c1} - \frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot V_{c2} - \frac{1}{L} \cdot (u_4 - u_3) \cdot V_{c3} - \frac{1}{L} \cdot (u_5 - u_4) \cdot V_{c4} + \frac{E}{L} \cdot u_5 \end{cases}$$

(II. 37)

II.4.1.B.1. Observateur par mode glissant :

L'observateur par mode glissant est donné par:

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_1 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_2 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c3} = \frac{1}{C_3} \cdot (u_4 - u_3) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_3 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c4} = \frac{1}{C_4} \cdot (u_5 - u_4) \cdot \hat{I} - \mathcal{L}_4 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} - \frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{V}_{c1} - \frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{V}_{c2} - \frac{1}{L} \cdot (u_4 - u_3) \cdot \hat{V}_{c3} - \frac{1}{L} \cdot (u_5 - u_4) \cdot \hat{V}_{c4} + \frac{E}{L} \cdot u_5 - \mathcal{L}_5 \cdot \text{sign}(S) \end{cases}$$

(II. 38)

Avec : - $S = \hat{I} - I$ qui représente notre surface de glissement

- $[\hat{V}_{c1} \ \hat{V}_{c2} \ \hat{V}_{c3} \ \hat{V}_{c4} \ \hat{I}]^T$ les estimées des états.
- $\mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2, \mathcal{L}_3, \mathcal{L}_4, \mathcal{L}_5$ représentent les gains correctifs d'observation.

Les conditions de convergence et de stabilité s'inspirent de [BEN01] puis adapter au convertisseur 5 cellules.

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

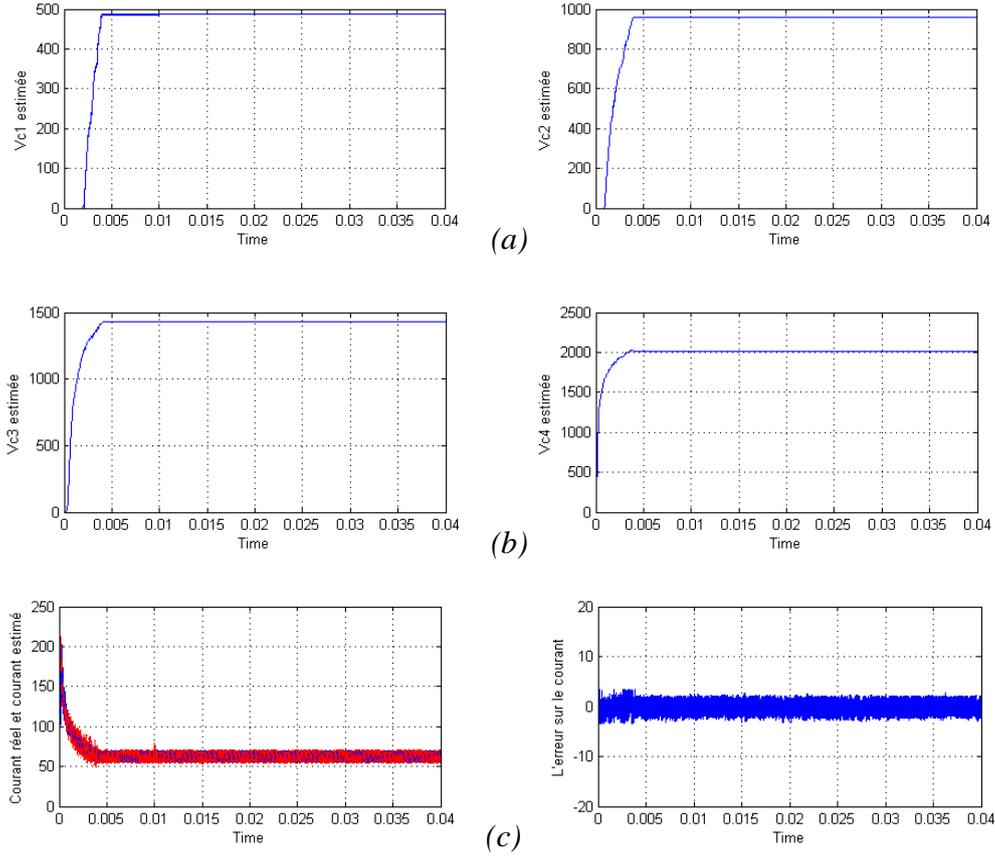


Figure II. 17: (a) Evolution des estimées des tensions flottantes Vc1 et Vc2.
 (b) Evolution des estimées des tensions flottantes Vc3 et Vc4.
 (c) Evolution du courant réel et estimé et de l'erreur d'observation.

On passe à présent à la partie génération de résidu ou on opte pour un résidu de détection qui utilise le même principe que celui utilisé avec l'observateur par mode glissant d'ordre supérieur appliqué au convertisseur 3 cellules. L'avantage de cette méthode est qu'elle peut se généraliser à la seule condition de connaître les conséquences des différents défauts sur les variables du système.

Le résidu prendra la forme suivante :

$$R = \left\| \frac{|\Delta V_{c1}|}{V_{c1ref}} + \frac{|\Delta V_{c2}|}{V_{c2ref}} + \frac{|\Delta V_{c3}|}{V_{c3ref}} + \frac{|\Delta V_{c4}|}{V_{c4ref}} + \frac{|\Delta I|}{I_{ref}} \right\| \quad (\text{II. 39})$$

La signature de fonctionnement en défaut nous donne :

Etat bloqué	Conséquences sur les états du système
$u_1 = 1$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I augmente
$u_1 = 0$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I diminue
$u_2 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I augmente
$u_2 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I diminue
$u_3 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I augmente
$u_3 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I diminue
$u_4 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} diminue, I augmente
$u_4 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} augmente, I diminue
$u_5 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I augmente
$u_5 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I diminue

Tableau II. 3 : Signature de fonctionnement avec défaut pour 5 cellules

A partir de la on arrive à généraliser la signature de fonctionnement en défaut à un convertisseur p cellules comme suit :

$$\text{Pour } i = 1, \dots, p : \begin{cases} \text{si } u_i \text{ se bloque à } 1 \Rightarrow I \text{ augmente} \wedge \begin{cases} V_{cp} \text{ augmente si } p < i \\ V_{cp} \text{ diminue si } p \geq i \end{cases} \\ \text{si } u_i \text{ se bloque à } 0 \Rightarrow I \text{ diminue} \wedge \begin{cases} V_{cp} \text{ diminue si } p < i \\ V_{cp} \text{ augmente si } p \geq i \end{cases} \end{cases}$$

A partir de cette généralisation on construit notre bloc logique décisionnel ou au lieu de prendre en considération tout les changements d'état du système c'est-à-dire faire un bloc décisionnel qui caractérise parfaitement le fonctionnement en défaut, on opte pour un bloc qui utilise au maximum 3 variables d'états pour une localisation finale de la commande bloquée quelque soit le nombre de cellule du convertisseur. Ainsi pour un convertisseur à p cellules on aura :

Bloc logique décisionnel	Etat bloqué
V_{c1} diminue et I augmente	$u_1 = 1$
V_{c1} augmente et I diminue	$u_1 = 0$
$V_{c(i-1)}$ augmente et V_{ci} diminue et I augmente	$u_i = 1$
$V_{c(i-1)}$ diminue et V_{ci} augmente et I diminue	$u_i = 0$
$V_{c(p-1)}$ augmente et I augmente	$u_p = 1$
$V_{c(p-1)}$ diminue et I diminue	$u_p = 0$

Tableau II. 4 : Signature de fonctionnement avec défaut pour p cellules

Appliquons à présent cette approche au convertisseur 5 cellules, le **Tableau II. 5** nous donne la logique décisionnelle adoptée :

Bloc logique décisionnel	Etat bloqué
V_{c1} diminue et I augmente	$u_1 = 1$
V_{c1} augmente et I diminue	$u_1 = 0$
V_{c1} augmente et V_{c2} diminue et I augmente	$u_2 = 1$
V_{c1} diminue et V_{c2} augmente et I diminue	$u_2 = 0$
V_{c2} augmente et V_{c3} diminue et I augmente	$u_3 = 1$
V_{c2} diminue et V_{c3} augmente et I diminue	$u_3 = 0$
V_{c3} augmente et V_{c4} diminue et I augmente	$u_4 = 1$
V_{c3} diminue et V_{c4} augmente et I diminue	$u_4 = 0$
V_{c4} augmente et I augmente	$u_5 = 1$
V_{c4} diminue et I diminue	$u_5 = 0$

Tableau II. 5 : Logique décisionnelle utilisée

On effectue la série de test avec différent cas de panne, les paramètres du circuit sont les suivants : Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

$$E = 2500, R = 10 \Omega, C1 = C2 = C3 = C4 = 40\mu F, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref} = 60 \text{ A},$$

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

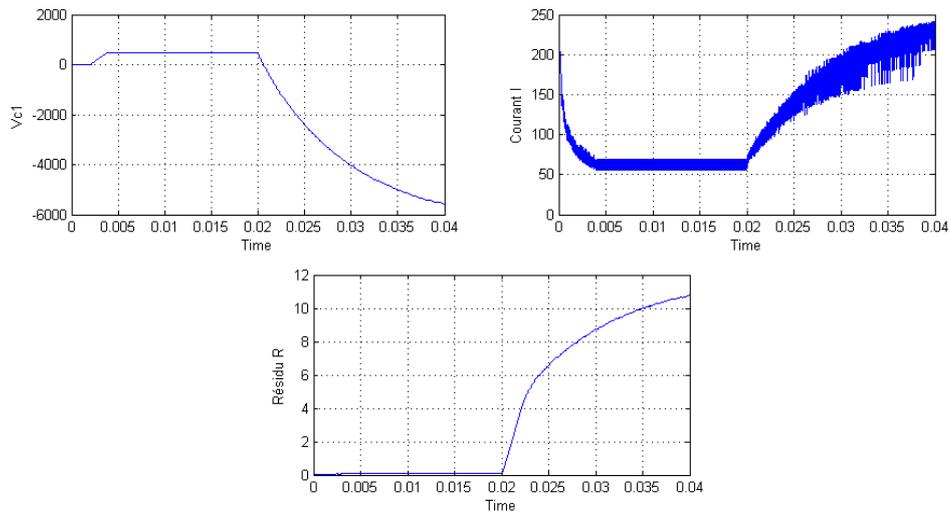


Figure II. 18 : Evolution de V_{c1} , I et R pour u_1 bloqué à 1.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t= 0.2$ sec.

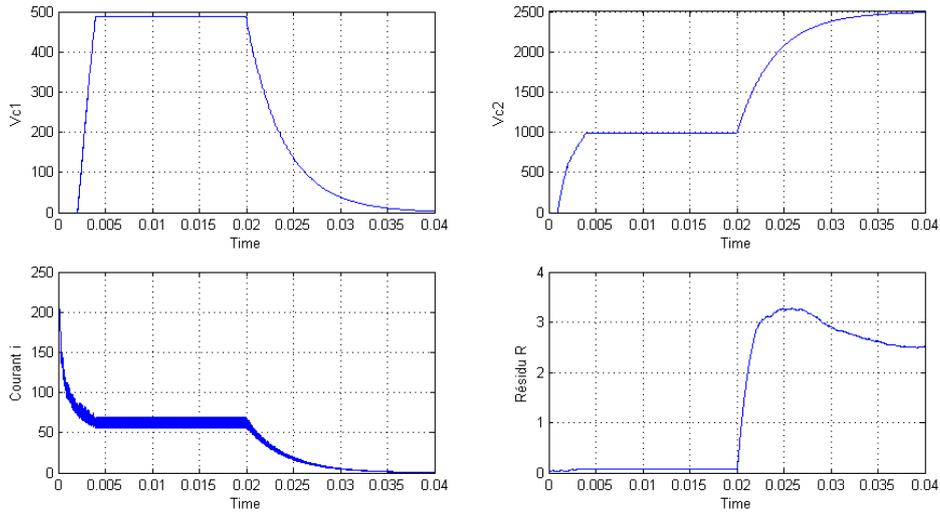


Figure II. 19 : Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_2 bloqué à 0.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t= 0.2$ sec.

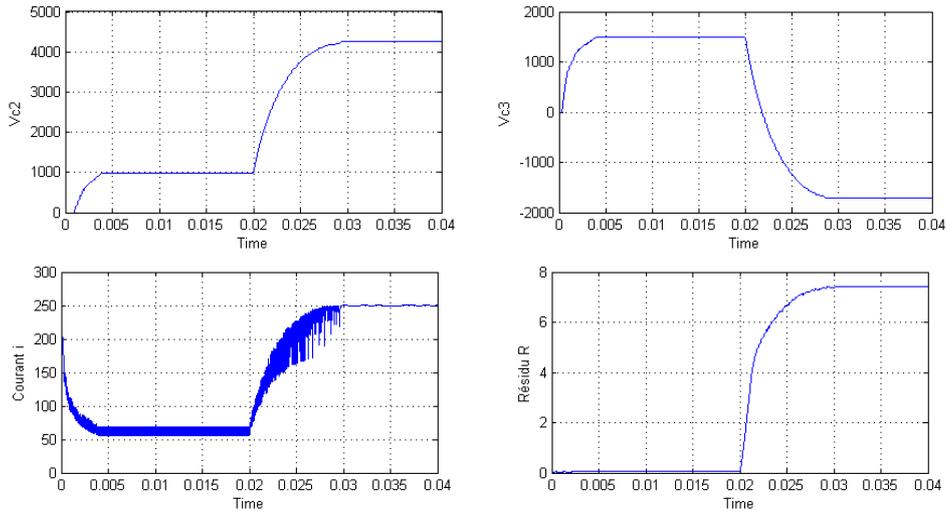
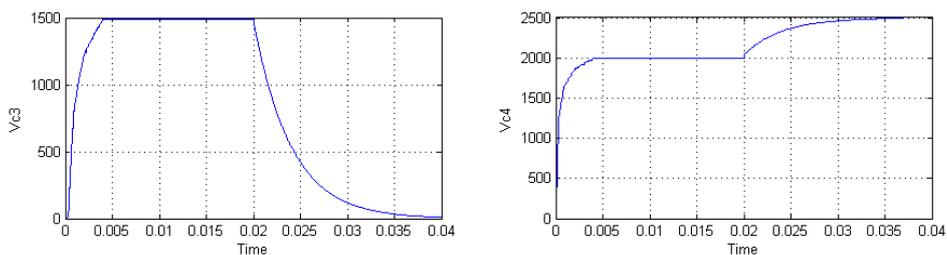


Figure II. 20: Evolution de V_{c2} , V_{c3} , I et R pour u_3 bloqué à 1.

Test 4 : Si on introduit un blocage de $u_4 = 0$ à $t= 0.2$ sec.



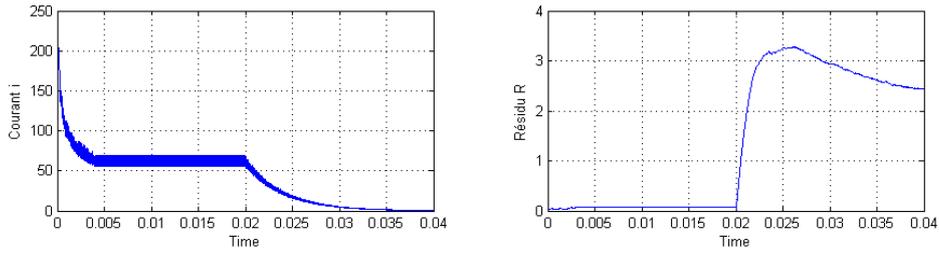


Figure II. 21: Evolution de V_{c3} , V_{c4} , I et R pour u_4 bloqué à 0.

Test 5 : Si on introduit un blocage de $u_5 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

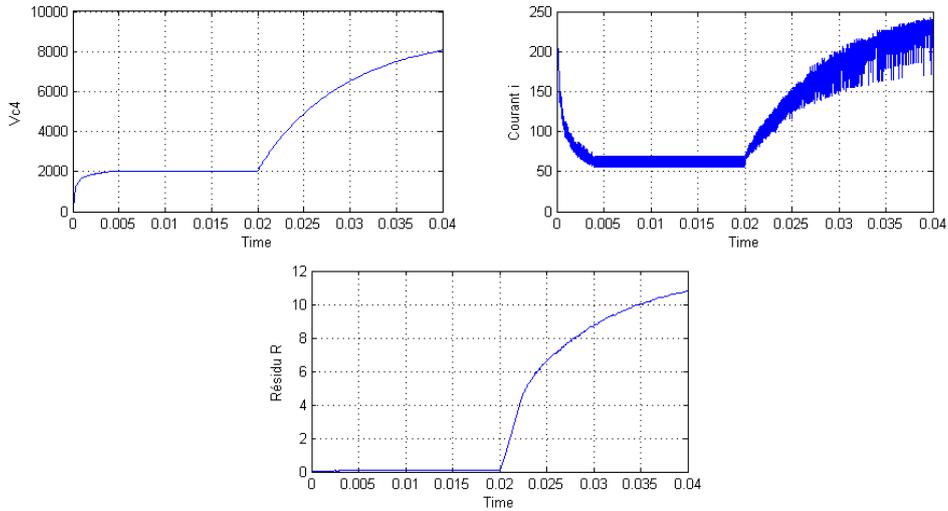


Figure II. 22 : Evolution de V_{c4} , I et R pour u_5 bloqué à 1.

Après avoir terminé toute la série de test pour tout les cas de figure possibles on conclut que cette méthode de diagnostic à base d'observateur par mode glissant s'avère juste et fiable. En effet, la détection se fait au bout de 10^{-4} seconde et la localisation varie en fonction des filtres utilisés en bloc de décision mais ne dépasse pas 10^{-3} seconde. Aussi, l'adoption de cette nouvelle approche décisionnelle, qui réduit le bloc de localisation, rend la phase terminale d'isolation simple à manipuler, c'est-à-dire qu'au lieu d'avoir utilisé 5 variables pour la localisation, on s'est restreints à seulement 3 variables pour chaque cas de panne dont le changement donne une décision indépendante des autres décisions. Cette approche est intéressante pour un convertisseur à nombre élevé de cellule du fait de la simplicité du bloc décisionnel final.

II.4.1.B.2. Observateur par mode glissant d'ordre supérieur:

Développant à présent l'observateur « super-twisting » pour le convertisseur 5 cellules :

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{I} + z_1 \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{I} + z_2 \\ \dot{\hat{V}}_{c3} = \frac{1}{C_3} \cdot (u_4 - u_3) \cdot \hat{I} + z_3 \\ \dot{\hat{V}}_{c4} = \frac{1}{C_4} \cdot (u_5 - u_4) \cdot \hat{I} + z_4 \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} - \frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{V}_{c1} - \frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{V}_{c2} - \frac{1}{L} \cdot (u_4 - u_3) \cdot \hat{V}_{c3} - \frac{1}{L} \cdot (u_5 - u_4) \cdot \hat{V}_{c4} + \frac{E}{L} \cdot u_5 + z_5 \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Avec :

$$\begin{cases} z_i = \lambda_i |\tilde{x}_i|^{1/2} \text{sign}(\tilde{x}_i) + v_i \\ \dot{v}_i = \alpha_i \text{sign}(\tilde{x}_i) \end{cases}$$

Où : - k_i sont des constante de Lipschitz positives.

- $\alpha_i > k_i \tilde{x}_{iM}$ et $\lambda_i > 4\sqrt{\alpha_i}$

Les résultats de simulation de cet observateur nous donnent :

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

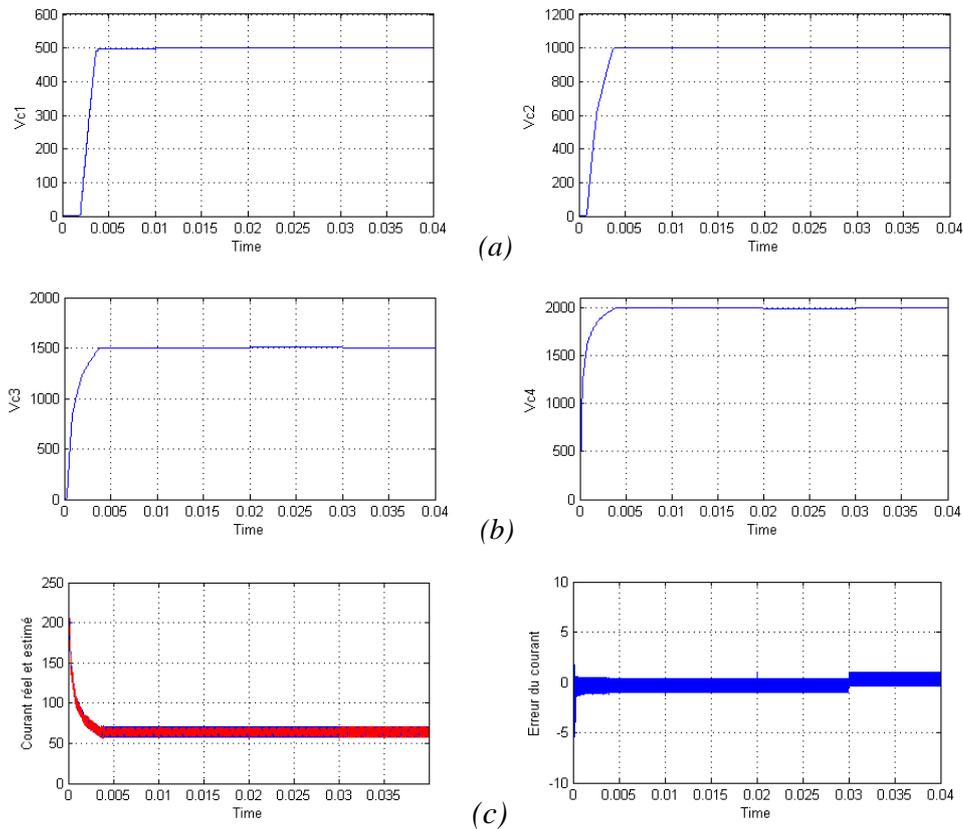


Figure II. 23 : (a) Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} .

(b) Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c3} et V_{c4} .

(c) Evolution du courant estimé et de l'erreur d'observation.

Nous allons a présent étudier la génération de résidu a partir de cet observateur. On utilise le même résidu que dans (II. 39) ainsi que la même logique décisionnelle donc :

Le résidu prendra la forme suivante :

$$R = \left\| \frac{|\Delta V_{c1}|}{V_{c1ref}} + \frac{|\Delta V_{c2}|}{V_{c2ref}} + \frac{|\Delta V_{c3}|}{V_{c3ref}} + \frac{|\Delta V_{c4}|}{V_{c4ref}} + \frac{|\Delta I|}{I_{ref}} \right\| \quad (\text{II. 41})$$

Le tableau II. 6 nous donne la logique décisionnelle adoptée :

Bloc logique décisionnel	Etat bloqué
V_{c1} diminue et I augmente	$u_1 = 1$
V_{c1} augmente et I diminue	$u_1 = 0$
V_{c1} augmente et V_{c2} diminue et I augmente	$u_2 = 1$
V_{c1} diminue et V_{c2} augmente et I diminue	$u_2 = 0$
V_{c2} augmente et V_{c3} diminue et I augmente	$u_3 = 1$
V_{c2} diminue et V_{c3} augmente et I diminue	$u_3 = 0$
V_{c3} augmente et V_{c4} diminue et I augmente	$u_4 = 1$
V_{c3} diminue et V_{c4} augmente et I diminue	$u_4 = 0$
V_{c4} augmente et I augmente	$u_5 = 1$
V_{c4} diminue et I diminue	$u_5 = 0$

Tableau II. 6 : Logique décisionnelle utilisée

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 0$ à $t= 0.2$ sec.

