

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

ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE



**Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Processus**



MEMOIRE DE MAGISTER

**Spécialité : Automatique
Option : Automatique des systèmes industriels**

Présenté par :

Karima HERIZI

Ingénieur d'état en Automatique de l'ENP

Thème

**Synthèse d'Observateurs Hybrides Dédiés à
La Commande Tolérante Aux Défauts :
Application Au Convertisseur Multicellulaire**

Soutenu publiquement le 04/07/2009 devant le jury composé de :

| | | |
|-------------------|--------------------------|--|
| Président | Mr M.TADJINE | Professeur, E.N.S.P. |
| Rapporteur | Mr M.S. BOUCHERIT | Professeur, E.N.S.P. |
| Examineurs | Mr K. BENMANSOUR | Maître de Conférences, Médéa. |
| | Mr B. HEMICI | Maître de Conférences, E.N.S.P. |
| | Mr L. NEZLI | Maître de Conférences, E.N.S.P. |

Année Universitaire 2008/2009

10, Avenue Hassen Badi, BP 182, 16200 El-Harrach, Alger

Remerciements

Je remercie tout d'abord **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné le courage, la force et la volonté pour mener à terme ce travail.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements, à mon promoteur Mr M.S.Boucherit pour son assistance et ses conseils précieux.

C'est avec une attention très particulière que je remercie Mr M.Tadjine et Mr K. Benmansour. Ils trouvent ici ma profonde reconnaissance pour leurs précieuses aides et leurs disponibilités.

Mes remerciements vont aussi à messieurs les membres du jury d'avoir bien voulu accepter d'examiner et d'évaluer mon travail.

J'adresse aussi mes remerciements à l'ensemble des enseignants de l'ENSP pour le savoir qu'ils m'ont transmis.

Enfin je voudrais réserver mes derniers remerciements à ma famille et à mes amies qui m'ont apporté un grand soutien le long de ce travail.

ملخص

يهدف هذا العمل إلى إيجاد إستراتيجيات ملاحظة و تحكم تسمح بتعديل توتر المكثفات لمحولات طاقة متعددة الخلايا. بالنظر إلى طبيعة المحول قمنا بتطوير تمثيل جديد للمحولات المتعددة الخلايا ذات ذراعين ليستعمل في إنجاز ملاحظ لتوتر المكثفات بالطريقة الإنزلاقية من الدرجة الأولى و الثانية و بطريقة الأفق اللانهائي. في الجزء الثاني من هذا العمل تطرقنا إلى التشخيص و التحكم المتحمل للعيوب في المحولات المتعددة الخلايا، إذ قمنا بتشخيص المحول في حالة عيوب الخلايا باستعمال الملاحظ الإنزلاقي من الدرجة الأولى و في حالة عيوب المكثفات، بعدها طورنا إستراتيجية تحكم إنزلاقي في حالة محول سليم ثم اقترحنا حل فيزيائي في حالة عيوب. أظهرت المحاكاة نتائج جد حسنة.

كلمات المفتاح : محولات طاقة متعددة الخلايا، هجين ، إمكانية الملاحظة، الملاحظ الإنزلاقي من الدرجة الأولى، الملاحظ الإنزلاقي من الدرجة الثانية، الملاحظ بطريقة الأفق اللانهائي، التشخيص كشف و عزل الخلل ، نظام التحكم المتحمل للخلل.

Résumé

Le présent travail a pour objet la synthèse de stratégies d'observateur et de commande permettant l'équilibrage en boucle fermée des tensions flottantes d'un convertisseur multicellulaire à deux bras. Un nouveau modèle du convertisseur est développé afin de synthétiser trois types d'observateurs à savoir : l'observateur par mode de glissement d'ordre un et deux et l'observateur par H_∞ . Dans la deuxième partie de ce travail, on a abordé le diagnostic de défaut cellule en utilisant l'observateur par mode glissant d'ordre un pour la génération du résidu, le défaut vieillissement des condensateurs est également traité. Le développement d'une commande tolérante aux défauts nécessite une solution matérielle. Des résultats de simulation montrent que les méthodes utilisées donnent de bonnes performances.

Les mots clés : Convertisseurs multicellulaires, hybride, observabilité, observateur par modes glissants d'ordre un, observateur par modes glissants d'ordre deux, observateur H_∞ , diagnostic, détection et isolation de défaut, commande tolérante aux défauts.

Abstract

The present work deals with the development of strategies of observer and control which allows the balancing, in a close loop, of the floating voltages of a multicell converter. A new approach of modelisation is developed and used for synthesize observers for a three-cell converter with two arms. The study of the observability and the development of a sliding mode observer of first and second order and H_∞ observer are applied for the converter. In the second part of this work we process to the diagnosis of the defects cells by means of the sliding mode observer for the generation of residue, the problem of ageing capacitors is also treated. The development of a fault tolerant control requires a material solution. Simulation results show that these methods offer good performances.

Key words: Multicell converters, hybrid, observability, sliding mode observer of first order, sliding mode observer of second order, H_∞ observer, diagnosis, fault detection and isolation, fault tolerant control .

TABLE DES MATIERES

| | |
|------------------------------------|----------|
| INTRODUCTION GENERALE | 1 |
|------------------------------------|----------|

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET RAPPELS SUR LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

| | |
|--|-----------|
| I.1.Introduction..... | 4 |
| I.2. Structure de conversion d'énergie multiniveaux | 4 |
| I.2.1. CONVERTISSEUR CLAMPE PAR LE NEUTRE (NPC)..... | 4 |
| I.2.2. CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SUPERPOSE (SMC) | 5 |
| I.2.3. CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE | 6 |
| I.2.3.1. APPARITION DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES..... | 6 |
| I.2.3.2. INTERET DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES..... | 6 |
| I.2.3.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT | 7 |
| I.2.3.4. TENSION BLOQUEE PAR UNE CELLULE | 8 |
| I.2.3.5. COURANT COMMUTE PAR UNE CELLULE | 8 |
| I.2.3.6. RELATIONS DECRIVANT LE CONVERTISSEUR | 9 |
| I.2.3.7. LES MODELES MATHEMATiques DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES | 10 |
| I.2.3.7.1. MODELE INSTANTANE | 10 |
| I.2.3.7.2. MODELE MOYEN | 13 |
| I.2.3.7.3. MODELE HARMONIQUE..... | 13 |
| I.2.3.7.4. MODELE HYBRIDE | 14 |
| I.2.3.8. COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES..... | 19 |
| I.2.3.8.1. COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE AVEC MLI | 19 |
| I.2.3.8.2. COMMANDE EN BOUCLE FERMEE..... | 21 |
| I.2.3.9. OBSERVATION DES TENSIONS INTERNES | 21 |
| I.2.4. CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE A DEUX BRAS OU QUATRE QUADRANTS..... | 22 |
| I.2.4.1. MOTIVATION | 22 |
| I.3.Conclusion | 25 |

CHAPITRE II : OBSERVABILITE ET OBSERVATIONS DES TENSIONS FLOTTANTES DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

| | |
|---|-----------|
| II.1.Introduction | 26 |
| II.2. Intérêt d'observer les tensions flottantes | 26 |
| II.3. Etude de l'observabilité | 27 |
| II.3.1. OBSERVABILITE D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE A TROIS CELLULES | 28 |
| II.3.2. OBSERVABILITE A BASE DU MODELE HYBRIDE | 29 |
| II.3.3.MODELE HYBRIDE DU CONVERTISSEUR QUATRE QUADRANTS..... | 32 |

| | |
|--|-----------|
| II.3.4.OBSERVABILITE DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE A DEUX BRAS..... | 33 |
| II.4.Commande par modulation de largeur d’impulsion du convertisseur quatre quadrant..... | 37 |
| II.5. Simulation du modèle avec la commande MLI..... | 39 |
| II.6. Conclusion..... | 43 |

CHAPITRE III : SYNTHESE D'OBSERVATEURS POUR LE CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

| | |
|--|-----------|
| III.1.Introduction | 44 |
| III.2.Synthèse d’observateur par mode de glissement | 44 |
| III.2.1.VALIDATION DE L’OBSERVATEUR PAR MODE DE GLISSEMENT | 46 |
| III.2.2.ETUDE DE LA ROBUSTESSE | 49 |
| III.3.Synthèse d’observateur par mode glissant d’ordre deux..... | 54 |
| III.3.1.VALIDATION DE L’OBSERVATEUR PAR MODE DE GLISSEMENT D’ORDRE DEUX..... | 55 |
| III.3.2.ETUDE DE LA ROBUSTESSE | 57 |
| III.4.Synthèse d’observateur H_{∞} | 61 |
| III.4.1. STRUCTURE DE L’OBSERVATEUR DE LUENBERGER..... | 61 |
| III.4.2.OPTIMISATION DU GAIN D’OBSERVATEUR PAR H_{∞} | 63 |
| III.4.3.VALIDATION DE L’OBSERVATEUR PAR H_{∞} | 64 |
| III.4.4.ETUDE DE LA ROBUSTESSE | 66 |
| III.5.Etude comparative des observateurs | 71 |
| III.6.Conclusion | 71 |