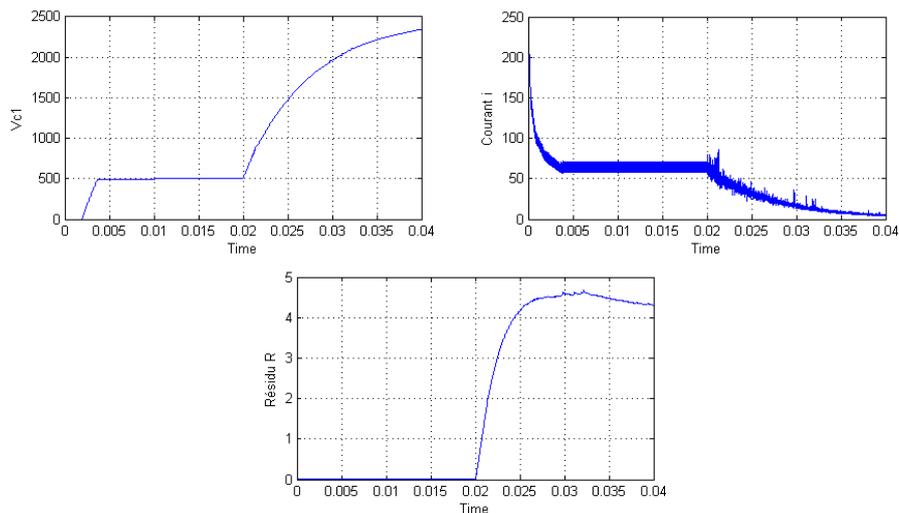


Figure II. 24: Evolution de V_{c1} , I et R pour u_1 bloqué à 1.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

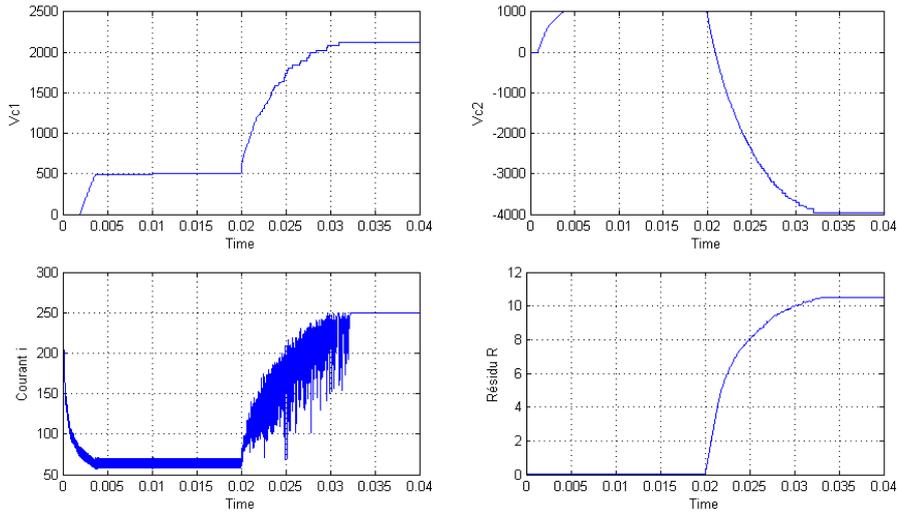


Figure II. 25 : Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_2 bloqué à 0.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 0$ à $t = 0.2$ sec.

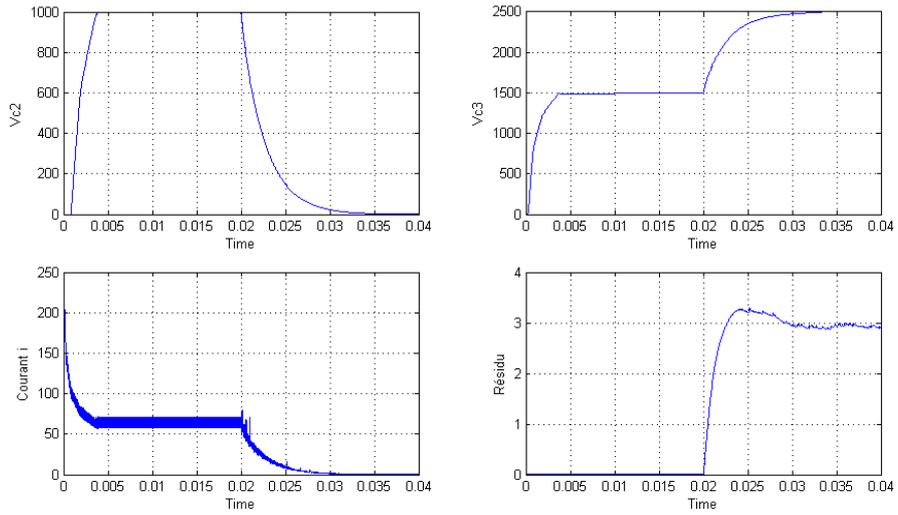
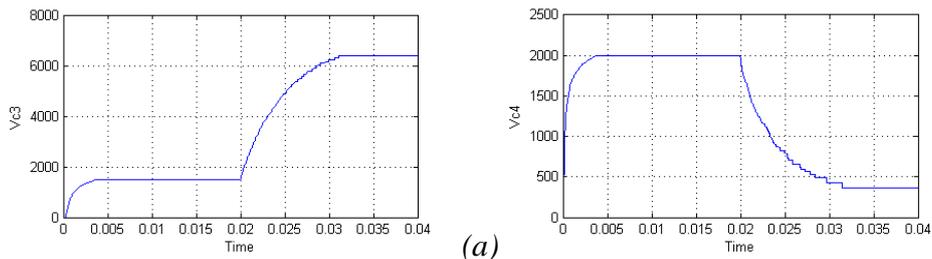


Figure II. 26 : Evolution de V_{c2} , V_{c3} , I et R pour u_3 bloqué à 1.

Test 4 : Si on introduit un blocage de $u_4 = 1$ à $t = 0.2$ sec.



(a)

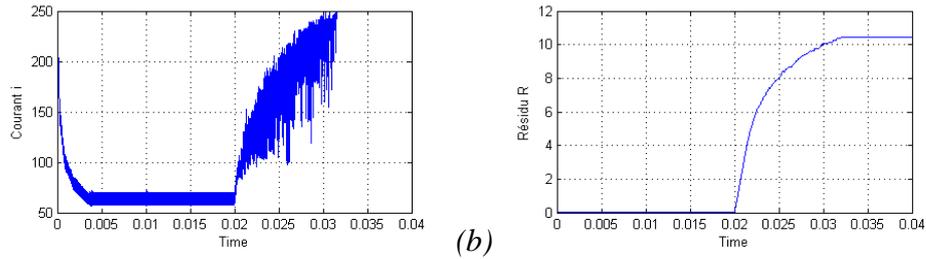


Figure II. 27 : (a), (b) Evolution de V_{c3} , V_{c4} , I et R pour u_4 bloqué à 0.

Test 5 : Si on introduit un blocage de $u_5 = 0$ à $t = 0.2$ sec.

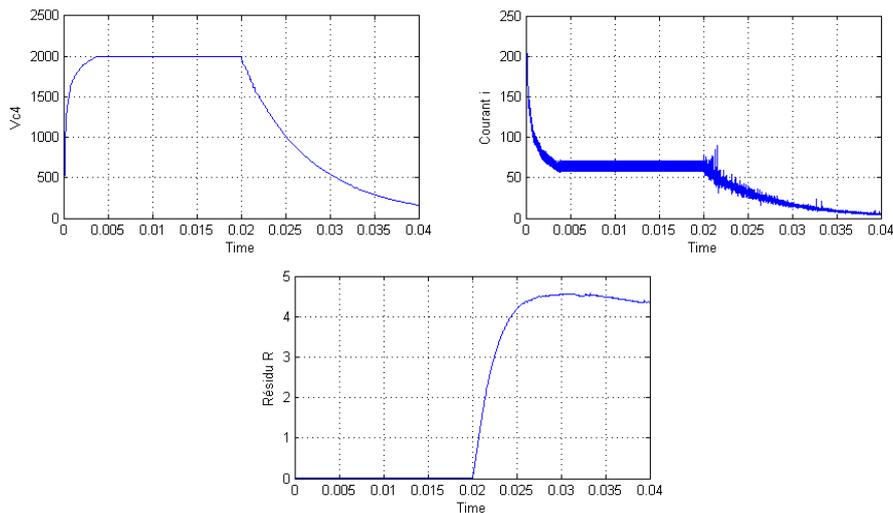


Figure II. 28: Evolution de V_{c4} , I et R pour u_5 bloqué à 1.

Après avoir terminé toute la série de test pour tout les cas de figure possibles on conclu que cette méthode de diagnostic à base d'observateur par mode glissant s'avère juste et répond pratiquement comme celle utilisée avec l'observateur par mode glissant sauf qu'en terme détection elle s'avère plus rapide mais le temps de localisation varie peut en raison d'utilisation du même raisonnement logique décisionnel.

II.4.1.C. Conclusion :

Le diagnostic de défaut cellule du convertisseur multicellulaire nous a montré dans un premier temps les conséquences que pourraient subir notre circuit et par la suite la concrétisation de différent résultat pour achever pleinement cette méthode de surveillance. L'utilisation de différents observateurs nous a permis dans un premier lieu de tester les temps de réponse de détection puis la génération de signal résiduel. Enfin une généralisation de la signature de fonctionnement en défaut a été développée qui nous a menés vers la proposition d'un bloc décisionnel généralisé testé sur un convertisseur 5 cellules.

II.4.2. Diagnostic du vieillissement des capacités des convertisseurs multicellulaires :

Les condensateurs représentent un des éléments constituant les convertisseurs électriques, ayant pour rôle le filtrage et le stockage d'énergie ce qui rend leur tâche soumise à différentes contraintes et par conséquent une durée de vie relativement faible par rapport aux autres composants des convertisseurs d'énergie. Parmi les causes de défaillances de ces éléments de stockage on trouve leur vieillissement.

II.4.2.A. Les causes de défaillance

Les condensateurs utilisés en électronique de puissance, surtout les électrolytiques, sont les éléments les plus fragiles dans un convertisseur. Ainsi, dans des conditions de fonctionnement normales, les défaillances dites immédiates ne se produisent pas à moins que n'apparaissent des surtensions ou des surintensités accidentelles, ou que la qualité de ces condensateurs ne soit pas surveillée.

En fonctionnement normal, d'autres phénomènes sont susceptibles d'intervenir et d'altérer les propriétés du condensateur au cours du temps [VAL03] et parmi ces phénomènes on trouve :

- L'altération chimique.
- La rupture des connexions.
- La perte d'électrolyte.

Et parmi les causes d'apparition de ses phénomènes on trouve :

- L'apparition de surtensions répétitives.
- La dégradation par tension inverse ;
- La dégradation par température ou courant élevé.

II.4.2.B. Etude du vieillissement des capacités du convertisseur 3 cellules :

Afin d'étudier le vieillissement des condensateurs dans le convertisseur 3 cellules on place en parallèle avec chaque condensateur une résistance R_i pour le i^{eme} condensateur. Cette résistance dont la valeur varie de 0 à $+\infty$ caractérisera en faite un vieillissement progressif qui dépend du temps et de la température car plus la température augmente plus les pertes sont considérables.

La figure(II. 29) nous donne le circuit du convertisseur à 3 cellules étudié.

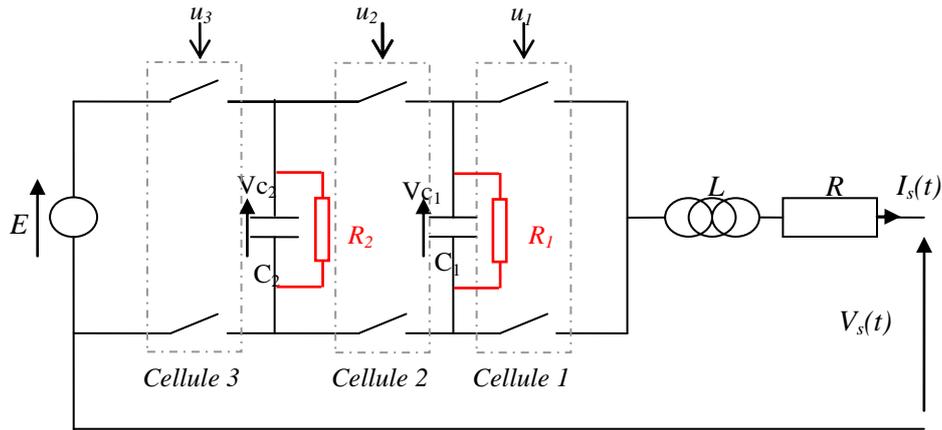


Figure II. 29: Circuit d'étude du vieillissement des condensateurs pour un bras 3 cellules.

Le modèle mathématique de ce circuit est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).I - \frac{1}{R_1 C_1}.V_{c1} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).I - \frac{1}{R_2 C_2}.V_{c2} \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}.I + \frac{E}{L}.u_3 - \frac{V_{c2}}{L}(u_3 - u_2) - \frac{V_{c1}}{L}(u_2 - u_1) \end{cases} \quad (II. 42)$$

Avec :

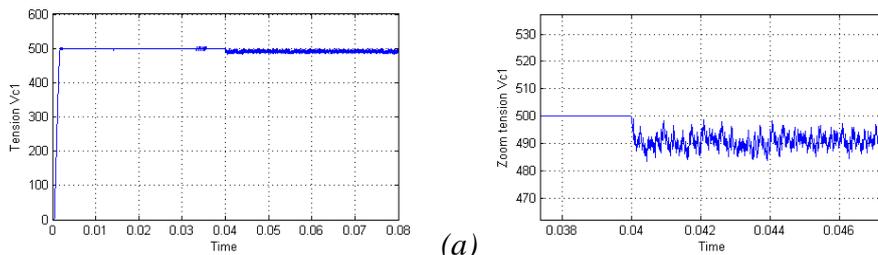
$$R_i = \begin{cases} +\infty & \Rightarrow \text{Condensateur parfait} \\ 0 & \Rightarrow \text{Défaillance totale du condensateur} \end{cases}$$

On effectue à présent des simulations avec une introduction de différent têt de vieillissement, les paramètres de simulation sont :

Les résultats sont donnés en Volt et en Ampère sur une unité de temps en seconde.

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C1=C2= 40\mu F, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref}= 40 \text{ A},$$

Test 1: Introduction d'un défaut brusque sur C_1 à $t=0.04s$



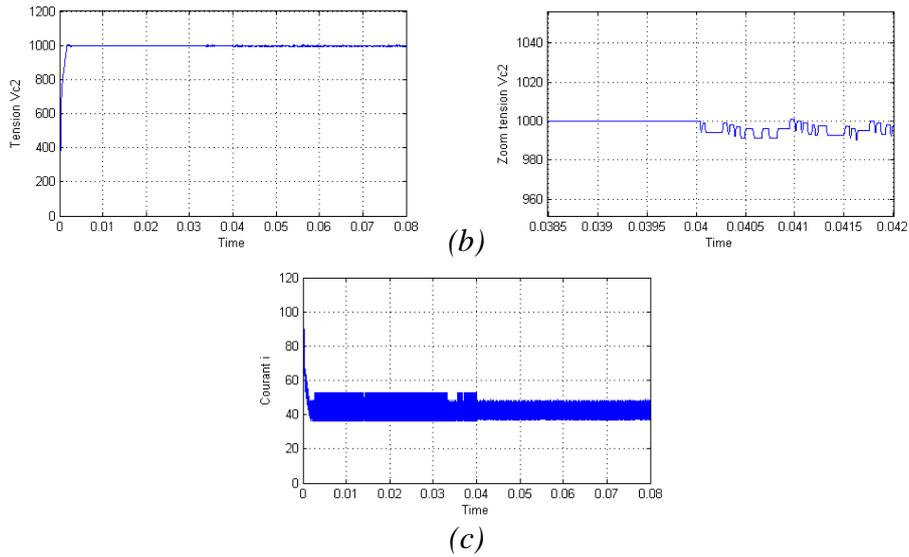


Figure II. 30: (a) Evolution de la tension V_{c1} .
 (b) Evolution de la tension V_{c2} .
 (c) Evolution du courant.

Test 2: Introduction d'un défaut brusque sur C_2 à $t=0.04s$

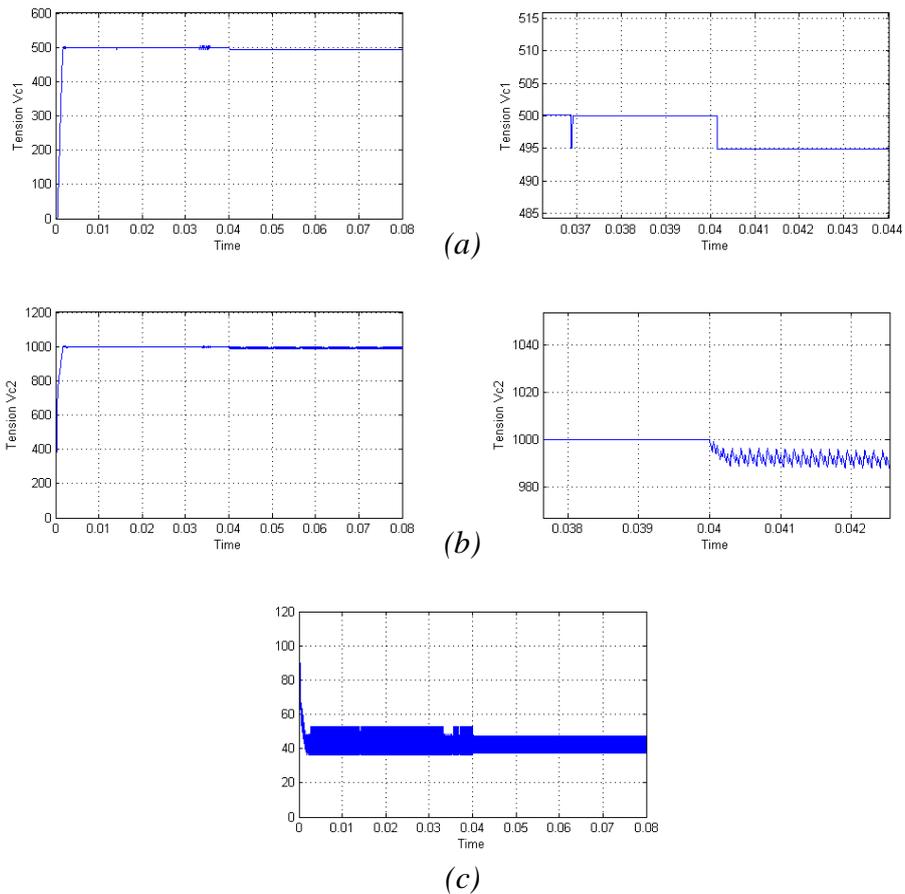


Figure II. 31 : (a) Evolution de la tension V_{c1} .
 (b) Evolution de la tension V_{c2} .
 (c) Evolution du courant.

Test 3: Introduction d'un défaut progressif sur C_1 à $t=0.04s$.

On note juste que le vieillissement a été accélérer juste pour voir les conséquences d'une telle défaillance.

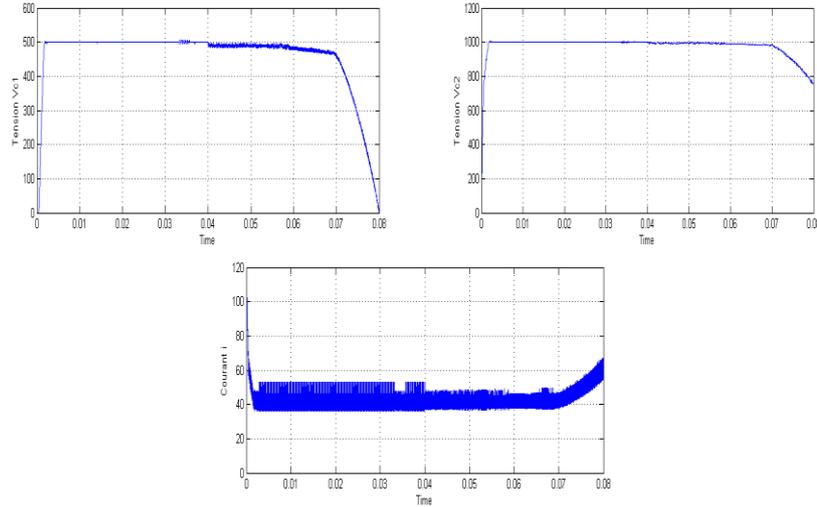


Figure II. 32: Evolution de V_{c1} , V_{c2} et du courant I .

Après avoir effectué cette série de test on note que les conséquences d'une telle défaillance touchent toutes les variables d'état c'est-à-dire que le vieillissement d'un des deux condensateurs touche toutes les variables d'état du système. L'utilisation des observateurs étudiés précédemment s'avérera fausse pour ce cas de figure car la structure du système change ainsi les observations calculées ne refléterons ni un fonctionnement sain ni un fonctionnement en défaut mais un fonctionnement inexploitable.

On propose pour le diagnostic de ce vieillissement l'adaptation du concept d'inversion du système à gauche non pas au calcul des variables d'état ou de la commande appliquée mais plutôt au calcul d'un vecteur résidu sensible à la variation de la résistance parallèle. Aussi, avons-nous utilisé cette méthode car ce processus de défaillance est souvent progressif et lent. Pour utiliser cette méthode on suppose uniquement que les variables du système sont mesurables. Le résidu proposé aura la forme suivante :

$$r = \begin{bmatrix} \exp \left[-\frac{1}{(\dot{V}_{c1} - \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1)) \cdot I} \cdot V_{c1} \right] \\ \exp \left[-\frac{1}{(\dot{V}_{c2} - \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2)) \cdot I} \cdot V_{c2} \right] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 43})$$

Ce vecteur dont les éléments $r(1)$ et $r(2)$ seront sensibles respectivement à un vieillissement des condensateurs C_1 et C_2 et prendront les valeurs $r(i) = 0$ pour un condensateur sain et $r(i) = 1$ pour une défaillance totale.

On effectue à présent une série de test de simulation avec le calcul du vecteur résidu. Les paramètres de simulation sont :

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C1=C2= 40\mu F, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref}= 40 \text{ A}.$$

Test 1: Introduction d'un défaut brusque sur C_1 à $t=0.04s$.

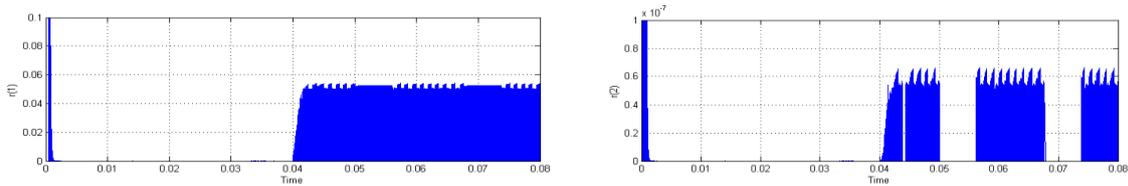


Figure II. 33: Evolution de $r(1)$ et $r(2)$.

Test 2: Introduction d'un défaut brusque sur C_2 à $t=0.04s$.

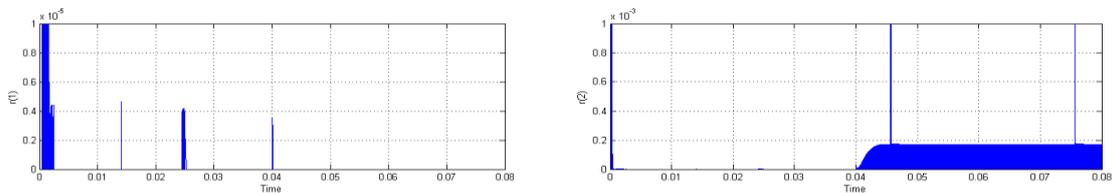


Figure II. 34: Evolution de $r(1)$ et $r(2)$.

Test 3: Introduction d'un défaut progressif sur C_1 à $t=0.04s$.

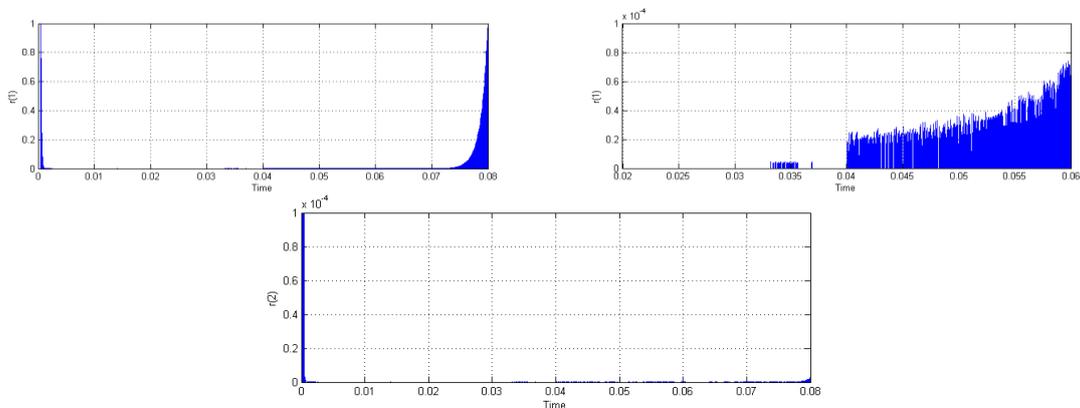


Figure II. 35: Evolution de $r(1)$, zoom sur $r(1)$ et $r(2)$.

II.4.2.C. Conclusion :

Les résultats de simulation nous montre clairement que la détection ainsi que l'isolation de ce type de défauts avec le signal résiduel utilisé sont assurées pour les différentes capacités du circuit.

Aussi l'utilisation de cette méthode impose une détection de défaillance indépendante des détections de défauts cellules ceci est du au choix spécifique du résidu.

Cette méthode pourrait aussi permettre d'estimer le taux de défaillance du vieillissement du condensateur en faisant l'étalonnage de la variation du résidu par rapport au taux de vieillissement du condensateur.

Chapitre III

COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

III.1. Les systèmes tolérants aux défauts

III.1.1. Objectifs de la commande tolérante aux défauts

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts. Un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité et amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité, en présence d'un défaut. Pour pallier de telles catastrophes, de nouvelles lois de commande ont été développées dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système [Wu01]. Dans le domaine industriel ou en aéronautique, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur de la redondance matérielle à base d'actionneurs et de capteurs. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert aussi un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien.

La tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande avec une structure permettant de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque des capteurs ou des actionneurs sont défectueux.

La commande tolérante aux défauts est généralement classée en deux approches distinctes : une approche passive (Passive Fault Tolerant Control, PFTC) et une approche active (ActiveFault tolerant Control, AFTC). Dans le cadre de la première approche, les régulateurs sont synthétisés de façon à être robuste à certains défauts [ETE95]. L'idée principale est de faire en sorte que le système en boucle fermée (BF) soit robuste aux incertitudes et à quelques défauts spécifiques. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande mais sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts.

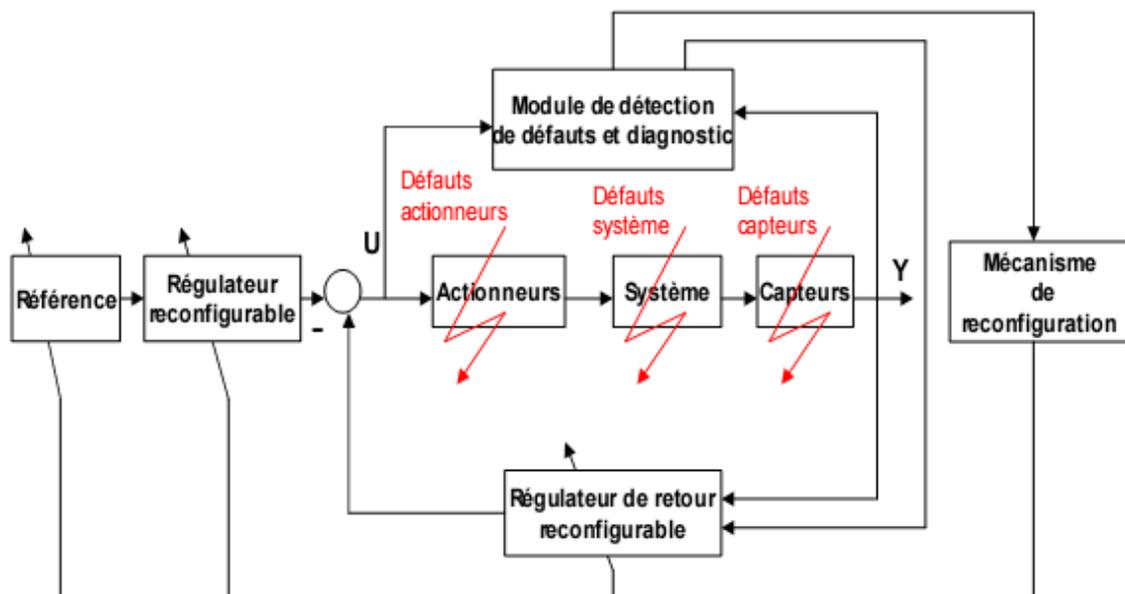


Figure III.1 : Principe d'un système de commande tolérante aux défauts

A l'opposé de la voie passive, l'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure II.1 présente un schéma typique de systèmes de

commande tolérante aux défauts [PAT97], [ZHA03] avec 4 principaux composants : un bloc de diagnostic de défauts (en anglais Fault Detection and Diagnosis, FDD) donnant des informations en temps réel, un mécanisme de reconfiguration, un régulateur reconfigurable et une référence appliquée au système. Dans le schéma de FDD, les paramètres en défaut ainsi que les variables d'état du système doivent être estimés en ligne. Ce schéma de FDD doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal. A partir de cette information en ligne produite par le module de FDD, le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales. De plus, afin d'assurer que le système en boucle fermée soit capable de suivre la commande de référence/trajectoire spécifiée même en présence de défauts, un régulateur "feedforward" reconfigurable doit pouvoir être synthétisé pour réaliser un asservissement. Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster l'entrée de commande ou la trajectoire de référence automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts.

L'AFTC requiert tout d'abord, de synthétiser un schéma de FDD permettant de fournir de manière aussi précise que possible une information sur les défauts éventuels (l'instant d'apparition, le type et l'amplitude du défaut) ainsi qu'un modèle de défaut du système. Puis, de synthétiser en ligne un nouveau régulateur (reconfigurable ou restructurable) en réponse aux défauts du système et de compenser l'effet de ceux-ci tout en assurant la stabilité et les performances de l'ensemble [ROD05].

III.2. Commande linéarisante :

La linéarisation exacte [SLO94, FOS93] est une approche pour la construction de correcteur non linéaire. L'idée principale de cette méthode est d'effectuer une transformation algébrique d'un système dynamique non linéaire, en un système totalement ou partiellement linéaire. Ainsi après transformation, toutes les techniques de synthèse de correcteurs linéaire peuvent être appliquées. L'intérêt de cette méthode est qu'elle effectue une transformation exacte du système d'état non linéaire, sans passer par une approximation linéaire comme les techniques de linéarisation classiques (Jacobien) [FOS93].

La linéarisation exacte d'un système peut donc être vue comme une méthode pour transformer un modèle de système vers un modèle ayant une forme plus simple. Cette méthode a été utilisée avec succès dans de nombreuses applications [WES94, FRI93, PIO92, LUC87, OUK94]

Néanmoins, un nombre important d'inconvénient et de limitation est lié à cette méthode comme nous le verrons au cours de cette étude.

Après quelques rappels nécessaires, nous appliquerons cette méthode au découplage d'un hacheur 5 cellules.

III.2.1.Rappels :

III.2.1.A. Définition de la modélisation du système non linéaire :

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

$$(\Sigma) \begin{cases} \dot{X} = f(X) + \sum_{k=1}^m g_k(X)u_k \\ y_j = h_j(X) \end{cases} \quad \text{Avec } 1 \leq j \leq p \quad (\text{III.1})$$

Où : $X \in \Omega$ est le vecteur d'état avec $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ et m le nombre d'entrées.

Les fonctions f, g_1, \dots, g_k sont des applications vectorielles de Ω dans \mathbb{R}^n et les fonctions h_j sont des fonctions de valeurs réelles définies sur Ω . Nous nous intéresserons plus particulièrement aux systèmes carrés donc on supposera $n = m$.

Une représentation vectorielle peut être donnée par :

$$f(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ \vdots \\ f_n(X) \end{pmatrix}, g_k(X) = \begin{pmatrix} g_{1k}(X) \\ \vdots \\ g_{nk}(X) \end{pmatrix} \text{ et } h(X) = \begin{pmatrix} h_1(X) \\ \vdots \\ h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

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

III.2.1.B. Dérivée de Lie :

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

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial X} \quad (\text{III.3})$$

Le Jacobien est une matrice $n \times n$ qui a pour éléments $(\nabla f)_{kj} = \frac{\partial f_k}{\partial x_j}$ (III.4)

On pose maintenant une fonction scalaire $h_j(X)$ lisse et un champ de vecteurs lisse $f(X)$.

On définit une nouvelle fonction scalaire $L_f h_j$ appelée dérivée de lie de h_j par rapport à f comme suit :

$$L_f h_j(X) = \sum_{k=1}^m \frac{\partial h_j(X)}{\partial x_k} f_k(X) = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} f(X) \quad (\text{III.5})$$

III.2.2. Résultat général :

En reprenant le modèle du système donné par e1, on peut écrire la première dérivée de y_i à l'aide des dérivées de Lie :

$$\dot{y}_j = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \dot{X} = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \left(f(X) + \sum_{k=1}^m g_k(X) u_k \right) \quad (\text{III.6})$$

On obtient alors : $\dot{y}_j = L_f h_j(X) + \sum_{k=1}^m (L_{g_k} h_j(X)) u_k$ (III.7)

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

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(X) + \sum_{k=1}^m L_{g_k} (L_f^{(r_j-1)} h_j(X)) u_k \quad (\text{III.8})$$

Les nombre obtenus r_j sont appelés les degrés relatifs.

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

$$\Delta(X) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) & \dots & L_{g_m} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) & \dots & L_{g_m} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

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

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(X) \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Il est possible de réécrire l'équation (II.8) en utilisant (II.9) et (II.10) :

$$Y = \begin{pmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{pmatrix} = \Delta_0 + \Delta(X) \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

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

Théorème :

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

$$\text{Rang } \Delta(X) = m \quad \forall X \in \Omega$$

✓ si cette condition est satisfaite alors le retour d'états non-linéaire

$$u(X) = \alpha(X) + \beta(x)v$$

$$\text{Avec} \quad \begin{cases} \alpha(X) = -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) \\ \beta(X) = \Delta^{-1}(X) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Et v le nouveau vecteur d'entrée

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

$$y_j^{(r_j)} = v_j \quad \forall j \in [1, \dots, m] \quad (\text{III.13})$$

On effectue sur le système ainsi linéarisé (**Figure III.2**) par retour d'état non linéaire un second bouclage afin d'imposer au système la dynamique désirés. Toutes les méthodes de synthèse de correcteurs linéaires pourront ainsi être utilisées.

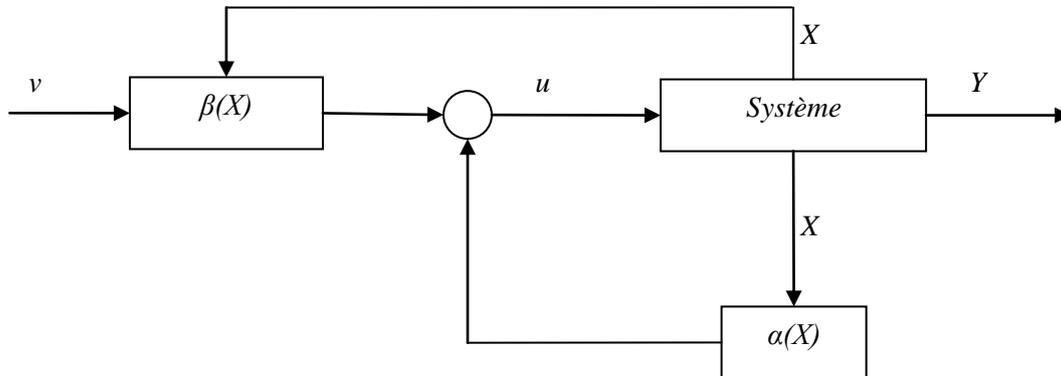


Figure III.2 : Représentation du découplage par linéarisation exacte

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

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

On obtient après découplage le schéma de la **Figure III.3** pour le cas particulier ou les degrés relatifs sont égaux à 1.

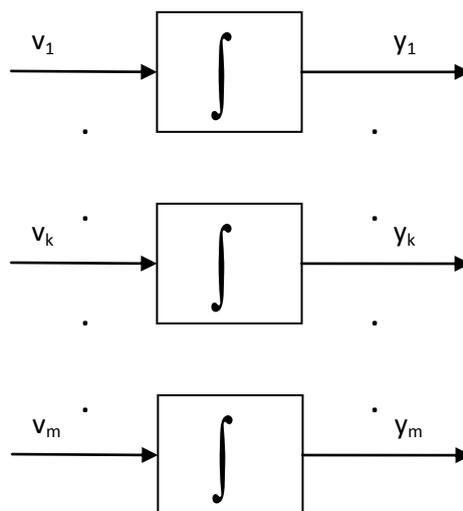


Figure III.3 : Système découplé.

III.3. Application a un convertisseur 5 cellules :

III.3.1. Application au calcul de découplage :

III.3.1.A. Calcul du découplage :

Nous allons maintenant applique cette méthode à un convertisseur 5 cellules. Le vecteur d'état du système est donc d'ordre 5 et se trouve composé des quatre tensions $v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{c4}$ et du courant de la charge i_l .

Le modèle utilisé pour le convertisseur sera donc un modèle non linéaire affine donné par l'équation. (Voir Chapitre I)

Les entrées u_k symbolisent les rapports cycliques moyens pour chaque cellule, et les fonctions $f_5(X)$ et $g_5(X)$ sont données par les équations. (Voir Chapitre I)

Les fonctions $g_{5k}(X)$ représenteront alors les colonnes de la matrice $g_5(X)$. De plus nous avons que toutes les tensions condensateurs sont mesurée, donc que la fonction $h_5(X)$ peut être exprimé par :

$$h_5(X) = I_5 X \quad \text{avec} \quad I_5 = \text{Matrices identité d'ordre 5} \quad (\text{III.14})$$

On calcule le découplage pour le système, c'est-à-dire les matrices $\Delta(X)$ et $\Delta_0(X)$. On obtient les conditions de validité du découplage pour $\det[\Delta(X)] = a_1 a_2 a_3 a_4 E x_5^2 \neq 0$ qui sont données par :

$$E \neq 0 \quad \text{et} \quad x_5 \neq 0 \quad (\text{III.15})$$

La condition sur la tension d'entrée n'est pas la plus gênante puisque qu'elle sera généralement vérifiée en fonctionnement normal. Par contre, nous étudierons de façon détaillée le démarrage du système et le fonctionnement à faible courant.

Le calcul du découplage conduit à des degrés relatifs égaux à $r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = r_5 = 1$.

Le système se trouve complètement découplé ($r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + r_5 = 5 = n$) et chaque sortie peut-être représentée par un intégrateur.

Sous les conditions exprimées dans (III.15), les valeurs obtenues pour le calcul du découplage sont données par (III.16).

$$\Delta_0 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -b_0 x_5 \end{pmatrix} \text{ et } \Delta^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{C_1(x_1 - E)}{Ex_5} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2 x_2}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2 x_2}{Ex_5} & \frac{C_3 x_3}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2 x_2}{Ex_5} & \frac{C_3 x_3}{Ex_5} & \frac{C_4 x_4}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{pmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Le retour d'état peut donc s'exprimer par :

$$\alpha(X) = -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) = \left(\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right)^T \quad (\text{III.17})$$

$$\text{et } \beta(X) = \Delta^{-1}(X) \quad (\text{III.18})$$

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

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = v_{c1} = v_1 \\ \dot{y}_2 = v_{c2} = v_2 \\ \dot{y}_3 = v_{c3} = v_3 \\ \dot{y}_4 = v_{c4} = v_4 \\ \dot{y}_5 = i_l = v_5 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Avant de présenter les résultats de simulation, nous allons mettre en évidence un problème de singularité et proposer une solution pour le traiter.

III.3.1.B. Traitement des singularités

Comme nous l'avons remarqué lors du calcul du découplage pour un convertisseur 5 cellules, nous obtenons deux singularité qui sont données par $x_5 = i_l = 0$ et $E = 0$. Pour ces deux points de fonctionnement et dans leurs voisinages respectifs, la commande par découplage non linéaire présentée perd sa validité. Il nous faut donc d'abord au niveau de la régulation détecter ces cas et leur proximité et ensuite envisager pour ces cas particuliers une régulation qui nous permet de conserver le contrôle du système.

✓ Passage par zéros de la tension d'entrée E :

La première observation est que le passage par zéros de la tension d'entrés sera beaucoup plus simple à traiter que le passage par zéros du courant de charge. En effet, en fonctionnement normal, la tension d'entrée E sera toujours égale ou supérieur à une tension d'entrée positive.

Pour éviter cette singularité, nous bloquerons la commande tant que ou dès que la tension d'entrés sera inférieur à une tension critique donnée. Pour un convertisseur p cellules, les tensions internes des condensateurs en régime permanent correspondent à des fractions de la tension d'entrée égales à :

$$v_{ck} = \frac{kE}{p}$$

On prendra donc une tension minimale d'entrée de fonctionnement E_{\min} inférieur à E/p . Donc tant que l'on aura $E < E_{\min}$ la commande par découplage non linéaire ne sera pas opérationnelle et le problème de singularité par rapport à la tension d'entrée sera alors résolu.

✓ Passage par zéros du courant $x_5 = i_l$:

Nous avons précédemment montré que lors du passage par zéros du courant de charge ($x_5 = 0$), la procédure de découplage conduisait à une singularité. Détecter le passage par zéros dans notre procédure de régulation ne pose pas de problème particulier. De ce test découle le traitement suivant :

- ✓ $x_5 \neq 0$: On régule alors en utilisant la procédure de découplage.
- ✓ $x_5 = 0$: On passe en franchissement de singularité.

Par l'observation de la structure du système, on peut aisément en déduire que lorsque le courant est nul ou au voisinage de zéros, l'influence des commandes appliquées en valeur moyenne pour la commande est très faible, voire nulle. Dans ce cas, quelle que soit la différence de rapport cyclique moyen appliquée au bornes d'un condensateur, la valeur de la tension à ses bornes n'évoluera que très peu.

La deuxième observation nous montre que lorsque le courant est nul (au démarrage par exemple), notre action peut être une commande simple de type proportionnel afin de démarrer l'évolution du courant. Ainsi, notre procédure de traitement ($x_5 = 0$) se résumera donc à effectuer une régulation proportionnelle sur chaque variable d'état.

Nous avons donc montré que pour effectuer une régulation par découplage, deux tests, l'un sur la variable d'état x_5 et l'autre sur E étaient à effectuer afin de traiter les cas singuliers dus à la structure du montage.

Il est tout de même intéressant de noter que la singularité $x_5 = 0$ vient du fait qu'avec le modèle aux valeurs moyennes, lorsque le courant est nul les tensions condensateurs sont des variables d'états non commandables. Ceci explique pourquoi la procédure de découplage n'est plus valable. On remarque donc que c'est le fait de vouloir découpler les tensions internes v_{c1}, v_{c2}, v_{c3} et v_{c4} par rapport à i_l qui induit cette singularité.

III.3.2. Boucle proportionnelle :

III.3.2.A. Calcul des dynamiques :

Après le retour d'état non linéaire nous obtenons donc cinq sous-systèmes découplés, représentés par des intégrateurs (**Figure III.3**). Nous allons mettre en place des correcteurs linéaires afin de réguler les cinq grandeurs d'état.

Pour chacune des variables d'état, nous allons envisager tout d'abord un correcteurs proportionnel don l'équation pour la commande de la boucle k est donné par (III.20). La figure (**III.4**) représente la boucle de régulation linéaire appliquée au système découplé.

$$v_k = K_{pk} (x_{kref} - x_k) \quad \text{avec } 1 \leq k \leq m \text{ et } K_{pk} > 0 \quad (\text{III.20})$$

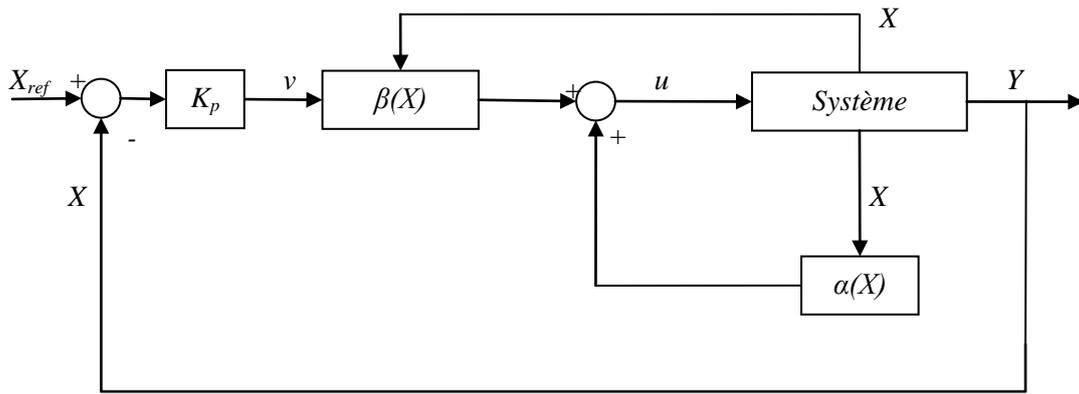


Figure III.4 : Boucle de régulation avec correcteur proportionnel

On obtient alors pour chaque variable d'état une fonction de transfert en boucle ouverte (BO) du type :

$$T_{BO_k}(p) = \frac{K_{pk}}{p} \quad (III.21)$$

Et donc en boucle fermée :

$$T_{BF_k}(p) = \frac{1}{1 + \tau_k p} \quad \text{avec } \tau_k = \frac{1}{K_{pk}} \quad (III.22)$$

On imposera donc sur chaque boucle la dynamique désirée par le réglage des gains. Dans ces conditions, nous pouvons avec ce type de régulateur imposer :

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

III.3.2.B. Simulations

Nous allons montrer le fonctionnement de la procédure de découplage.