CHAPITRE IV : DIAGNOSTIC ET COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

| | |
|---|-----------|
| IV.1.Introduction..... | 72 |
| IV.2. Panorama des défauts et méthodes de diagnostic | 72 |
| IV.2.1.INTERET ET OBJECTIFS DU DIAGNOSTIC | 72 |
| IV.2.2.DEFINITIONS ET GENERALITES SUR LES DEFAUTS | 73 |
| IV.2.2.1.ANOMALIE, DEFAUT, DEFAILLANCE ET PANNE | 73 |
| IV.2.2.2.CLASSIFICATION DES DEFAUTS : | 73 |
| IV.2.3.ETAPES DU DIAGNOSTIC DES DEFAUTS..... | 75 |
| IV.2.4.METHODE DE GENERATION DE RESIDU | 76 |
| IV.2.4.1.IDENTIFICATION PARAMETRIQUE | 77 |
| IV.2.4.2.ESPACE DE PARITE..... | 77 |
| IV.2.4.3.OBSERVATEURS D’ETAT..... | 77 |
| IV.3.Diagnostic des convertisseurs multicellulaires | 77 |

| | |
|---|------------|
| IV.3.1.DIAGNOSTIC DE DEFAUT CELLULE DU CONVERTISSEUR QUATRE QUADRANTS | 78 |
| IV.3.2.DIAGNOSTIC DU VIEILLISSEMENT DES CAPACITES DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES | 90 |
| IV.3.2.1.LES CAUSES DE DEFAILLANCE..... | 90 |
| IV.3.2.2.ETUDE DU VIEILLISSEMENT DES CAPACITES DU CONVERTISSEUR QUATRE QUADRANTS | 91 |
| IV.4.Les systèmes tolérants aux défauts..... | 105 |
| IV.4.1.OBJECTIFS DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS..... | 105 |
| IV.4.2.COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DU CONVERTISSEUR QUATRE QUADRANTS | 107 |
| IV.4.3.STRATEGIE DE COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT EN CAS DE DEFAUTS | 113 |
| IV.4.3.1.ANALYSE DU CONVERTISSEUR EN CAS DE BLOCAGE CELLULE | 113 |
| IV.4.3.2.SOLUTION MATERIELLE..... | 114 |
| IV.5.Conclusion | 124 |
| | |
| CONCLUSION GENERALE | 125 |
| ANNEXE A : MODELE HYBRIDE DU CONVERTISSEUR A TROIS CELLULES. | 127 |
| ANNEXE B : RAPPELS SUR L'OBSERVABILITE..... | 131 |
| BIBLIOGRAPHIE | 135 |

Abréviations et Notations

Abréviations

| | |
|-----|---|
| BF | Boucle fermée |
| MLI | Modulation de Largeur d'Impulsion |
| MCC | Machine à Courant Continu |
| MG | Mode de glissement |
| FDD | Détection et diagnostic des défauts (Fault Detection and Diagnosis) |
| FTC | Commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control) |

Symboles

| | |
|----------------------|---|
| C_k | Capacité du condensateur k |
| E | Source de tension continue |
| f_{dec} | Fréquence de découpage |
| f_{mod} | Fréquence du signal modulant |
| i_{Ck} | Courant dans le condensateur k |
| I_{ch} ou I_s | Courant de charge |
| L | L'inductance de charge |
| mod | Signal modulant |
| N | Nombre de niveaux |
| P | Nombre de cellule |
| R | La résistance de charge |
| S_{Ck} ou u_k | Signal de commande de l'interrupteur de puissance du haut de la $k^{ème}$ cellule |
| T_{dec} | Période de découpage |
| V_{ck} | La tension aux bornes du condensateur flottant k |
| V_s | La tension de sortie du convertisseur statique |
| α | Rapport cyclique |
| δ | Déphasage entre les signaux de commande |
| C_{kj} | Capacité du condensateur du bras k de la cellule j |
| i_{Ckj} | Courant dans le condensateur j du bras k |
| u_{kj} | Signal de commande du bras k de l'interrupteur j |
| V_{Ckj} | Tension aux bornes du condensateur j du bras k |
| I_{ref} | Courant de référence |
| V_{ckref} | Tension de référence du condensateur k |
| q_k | Le mode k (état discret) |
| O_k | Observateur du sous système k |
| e_k | Erreur d'observation |
| S_i | Surface de glissement |
| \hat{x} | La valeur observée de la variable x |
| \tilde{x} | La différence entre la valeur observée et la valeur réelle |
| sign(.) | La fonction signe |
| $\ \cdot\ _{\infty}$ | la norme H_{∞} |

INTRODUCTION GENERALE

Depuis de nombreuses années dans le domaine de l'électronique de puissance, nous assistons à une augmentation sans cesse des puissances commutées par les convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles.

Ces convertisseurs de puissance sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge. Ils permettent d'adapter la puissance nécessaire à celle consommée. A partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Un intérêt remarquable a été donc donné à l'amélioration des convertisseurs de puissance. En effet, la dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédents dans le domaine de l'électronique de puissance : apparition de nouveaux interrupteurs capables de commuter rapidement et supportant une grande tension et un grand courant, apparition de nouvelles structures de conversion multiniveaux, et développement de nouvelles stratégies de commande.

Une nouvelle topologie de convertisseurs apparue au début des années 90, les convertisseurs multicellulaires série. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. La structure multicellulaire série a permis d'envisager un champ d'application beaucoup plus vaste, et peut être adaptée à toutes les configurations de conversions.

A nos jours, les convertisseurs multicellulaires sont commandés avec succès, par l'intermédiaire d'un modulateur à fréquence fixe fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion MLI. Les algorithmes de commande actuels ignorent donc le caractère éminent hybride de ce type de systèmes.

La modélisation est une étape très importante pour la synthèse de lois de commande et d'observateurs. Sa précision dépend des objectifs recherchés. La représentation des systèmes physiques par des modèles continus a traditionnellement été le seul champ de recherche dans la théorie des systèmes. Il est cependant connu que la plupart des systèmes physiques ne sont pas de nature purement continue. En effet, plusieurs processus physiques admettent des composants (valves, interrupteurs, ...) et des phénomènes (collisions, vidange de réservoir, ...) de types discrets. Ce type de système est utilisé dans plusieurs domaines tels que les processus chimiques, le contrôle du trafic aérien, la robotique, l'automobile, ... etc.

Les convertisseurs multicellulaires présentent par leur nature un comportement hybride. L'aspect hybride est décrit par la présence simultanée de variables discrètes (état des interrupteurs) et continues (courant et tensions). Il est alors très intéressant d'introduire la modélisation hybride dans le domaine des systèmes électriques.

Au cours des dernières décennies, une part importante des activités de recherche en automatique s'est focalisée sur le problème de l'observation d'état des systèmes dynamiques. Ceci est motivé par le fait que l'estimation de l'état est une étape importante voir indispensable pour la synthèse des lois de commande, pour le diagnostic ou la supervision des systèmes industriels. Dans ce contexte, nous avons mené des travaux de recherche sur l'observation d'état des convertisseurs multicellulaires.

Plusieurs stratégies de commandes en boucle ouverte et en boucle fermée ont été développées afin de maintenir les tensions flottantes à des niveaux bien définis tout en régulant une variable de sortie (courant ou tension). Un phénomène naturel appelé équilibrage naturel permet de réguler les tensions flottantes des convertisseurs multicellulaires sans l'utilisation de boucle de rétroaction. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importante, des commandes en boucle fermée sont développées. Elles nécessitent en revanche l'utilisation des capteurs de tensions flottantes dont le nombre augmente avec le nombre de cellules.

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

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 économique ou autre. 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 et regroupées pour la plus part dans la paire : Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts.

Un certain nombre d'étude a eu pour objectif le diagnostic des convertisseurs statiques ou de leurs composants mais en ce qui concerne le diagnostic des convertisseurs multicellulaires le terrain est pratiquement vierge.

L'objectif principal de ce travail est de trouver une topologie de convertisseur fonctionnant en quatre quadrants sur la base d'un convertisseur multicellulaire série pour la commande d'une machine à courant continu (fonctionnement moteur et génératrice). Ainsi dans cette étude nous allons développer une approche qui regroupe l'observation des tensions flottantes, le diagnostic et la commande tolérante aux défauts. A cet effet notre mémoire s'articulera autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à la présentation des convertisseurs multicellulaires série, apparition, le principe de fonctionnement et les différents modèles mathématiques. Nous développons ensuite un modèle hybride des convertisseurs multicellulaires, ce modèle présente un comportement naturel puisque il contient d'une part des variables discrètes

représentées par les états des interrupteurs et d'autre part les modes pour les variables continues. Il permet la synthèse d'une loi de commande d'un convertisseur à trois cellules.

Le deuxième chapitre sera dédié à l'observation et l'étude d'observabilité d'un convertisseur multicellulaire quatre quadrants. La modélisation hybride nous permettra de résoudre aisément le problème d'observabilité.

Le troisième chapitre concernera la synthèse d'observateurs où trois types d'observateurs seront proposés : l'observateur par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux, et l'observateur par H_∞ , afin d'estimer les tensions des condensateurs flottants à partir de la mesure du courant de charge, les performances de ces observateurs seront évaluées. Ce chapitre est ensuite clôturé par une étude comparative entre les différentes stratégies d'observations synthétisées.

Le dernier chapitre est consacré tout d'abord au diagnostic des systèmes et à 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 affectent le convertisseur, on s'intéressera à l'étude de deux types de défauts : le défaut critique cellule et le vieillissement des condensateurs. La deuxième partie de ce chapitre traitera la commande tolérante aux défauts. Après présentation de l'état de l'art de celle-ci, on développera une stratégie de commande par mode de glissement pour le convertisseur quatre quadrants. Cette stratégie de commande a déjà montré ses performances quant à la robustesse et à la simplicité de sa mise en œuvre. Ensuite, on présente une accommodation de cette commande en présence de défaut cellule étudié dans la première partie.

On achèvera ces quatre chapitres par une conclusion générale qui retrace la somme des résultats obtenues le long de ce mémoire. Aussi, allons-nous proposer des perspectives de travaux envisagés pour élargir le domaine d'application et la poursuite de ce travail.

ETAT DE L'ART ET RAPPELS SUR LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

I.1.Introduction

L'utilisation des convertisseurs statiques dans les domaines de très forte puissance est sans cesse croissante et a donné lieu à des associations particulières de cellules de commutations, permettant d'obtenir des caractéristiques de tenue en tension et en courant performantes. En effet, la nécessité d'augmenter la tension traitée dans les systèmes de conversion statique d'énergie a conduit à l'élaboration de nouvelles structures; c'est le cas des convertisseurs multicellulaires. L'idée est de répartir la contrainte en tension sur plusieurs composants placés en série.