Paramètres de simulation sont :

$$E = 2500, R = 10 \Omega, C_1=C_2=C_3=C_4= 40\mu F, L = 1.5 mH$$

$$K_{p1}= K_{p2}= K_{p3}= K_{p4}= K_{p5}=2000$$

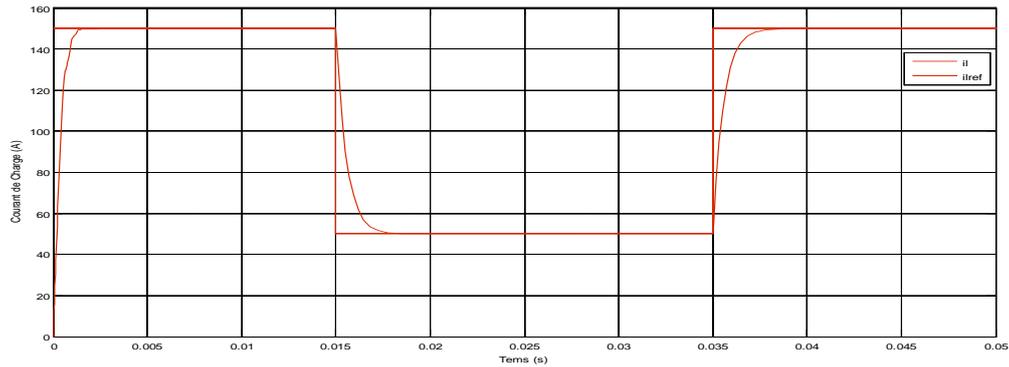


Figure III.5 : Courant de charge avec variation de la référence à $t=15ms$ et $t=35ms$.

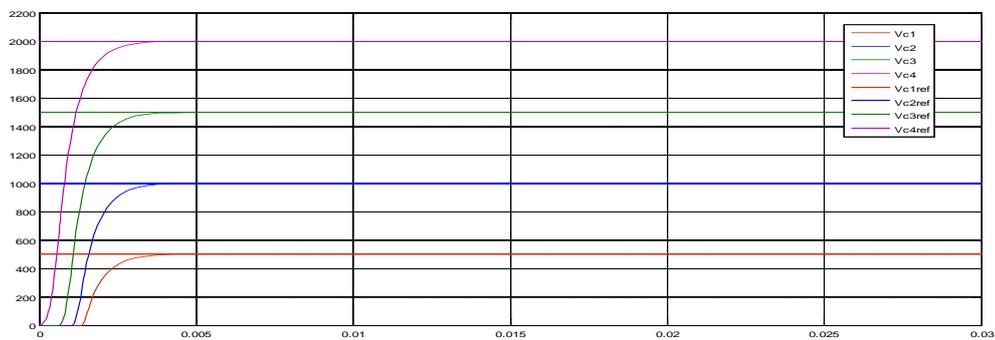


Figure III.6 : Tensions internes (insensible aux variations du courant).

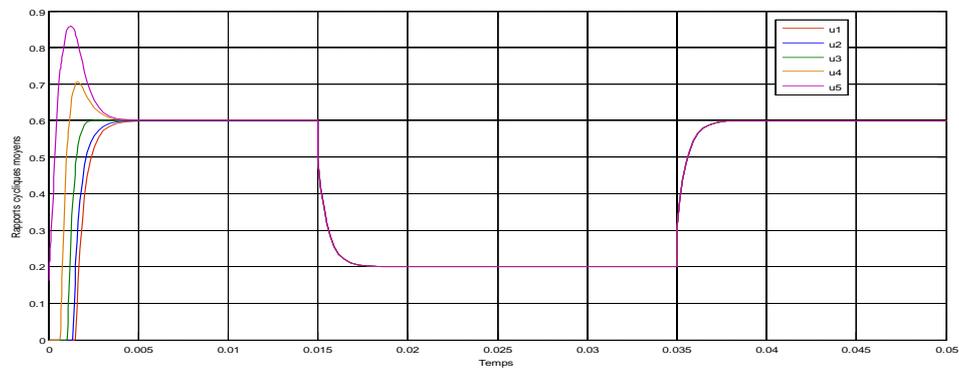


Figure III.7 : Rapports cycliques moyens.

On note que les variations imposées au courant n'affecte pas les tensions internes du convertisseur on a donc un bon découplage des grandeurs d'état.

Les figures (III.8, III.9) représente la réponse du système à une perturbation de la commande u_1 à l'instant $t=0.03s$ de 20% (+0.2), on voit bien que le courant ainsi que la tension interne V_{c1} s'éloignent de leur référence laissant une erreur statique s'installer, cela

est due au limite du régulateur proportionnel, nous allons remédier a ce problème en ajoutant un intégrateur dans la boucle de régulation.

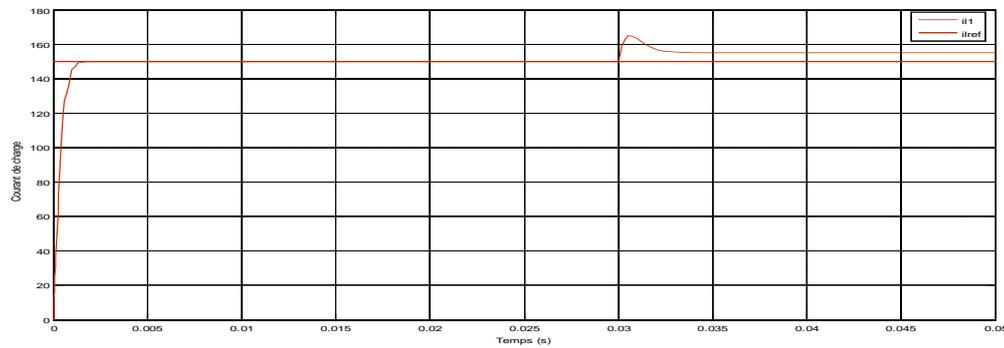


Figure III.8 : Courant de charge avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$

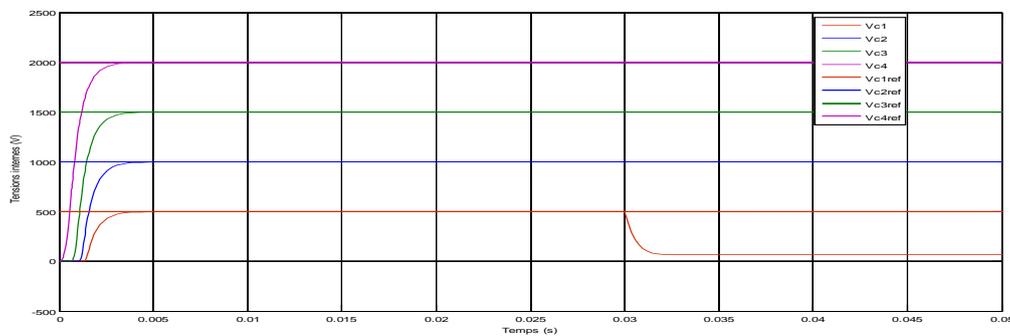


Figure III.9 : Tensions internes avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$

III.3.3. Boucle de régulation intégrale proportionnelle

Nous avons vu au cours du paragraphe précédent qu'un correcteur proportionnel, bien que possédant une structure intéressante de par sa simplicité ne suffisait pas pour rejeter l'effet des perturbations qui pouvaient apparaître sur le système. Nous allons maintenant envisager une structure de régulations possédant une intégration. Cette structure devra annuler les perturbations sur le système linéarisé due à une erreur de paramètres ou une perturbation sur les rapports cycliques moyens [GAT97].

Plusieurs solutions s'offrent à nous. Soit prendre un correcteur de Type PI ou IP, soit un correcteur plus complexe. Nous avons choisi d'implanter un correcteur de type IP qui possède deux boucles imbriquées comme nous le montre la figure (III.10)

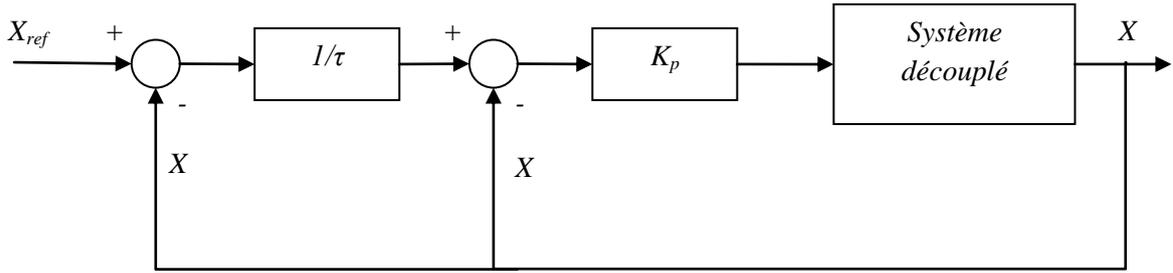


Figure III.10 : Boucle avec correcteur IP

Le choix réside dans le fait que la dynamique imposée par le concepteur n'est pas modifiée par l'ajout d'un zéro dans la fonction de transfert en boucle ouverte comme on peut l'observer pour une structure PI classique [BUL82]. La première boucle proportionnelle sera donc calculée comme précédemment, c'est-à-dire afin d'imposer une dynamique désirée sur chaque variable d'état. La deuxième boucle sera implantée pour compenser d'éventuelles perturbations et annuler l'erreur sur le courant. L'effet intégral du régulateur IP sera calculé de façon classique, c'est-à-dire afin d'assurer une bande passante et un amortissement donné [GAT97].

Le Calcul du coefficient intégral s'effectuera dans le cas où le système est parfaitement découplé, donc à partir des équations données par (III.19). Dans ce cas, la fonction de transfert en boucle fermée du système avec correcteur IP peut s'écrire :

$$T_{BF_k}(p) = \frac{1}{\tau_k \tau_{ik} p^2 + \tau_{ik} p + 1} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega^2} + \frac{2m_k}{\omega_{0k}} p + 1} \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$$\tau_k = \frac{1}{K_{pk}} \quad (\text{III.24})$$

On identifie alors les deux termes de l'égalité précédente afin d'exprimer m_k et τ_{ik} on obtient :

$$\begin{cases} m_k = \frac{1}{2} \tau_k \omega_{0k} \\ \omega_{0k} = \sqrt{\frac{K_{pk}}{\tau_{ik}}} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Par le choix de K_{pk} et τ_{ik} , on pourra donc fixer la bande passante du système et son amortissement. On effectuera d'abord le calcul K_{pk} afin d'appliquer la dynamique désirée sur

le système découplé, puis on calculera l'effet intégral afin d'obtenir m_k et ω_{0k} souhaités que ne sont pas indépendants avec un IP dans ce cas [GAT97].

Simulations :

Paramètres de simulation sont :

$$E = 2500, R = 10 \Omega, C_1=C_2=C_3=C_4= 40\mu F, L = 1.5 mH$$

$$K_{pk}=5000, \tau_{ik}=550 \times 10^{-6}$$

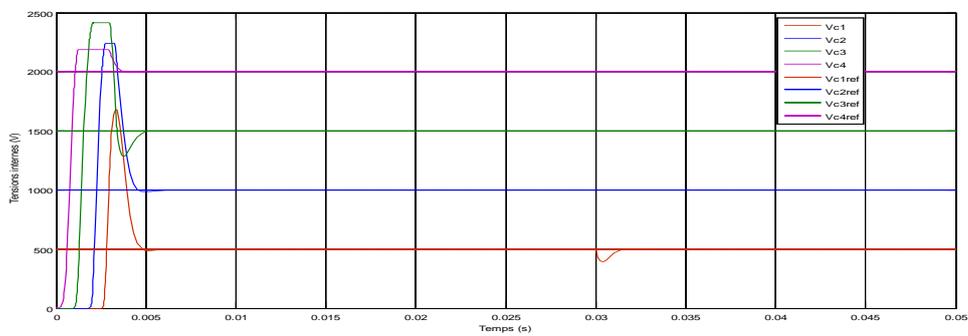


Figure III.11 : Tension internes avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$.

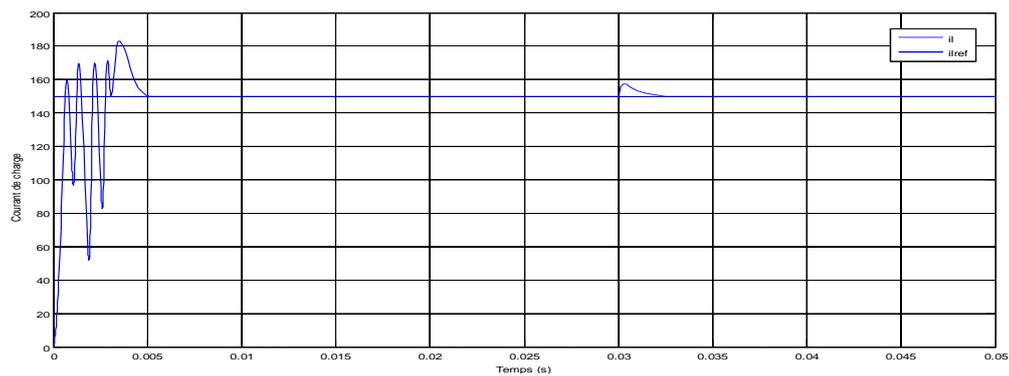


Figure III.12 : Courant de charge avec perturbation de $u_1 (+0.2)$ à $t=0.03s$.

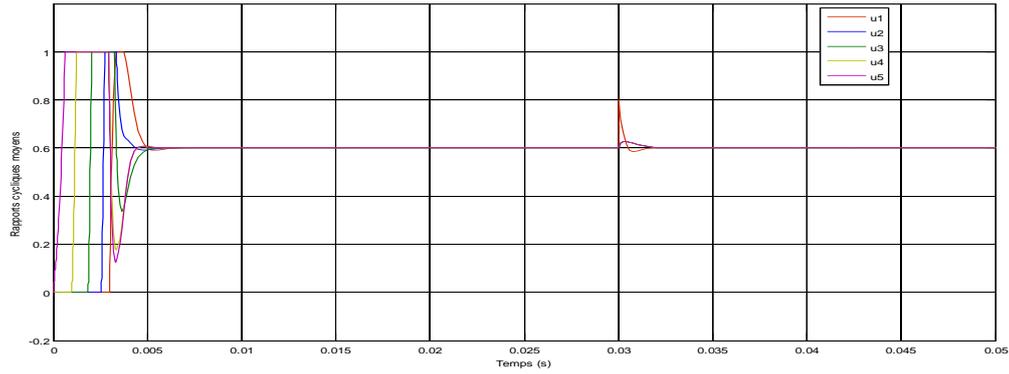


Figure III.13 : Rapport cycliques moyens avec perturbation de u_1 (+0.2) à $t=0.03s$.

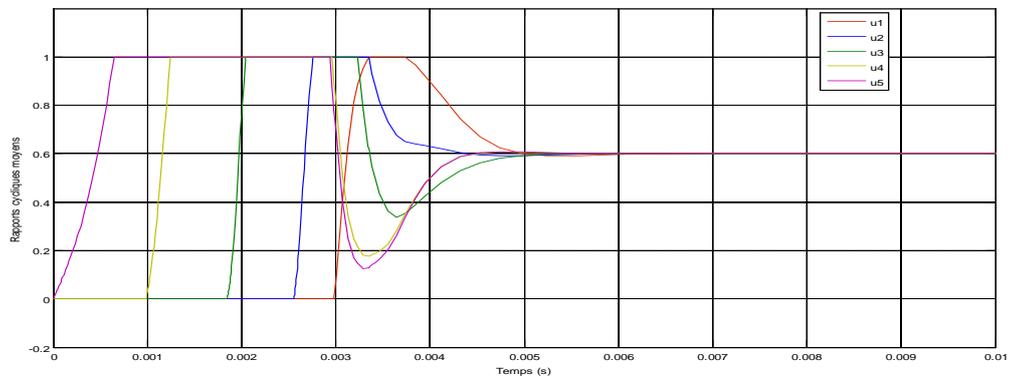


Figure III.14 : Rapports cycliques moyens (saturations des commandes)

Les figures (III.11, III.12, III.13) nous montre la réponse du système a une perturbation de 20% de la commande u_1 on voit bien que le système est robuste face a cette perturbation grâce a l'intégrateur dans la boucle de régulation néanmoins on remarque que pendant la phase de démarrage lors ce que le courant est faible des perturbations apparaisse dans ce dernier et ce a cause de la saturation des rapports cycliques comme le montre la figure (III.14).

Afin de remédier a ce problème divers solutions sont alors envisageables la plus simple consistent à limiter les dynamiques de réglage K_{pk} , on peut aussi introduire un filtre d'entrée pour donner une dynamique d'évolution de la tension d'entrée E.

III.3.4. Généralisation de la commande linéarisante :

Le calcul des matrices de la commande linéarisante n'est pas chose facile, pour cela on généralise la forme de ces matrices pour un convertisseur à p cellules comme suit :

$$\beta_n = \begin{bmatrix} \frac{C_1(x_1 - E)}{Ex_n} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_n} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_n} & \frac{C_2 x_2}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_n} & \frac{C_2 x_2}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_n} & \frac{C_2 x_2}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2} x_{n-2}}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (III.26)$$

Et
$$\alpha_n = \left[\frac{R}{E} x_n \quad \dots \quad \frac{R}{E} x_n \right]^T \quad (III.27)$$

La démonstration de cette généralisation est faite par récurrence avec des résultats de simulation qui confirment la propriété de cette généralisation.

III.4. Stratégie de commande en cas de defaults :

III.4.1. Analyse du convertisseur en cas de blocage cellule :

Lors du fonctionnement du convertisseur des defaults peuvent apparaître tel que le blocage cellule qui auront pour conséquence des commande erronées qui se répercuteront sur le système et le processus. Nous allons voir le cas du blocage de u_1 à l'état 0.

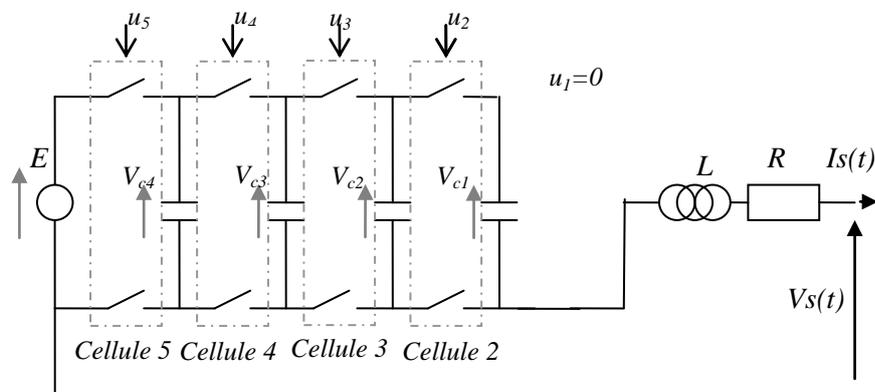


Figure III.15 : Structure du convertisseur en cas de blocage de u_1 à l'état 0

En remplaçant u_1 par 0 dans le modèle décrit par l'équation (III.37) on obtient le modèle defaults suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{v}_{c1} = \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} x_5 u_2 \\ \dot{v}_{c2} = \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_2} x_5 (u_2 - u_3) \\ \dot{v}_{c3} = \dot{x}_3 = -\frac{1}{C_3} x_5 (u_3 - u_4) \\ \dot{v}_{c4} = \dot{x}_4 = -\frac{1}{C_4} x_5 (u_4 - u_5) \\ \dot{i}_l = \dot{x}_5 = -\frac{R}{L} i + \frac{E}{L} u_5 + \frac{v_{c4}}{L} (u_4 - u_5) + \frac{v_{c3}}{L} (u_3 - u_4) + \frac{v_{c2}}{L} (u_2 - u_3) - \frac{v_{c1}}{L} u_2 \end{array} \right. \quad (\text{III.28})$$

On remarque que puisque $x_5 > 0$ et $u_2 \in \{0,1\}$ on a $\dot{v}_{c1} \geq 0$ ce qui entraîne une croissance de v_{c1} jusqu'à ce qu'elle atteigne E bloquant ainsi la circulation du courant vers la charge et provocation de la chute brusque de ce dernier, on pourrait penser à fixer u_2 à 0 pour empêcher la charge de v_{c1} mais ca ne fera que déplacer le problème vers la cellule adjacente.

On faisant le même raisonnement pour le blocage des autres cellules au arrive au même résultat, on en conclue que le système n'est plus commandables en cas de blocage de l'un des interrupteurs.

Il s'agit maintenant de trouver une solution ou une stratégie de commande permettant de garder les performances désirées ou du moins quelque peu dégradées afin d'éviter un arrêt critique du processus et une dégradation matérielle, pour cela nous proposons une solution matérielle décrite dans les paragraphes suivant.

III.4.2. Solution matérielle :

III.4.2.A. Principe de la stratégie :

On a vu précédemment que le problème du blocage des interrupteurs ne pouvait se résoudre analytiquement telle qu'une commande adaptée au défaut du a la perte de commandabilité résultante de ce défaut.

Pour assurer la continuation du fonctionnement nous proposons une solution matérielle qui consiste à rajouter des interrupteurs qu'on appellera *interrupteur d'inhibition* comme le montre la figure (II.16) qui nous permettrons de passer à un nombre de cellules inférieur afin d'inhiber la partie défaillante du convertisseur.