Les convertisseurs multicellulaires font, ces dernières années, l'objet d'un intérêt croissant, dans les milieux industriels et universitaires. La structure de ces convertisseurs, apparue au début des années 1990, permet non seulement la conversion statique d'énergie électrique sous haute tension par l'association en série de cellules de commutations, mais également d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en terme de contenu harmonique.

I.2. Structure de conversion d'énergie multiniveaux

Un convertisseur statique est dit multiniveaux lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux [1]. Ces nouvelles topologies permettent la répartition des contraintes en tension sur plusieurs interrupteurs et offrent des performances bien supérieures à celles des structures classiques. Nous allons en présenter quelques unes.

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

Le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) 3 niveaux est apparu au début des années 1980, (Figure I.1). La répartition de la tension d'entrée sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à un point milieu (C). Ces deux diodes imposent un potentiel à $E/2$ aux points A et B. Les trois niveaux de tension possibles en sortie ($-E/2$, 0 et $E/2$) sont obtenus en fonction du choix des interrupteurs rendus passants. Le fonctionnement de ce convertisseur est détaillé dans [2].

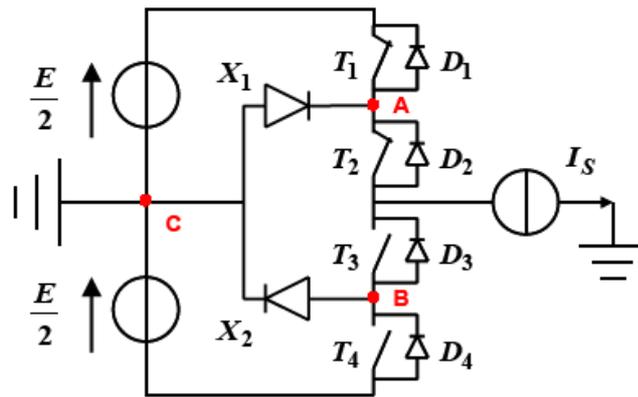


Figure I.1 : Onduleur NPC 3 niveaux

I.2.2. Convertisseur Multicellulaire Superposé (SMC) [2]

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

Cette structure vise à réduire l'énergie stockée au sein du convertisseur par la diminution de la tension appliquée aux bornes des condensateurs internes. C'est une association hybride de cellules de commutation élémentaires. Il a été tout particulièrement étudié et réalisé dans le cas de $n=2$ et p quelconque. La figure I.2 représente un onduleur SMC $p \times 2$ constitué de p cellules et $n=2$ étages, soit $2.p$ cellules de commutation imbriquées et $(p-1).n=2(p-1)$ condensateurs flottants. La tension aux bornes de ces derniers est :

$$v_{ck} = \frac{k.E}{n.p} \quad k = \{1, \dots, p-1\} \tag{I.1}$$

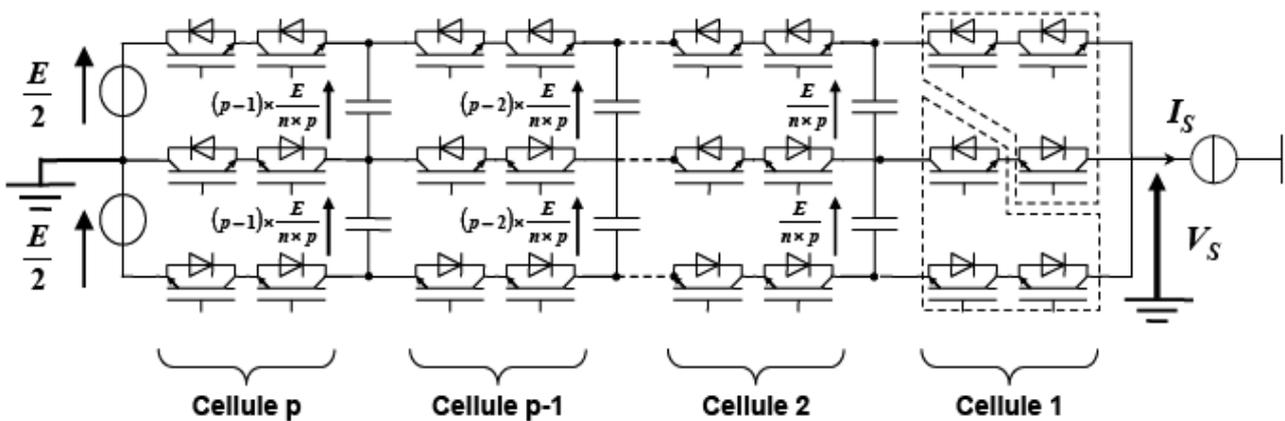


Figure I.2: Convertisseur multicellulaire superposé SMC $p \times 2$

I.2.3. Convertisseur Multicellulaire Série

L'étude des convertisseurs multicellulaires série étant l'objectif de notre travail, une étude détaillée de son fonctionnement sera présentée dans cette section.

I.2.3.1. Apparition des convertisseurs multicellulaires série

Au début des années 90, une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux est apparue à la suite d'un brevet déposé par Thierry A. Meynard et Henri Foch . Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure I.3 montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules [1].

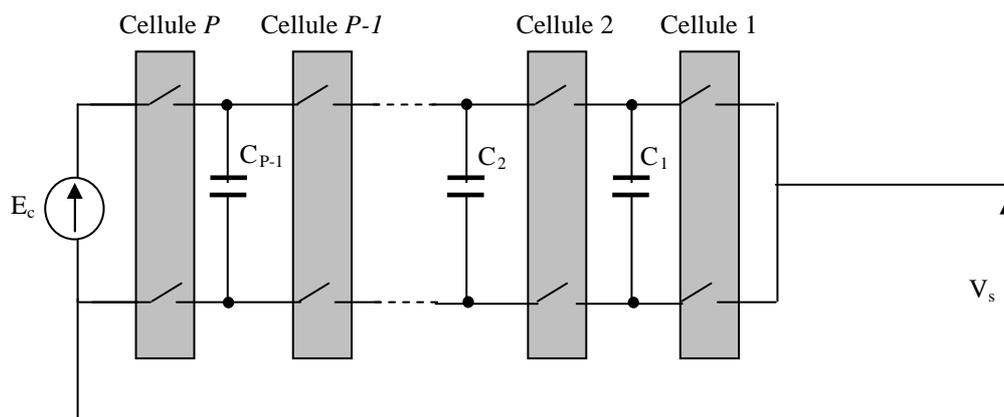


Figure I.3 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux

I.2.3.2. Intérêt des convertisseurs multicellulaires

D'une manière générale, un convertisseur multiniveaux implique l'association de semi-conducteur et de sources de tensions capacitives. Le fonctionnement de ce type de convertisseur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mise en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions / courants plus élevées. C'est là où réside l'un des majeurs avantages de l'utilisation des convertisseurs multiniveaux [3].

En plus, la tension de sortie multiniveaux délivrée par ce type de convertisseur présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la

tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, cette structure permet de supprimer certaines familles de raies harmoniques [1].

En plus de ces deux grands avantages, les convertisseurs multicellulaires offre la possibilité de partitionnement vis-à-vis de la défaillance la plus courante : interrupteur en cours circuit [4]. L'utilisation efficace de cette propriété nécessite un choix convenable des composants de la structure, de même qu'une réaction rapide tant de point de vue de la détection et l'isolation du défaut que du point de vue de la reconfiguration des cellules saines restantes.

I.2.3.3. Principe de fonctionnement

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [5].

La structure multicellulaire est représentée sur la figure I.4 [1], [2].

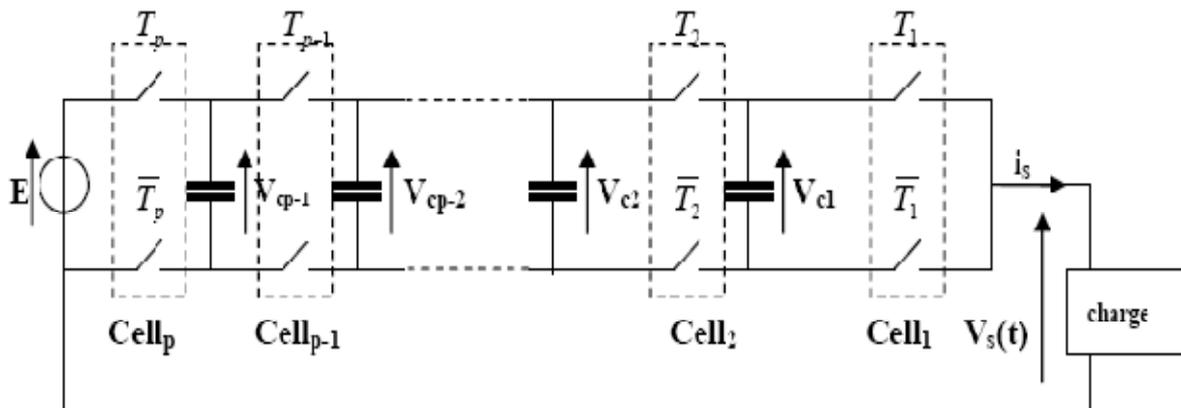


Figure I.4 : Convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation

Les deux interrupteurs de chaque paire (T_k et \bar{T}_k) ne doivent jamais être passants en même temps pour éviter de court-circuiter les sources de tension. Ceci est obtenu grâce au contrôle des deux interrupteurs avec des signaux quasi-opposés en intégrant des temps morts à chaque commutation.

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

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

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

I.2.3.4. Tension bloquée par une cellule

Chaque cellule ($Cell_k$, $k=1$ à p) est encadrée par deux sources de tensions flottantes intermédiaires V_{ck} et V_{ck-1} , avec $V_{c0}=0$ et $V_{cp}=E$, ainsi, les tensions appliquées aux cellules de commutation sont imposées par ces sources de tensions.

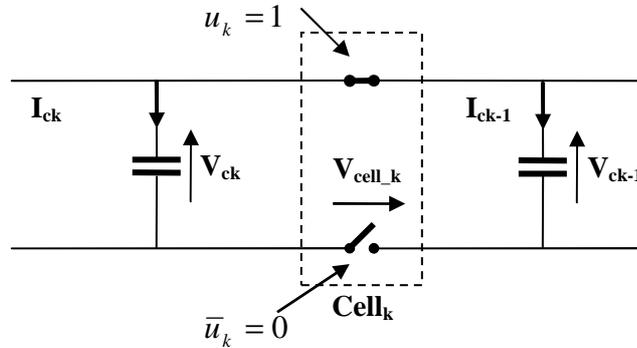


Figure I.5 : Capacités flottantes et cellule de commutation

On remarque en particulier que l'interrupteur bloqué doit tenir la tension V_{cell_k} telle que

$$V_{cell_k} = (V_{ck} - V_{ck-1}) \quad k = \{1, 2, \dots, p\} \quad (I.3)$$

Dans le cadre d'utiliser p cellules de commutation avec des interrupteurs de calibre identique, il faut obtenir la même contrainte de tension pour toutes les cellules. Chaque interrupteur bloqué doit maintenir à ses bornes une tension maximum égale à :

$$V_{cell_k} = \frac{E}{p} \quad k = \{1, 2, \dots, p\} \quad (I.4)$$

D'où une répartition régulièrement étagée des tensions internes :

$$V_{ck} = k \frac{E}{p} \quad k = \{1, 2, \dots, p\} \quad (I.5)$$

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 passant dans le condensateur est nulle sur une période de découpage [4]:

$$\langle i_{ck} \rangle = 0 \quad k = \{1, 2, \dots, p\} \quad (I.6)$$

I.2.3.5. Courant commuté par une cellule

Le courant i_s prélevé par la source de courant aval est une variable continue dans le temps ; quelles que soient les commutations des cellules, il doit pouvoir circuler. En l'occurrence, en partant de i_s et en remontant vers la source de tension E , on remarque que le

courant passant par l'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est : $i_{TA_k} = u_k i_s$, et le courant passant par l'interrupteur du bas est : $i_{TB_k} = (1 - u_k) i_s$. Où u_k représente la commande de l'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule, elle vaut **1** lorsque l'interrupteur est fermé et **0** lorsqu'il est ouvert.

Selon l'état des interrupteurs des deux cellules adjacentes $cell_{k+1}$ et $cell_k$, le courant passe ou pas dans le condensateur séparant ces deux cellules :

$$i_{ck} = (u_{k+1} - u_k) i_s \quad (I.7)$$

I.2.3.6. Relatons décrivant le convertisseur

La tension V_s appliquée à la source de courant i_s résulte du choix des p commandes u_k des interrupteurs. En effet si on appelle V_{TB_k} la tension aux bornes de l'interrupteur du bas de la $k^{\text{ème}}$ cellule, on voit clairement (loi des mailles) que :

$$V_s = \sum_{k=1}^p V_{TB_k} = \sum_{k=1}^p u_k \cdot V_{cell_k} \quad (I.8)$$

On tire alors la formule de la tension de sortie qui est une combinaison linéaire de la tension d'entrée E et des tensions flottantes ($v_{c1}, v_{c2}, \dots, v_{cp-1}$) :

$$V_s(t) = \sum_{k=1}^{p-1} (u_k - u_{k+1}) v_{ck} + u_p \cdot E \quad (I.9)$$

Dans le cas particulier où les p tensions cellulaires sont identiques (condensateurs équilibrés), on a :

$$V_s = \frac{E}{p} \sum_{k=1}^p u_k \quad (I.10)$$

Ainsi la tension de sortie V_s prend ses valeurs dans l'ensemble $Q = \left\{ 0, \frac{E}{p}, \frac{2E}{p}, \dots, \frac{(p-1)E}{p}, E \right\}$

L'évolution des tensions internes V_{ck} ($k=1$ à p) est donnée par la valeur du courant i_{ck} de chaque condensateur C_k : $i_{ck} = C_k \frac{dv_{ck}}{dt}$. Ce courant étant lui-même déterminé par la configuration de ses deux cellules adjacentes et du courant de charge, la tension du condensateur flottant évolue avec une dérivée proportionnelle au courant de charge i_s :

$$\frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{1}{C_k} (u_{k+1} - u_k) i_s \quad (I.11)$$

I.2.3.7. Les modèles mathématiques des convertisseurs multicellulaires

La modélisation est une étape fondamentale dans la simulation, la synthèse de lois de commande, et la conception d'observateurs. Selon l'objectif visé, le modèle devra être plus ou moins précis. La difficulté majeure en électronique de puissance, réside dans le fait que les convertisseurs contiennent des variables continues (courants, tensions) et des variables discontinues (état bloqué ou passant des interrupteurs). Dans cette section, nous rappelons brièvement les principaux modèles existants pour le convertisseur multicellulaire.

Un convertisseur multicellulaire série possède p interrupteurs à commander pour régler p grandeurs d'état qui sont les tensions flottantes et le courant de charge. Ces interrupteurs fournissent $2p-1$ degrés de libertés (p rapports cycliques et $p-1$ déphasages). Selon les degrés de liberté utilisés pour la définition d'une stratégie de commande, quatre types de modèles ont été développés pour le convertisseur multicellulaire: le modèle instantané, le modèle moyen e, le modèle harmonique et le modèle hybride. [6]

I.2.3.7.1. 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.

Le modèle instantané présentant le convertisseur (avec une charge R-L) sous forme d'équation d'état est défini par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) i_s \\ \vdots \\ \frac{dv_{cp-1}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} (u_p - u_{p-1}) i_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{v_{c1}}{L} (u_2 - u_1) - \frac{v_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \dots - \frac{v_{cp-1}}{L} (u_p - u_{p-1}) - \frac{R}{L} i_s + \frac{E}{L} u_p \end{array} \right. \quad (I.12)$$

Notons X le vecteur d'état et U le vecteur de commandes,

$$X = \begin{bmatrix} v_c \\ i_s \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix}$$

L'équation d'état instantanée d'un convertisseur à p cellules peut alors s'écrire sous une forme affine :

$$\dot{X} = AX + G(X)U \tag{I.13}$$

Tels que :

$$A = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{0} & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad G(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_s}{C_1} & \frac{i_s}{C_1} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\frac{i_s}{C_2} & \frac{i_s}{C_2} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{0} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & -\frac{i_s}{C_{p-1}} & \frac{i_s}{C_{p-1}} \\ \frac{v_{c1}}{L} & \frac{v_{c2} - v_{c1}}{L} & \dots & \frac{v_{cp-1} - v_{cp-2}}{L} & \frac{E - v_{cp-1}}{L} \end{bmatrix}$$

Comme le vecteur X intervient dans la matrice G , le modèle donc est non linéaire présentant un couplage entrées/sorties. Son inconvénient majeur est que la commande est discontinue vu que, dans le cas idéal, la commande des interrupteurs passe de 0 à 1 en un temps nul. Toutes les commandes en amplitude (ou l'état des interrupteurs est défini en fonction du courant et de la tension), dont la commande par mode glissant, des convertisseurs multicellulaires sont basées sur ce modèle.

Prise en compte de l'effet des diodes

Le modèle instantané (I.12) ne prend pas en compte la bidirectionnalité en courant des interrupteurs (diodes placées en antiparallèle sur les interrupteurs).

En effet dès que la tension $v_{ck-1} > v_{ck}$ les diodes prennent le contrôle du convertisseur quels que soit les signaux de commande. La figure I.6, représente une cellule de commutation k avec un IGBT de type 3 segments associés à des diodes en antiparallèle.

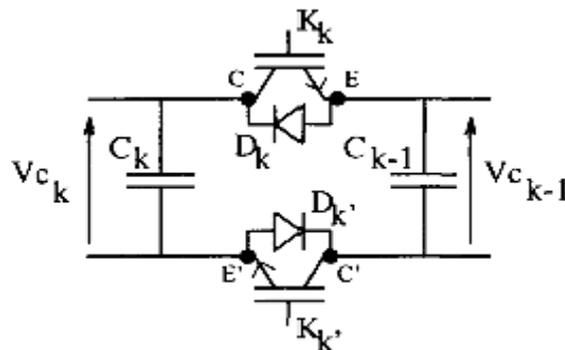


Figure I.6 : Cellule de commutation k

Si la tension $V_{ck-1} > V_{ck}$ (potentiel $E > C$), la diode D_k se met à conduire et la tension aux bornes du condensateur V_{ck} est bloquée à sa valeur, dans ce cas la cellule de commutation présente différentes configurations [7].

Simulation du modèle en boucle ouverte

En simulation, la prise en compte de l'effet de ces diodes est obtenue par le bloc représenté à la figure I.7, à l'aide de Matlab-Simulink (convertisseur à trois cellules).

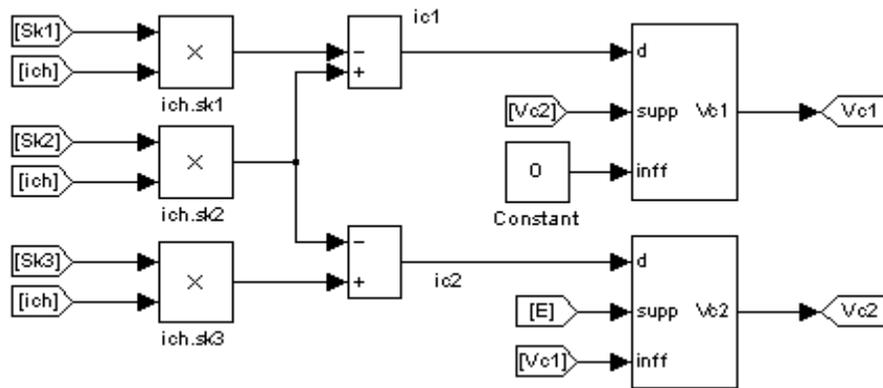


Figure I.7 : Prise en compte de l'effet des diodes dans la génération des tensions V_{ck}

Ce bloc possède trois entrées qui sont le courant i_{ck} , la tension v_{ck+1} (limite supérieure), et la tension v_{ck-1} (limite inférieure), la tension v_{ck} constitue l'unique sortie.