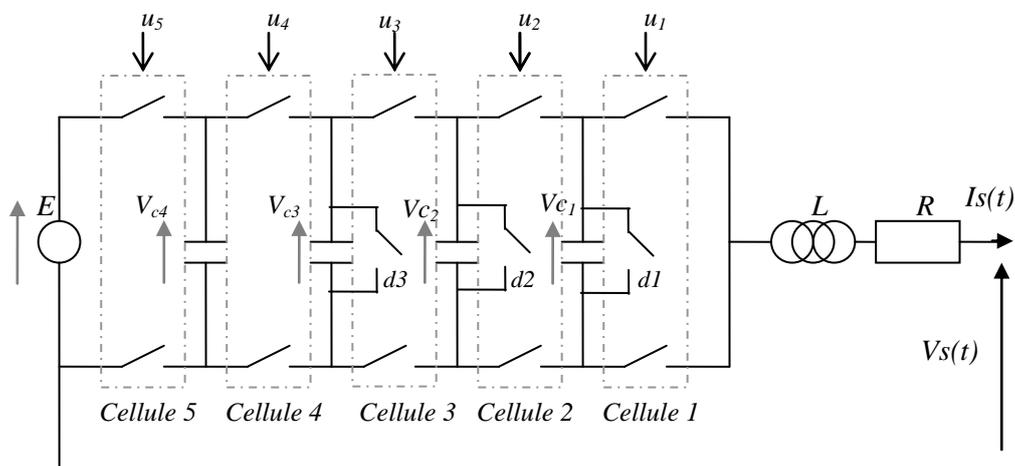


Figure III.16 : Convertisseur avec interrupteurs de désactivation

Le tableau (III.1) nous donne le convertisseur équivalent en fonction de l'activation ou non des interrupteurs d'inhibitions.

d1	d2	d3	Convertisseur équivalent
0	0	0	5 Cellules (aucuns defaults)
0	0	1	4 Cellules
0	1	×	3 Cellules
1	×	×	2 Cellules

Tableau III.1 : Nombre de cellules en fonction des interrupteurs d'inhibitions.

Ainsi en exploitant les informations du block diagnostic (FDD) vu dans le deuxième chapitre on décidera sur les interrupteurs d'inhibitions à activer pour passer à un convertisseur à nombre de cellules inférieur.

Blocage des cellules					Convertisseur	Interrupteurs d'inhibitions		
B(u1)	B(u2)	B(u3)	B(u4)	B(u5)		d1	d2	D3
0	0	0	0	0	5 cellules	0	0	0
0	0	0	0	1	4 cellules	0	0	1
0	0	0	1	×	3 cellules	0	1	1
0	0	1	×	×	2 cellules	1	1	1
0	1	×	×	×	Default nécessitant l'arrêt du convertisseur			
1	×	×	×	×				

Tableau III.2 : *Choix du nombre de cellules en fonction des defaults.*

Après diagnostic et choix du nombre de cellules nous passons au choix du régulateur adéquat au nombre de cellules comme le montre la figure (III.17).

Nous avons pu précédemment synthétiser un régulateur linéarisant pour un convertisseur 5 cellules et le généraliser pour p cellules ce qui nous facilitera la tâche pour la synthèse des différent régulateur 4,3 et 2 cellules.

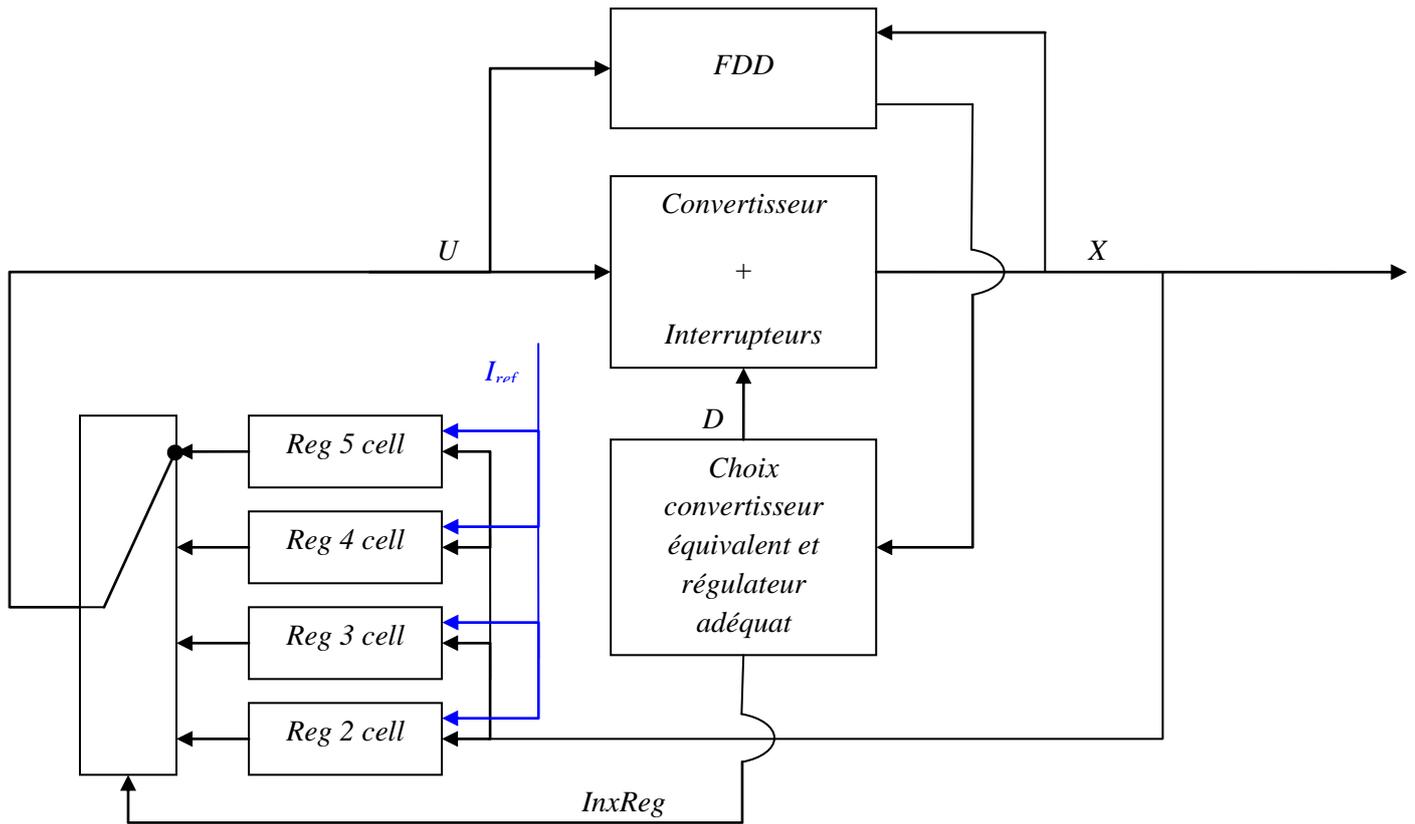


Figure III.17 : Boucle de régulation avec FDD et Multi régulateur.

III.4.2.B. Synthèse des Régulateurs :

En utilisant les équations (III.26, III.27) on abouti aux équations suivante pour les différents convertisseurs ainsi que les nouvelles tensions de référence des condensateurs :

✓ Convertisseur 4 cellules :

$$\beta_4 = \begin{bmatrix} \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_2x_2}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_2x_2}{Ex_5} & \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_2x_2}{Ex_5} & \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4x_4}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

$$\text{Et } \alpha_4(X) = \left[\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right]^T \quad (\text{III.30})$$

$$\text{Avec } V_{c2ref} = \frac{E}{4}, V_{c3ref} = \frac{E}{2}, V_{c4ref} = \frac{3E}{4}. \quad (\text{III.31})$$

✓ Convertisseur 3 cellules :

$$\beta_3 = \begin{bmatrix} \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4x_2}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

$$\text{Et } \alpha_3(X) = \left[\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right]^T \quad (\text{III.33})$$

$$\text{Avec } V_{c3ref} = \frac{E}{3}, V_{c4ref} = \frac{2E}{3}. \quad (\text{III.34})$$

✓ Convertisseur 2 cellules

$$\beta_2 = \begin{bmatrix} \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_4x_4}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35}), \quad \alpha_2(X) = \left[\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right]^T \quad (\text{III.36})$$

$$\text{Avec } V_{c4ref} = \frac{E}{2}. \quad (\text{III.37})$$

Puis pour chaque boucle de linéarisé on introduit un régulateur proportionnel.

III.4.2.C. Simulation :

Après réalisation de la boucle de régulation de la figure (III.17) sur Simulink on abouti au figure suivante représentant différent cas de blocage des interrupteurs.

✓ Blocage de u_1 a l'état 0 :

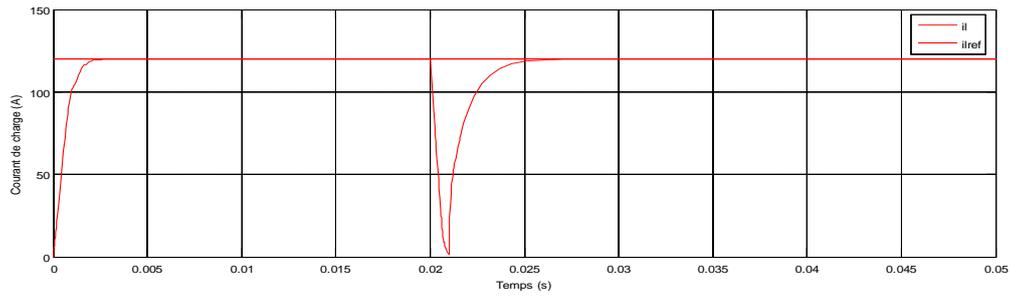


Figure III.18 : Réponse du courant au blocage de $u_1=0$ à l' instant $t=0.02s$.

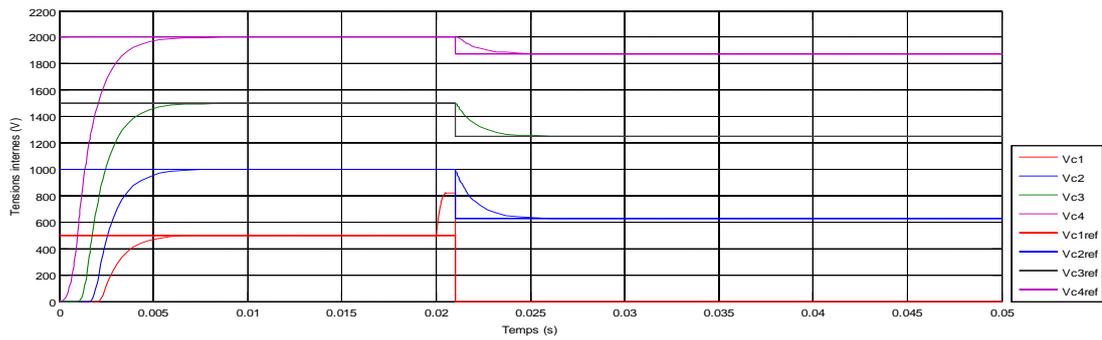


Figure III.19 : Réponse des tensions au blocage de $u_1=0$ à l' instant $t=0.02s$

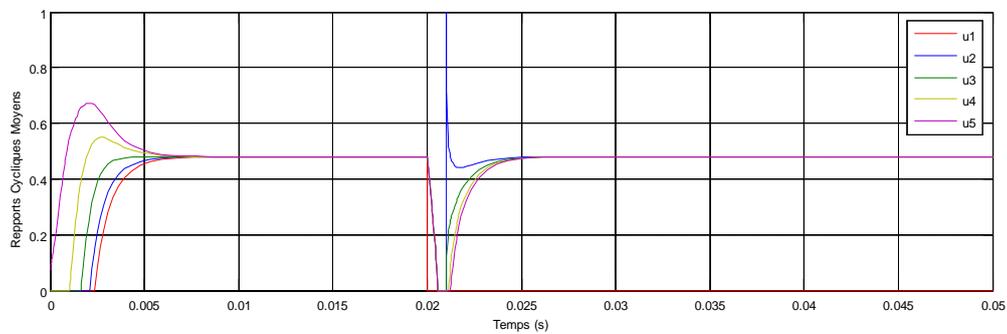


Figure III.20 : Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_1=0$ à l' instant $t=0.02s$

✓ Blocage de u_2 à l'état 1 :

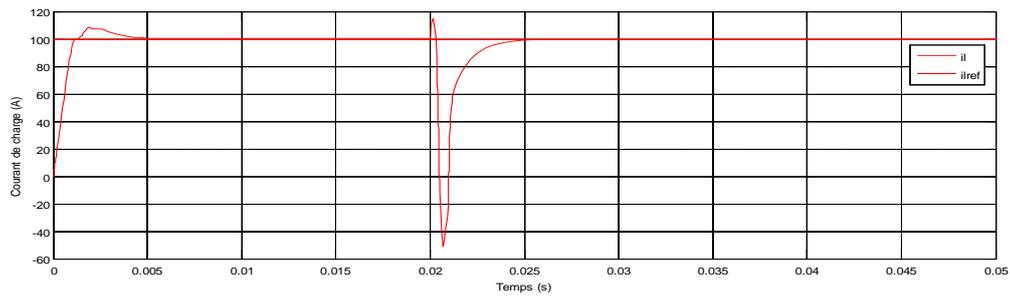


Figure III.21 : Réponse du courant au blocage de $u_2=1$ à l' instant $t=0.02s$.

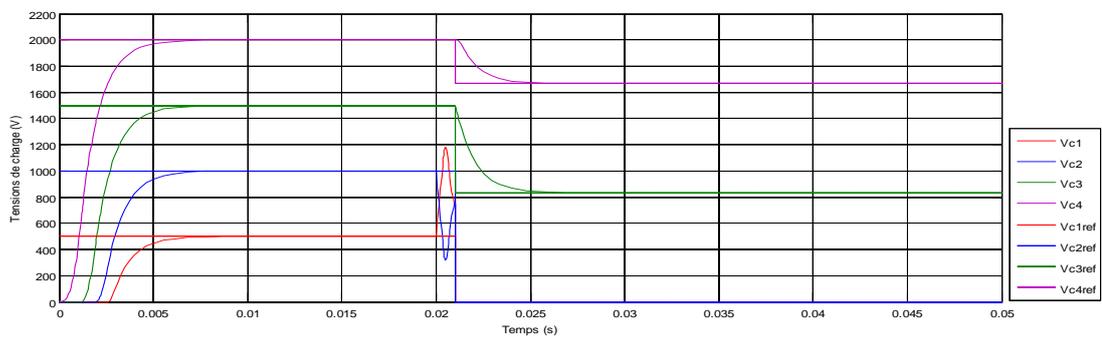


Figure III.22 : Réponse des tensions au blocage de $u_2=1$ à l' instant $t=0.02s$.

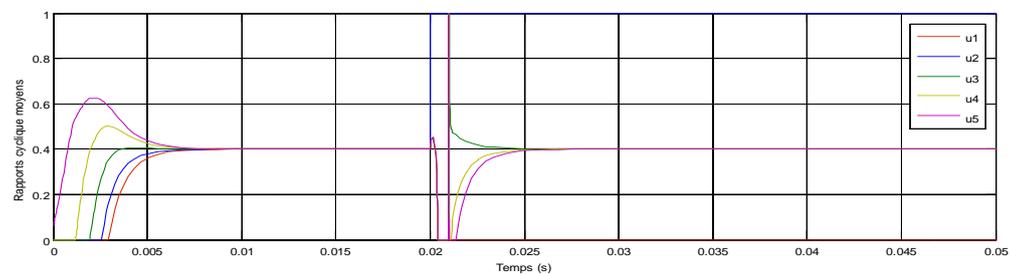


Figure III.23 : Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_2=1$ à l' instant $t=0.02s$.

✓ Blocage de u_3 à l'état 0 :

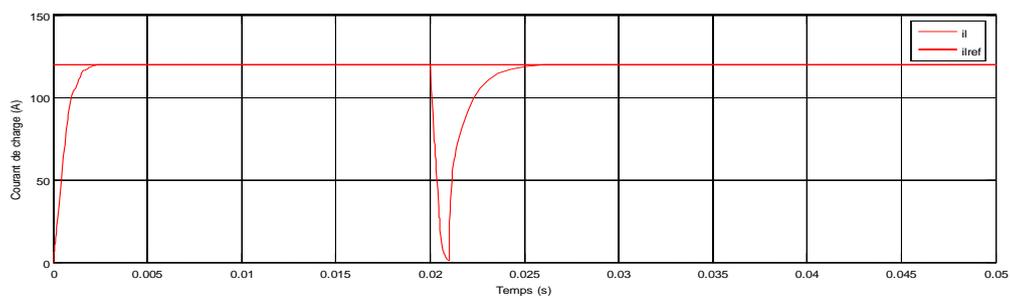


Figure III.24 : Réponse du courant au blocage de $u_3=0$ à l' instant $t=0.02s$.

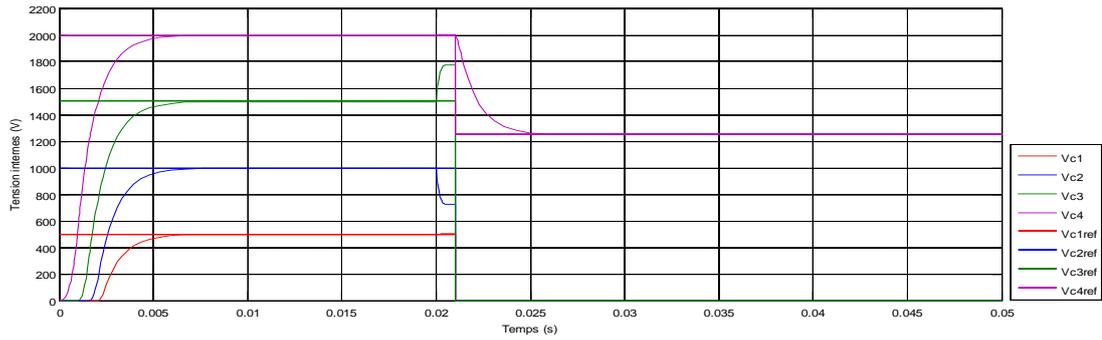


Figure III.25 : Réponse des tensions au blocage de $u_3=0$ à l'instant $t=0.02s$

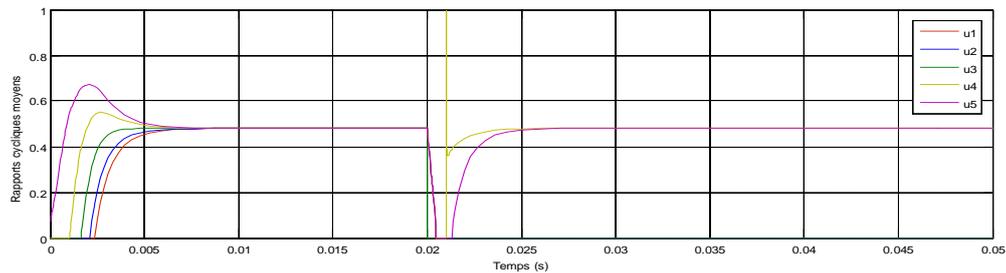


Figure III.26 : Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_3=0$ à l'instant $t=0.02s$

Les résultats de simulations nous montrent un bon fonctionnement de la boucle de régulation pour le blocage des différents interrupteurs avec des temps de retour à la poursuite de référence égal a 5 ms (1 ms pour la détection du default), cependant le cas du blocage de u_5 et u_4 nécessite l'arrêt du convertisseur.

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre on a pu synthétiser une commande linéarisante pour un convertisseur 5 cellules puis la généraliser pour p cellules ce qui nous a faciliter le calcul pour la suite du travail.

Nous avons aussi étudié le cas du blocage des interrupteurs et après avoir trouvé des difficultés a remédier a ce problème analytiquement on a proposer une solution matérielle par l'ajout d'interrupteurs dans le convertisseur afin de passer a un convertisseur a nombre de cellules inferieur et le commander avec la commande linéarisante.

Chapitre IV

DIAGNOSTIC HYBRIDE

DU CONVERTISSEUR 3 CELLULES

IV.1. Introduction :

Les convertisseurs multicellulaires décrivent un modèle mathématique non-linéaire régié par des variables d'état continues et des commandes discrètes (états des interrupteurs). Cette interaction de variables continues et discrètes définit une classe de système qu'on appelle les systèmes hybrides. Donc un système hybride est tout système impliquant des processus continus et des phénomènes discrets [BEN06].

Les travaux qui concernent la modélisation et la commande hybride des convertisseurs multicellulaires ont été faits par [BEN06]. Nous allons, dans ce chapitre, développer une modélisation et une commande hybride du convertisseur 3 cellules puis nous allons étudier une nouvelle forme d'observateur de nature hybride qu'on utilisera par la suite pour le diagnostic du défaut cellule de ce convertisseur.

IV.2. Définition et principe d'un système hybride :

Un système hybride est décrit par l'interaction d'une dynamique continue dont le comportement est décrit par des équations différentielles continues et d'une dynamique à

événement discret décrite par un automate ou a temps décret par des équations aux déférences.

Ainsi un système hybride est modélisé par un automate hybride :

$$H = (X, Q, \Sigma, T, C, (X_0, q_0)) \quad (IV. 1)$$

Avec :

- X : l'ensemble des variables continues. Cet ensemble inclut des variables observables (X_{OBS}) et non observables (X_{UOBS}).
- Q : l'ensemble des états discrets du système. Chaque mode $q_i \in Q$ représente un mode fonctionnel (de faute ou nominal) du système.
- Σ : l'ensemble des événements discrets. Cet ensemble contient des événements commandables, des événements non commandables, ainsi que des événements de faute.
- $T : Q \times \Sigma \rightarrow Q$, est la fonction de transitions du système.
- C : l'ensemble des contraintes du système. On associe un sous ensemble $C_i \in C$ à chaque mode fonctionnel q_i du système.
- $(X_0, q_0) \in X \times Q$: la condition initiale du système hybride.

IV.3. Modélisation hybride d'un convertisseur 3 cellules :

Nous allons maintenant appliquer le modèle hybride à un convertisseur à 3 cellules illustré par la **Figure IV. 1** le modèle et la commande hybride du convertisseur 5 cellule a été développé en annexe.

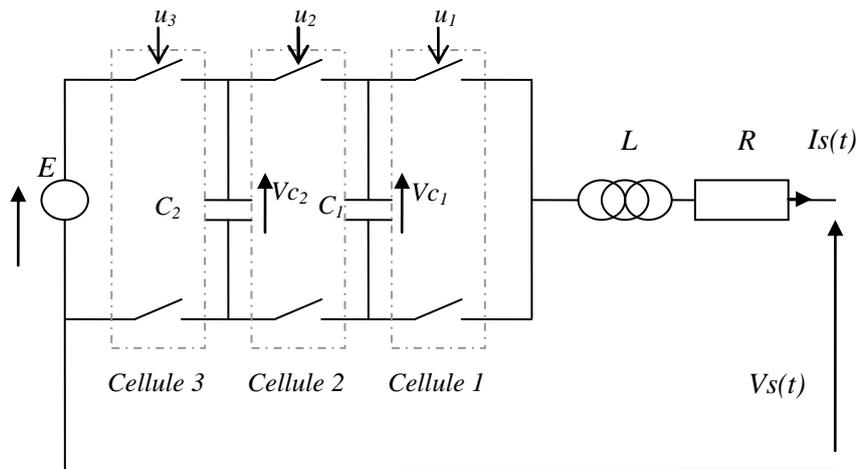


Figure IV. 1 Bras multicellulaire possédant 3 cellules de commutation

On rappelle aussi le modèle mathématique qui décrit le système :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{R}{L} \cdot I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot I \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot I \\ -\frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot V_{c1} & -\frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot V_{c2} & \frac{E}{L} \cdot u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 2})$$

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander les tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et le courant de charge I autour des valeurs de référence :

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

Les variables discrètes sont les interrupteurs (considérés comme parfait), chaque interrupteur prend deux valeurs 0 ou 1. Ainsi, nous distinguons 2^3 mode donnés par $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\}$. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^3, \forall q_i \in Q$.