Nous mettons en évidence les évolutions des tensions flottantes pour le modèle instantané (en bleu), et le modèle qui prend en compte l'effet des diodes (en rouge). Ceci est mis en œuvre dans le cas d'un convertisseur à trois cellules avec une génération des signaux de commande en boucle ouverte (commande MLI). Dans les deux cas, les tensions v_{ck} s'établissent à leur valeur d'équilibre avec une dynamique un peu lente en régime transitoire à cause de l'effet des diodes.

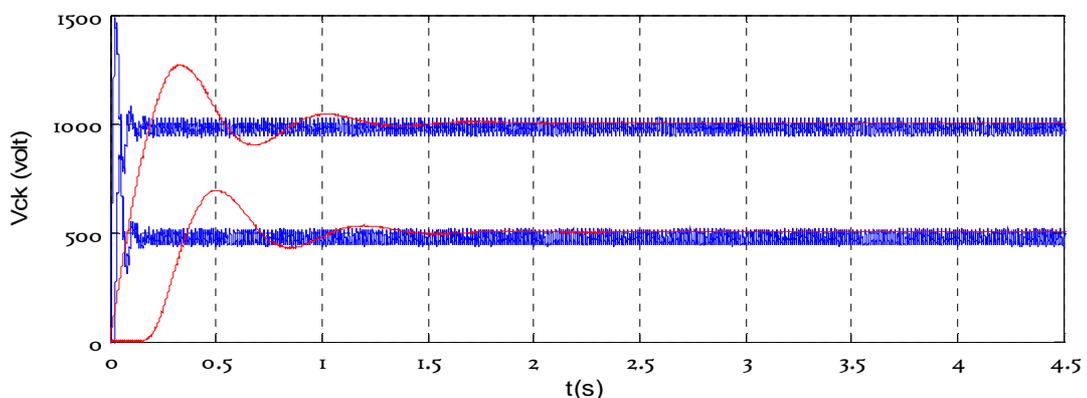


Figure I.8 : Evolution des tensions flottantes

I.2.3.7.2. Modèle moyen

En remplaçant les ordres de commande dans le modèle instantané par leurs valeurs moyennes sur une période de découpage : $\alpha_i = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} u_i dt$, On en déduit le modèle moyen :

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G \langle X \rangle U \quad (I.14)$$

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} (\alpha_1 - \alpha_2) x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_2} (\alpha_2 - \alpha_3) x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{C_{p-1}} (\alpha_{p-1} - \alpha_p) x_p \\ \dot{x}_p = -\frac{1}{L} (\alpha_2 - \alpha_1) x_1 - \frac{1}{L} (\alpha_3 - \alpha_2) x_2 - \dots - \frac{1}{L} (\alpha_p - \alpha_{p-1}) x_{p-1} - \frac{R}{L} x_p + \frac{E}{L} \alpha_p \end{array} \right. \quad (I.15)$$

Le vecteur X représente 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.2.3.7.3. 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 (α_i et $\phi_i, i = 1, \dots, p$) 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, 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 :

$$\dot{X} = A(\alpha, \phi)X + B(\alpha, \phi)E \quad (\text{I.16})$$

α est le vecteur des rapports cycliques et ϕ est le vecteur de phase.

Chacun de ces trois modèles peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande. Les deux premiers modèles, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur, se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande pour le modèle instantané. Le modèle harmonique permet quant à lui d'agir sur les p rapports cycliques et sur les $p-1$ déphasages intercellules simultanément [6].

I.2.3.7.4. Modèle hybride

Un convertisseur multicellulaire possède des variables continues (tensions, courants), et des variables discontinues (états des interrupteurs), ce qui le classe dans la catégorie des systèmes hybrides. Ainsi, une modélisation hybride de ce système est envisageable et permet au convertisseur multicellulaire d'employer des outils puissants d'analyse et de synthèse pour une meilleure exploration des possibilités des contrôleurs.

Un convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation possède 2^p configurations différentes à dynamiques continues, pour que le convertisseur fonctionne correctement il faut maintenir les tensions des condensateurs flottants aux valeurs kE/p . Cela se fait en faisant des commutations périodiques entre les différentes configurations de façon à maintenir ces tensions à leurs valeurs exactes et à asservir le courant de charge à une valeur de référence. Ces commutations sont des événements discrets créés à chaque changement d'état d'un interrupteur. Il est clair que ce fonctionnement définit un système hybride avec une partie continue décrite par les dynamiques du courant et de la tension des configurations et une partie discrète définie par les interrupteurs qui gouvernent les transitions.

Nous allons appliquer cette méthode de modélisation hybride pour un convertisseur à trois cellules, illustré dans la figure I.9 :

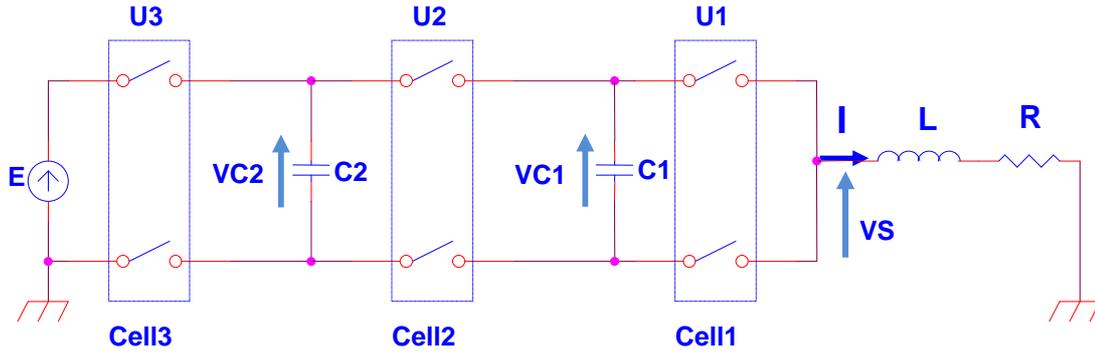


Figure I.9 : Convertisseur à trois cellules

Le comportement de ce convertisseur est décrit par le système d'équations:

$$\begin{cases} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) I \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} I + \frac{E}{L} u_3 - \frac{V_{c2}}{L} (u_3 - u_2) - \frac{V_{c1}}{L} (u_2 - u_1) \end{cases} \quad (I.17)$$

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 la référence.

En pratique, maintenir les tensions des condensateurs et le courant de charge constants est impossible (le convertisseur ne fonctionnera pas), il faut donc définir des seuils minimaux et maximaux qu'il ne faut pas dépasser (le choix de ces seuils est en fonction des caractéristiques physiques des éléments du convertisseur et de la fréquence de commutation [6]). Ainsi les ordres de commutation sont donnés par les évolutions du courant et de la tension dans le circuit. De plus, la succession des configurations doit être choisie de façon à garantir la condition d'adjacence c'est-à-dire faire une succession des commandes qui ne diffèrent entre elles que par une seule cellule de commutation [4]. On définit alors les limites

des variables d'état comme suit :

$$\begin{aligned} I &= I_{ref}, \quad V_{c1ref} = \frac{2}{3} E, \quad V_{c2ref} = \frac{1}{3} E, \\ V_{cref}^+ &= V_{cref} + \varepsilon \quad ; \quad V_{cref}^- = V_{cref} - \varepsilon, \\ I_{ref}^+ &= I_{ref} + \Delta i \quad ; \quad I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta i \end{aligned}$$

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

La dynamique continue pour chaque mode est donnée par :

$$f_q(X) = A(q).X + b(q) \tag{I.18}$$

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

Les ensembles de transitions sont définis par:

$$E = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, 2, \dots, 8\} \tag{I.19}$$

La figure I.10 présente l'automate hybride d'un convertisseur trois cellules (avec $T_{ij} = G(q_i, q_j)$). Quand une condition de transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions des transitions sont données afin d'assurer un règlement des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et du courant I autour des valeurs de référence. Les modes de fonctionnement et les conditions de transitions ont été développés dans l'annexe A.

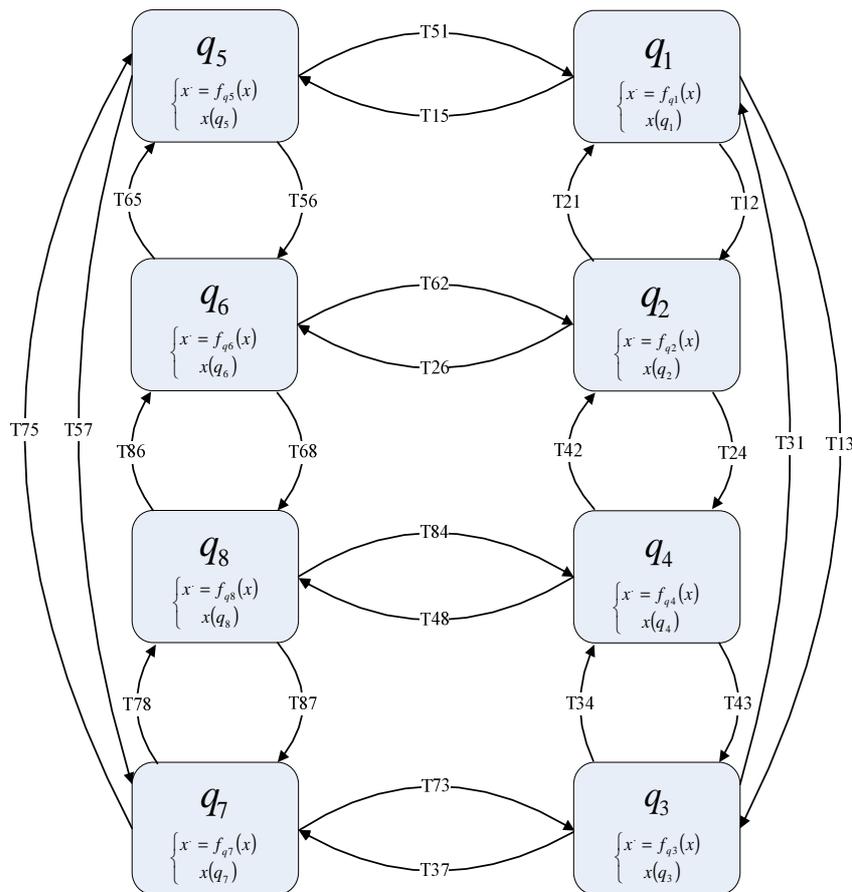


Figure I.10 : Modèle hybride pour un convertisseur 3 cellules

Nous validons le modèle hybride proposé et la commande des variables d'états du système $[V_{c1ref} \ V_{c2ref} \ I_{ref}]$. La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants :

$$L=0.5 \text{ mH};$$

$$R=10 \ \Omega ;$$

$$C1= C2=40 \ \mu\text{F} ;$$

Avec les valeurs de références suivantes :

$$E =1500 \text{ V};$$

$$I_{ref} = 60 \text{ A};$$

$$\varepsilon_1 =0.02 \ V_{c1ref} ;$$

$$\varepsilon_2 =0.02 \ V_{c2ref} ;$$

$$\Delta i =0.09 \ I_{ref} ;$$

Les figures I.11 et I.12 montrent l'évolution des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et le courant de charge I . Les tensions V_{c1} et V_{c2} augmentent et se stabilisent autour des valeurs de références. Le courant augmente plus rapidement que les tensions flottantes et il est fortement ondulé autour sa valeur de référence. Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations. Le courant est stabilisé après l'équilibrage des tensions internes V_{c1} et V_{c2} .

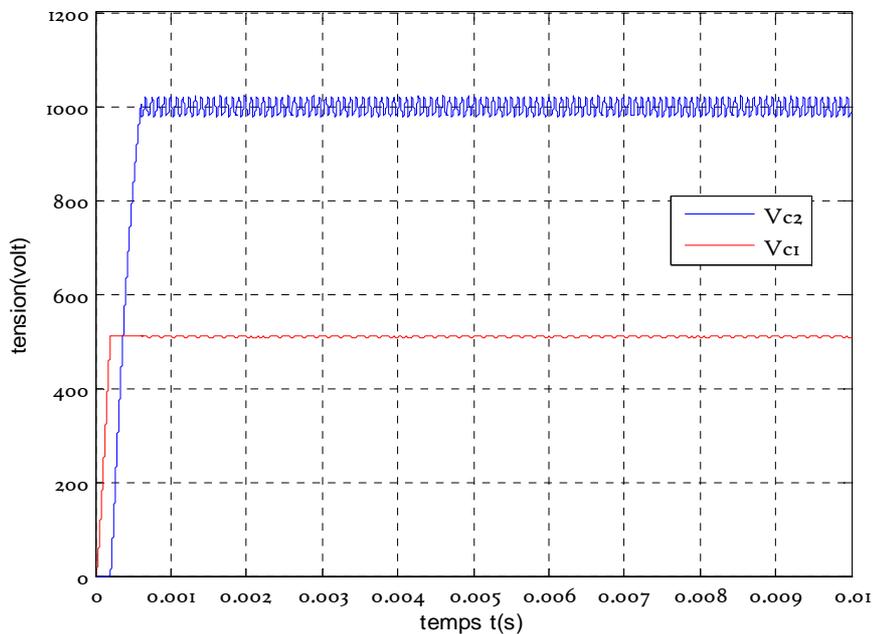


Figure I.11 : Evolution des tensions V_{c1} et V_{c2}

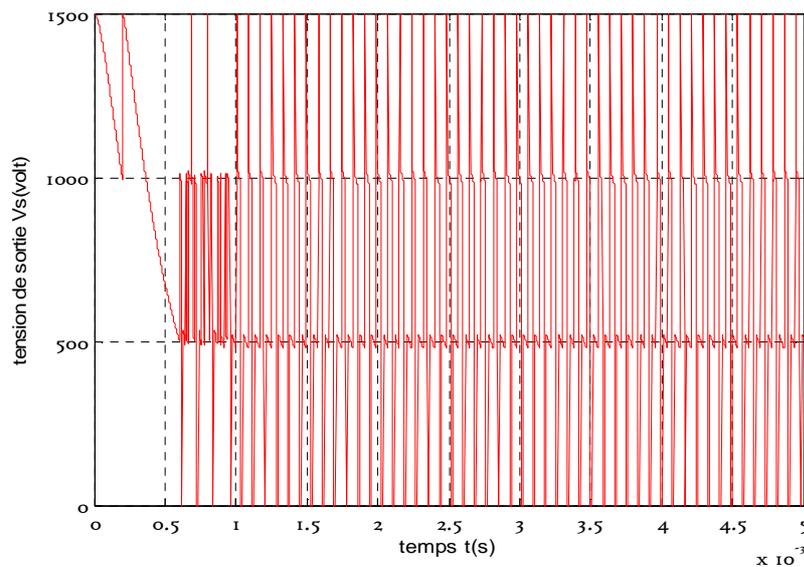


Figure I.14 : Evolution de la tension de sortie V_s

I.2.3.8. Commande des convertisseurs multicellulaires

Les tensions aux bornes des condensateurs flottants d'un convertisseur multicellulaire ont un impact direct sur le fonctionnement des convertisseurs multicellulaires, ils doivent être équilibrés à leurs valeurs de $k.E/p$ de sorte à assurer une distribution équilibrée des contraintes en tension aux bornes des interrupteurs de puissance. L'enjeu consiste à garantir un fonctionnement sécurisé en évitant les surtensions aux bornes des semi-conducteurs et à optimiser la qualité spectrale de la tension de sortie.

Pour assurer ce fonctionnement, diverses méthodes de commande en boucle ouverte et en boucle fermée ont été développées. Ainsi, l'utilisation efficace d'un convertisseur multicellulaire nécessite un choix convenable d'une loi de commande qui doit être simple pour permettre sa réalisation en temps réel mais assez précise pour obtenir le comportement désiré.

I.2.3.8.1. Commande en boucle ouverte avec MLI

Le convertisseur multicellulaire est commandé en boucle ouverte lorsqu'aucune boucle de rétroaction n'est utilisée. Plusieurs commandes de ce type ont été réalisées. On peut citer l'exemple où les ordres de commande des composants semi-conducteurs sont donnés par la stratégie **MLI** (Modulation de Largeur d'Impulsion) et le courant et la tension de sortie sont délivrés à eux-mêmes. [1]

Dans ce type de commande, on vise à contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie sur une période de découpage T_d . C'est ce qu'on obtient classiquement en cherchant l'intersection d'un signal modulant avec une porteuse triangulaire de fréquence f_d . Les rapports cycliques sont donc identiques et valent : $\alpha = \frac{V_s}{E}$. [4]

Dans ces conditions, seule la phase φ_k d'une fonction de commande $u_k(t)$ par rapport à la première $u_1(t)$ est à choisir.

Le choix d'un décalage régulier des déphasages φ_k tels que : $\varphi_k = (k-1)\frac{2\pi}{p}$ présente deux grands avantages. D'une part, il permet à la tension multiniveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes. D'autre part, il permet d'annuler les $p-1$ premières harmoniques qui sont les plus élevées et les plus difficiles à filtrer [8]. Il ne reste alors plus que les harmoniques multiples de p . Ainsi, du point de vue de la source de courant i_s , la fréquence de découpage apparente est $p.f_d$

Un phénomène appelé *Equilibrage naturel des tensions flottantes* [8], que nous allons présenter brièvement, permet de réguler les tensions aux bornes des condensateurs dans le cas où une de ces tensions n'est pas à sa juste valeur $k.E/p$.

Equilibrage naturel des tensions flottantes

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leurs justes valeurs $k.E/p$.

Les convertisseurs multicellulaires série sont stables par nature à condition que le motif de commande respecte certaines symétries (déphasage inter-cellules égaux à $\frac{2\pi}{p}$ et des rapports cycliques identiques). Ce phénomène est directement lié aux harmoniques de courant de charge provenant des harmoniques de la tension de sortie. En effet, lorsqu'une des tensions V_{ck} diffère de sa valeur $k.E/p$, la tension de sortie V_s , donnée pour une commande permanente, possède toujours la valeur moyenne désirée αE , mais présente des harmoniques à toutes les fréquences multiples de f_d . Ces harmoniques de tension $\delta v_s(t)$ interagissent avec la charge pour donner des harmoniques de courant $\delta i_s(t)$ qui contribuent à la création d'un courant dans le condensateur $\delta i_{ck}(t)$ à valeur moyenne non nulle (sur une période T_d). Ce courant permet à la tension du condensateur V_{ck} d'évoluer pour retrouver son équilibre. La démonstration théorique de ce phénomène de rééquilibrage est menée dans [8].

Le phénomène d'équilibrage naturel des tensions flottantes permet au convertisseur multicellulaire de fonctionner en boucle ouverte, sans aucun asservissement de celles-ci. Il intervient en boucle ouverte quelque soient les valeurs initiales des tensions aux bornes des condensateurs flottants.