La dynamique continue pour chaque mode est donnée par:

$$f_q(X) = A(q) \cdot X + b(q) \quad (\text{IV. 3})$$

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

- **Mode** $q = q_1$, avec $(u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [0 \quad 0 \quad 0]^T)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} x \quad (\text{IV. 4})$$

- **Mode** $q = q_2$, avec $(u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [1 \quad 0 \quad 0]^T)$

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} x \quad (\text{IV. 5})$$

- **Mode** $q = q_3$, avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 1 \ 0]^T)$

$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x \quad (\text{IV. 6})$$

- **Mode** $q = q_4$, avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 1 \ 0]^T)$

$$f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} x \quad (\text{IV. 7})$$

- **Mode** $q = q_5$, avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 0 \ 1]^T)$

$$f_{q_5}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 8})$$

- **Mode** $q = q_6$, avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 0 \ 1]^T)$

$$f_{q_6}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 9})$$

- **Mode** $q = q_7$, avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 1 \ 1]^T)$

$$f_{q_7}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 10})$$

- **Mode** $q = q_8$, avec $(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 1 \ 1]^T)$

$$f_{q_8}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 11})$$

Ces modes définissent un ensemble de 8 modes qui reflètent les dynamiques continues du convertisseur à 3 cellules.

Les conditions de passage d'un mode à un autre respectent la règle d'adjacence c'est-à-dire le passage se fait uniquement si on a une commutation d'un seul interrupteur ce qui implique 3 changements éventuels pour chaque mode. Ainsi la condition de passage d'un mode à un autre sera une condition sur la commande qui est celle qui définit le mode récepteur.

IV.4. Commande du convertisseur 3 cellules :

Nous allons à présent établir les conditions de transition afin de commande ce convertisseur. Les conditions possibles des transitions entre les divers modes (prenant en compte les conditions de travail du convertisseur) sont définies par les ensembles selon :

(IV. 12)

$$\begin{aligned}
 G(q_1, q_2) &= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \} \\
 G(q_2, q_1) &= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+)] \} \\
 G(q_1, q_3) &= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \} \\
 G(q_3, q_7) &= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \vee \\
 &\quad [(V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \} \\
 G(q_3, q_1) &= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+)] \} \\
 G(q_1, q_5) &= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref})] \vee \\
 &\quad [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref})] \} \\
 G(q_5, q_1) &= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \} \\
 G(q_2, q_4) &= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \} \\
 G(q_4, q_2) &= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \} \\
 G(q_2, q_6) &= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \} \\
 G(q_6, q_2) &= \{x \in R^3 : [(V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}
 \end{aligned}$$

$$G(q_3, q_4) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^-) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \}$$

$$G(q_4, q_3) = \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$$

$$G(q_3, q_7) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^+) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \}$$

$$G(q_7, q_3) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \rangle I_{ref})] \vee \\ [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \}$$

$$G(q_4, q_8) = \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^-)] \vee [(V_{c2} \langle V_{c2ref}^-) \wedge (I \langle I_{ref})] \}$$

$$G(q_8, q_4) = \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^-)] \}$$

$$G(q_5, q_6) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$$

$$G(q_6, q_5) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref})] \}$$

$$G(q_5, q_7) = \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$$

$$G(q_7, q_5) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref})] \}$$

$$G(q_6, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$$

$$G(q_8, q_6) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}) \wedge (I \rangle I_{ref}^+)] \vee \\ [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+)] \}$$

$$G(q_7, q_8) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$$

$$G(q_8, q_7) = \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^-)] \vee [(V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}) \wedge (I \rangle I_{ref}^+)] \}$$

Quand une condition de transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions de transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et du courant de charge I , autour des valeurs de référence.

IV.5. Diagnostic hybride de défaut cellule du convertisseur 3 cellules :

Nous allons étudier à présent le diagnostic hybride du blocage cellule, on utilise comme précédemment un signal résiduel pour la détection de défauts qu'on génère à partir des résultats d'observation.

On suppose au préalable que :

- ✓ Au début du fonctionnement du système aucune défaillance n'est présente.
- ✓ Absence de défaillances multiples.
- ✓ Absence de défaillances successives.

IV.5.1. Génération de résidu :

IV.5.1.A. Etude de l'observateur hybride :

L'étude de l'observateur hybride implique une approche autre que celle utilisée dans le cas d'un observateur qui se base sur le modèle instantané ainsi nous allons introduire d'autres aspects du convertisseur non-usités précédemment.

On commence par introduire un changement de variable de la composante commande ou celle-ci aura la forme suivante :

$$\begin{cases} p_1 = u_2 - u_1 \\ p_2 = u_3 - u_2 \\ p_3 = u_3 \end{cases} \quad (\text{IV. 13})$$

Le modèle instantané aura la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{V}_{c1} = \frac{1}{C_1} p_1 I \\ \dot{V}_{c2} = \frac{1}{C_2} p_2 I \\ \dot{I} = -\frac{R}{L} I + \frac{E}{L} p_3 - \frac{V_{c1}}{L} p_1 - \frac{V_{c2}}{L} p_2 \end{cases} \quad (\text{IV. 14})$$

Afin d'étudier les différents cas d'observabilité du système on introduit aussi la variable du courant qui passe par le condensateur respectif :

$$I_{ck} = p_k I \quad \text{avec } k = 1,2 \quad (\text{IV. 15})$$

En utilisant ces nouveaux composants, l'étude de l'observabilité faite par [BEN08] donne lieu à 4 situations d'observabilité comme suit :

- **Situation Obs1** : qui correspond aux modes q_2 et q_7 ou seules les variables d'état relatives à la capacité C_1 sont observables on aura :

$$\Sigma_1(q_2, q_7): \begin{cases} \dot{z}_1 = A_1(q)z_1 + B_1(q) \\ y_1 = C_1 z_1 = i_{c1} \end{cases} \quad (IV. 16)$$

Avec : $z_1 = \begin{pmatrix} v_{C1} \\ i_{c1} \end{pmatrix}$, $A_1(q) = \begin{pmatrix} 0 & 1/C_1 \\ -p_1^2/L & -R/L \end{pmatrix}$, $B_1(q) = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} p_1 p_3 \end{pmatrix}$.

- **Situation Obs2** : qui correspond aux modes q_4 et q_5 ou seules les variables d'état relatives à la capacité C_2 sont observables, on aura :

$$\Sigma_2(q_4, q_5): \begin{cases} \dot{z}_2 = A_2(q)z_2 + B_2(q) \\ y_2 = C_2 z_2 = i_{c2} \end{cases} \quad (IV. 17)$$

Avec : $z_2 = \begin{pmatrix} v_{C2} \\ i_{c2} \end{pmatrix}$, $A_2(q) = \begin{pmatrix} 0 & 1/C_2 \\ -p_2^2/L & -R/L \end{pmatrix}$, $B_2(q) = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} p_2 p_3 \end{pmatrix}$.

- **Situation Obs 3** : qui correspond aux modes q_3 et q_6 dans ce cas les variables relatives aux deux capacités C_1 et C_2 sont observables, on aura :

$$\Sigma_3(q_3, q_6): \begin{cases} \dot{z}_3 = A_3(q)z_3 + B_3(q) \\ y_3 = C_3 z_3 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (IV. 18)$$

Avec : $z_3 = \begin{pmatrix} v_{C1} \\ i_{c1} \\ v_{C2} \\ i_{c2} \end{pmatrix}$, $A_3(q) = \begin{pmatrix} 0 & 1/C_1 & 0 & 0 \\ -p_1^2/L & -R/L & -p_1 p_2/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ -p_1 p_2/L & 0 & -p_2^2/L & -R/L \end{pmatrix}$, $B_3(q) = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} p_1 p_3 \\ 0 \\ \frac{E}{L} p_2 p_3 \end{pmatrix}$

- **Situation Obs 4** : qui correspond aux modes q_1 et q_8 dans ce cas toutes les variables d'état sont non-observables mais restent constantes, on aura :

$$\Sigma_4(q_1, q_8): \begin{cases} \dot{z}_4 = A_4(q)z_4 + B_4(q) \\ y_4 = C_4 z_4 = I \end{cases} \quad (IV. 19)$$

Ainsi notre observateur commutera d'une situation à une autre suivant les modes qui dépendent des commutations appliquées par la commande.

IV.5.1.B. Synthèse de l'observateur hybride par mode glissant :

L'observateur étudié dans [BEN08] aura la forme suivante :

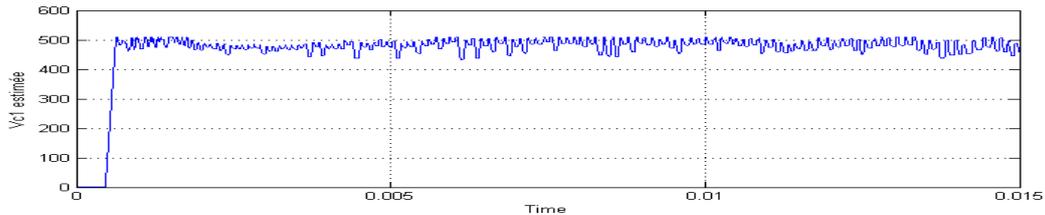
$$O_k: \begin{cases} \dot{\hat{z}}_k = A_k(q)\hat{z}_k + \hat{B}_k + \lambda_{1k}(y_k - \hat{y}_k) + \lambda_{2k} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = i_{Ck} \end{cases} \quad \text{pour } k = 1,2. \quad (\text{IV. 20})$$

Avec :
$$\hat{B}_k(q) = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p_k}{L} p_j \hat{v}_{cj} + \frac{E}{L} p_k p_3 \end{pmatrix}, \lambda_{1k} = \begin{bmatrix} \lambda_{11k} \\ \lambda_{21k} \end{bmatrix}, \lambda_{2k} = \begin{bmatrix} \lambda_{12k} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

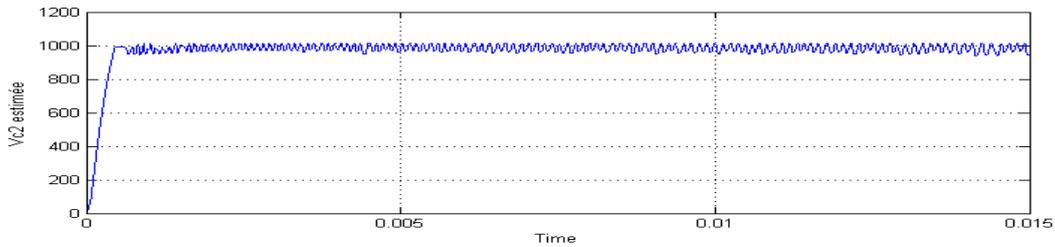
La stratégie de l'observateur sera :

$$O_\Sigma: \begin{cases} O_1 \text{ si le systeme est dans la situation Obs 1} \\ O_2 \text{ si le systeme est dans la situation Obs 2} \\ O_1 + O_2 \text{ si le systeme est dans la situation Obs 3} \end{cases}$$

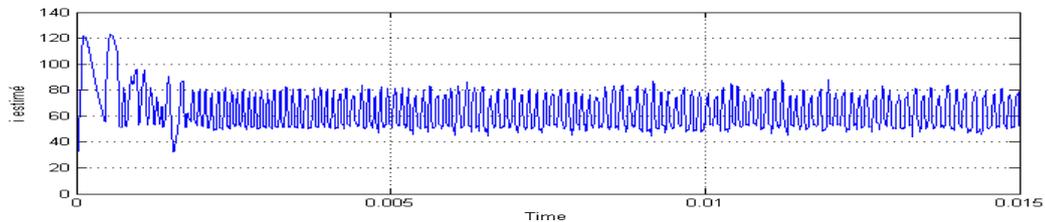
On effectue à présent des simulations pour valider cette approche :



(a)



(b)



(c)

Figure IV. 2 : (a) Evolution de la tension estimée \hat{v}_{c1} .
 (b) Evolution de la tension estimée \hat{v}_{c2} .
 (c) Evolution du courant estimé \hat{i} .

Le signal résiduel qu'on utilisera aura la même forme que celle utilisée précédemment :

$$R = \left\| \left\| \frac{|\Delta V_{c1}|}{V_{c1ref}} + \frac{|\Delta V_{c2}|}{V_{c2ref}} + \frac{|\Delta I|}{I_{ref}} \right\| \right\|$$

Ce résidu est utilisé uniquement pour la détection de défaut et catalyse le processus de localisation.

IV.5.2. Localisation du défaut cellule:

La localisation du défaut cellule dépend directement du modèle utilisé [BAY07] car on peut opter pour une localisation qui utilise l'approche étudiée précédemment mais le modèle instantané du convertisseur doit être utilisé en parallèle car la signature de fonctionnement en défauts est différente en hybride.

Si on opte pour une localisation par approche hybride il est important de savoir qu'elles sont les trajectoires que pourrait prendre le convertisseur ou plus exactement notre automate en présence de défauts.

On envisage ainsi 3 scénarios possibles :

- Le système passe d'un mode à un autre alors que le mode successeur n'est pas référencé comme étant un mode voulu lors de la commande.
- Le système passe d'un mode à un autre mode successeur voulu et admissible malgré la présence de défauts.
- Le système stagnera en un mode ou aucune alternative de sortir de ce mode n'est prédéfinie.

Si on s'intéresse uniquement au défaut d'un blocage cellule tout ces scénarios peuvent réellement se manifester mais l'issue finale sera toujours le 3^{ème} scénario envisagé ou le système stagnera dans un mode. C'est-à-dire que lors de l'apparition d'un défaut le système peut soit :

- Commuter d'un mode à un autre mode successeur puis il stagnera dans un mode.
- Stagner directement dès la manifestation du défaut.

Ces différents cas de figure rendent la tâche de localisation aléatoire d'un point de vue temps de réponse de l'isolation mais avec un temps de réponse toujours fini.

Pour palier à des problèmes qui relèvent de la diagnosticabilité du système [FOU02] [FOU03], on suppose que lors de la détection de défauts les deux modes parent et successeur sont connus.

Prenons un exemple où on impose un blocage $u_1=1$ les modes du convertisseur seront réduits car tous les modes où $u_1=0$ seront inaccessible. La figure IV. 3 montre clairement ce cas de figure où seuls les modes q_2, q_4, q_6, q_8 fonctionnent :

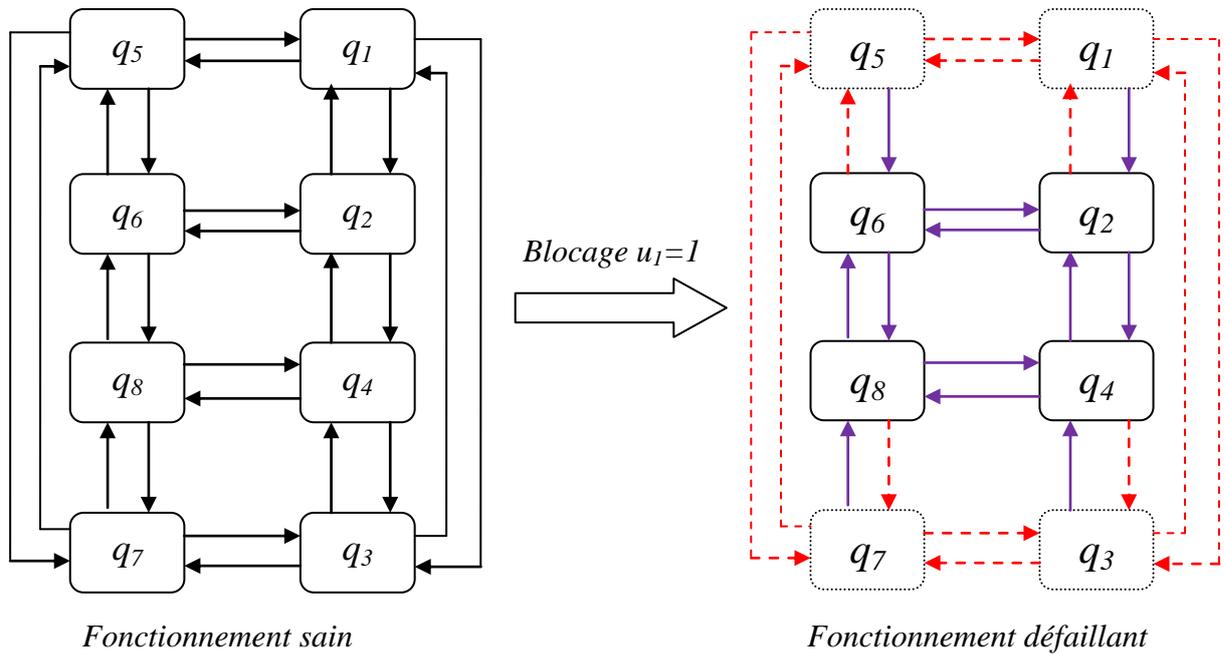


Figure IV. 3 : Schéma illustratif des modes en fonctionnement sain et défaillant pour un blocage $u_1=1$.

A présent afin de localiser le blocage de la cellule on impose une structure hybride où le régulateur et le système sont tout deux des blocs distincts et hybrides.

Il est clair que lors du fonctionnement du convertisseur les modes entre ces deux blocs sont identiques mais les conditions de transition sont différentes. Car les conditions de transition du bloc de régulation sont celles données par les équations (IV. 12) alors que les conditions de transition du bloc hybride du modèle du système sont une combinaison de la commande u qui définit le mode successeur.

Lors d'un asservissement le bloc de régulation ordonne au bloc du système un passage d'un mode à un autre. Mais dès l'apparition d'un défaut, il se peut que ce passage ne s'effectue pas et ce à cause du défaut comme illustré dans la **figure IV. 3**.

Si on note $T(q_i, q_j)$ la condition de passage d'un mode i vers un mode j dans le modèle hybride. Et comme définie précédemment $G(q_i, q_j)$ la condition de passage d'un mode i vers un mode j pour le régulateur.

En fonctionnement normal, les modes successeurs sont identiques pour les conditions de passage T et G , mais lors de l'apparition d'un défaut le passage vers le mode successeur défini par la transition T ne s'effectuera pas car comme dit précédemment le système stagnera dans un mode. Et afin de localiser la panne, on compare le mode où le système a stagné qu'on appelle q_f avec le mode successeur ordonné par le régulateur cette opération définira la transition non-opérée $G(q_F, q_S)$ qui définit l'état bloqué de la cellule suivant le **tableau (IV .1)** :

Transition non-opérée	Blocage identifié
$G(q_1, q_2) \vee G(q_3, q_4) \vee G(q_5, q_6) \vee G(q_7, q_8)$	$u_1=0$
$G(q_2, q_1) \vee G(q_4, q_3) \vee G(q_6, q_5) \vee G(q_8, q_7)$	$u_1=1$
$G(q_1, q_3) \vee G(q_2, q_4) \vee G(q_5, q_7) \vee G(q_6, q_8)$	$u_2=0$
$G(q_3, q_1) \vee G(q_4, q_2) \vee G(q_7, q_5) \vee G(q_8, q_6)$	$u_2=1$
$G(q_1, q_5) \vee G(q_2, q_6) \vee G(q_3, q_7) \vee G(q_4, q_8)$	$u_3=0$
$G(q_5, q_1) \vee G(q_6, q_2) \vee G(q_7, q_3) \vee G(q_8, q_4)$	$u_3=1$

Tableau IV.1 : Allocation des blocages cellules en fonction des transitions non-opérées.

L'algorithme de décision finale aura la forme suivante :

Si « on note une variation de R » alors
 Définir q_f et q_s
 Définir $G(q_F, q_S)$
 Décision à partir du tableau
 Sinon "aucune panne"
 Fin

La **Figure IV. 4** nous montre la structure générale du bloc de diagnostic hybride.

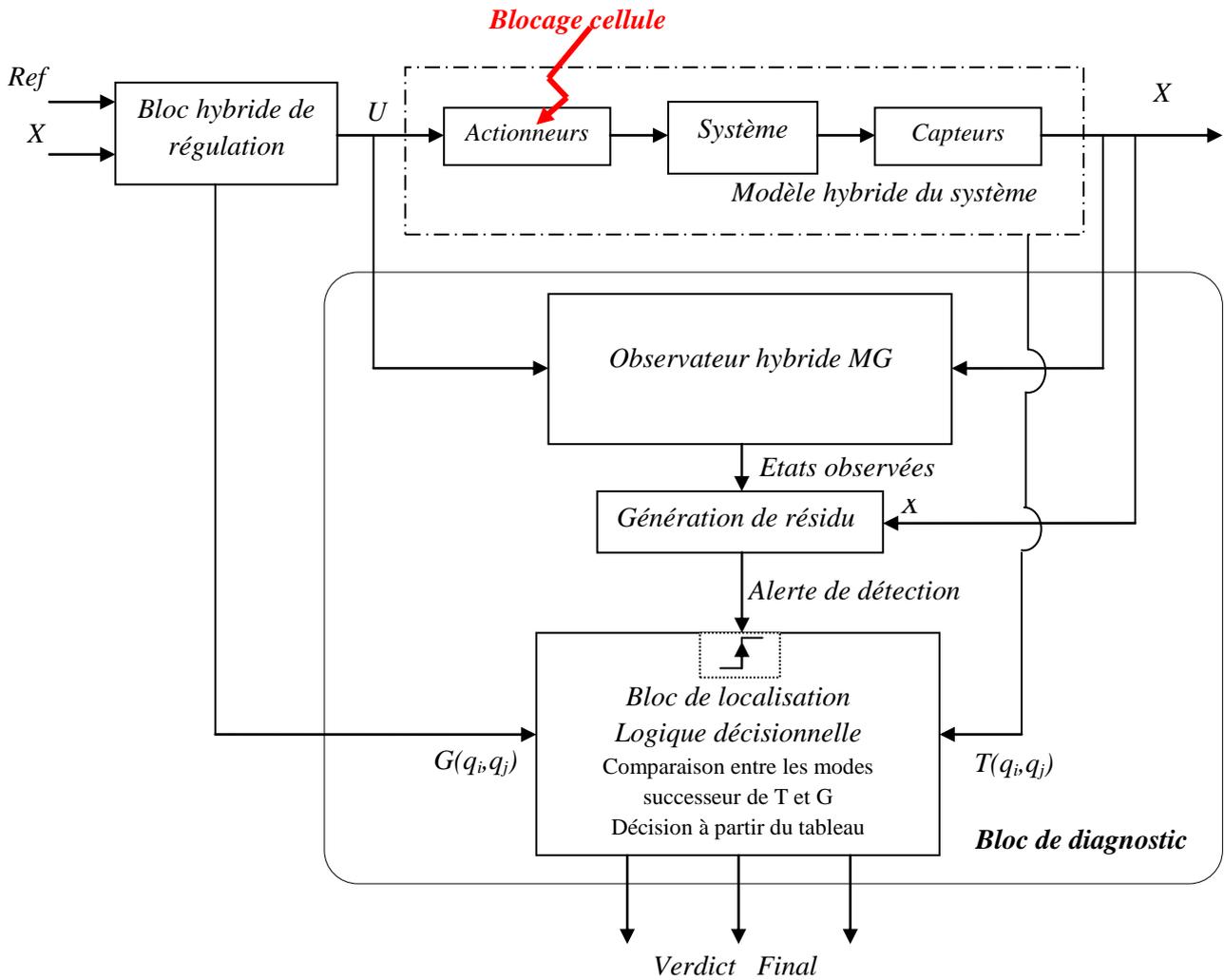


Figure IV. 4 : Structure générale du bloc de diagnostic

L'exploitation concrète d'une transition pour la localisation de défaut lors de la simulation impose le développement d'un bloc de reconstruction des transitions. Si on observe plus amplement le **Tableau IV. 1** qui alloue à chaque transition non-opérée un blocage cellule on remarque que les composants de transition pour chaque cas de blocage sont liés par une simple opération de soustraction.