I.2.3.8.2. Commande en boucle fermée

La commande en **MLI** permet d'avoir un équilibrage naturel des tensions aux bornes des capacités flottantes. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importante, différentes stratégies de commande en boucle fermée ont été imaginées et réalisées expérimentalement. La plupart d'entre elles exploitent des degrés de liberté de la topologie autres que la redondance des états de la commande (utilisée pour la régulation en boucle ouverte). Il est possible d'agir sur les p rapports cycliques, sur les $(p-1)$ déphasages inter-cellules ou sur les deux simultanément. Certaines de ces stratégies assurent juste le contrôle actif des tensions flottantes, d'autres contrôlent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur multicellulaire.

Les commandes en boucle fermée sont divisées en deux grandes catégories : les commandes en durée et les commandes en amplitude. [1]

- **Commande en durée** : une stratégie de commande est dite en durée lorsque les grandeurs commandant le convertisseur sont les durées de conduction des semi-conducteurs, autrement dit, les valeurs des rapports cycliques. Parmi les commandes en durée développées jusqu'à présent, on peut citer la commande linéaire par modulation des rapports cycliques et les deux variantes de commande découplante (avec retour d'état linéaire, et non linéaire).
- **Commande en amplitude** : la commande en amplitude regroupe toutes les commandes pour lesquelles « l'état des interrupteurs est défini directement en fonction des grandeurs essentielles du convertisseur ». Typiquement, toutes les commandes par fourchette (de courant, et autres), ainsi que les commandes de la valeur crête, sont des commandes en amplitude.

I.2.3.9. Observation des tensions internes

Même si la commande assure théoriquement la répartition de la contrainte en tension sur les interrupteurs, des déséquilibres, liés à la réalisation expérimentale, peuvent tout de même apparaître. En effet, dans des applications pratiques, une petite variation de la tension d'entrée peut causer des variations aux bornes des condensateurs et des surtensions aux bornes des interrupteurs. Cela peut être fatal pour le fonctionnement du convertisseur. D'où il est nécessaire de mesurer les différentes grandeurs à réguler pour s'assurer que les tensions aux bornes des condensateurs sont à leurs valeurs désirées.

L'utilisation de capteurs de tensions flottantes pose de gros problèmes de réalisation pour un résultat souvent décevant et cela avec un coût significatif. Par ailleurs, le nombre de capteurs nécessaires augmente avec le nombre de cellules du convertisseur. Il est alors particulièrement intéressant de pouvoir capter ces grandeurs de manière indirecte. Le besoin de développer une méthode d'observation à la fois performante et robuste à l'aide d'un nombre réduit de mesures (tension d'entrée E et courant de sortie i_s) est donc tout à fait justifié.

L'observation d'un système donné consiste à reproduire en temps réel une image des grandeurs d'état du système à partir des ordres de commandes qui lui sont appliqués et des mesures qu'il est possible de réaliser. La figure I.15 montre un schéma de principe d'un observateur d'état d'un convertisseur multicellulaire série.

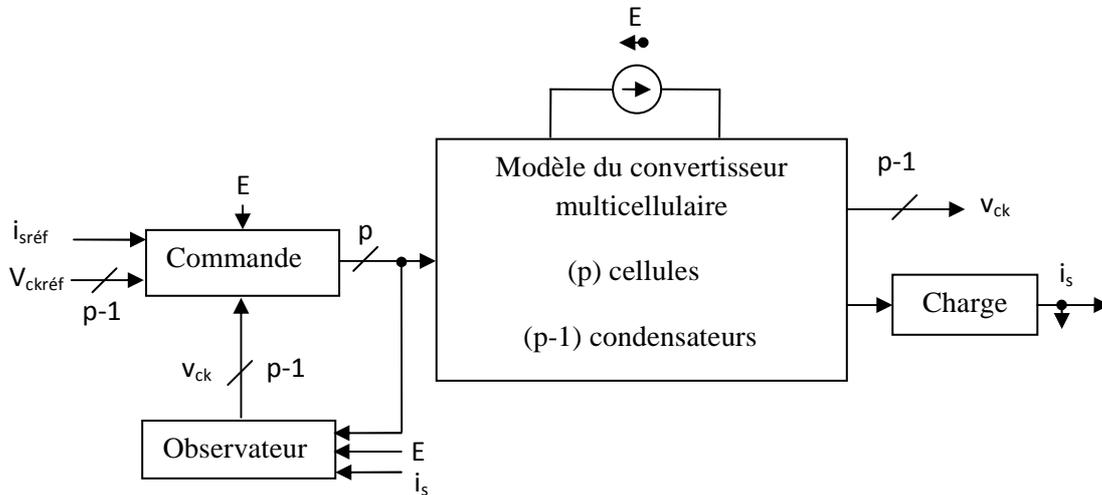


Figure I.15 : Schéma de principe d'un convertisseur en boucle fermée avec observateur

I.2.4. Convertisseur multicellulaire à deux bras ou quatre quadrants

I.2.4.1. Motivation

L'objectif principal de ce travail est de trouver une topologie de convertisseur fonctionnant en quatre quadrants sur la base d'un convertisseur multicellulaire série pour la commande d'une machine à courant continu (fonctionnement moteur et génératrice). En plus cette structure permet d'effectuer un freinage magnétique. L'idée est de mettre deux convertisseurs multicellulaires en série, figure I.16. C'est un hacheur réversible en tension et en courant, il est basé sur une structure en deux bras de convertisseurs multicellulaires à trois cellules. Comme nous l'avons dit précédemment, grâce à ce type de structure de convertisseur, la tension de contrainte aux bornes des interrupteurs de commande est fortement diminuée comparée à celle d'un hacheur traditionnel.

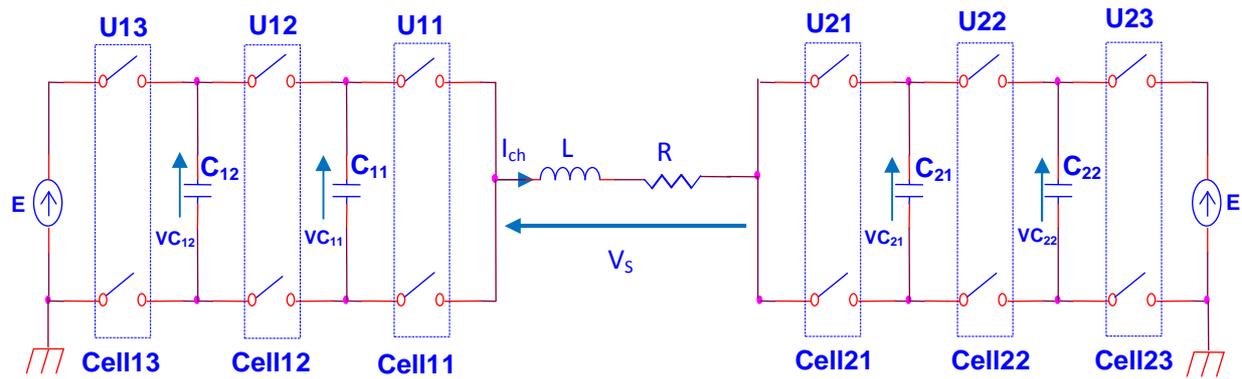


Figure I.16 : Structure d'un convertisseur multicellulaire 3 cellules à deux bras

Cette structure est constituée de deux bras, chaque bras comporte 3 cellules. Ainsi, on a 6 signaux de commande déterminant l'état du convertisseur et la tension de sortie qui a sept niveaux :

$$\left\{ -E, -\frac{2E}{3}, -\frac{E}{3}, 0, \frac{E}{3}, \frac{2E}{3}, E \right\}$$

On observe que la commande de chaque bras peut être faite de façon indépendante. Ainsi, chaque bras doit fournir la tension nécessaire pour avoir la tension demandée, en sortie du convertisseur.

Pour cette structure, on trouve les cas suivants:

- La tension de sortie du premier bras est supérieure à la tension de sortie du deuxième bras: le courant est alors positif (le moteur tourne dans un sens).
- La tension de sortie du premier bras est inférieure à la tension de sortie du deuxième bras: le courant est alors négatif (le moteur tourne dans le sens inverse).
- La tension de sortie du premier bras égal à la tension de sortie du deuxième bras: le moteur est freiné.

La modélisation instantanée de ce système nous donne le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{c11}}{dt} = \frac{u_{12} - u_{11}}{C_{11}} I_{ch} \\ \frac{dv_{c12}}{dt} = \frac{u_{13} - u_{12}}{C_{12}} I_{ch} \\ \frac{dv_{c21}}{dt} = \frac{u_{21} - u_{22}}{C_{21}} I_{ch} \\ \frac{dv_{c22}}{dt} = \frac{u_{22} - u_{23}}{C_{22}} I_{ch} \end{array} \right. \quad (I.20)$$

La tension de sortie V_s est donnée par l'équation :

$$V_s = V_{s1} - V_{s2}$$

Où V_{s1} et V_{s2} sont les tensions de sortie du premier et du deuxième bras respectivement, on obtient alors :

$$V_s = (u_{11} - u_{12})v_{c11} + (u_{12} - u_{13})v_{c12} + u_{13}E - (u_{21} - u_{22})v_{c21} - (u_{22} - u_{23})v_{c22} - u_{23}E$$

D'où la formule finale de la tension de sortie :

$$V_s = (u_{13} - u_{23})E + (u_{11} - u_{12})v_{c11} + (u_{12} - u_{13})v_{c12} - (u_{21} - u_{22})v_{c21} - (u_{22} - u_{23})v_{c22} \quad (I.21)$$

Ainsi, la tension de sortie peut avoir sept niveaux : $-E$, $-2E/3$, $-E/3$, 0 , $E/3$, $2E/3$, E . Ce qui confirme le fonctionnement de la M.C.C en mode moteur et génératrice.