C'est-à-dire qu'au lieu de développer un bloc de reconstruction des transitions on utilisera un autre bloc qui alloue à chaque résultat de $(q_f - q_s)$ un cas de figure éventuel de défaut de blocage cellule.

On définit les différents cas de blocage cellule en fonction du résultat ($q_f - q_s$)
comme suit :

- Si $q_f - q_s = -1$ $\rightarrow u_1 = 0$
- Si $q_f - q_s = 1$ $\rightarrow u_1 = 1$
- Si $q_f - q_s = -2$ $\rightarrow u_2 = 0$
- Si $q_f - q_s = 2$ $\rightarrow u_2 = 1$
- Si $q_f - q_s = -4$ $\rightarrow u_3 = 0$
- Si $q_f - q_s = 4$ $\rightarrow u_3 = 1$

On effectue à présent une série de test pour différent cas de blocage cellule.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

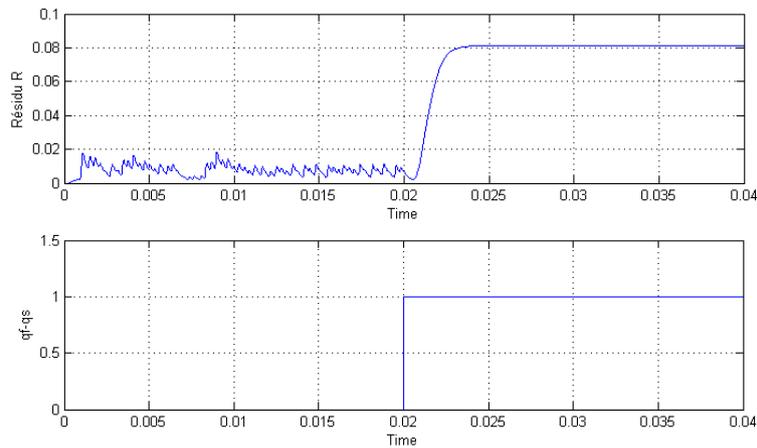


Figure IV. 5 : Réponse du résidu face à un blocage $u_1 = 1$ et décision à partir de $q_f - q_s$

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

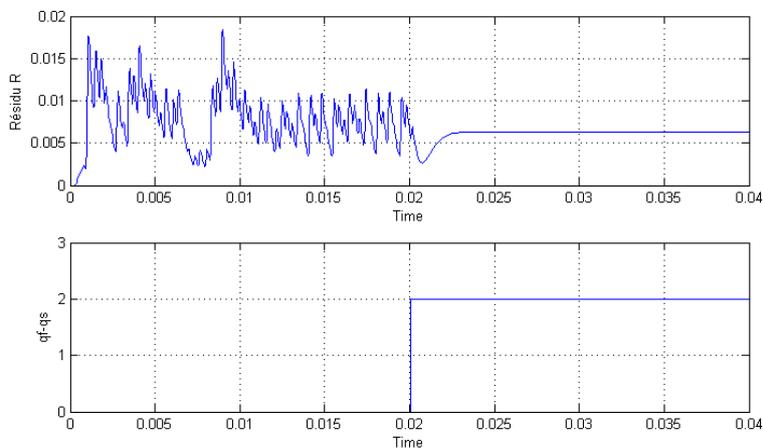


Figure IV. 6 : Réponse du résidu face à un blocage $u_2 = 1$ et décision à partir de $q_f - q_s$

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 0$ à $t = 0.2$ sec.

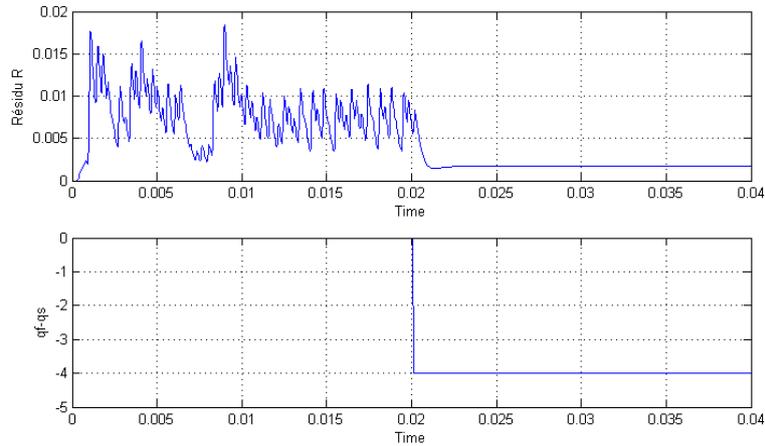


Figure IV. 7 : Réponse du résidu face à un blocage $u_3 = 0$ et décision à partir de $q_f - q_s$.

Après avoir continué toute la série de test on conclut que les résultats s'accordent aux attentes voulues. Le temps de réponse de détection varie en fonction du cas de panne mais ne dépasse pas $2 \cdot 10^{-3}$ second et ceci en utilisant un filtre afin d'exploiter la variation anormale du résidu. Tandis que pour les résultats de $q_f - q_s$, ils ont un temps de réponse qui ne dépasse pas 10^{-4} second certes ce résultat paraît illogique car la localisation se fait plus rapidement que la détection mais comme dit précédemment le processus de détection catalysera le processus de localisation et ceci afin d'éviter des cas de fausse alerte qui peuvent apparaître lors du fonctionnement. Ainsi afin de s'assurer de la présence de la panne, on favorise cette approche qui s'affirme par une détection certaine de la panne grâce au résidu.

IV.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, après avoir développé une modélisation et une commande hybride du convertisseur 3 cellules, on a abordé une approche pour le diagnostic hybride du défaut cellule qui se base sur la génération de résidu à l'aide d'un observateur hybride puis une logique décisionnelle qui utilise les conséquences de défaillance sur les modes du système.

La tâche de diagnostic étudiée se différencie des précédentes car l'approche utilisée considère le convertisseur multicellulaire comme étant un automate et cette considération fait que l'attaque du problème renonce à l'aspect concret de la défaillance mais s'intéresse plus au côté séquentiel du fonctionnement sain et défaillant.

CONCLUSION

GENERALE

Le travail que nous avons effectué sur les convertisseurs multicellulaire s'inscrit dans un domaine qui se situe entre l'Electronique de puissance et l'Automatique ou beaucoup de travail de recherche reste à faire, lors de ce travail nous avons développé une méthode de diagnostic des différents défauts qui peuvent apparaître durant le fonctionnement du convertisseur pour ensuite le commander en cas de défaut, nous avons aussi abordé un chapitre final qui considère une approche hybride pour la commande puis le diagnostic.

Dans un premier temps nous avons vu différents modèle pour le convertisseur multicellulaire, le modèle instantané et le modèle aux valeurs moyennes qui se différencient par la nature de leurs entrées : les signaux de commande des interrupteurs pour le premier et les rapports cycliques pour le second, l'utilité de ces modèles s'insère dans le choix de la stratégie de commande à développer, nous avons aussi pu voir des commandes qui on déjà fait l'objet d'étude comme la M.L.I et le mode glissant.

La seconde partie de notre travail a consisté au développement d'un bloc de diagnostic et d'identification des défauts (FDD), une bonne connaissance des défauts qui peuvent apparaître et leurs répercutions sur le système s'avère très importante. Le premier défaut traité est le blocage des interrupteurs de l'une des cellules: le diagnostic commence par la génération de résidus en utilisant la méthode à base d'observateur ; différent observateurs ont étaient testés (mode glissant, Super-Twisting) et appliquée dans le cas 3 et 5 cellules, ces observateurs se distingue par leur temps de détection, l'observateur Super-Twisting s'avère le plus rapide.

La seconde étape consiste à localiser les défauts en exploitant les signatures de ces derniers, la signature du courant a été privilégiée du à la rapidité de sa dynamique par rapport aux autres variables, ainsi à l'aide des résidus générés et des signatures on a pu développer une logique décisionnelle qui nous permet de détecter et de localiser ces défauts.

Lors du diagnostic, on a aussi abordé le cas du vieillissement des condensateurs qui influe sur toutes les variables d'état, on note que ce type de défaut nécessite un autre type de résidu calculé à l'aide du concept d'inversion du système et que chaque condensateur a son propre résidu qui nous donne un résultat exprimé sur une base bornée par une exponentielle qui pourrait être étalonné en pourcentage afin de connaître la résistance parallèle équivalente au vieillissement et l'exploiter par la suite pour développer une commande tolérante aux défauts.

La troisième partie de notre travail s'intéresse à la commande du convertisseur, nous avons synthétisé une commande découplante linéarisante pour un convertisseur 5 cellules qui nous a permis d'utiliser par la suite toutes les techniques de synthèse de régulateur linéaire, cependant la linéarisation demande beaucoup de calcul d'autant plus que le nombre de cellules augmente, nous avons remédié à cet inconvénient en trouvant une forme générale aux matrices de découplage pour un convertisseur p cellules.

Dans notre cas nous avons utilisé un régulateur proportionnel puis on a du lui ajouter une intégration pour compenser les différentes perturbations pouvant affecter le convertisseur, les principaux inconvénients de la linéarisation restent la perte de commandabilité pour les faibles courants et la saturation des commandes pour des régulateurs à forte dynamique.

Pour la commande tolérante au défaut et plus particulièrement les défauts de blocage cellule, l'analyse du convertisseur à l'aide du modèle défaillant et de sa structure nous permet de conclure sur la perte de commandabilité en présence de ces pannes ce qui rend la tâche de trouver une solution analytique impossible, afin d'assurer un fonctionnement continu nous avons proposé une solution matérielle qui consiste à rajouter des interrupteurs d'inhibitions pour passer à un nombre de cellules inférieur en inhibant la partie défaillante et appliquer par la suite la commande linéarisante au convertisseur équivalent.

Et enfin la dernière partie concerne l'approche hybride, l'interaction du continu et du discret dans le convertisseur multicellulaire lui donne incontestablement une place dans la classe des systèmes hybrides, des travaux ont été développés pour la modélisation et la commande du convertisseur 3 cellules nous avons développé la même approche pour le convertisseur 5 cellules qui est présentée en annexe. La suite de ce chapitre concernait le diagnostic du défaut cellule par une approche hybride qui débute par une génération de résidu à l'aide d'un observateur hybride puis une logique décisionnelle basée sur les conséquences de cette défaillance sur les paramètres fondateurs de l'approche hybride qui concernent les modes. Les résultats obtenues offrent un verdict finale au bout de 2.10^{-2} seconde et ceci pour une localisation finale de la panne.

ANNEXE

MODELISATION ET COMMANDE

HYBRIDE D'UN CONVERTISSEUR A 5 CELLULES

Modélisation hybride d'un convertisseur à 5 cellules :

Nous allons maintenant appliquer le modèle hybride à un convertisseur à 5 cellules illustré par la **Figure A. 1**:

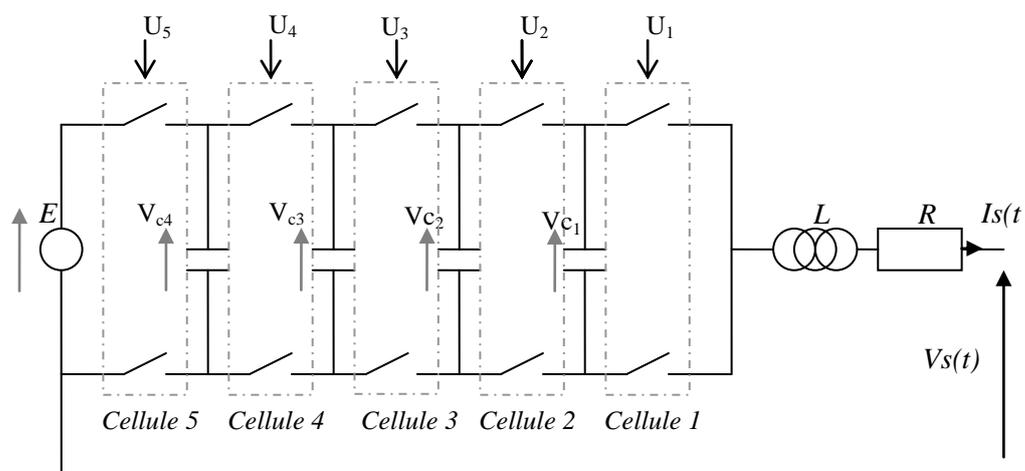


Figure A. 1 Bras multicellulaire possédant 5 cellules de commutation

On rappelle aussi le modèle mathématique qui décrit le système :

$$\begin{cases} \dot{V}_{c1} = \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot I \\ \dot{V}_{c2} = \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot I \\ \dot{V}_{c3} = \frac{1}{C_3} \cdot (u_4 - u_3) \cdot I \\ \dot{V}_{c4} = \frac{1}{C_5} \cdot (u_5 - u_4) \cdot I \\ \dot{I} = -\frac{R}{L} \cdot I - \frac{1}{L} \cdot (u_2 - u_1) \cdot V_{c1} - \frac{1}{L} \cdot (u_3 - u_2) \cdot V_{c2} - \frac{1}{L} \cdot (u_4 - u_3) \cdot V_{c3} - \frac{1}{L} \cdot (u_5 - u_4) \cdot V_{c4} + \frac{E}{L} \cdot u_5 \end{cases} \quad (\text{A. 2})$$

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander les tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} , V_{c4} et le courant de charge I autour des valeurs de référence :

$$I = I_{ref}, \quad V_{c1ref} = \frac{1}{5}E, \quad V_{c2ref} = \frac{2}{5}E, \quad V_{c3ref} = \frac{3}{5}E, \quad V_{c4ref} = \frac{4}{5}E$$

Les variables discrètes sont les interrupteurs (considérés comme parfait), chaque interrupteur prend deux valeurs 0 ou 1. Ainsi, nous distinguons 2^5 mode donnés par $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_{32}\}$. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^5, \forall q_i \in Q$.

La dynamique continue pour chaque mode est donnée par:

$$f_q(X) = A(q) \cdot X + b(q) \quad (\text{A. 3})$$

Où X représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état du système

$$X = [V_{c1} \quad V_{c2} \quad V_{c3} \quad V_{c4} \quad I]^T.$$

– **Mode** $q = q_1$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=0, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

(A. 3)

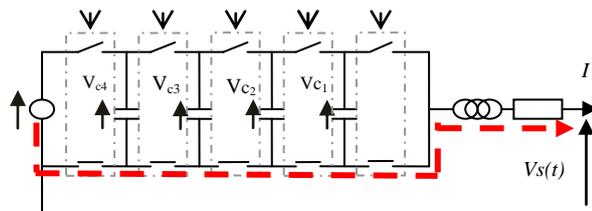


Figure A. 2 : Circuit dans le Mode q_1

- **Mode** $q = q_2$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=0, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

(A. 4)

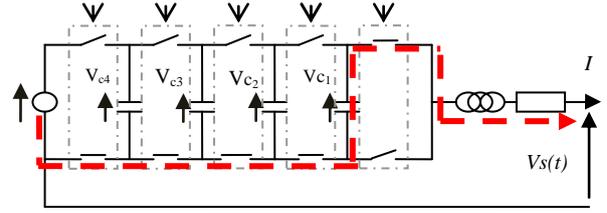


Figure A. 3 :Circuit dans le Mode q_2

- **Mode** $q = q_3$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=0, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 1/L & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

(A. 5)

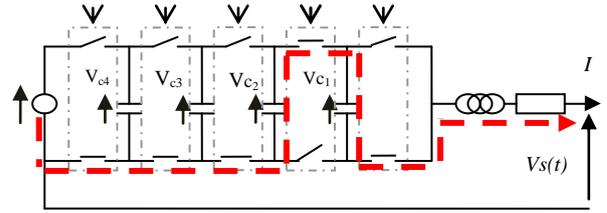


Figure A. 4 :Circuit dans le Mode q_3

- **Mode** $q = q_4$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=0, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

(A. 6)

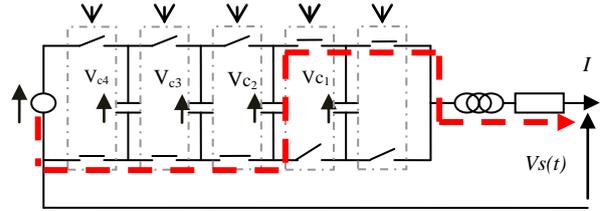


Figure A. 5 :Circuit dans le Mode q_4

- **Mode** $q = q_5$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=1, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/L & 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

(A. 7)

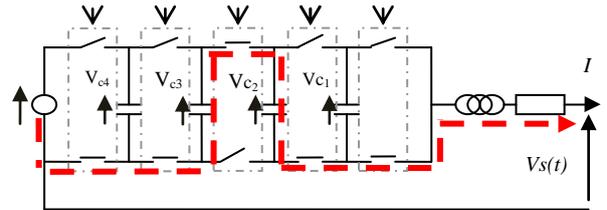


Figure A. 6 :Circuit dans le Mode q_5

- **Mode** $q = q_6$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=1, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L & -1/L & 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X$$

(A. 8)

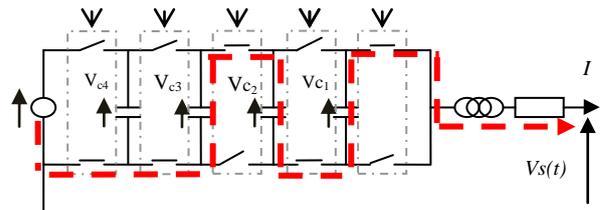


Figure A. 7 :Circuit dans le Mode q_6

-
- **Mode** $q = q_7$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=1, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 9})$$

- **Mode** $q = q_8$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=1, u_4=0, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 10})$$

- **Mode** $q = q_9$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=0, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ 0 & 0 & -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 11})$$

- **Mode** $q = q_{10}$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=0, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ 1/L & 0 & -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 12})$$

- **Mode** $q = q_{11}$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=0, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ -1/L & 1/L & -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 13})$$

- **Mode** $q = q_{12}$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=0, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ 0 & 1/L & -1/L & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 14})$$

- **Mode** $q = q_{13}$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=1, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ 0 & -1/L & 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 15})$$

- **Mode** $q = q_{14}$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=1, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ 1/L & -1/L & 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 16})$$

- **Mode** $q = q_{15}$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=1, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ -1/L & 0 & 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 17})$$

- **Mode** $q = q_{16}$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=1, u_4=1, u_5=0)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_4 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X \quad (\text{A. 18})$$

- **Mode** $q = q_{17}$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=0, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 19})$$

- **Mode** $q = q_{18}$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=0, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ 1/L & 0 & 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 20})$$

- **Mode** $q = q_{19}$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=0, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ -1/L & 1/L & 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 21})$$

- **Mode** $q = q_{20}$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=0, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ 0 & 1/L & 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 22})$$

- **Mode** $q = q_{21}$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=1, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ 0 & -1/L & 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 23})$$

- **Mode** $q = q_{22}$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=1, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ 1/L & -1/L & 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 24})$$

- **Mode** $q = q_{23}$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=1, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ -1/L & 0 & 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 25})$$

- **Mode** $q = q_{24}$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=1, u_4=0, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_4 \\ 0 & 0 & 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 26})$$

- **Mode** $q = q_{25}$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=0, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 27})$$

- **Mode** $q = q_{26}$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=0, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 28})$$

- **Mode** $q = q_{27}$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=0, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 1/L & -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 29})$$

-
- **Mode** $q = q_{28}$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=0, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & -1/L & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 30})$$

- **Mode** $q = q_{29}$ avec $(u_1=0, u_2=0, u_3=1, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/L & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 31})$$

- **Mode** $q = q_{30}$ avec $(u_1=1, u_2=0, u_3=1, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L & -1/L & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 32})$$

- **Mode** $q = q_{31}$ avec $(u_1=0, u_2=1, u_3=1, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/L & 0 & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 33})$$

- **Mode** $q = q_{32}$ avec $(u_1=1, u_2=1, u_3=1, u_4=1, u_5=1)$

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix} \quad (\text{A. 34})$$

Ces modes définissent un ensemble de 32 modes qui définissent les dynamiques continues du convertisseur à 5 cellules.

Les conditions de passage d'un mode à un autre respectent la règle d'adjacence c'est-à-dire le passage se fait uniquement si on a une commutation d'un seul interrupteur ce qui implique 5 changements éventuels pour chaque mode. Ainsi la condition de passage d'un mode à un autre sera une condition sur la commande qui est celle qui définit le mode récepteur.

Commande du convertisseur à 5 cellules :

Nous allons à présent établir les conditions de transition afin de commande ce convertisseur. Les conditions possibles des transitions entre les divers modes (prenant en compte les conditions de travail du convertisseur) sont définies par les ensembles selon :

$$T(q_1, q_2) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_1, q_3) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c1ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_1, q_5) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_1, q_9) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_1, q_{17}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_2, q_1) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_2, q_4) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_2, q_6) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_2, q_{10}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_2, q_{18}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_3, q_1) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_3, q_4) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_3, q_7) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_3, q_{11}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_3, q_{19}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_4, q_3) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_4, q_2) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_4, q_8) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_4, q_{12}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_4, q_{20}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_5, q_1) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_5, q_6) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_5, q_7) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_5, q_{13}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_5, q_{21}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_6, q_2) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_6, q_5) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_6, q_8) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_6, q_{14}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_6, q_{22}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_7, q_3) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_7, q_5) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_7, q_8) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_7, q_{15}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_7, q_{23}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_8, q_4) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_8, q_6) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_8, q_7) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_8, q_{16}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_8, q_{24}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_9, q_1) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_9, q_{10}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_9, q_{11}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_9, q_{13}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_9, q_{25}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{10}, q_2) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{10}, q_9) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{10}, q_{12}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{10}, q_{14}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{10}, q_{26}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{11}, q_3) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{11}, q_9) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{11}, q_{12}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{11}, q_{15}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{11}, q_{27}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{12}, q_4) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{12}, q_{10}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{12}, q_{11}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{12}, q_{16}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{12}, q_{28}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{13}, q_5) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{13}, q_9) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{13}, q_{14}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{13}, q_{15}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{13}, q_{29}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{14}, q_6) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{14}, q_{10}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{14}, q_{13}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{14}, q_{16}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{14}, q_{30}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{15}, q_7) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{15}, q_{11}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{15}, q_{13}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{15}, q_{16}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{15}, q_{31}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{16}, q_8) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{16}, q_{12}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{16}, q_{14}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{16}, q_{15}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{16}, q_{32}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{17}, q_1) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{17}, q_{18}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{17}, q_{19}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{17}, q_{21}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{17}, q_{25}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{18}, q_2) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{18}, q_{17}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{18}, q_{20}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{18}, q_{22}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^-]\}$$

$$T(q_{18}, q_{26}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{19}, q_3) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{19}, q_{17}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{19}, q_{20}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{19}, q_{23}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{19}, q_{27}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{20}, q_4) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{20}, q_{18}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{20}, q_{19}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{20}, q_{24}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{20}, q_{28}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{21}, q_5) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{21}, q_{17}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{21}, q_{22}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^-]\}$$

$$T(q_{21}, q_{23}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{21}, q_{29}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{22}, q_6) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{22}, q_{18}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{22}, q_{21}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{22}, q_{24}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{22}, q_{30}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{23}, q_7) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{23}, q_{19}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{23}, q_{21}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{23}, q_{24}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{23}, q_{31}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{24}, q_8) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{24}, q_{20}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{24}, q_{22}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{24}, q_{23}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{24}, q_{32}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{25}, q_9) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{25}, q_{17}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{25}, q_{26}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{25}, q_{27}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{25}, q_{29}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{26}, q_{10}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{26}, q_{18}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{26}, q_{25}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{26}, q_{28}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{26}, q_{30}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{27}, q_{11}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{27}, q_{19}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{27}, q_{25}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{27}, q_{28}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{27}, q_{31}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{28}, q_{12}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{28}, q_{20}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{28}, q_{26}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{28}, q_{27}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{28}, q_{32}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{29}, q_{13}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{29}, q_{21}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{29}, q_{25}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\}$$

$$T(q_{29}, q_{30}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$T(q_{29}, q_{31}) = \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}$$

$$\begin{aligned}
T(q_{30}, q_{14}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{30}, q_{22}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{30}, q_{26}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\} \\
T(q_{30}, q_{29}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{30}, q_{32}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I < I_{ref}^-]\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(q_{31}, q_{15}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{31}, q_{23}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{31}, q_{27}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{31}, q_{29}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{31}, q_{32}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [I < I_{ref}^-]\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(q_{32}, q_{16}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c4} > V_{c4ref}^+ \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{32}, q_{24}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c3} > V_{c3ref}^+ \wedge V_{c4} < V_{c4ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{32}, q_{28}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c2} > V_{c2ref}^+ \wedge V_{c3} < V_{c3ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{32}, q_{30}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} > V_{c1ref}^+ \wedge V_{c2} < V_{c2ref}^- \wedge I > I_{ref}^+]\} \\
T(q_{32}, q_{31}) &= \{X \in \mathfrak{R}^5 : [V_{c1} < V_{c1ref}^- \wedge I < I_{ref}^-]\}
\end{aligned}$$

Quand une condition de transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions de transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} , V_{c4} et du courant de charge I , autour des valeurs de référence.

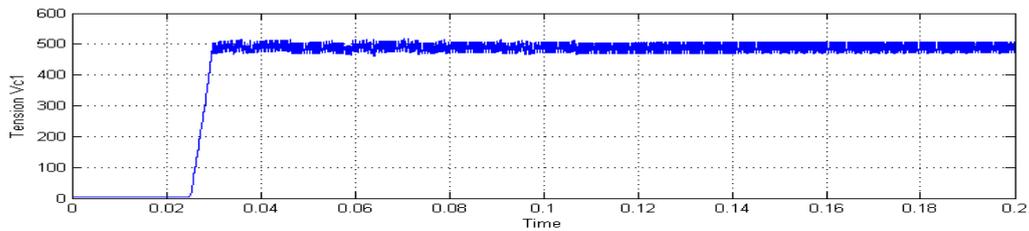
Ces conditions pourraient être renforcées pour des dynamiques élevées car elles ne répondent pas complètement aux exigences dynamiques réelles que subit un convertisseur 5 cellules. Pour ce faire, seule une étude approfondie de chaque commutation en prenant en considération différentes dynamiques pourrait palier à ce problème.

Résultats de simulation :

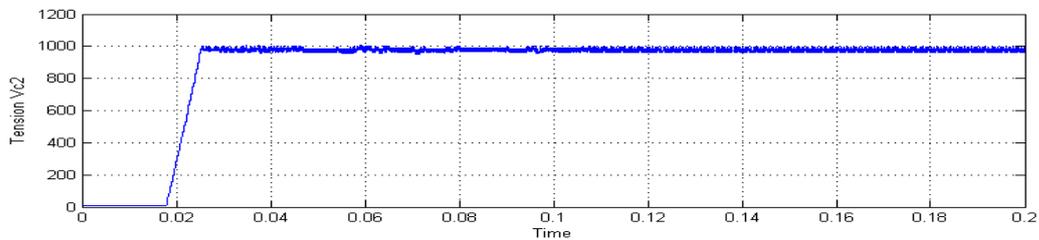
Les résultats de simulation obtenue ont été établis avec les caractéristiques suivantes :

$$E = 2500 \text{ V}, R = 10 \ \Omega, C1 = C2 = C3 = C4 = 40\ \mu\text{F}, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref} = 30 \text{ A},$$

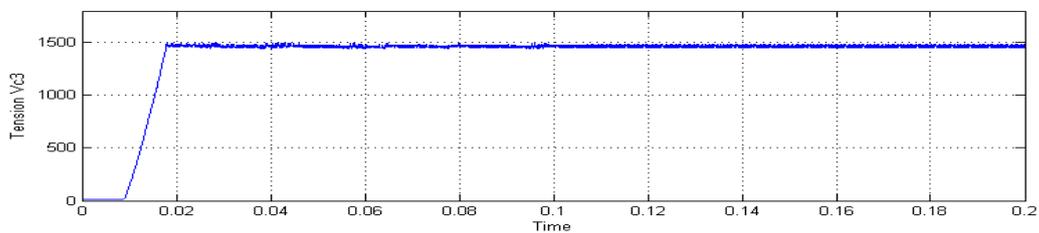
$$V_{c1ref} = 500 \text{ V}, V_{c2ref} = 1000 \text{ Volt}, V_{c3ref} = 1500 \text{ Volt}, V_{c4ref} = 2000 \text{ Volt},$$



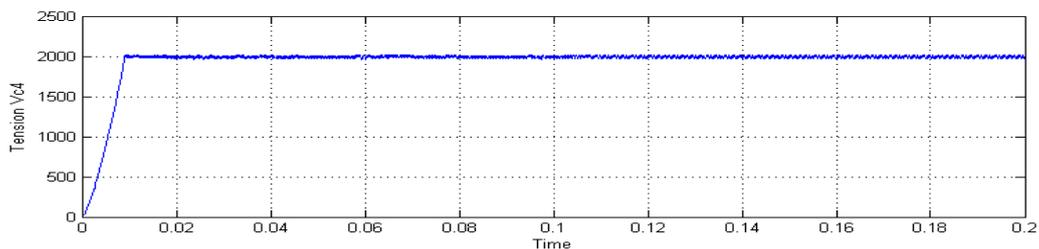
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure A. 8 : (a) Evolution de la tension Vc1.

(b) Evolution de la tension Vc2.

(c) Evolution de la tension Vc3.

(d) Evolution de la tension Vc4.

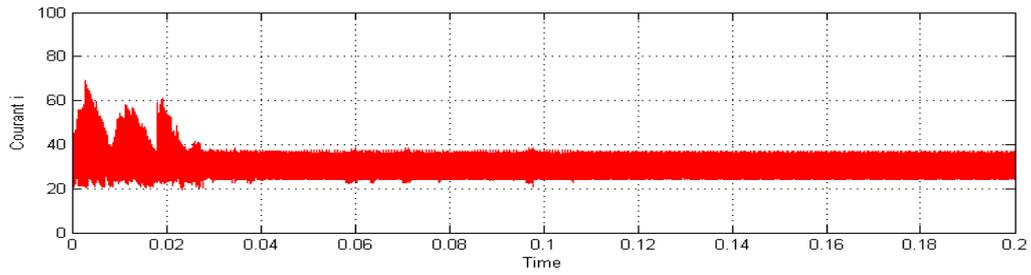


Figure IV. 9 : Evolution du courant de charge i .

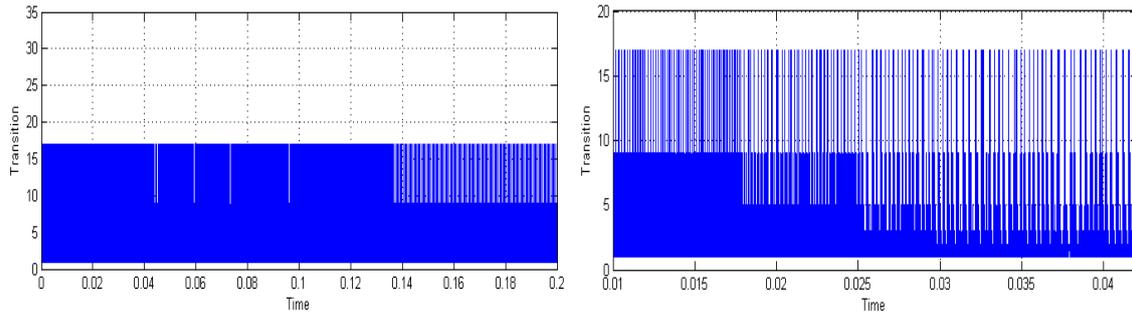


Figure A. 10 : Evolution des transitions.

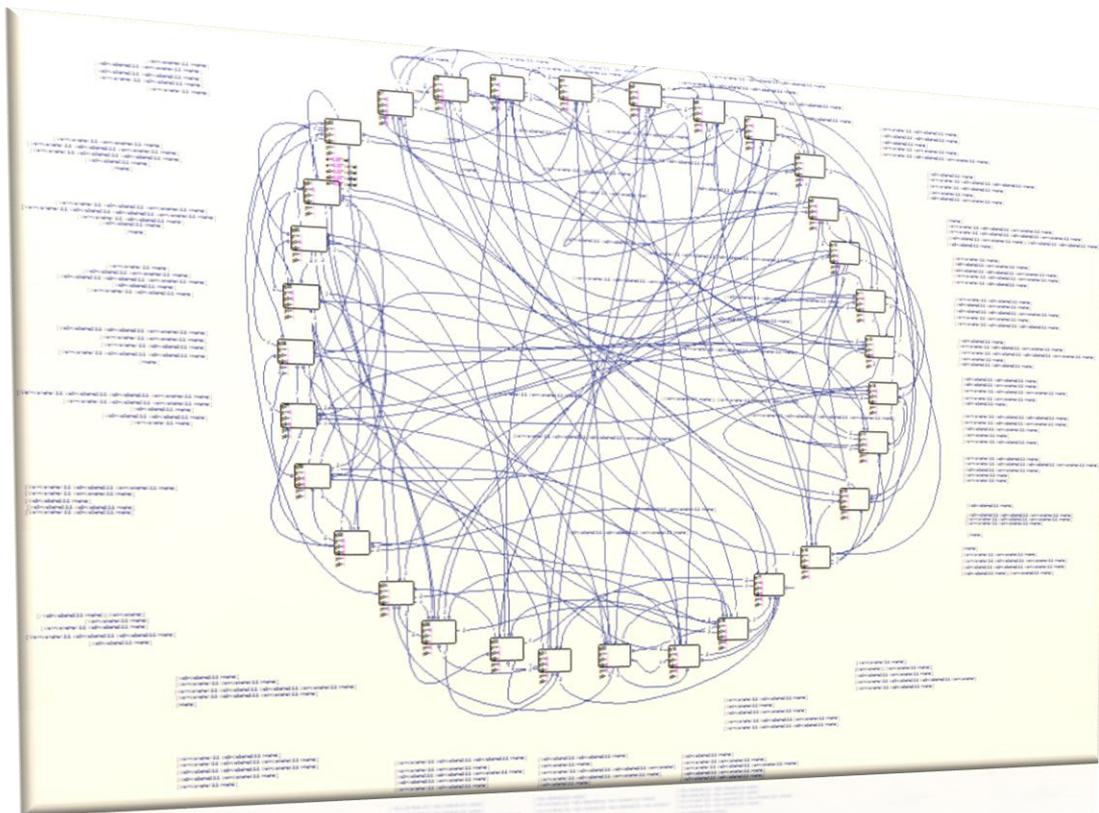


Figure A. 11 : Schéma STATEFLOW du modèle hybride.

BIBLIOGRAPHIE

[ABR03] Stanislaw ABRAMIK, "*Contribution à l'étude du diagnostic de défaillance des convertisseurs statiques en temps réel*", Thèse Doctorat INP TOULOUSE, 2003.

[AIM03] Martin AIMÉ, "*Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires*», Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 2003.

[BAY07] Mehdi BAYOUDH, "*Diagnostic A Base De Modèles Hybrides*", LAAS-CNRS, 2007.

[BEN01] R. BENSAID. "*Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires séries*", INP Toulouse, 2001.

[BEN06] K. BENMANSOUR. "*Contribution à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur*", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2006.

-
- [BEN08] O. BENZINEB, K. BENMANSOUR, M. DJEMAI, J.P. BARBOT, M. TADJINE et M.S. BOUCHERIT “*On Sliding Mode/Hybrid Observer Synthesis and Experiment for Three Cells Converter*”, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [BRA95] Michael Stephen BRANICKY, “*Studies in Hybrid Systems: Modeling, Analysis, and Control*”, Thèse de doctorat, M.I.T, 1995.
- [BUL82] H.BUHLER. “*Réglage échantillonnés*”. VOL1 ISBN 2-88074-008-8, 1982.
- [CHA06] Messaoud CHAKIR “*Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP*”, Thèse de magister, ENP Alger, 2006.
- [COC04] Vincent COCQUEMPOT, “*Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes*”, Thèse D’habilitation A Diriger Des Recherches, LAGIS de Lille, 2004.
- [COM00] Christophe COMBASTEL, “*Méthode d’Aide à la Décision pour la Détection et la Localisation de Défauts dans les Entraînements Electriques*”, Thèse de doctorat, INPG, 2000.
- [DAV05] Jorge DAVILA, Leonid FRIDMAN, Arie LEVANT “*Second-Order Sliding-Mode Observer for Mechanical Systems*”, IEEE transactions on automatic control, vol. 50, no. 11, November 2005.
- [ETE85] Eterno, J. S., D. P. Looze, J. L. Weiss and A. S. Willsky “*Design issues for fault-tolerant restructurable aircraft control*”. In: Proc. of the 24th IEEE Conference on Decision and Control, Fort Lauderdale, 1985.
- [FOS93] A.J FOSSARD & D.NORMAND-CYROT. “*Système non linéaires*”. Masson, 1993
- [FOU01] G. K. FOURLAS., K. J. KYRIAKOPOULOS, N. J KRIKELIS “*A Framework for Fault Detection of Hybrid Systems*”, 2001.

-
- [FRA07] Dimitrios FRAGKOULIS, “ *Détection Et Localisation De Défauts Au Niveau Des Actionneurs Dans Un Système Non Linéaire* ”, LAAS Du CNRS ,2007.
- [FRI01] Erik FRISK, “ *Residual Generation for Fault Diagnosis*”, Linkoping, Sweden, 2001.
- [FRI93] A.FRICK, E.WESTERHOLT, & B. De FORNEL. “ *Nonlinear control of induction motors via input-output decoupling*”. ETPE journal, 1993.
- [FOU02] G. K. FOURLAS, K. J. KYRIAKOPOULOS, N. J KRIKELIS “ *Diagnosability Of Hybrid Systems*”, 10th Mediterranean Conference on Control and Automation - MED2002 Lisbon, Portugal, July 9-12, 2002.
- [FOU03] G. K. FOURLAS, K. J. KYRIAKOPOULOS, N. J KRIKELIS “ *Model Based Fault Diagnosis of Hybrid Systems Based on Hybrid Structure Hypothesis Testing*”, *IEEE MED2003* Conference.
- [GAT97] Guillaume GATEAU, “ *Contribution A La Commande Des Convertisseurs Statiques Multicellulaires Série*”, Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 1997.
- [GEO99] Geoffrey R. Walker B.E.(Hons) “ *Modulation and Control of Multilevel converters*”, Thèse de doctorat, University of Queensland, Queensland, 1999.
- [GUE07] Fateh GUENAB " *Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants*", Thèse de Doctorat, UHP Nancy, 2007.
- [JAM03] Hicham JAMOULI " *Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts* ", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy, 2003.
- [JIA06], Guangqing JIA, " *Adaptative Observer and Sliding Mode Observer Based Actuator Fault Diagnosis for Civil Aircraft*», These de magister, Simon Fraser University, 2006.
-

-
- [KIL05] Erdal KILIÇ, "*Fault Detection And Diagnosis In Nonlinear Dynamical Systems*", Thèse de Doctorat, Middle East Technical University, 2005.
- [LAL04] Taous Meriem LALEG "*Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la FTC Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA*", Thèse d'ingénieur, ENP Alger, 2004.
- [LIE 06] A – M. LIENHARDT, "*Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)*", Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2006.
- [LUC87] A. DE LUCA & G.ULIVI "*Full linearization of induction motors via nonlinear state-feedback*". In Proc. Of 26 IEEE CDC, Los Angeles, 1987.
- [PAT97]R.J PATTON, "*Fault-tolerant control*"; the 1997 situation. In: Proc. IFAC Symposium Safeprocess, Kingston Upon Hull, U.K. Vol. 2. pp. 1033–1055, 1997.
- [PIO92] B.Le PIOUFLE, G.GORGIOU, & J.P LOUIS. "*Application des commandes non-linéaire pour la régulation en vitesse et en position de la machine synchrone autopilotée*" J.phys, 1992.
- [RIP99] Patrick RIPOLL "*Conception D'un Système De Diagnostic Flou Applique Au Moteur Automobile*", Thèse de Doctorat, Université de Savoie, 1999.
- [ROD05] Mickaël RODRIGUES, "*Diagnostic Et Commande Active Tolérante Aux Défauts Appliqués Aux Systèmes Décrits Par Des Multi-Modèles Linéaires*", thèse de doctorat, UHP Nancy, 2005.
- [ROU04] Nicolas ROUX, "*Nouveaux Mécanismes De Commutation Exploitant Les Protections Intégrées Des Semi-conducteurs De Puissance.*", Thèse Doctorat, INP Toulouse, 2004.

-
- [RUE02] Régis RUELLAND, " *Apport De La Co-Simulation Dans La Conception De L'architecture Des Dispositifs De Commande Numérique Pour Les Systèmes Electriques*", Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 2002.
- [SLO87] J.-J. E. SLOTING, J.K. HEDRICK and E.A. MISAWA. " *On Sliding Observers for Nonlinear Systems* ", *Journal of Dynamic System, Measurements and Control*, 1987.
- [SLO94] J.J SLOTTINE & W.LI. " *Applied nonlinear control*". Prentice-Hall International, Inc 1989.
- [TAC98] Olivier TACHON, " *Commande découplante linéaire des convertisseur multicellulaires série*" Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 1998.
- [THE03] Didier THEILLIOL, " *Contribution à l'étude et au développement des systèmes tolérants aux défauts : diagnostic et accommodation à base de modèles linéaires et au-delà*", Thèse d'Habilitation à Diriger des Recherches UHP Nancy, 2003.
- [VAL03] Jérôme VALLON " *Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*" Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 2003.
- [WES94] E.WESTERHOLT. " *Commande non linéaire d'une machine asynchrone. Filtrage étendu du vecteur d'état, contrôle de la vitesse sans capteur mécanique*". Rapport de thèse de Doctorat n° d'ordre : 851, I.N.P Toulouse 1984.
- [WU01] WU, N. E. " *Reliability of fault tolerant control systems Part I and II*". In: Proc. of the 40th IEEE Conf. on Decision and Control, Orlando, USA, 2001.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire traite du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires. Dans le premier chapitre on présente la structure des convertisseurs multicellulaires ainsi que différents modèle tout en citant des commandes déjà employées. Dans un deuxième chapitre on traite du diagnostic des défauts cellules et condensateurs du convertisseur 3 et 5 cellules à l'aide d'observateurs pour la génération de résidus et de la signature des défauts pour la prise de décision. Le troisième chapitre est consacré à la FTC tout d'abord une commande linéarisante est synthétisée pour un convertisseur 5 cellules sain puis généralisé à p cellules ensuite une solution matérielle est proposée pour le cas du défaut cellule. Enfin le dernier chapitre aborde le diagnostic par une approche hybride on proposant un modèle et une commande hybride du convertisseur 3 cellules puis la génération de résidus à base d'observateur hybride et une logique de décision basé sur le fonctionnement séquentiel du modèle hybride.

Mots Clés: Convertisseur multicellulaire – FTC – Diagnostic – Hybride – linéarisation – Découplage

ملخص :

هذا العمل يدرس التشخيص و التحكم المتحمل للعيوب في المحولات المتعددة الخلايا. في الفصل الأول نقدم بنية المحولات ومختلف النماذج المستعملة. الفصل الثاني مكرس لتشخيص في حالة عيوب الخلايا والمكثفات باستعمال الملاحظ. الفصل الثالث يهتم بالتحكم المتحمل للعيوب نبدأ بتركيب متحكم مخطط ل 5 خلايا إلى ن خلايا في حالة محول سليم ثم نقترح حل فيزيائي في حالة العيوب. أما الفصل الأخير فهو يهتم بالمحول عبر اقتراب هجين للنموذج والتشخيص بملاحظ هجين.

الكلمات الأساسية: المحولات المتعددة الخلايا - التحكم المتحمل للعيوب - التشخيص - الهجين - مخطط

Abstract:

The work presented in this report deals with the diagnosis and FTC of the multicellular converters. In the first chapter we present the structure of multicellular converters as well as different model while quoting controls already used. In the second chapter we process the diagnosis of the defects cells and capacitors of the converter 3 and 5 cells by means of observers for the generation of residues and signature of the defects for the decision-making logic. The third chapter is dedicated to the fault tolerant control, first of all a linearization control is synthesized for a converter 5 cells healthy and generalized for p cells then a material solution is proposed for the case of the defect cell. Finally the last chapter deals the diagnosis with a hybrid approach by proposing a hybrid model and controls of the 3 cells converter then the generation of residues by means of hybrid observer and a logic of decision based on the sequential functioning of the hybrid model.

Key words: Multicellular converter – FTC – Diagnosis – Hybrid – Linearization – Decoupling.