De ce fait, le comportement du convertisseur quatre quadrants alimentant une charge R-L est décrit par le système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_{C11} = \frac{1}{C_{11}} \cdot (u_{12} - u_{11}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C12} = \frac{1}{C_{12}} \cdot (u_{13} - u_{12}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C21} = -\frac{1}{C_{21}} \cdot (u_{22} - u_{21}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C22} = -\frac{1}{C_{22}} \cdot (u_{23} - u_{22}) \cdot I_{ch} \\ \dot{I}_{ch} = -\frac{R}{L} \cdot I_{ch} + \frac{1}{L} \cdot V_s \\ V_s = (u_{13} - u_{23}) \cdot E + (u_{11} - u_{12}) \cdot V_{C11} + (u_{12} - u_{13}) \cdot V_{C12} - (u_{21} - u_{22}) \cdot V_{C21} - (u_{22} - u_{23}) \cdot V_{C22} \end{array} \right. \quad (I.22)$$

I.3. Conclusion

Après un rapide balayage de différentes structures de convertisseurs multiniveaux, nous avons présenté au cours de ce chapitre les propriétés essentielles des convertisseurs multicellulaires.

Nous avons rappelé aussi l'intérêt des convertisseurs multicellulaires : une diminution des contraintes en tension appliquée à chaque interrupteur permettant l'utilisation de composants de calibre réduit à fréquence de commutation élevée et l'obtention d'une tension de sortie multiniveaux.

Nous avons ensuite décrit le principe de fonctionnement des convertisseurs multicellulaires et présenté brièvement les différents modèles représentant ce type de convertisseur et permettant de synthétiser des lois de commande.

La commande par **MLI** en boucle ouverte permet d'avoir un équilibrage naturel des tensions flottantes autour de leurs valeurs souhaitées $k.E/p$. Cependant, pour des applications ayant des dynamiques élevées, il est nécessaire de commander ces tensions en boucle fermée en utilisant un retour d'état des tensions flottantes. Ceci nécessite la mesure directe de toutes les tensions internes, ce qui implique un coût significatif (mesures différentielles, etc.). Le besoin de développer une méthode d'observation à la fois performante et robuste est donc tout à fait justifié.

OBSERVABILITE ET OBSERVATIONS DES TENSIONS FLOTTANTES DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

II.1.Introduction

La structure multicellulaire utilise des condensateurs qui définissent tous les niveaux de tension en sortie du convertisseur, comme explicité dans le premier chapitre de ce mémoire. Ces sources de tension flottantes évoluent au gré de la commande et de la circulation du courant de charge. Elles ont un impact direct sur le fonctionnement de cette structure, puisque leurs variations se retrouvent sur les tensions appliquées aux cellules de commutation. Ces dernières doivent être équitablement réparties de sorte à assurer une distribution équilibrée des contraintes en tension aux bornes des interrupteurs de puissance. L'enjeu consiste à garantir un fonctionnement sécurisé, en évitant les surtensions aux bornes des semi-conducteurs, et à optimiser la qualité spectrale de la tension découpée. Les tensions intermédiaires doivent donc être constamment maîtrisées et maintenues à leurs niveaux de référence en accord avec la tension du bus continu, soit pour un convertisseur p cellules :

$k \frac{E}{p}$, $k \in \{1, \dots, p\}$. L'équilibrage naturel des tensions flottantes autour de ces valeurs est l'un des propriétés du convertisseur. Cependant, pour des applications ayant des dynamiques élevées, il est nécessaire de commander ces tensions en boucle fermée en utilisant un retour d'état des tensions flottantes. Ceci nécessite la connaissance de toutes les tensions internes.

II.2. Intérêt d'observer les tensions flottantes

La mise en œuvre de lois de commande pour les convertisseurs multicellulaires nécessite la connaissance de toutes les variables d'état du système.

Pour un onduleur multicellulaire monophasé de dimension p , il faut envisager $p-1$ capteurs de tensions flottantes et un capteur de courant, et le problème se complique lorsque le convertisseur est un onduleur triphasé. Dans ce cas, le nombre de capteurs de tension flottante est de $3(p-1)$.

Ces capteurs de tension et leurs chaînes de traitement sont compliqués à mettre en œuvre sur les systèmes haute tension. En effet, on doit d'abord mesurer la différence de potentiel aux bornes des condensateurs flottants à l'aide d'une sonde de tension différentielle.

Un étage d'isolation est ensuite utilisé afin d'isoler la partie puissance de la commande. La sortie de cet étage est ensuite mise en forme et numérisée par un convertisseur analogique/numérique pour être utilisée dans une commande numérique. Toute cette chaîne de mesure pose évidemment des problèmes de coût, mais aussi d'encombrement et de fiabilité. Il est donc légitime de penser à réduire au minimum le nombre de capteurs en utilisant un observateur d'état.

Actuellement avec la venue des convertisseurs multicellulaires, on a vu que le nombre de variables à connaître était plus important et proportionnel au nombre de cellules de commutations. Un observateur de tensions flottantes est, dans ce cas, totalement justifiable, puisqu'il permet de s'affranchir des capteurs, et réduire ainsi le coût et l'encombrement de l'installation.

D'autre part la synthèse d'un observateur hybride pour les convertisseurs a un avantage principal vis-à-vis un observateur classique, il permet de résoudre d'une manière simple le problème d'observabilité.

Avant toute synthèse d'observateur, on doit se demander si sa conception est possible. La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. Nous étudierons dans cette section l'observabilité des convertisseurs multicellulaires.

II.3. Etude de l'observabilité

L'observabilité d'un processus est un concept très important en Automatique. En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non.

On appelle observabilité d'un système, la possibilité d'évaluer le vecteur d'état x à partir de mesures effectuées. On dit qu'un système est observable à l'instant t_1 si à partir de la connaissance du vecteur de sortie y et du vecteur d'entrée u , il est possible en un temps fini, $t_2 > t_1$, de déterminer l'état $x(t_1)$. [9]

En linéaire l'observabilité se détermine classiquement par une condition de rang, les observateurs classiques pour tels systèmes sont l'observateur de Luenberger, et l'observateur de Kalman.

Contrairement au cas des systèmes linéaires, le concept de l'observabilité des systèmes non linéaires est plus délicat à aborder (Annexe B).

L'une des différences majeures avec les systèmes linéaires est que l'observabilité des systèmes non linéaires peut dépendre de l'entrée [10].

II.3.1. Observabilité d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules

Soit un convertisseur à trois cellules connecté à une charge R-L, le modèle instantané sous forme d'équation d'état est défini par (II.1):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1)x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) = -\frac{R}{L}x_3 - \frac{x_2}{L}(u_3 - u_2) - \frac{x_1}{L}(u_2 - u_1) + \frac{E}{L}u_3 \\ y = h(x) = x_3 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

On peut voir clairement qu'ils existent plusieurs modes opératoires pour lesquelles le système devient inobservable i.e. étant donnée le courant de charge (i_s) mesuré à l'aide d'un capteur de courant, on ne peut restituer les tensions des condensateurs, en effet pour les états de commutation S_i donnons : $u_1=u_2=u_3=0$.

Ce système résultant devient complètement non observable. Heureusement que ces états de commutation ne se produisent que dans une petite partie de la séquence de commande des interrupteurs. Si ces états se produisent dans toute la séquence de commande, ceci n'a aucun intérêt physique pour le convertisseur multicellulaire car il n'est pas fonctionnel.

Les conditions algébriques d'observabilité (Annexe B) de f et h ne sont pas faciles à trouver comme dans le cas linéaire. Hermann et Krener [11] ont discuté l'utilisation des dérivés de Lie pour développer les conditions locales. Pour que le système soit observable, il doit pouvoir effectuer des opérations différentielles successives de $h(x)$ jusqu'à ce qu'une inversion implicite peut être exécutée pour obtenir x .

La matrice d'observabilité du système est donnée par :

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

Ou : $h_i(x) = h(x)$, et $h_{i+1}(x)$ est la $i^{\text{ème}}$ dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ indiquée en (Annexe B).

Le calcul de la matrice d'observabilité du système montre que la dernière rangée est une combinaison linéaire des lignes précédentes. Ceci implique que, pour un contrôle donné, le rang de la matrice d'observabilité est inférieur ou égal à 2 ($Max\ rang\ [Q]=2 \neq 3$) et le système est alors non observable.

II.3.2. Observabilité à base du modèle hybride

Afin de démontrer l'observabilité d'un convertisseur à trois cellules, une nouvelle modélisation du système a été introduite en employant l'approche hybride.

La structure proposée se base sur la remarque fondamentale suivante : le convertisseur est composé par l'interconnexion de 2 cellules (i.e. sous système) impliquant les capacités C_1 (cellules 1 et 2), C_2 (cellules 2 et 3). Chaque sous système, possède les états continus qui sont la tension v_{ck} et le courant de cellule i_{ck} pour ($k=1,2$). Le courant i_{ck} passant dans le condensateur C_k est relié au courant de charge i_s par :

$$i_{ck} = \delta_k \cdot i_s \quad (II.3)$$

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

Quand la capacité C_k est conductrice le courant i_{ck} est égale (i_s) ou ($-i_s$) suivant la valeur de δ_k . Alors que, quand la capacité C_k est non-conductrice i_{ck} est nulle. Dans ce dernier cas, la tension v_{ck} est constante.

Le modèle dynamique du sous système pour un convertisseur à p cellules est donné par :

$$\sum_k \left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R}{L} i_{ck} + \frac{E}{L} \delta_3 \delta_k - \frac{\delta_k}{L} \sum_{j=1}^{p-1} \delta_j v_{cj} \\ \frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{1}{C_k} i_{ck} \\ y_k = i_{ck} \end{array} \right. \quad (II.4)$$

Puisque chaque sous système \sum_k peut être observable ou non à partir de sa sortie y_k , on peut distinguer 2^{p-1} situations d'observabilité.

Pour notre étude on s'intéresse au convertisseur à trois cellules, du point de vu d'observabilité, On peut distinguer $2^2 = 4$ situations, les modèles dynamiques sont donnés par : [13]

- 1) **Situation Obs1** : correspondant aux modes q_2 et q_7 , dans ce cas seule la capacité C_1 est conductrice, donc v_{c1} est observable et v_{c2} est non observable, on obtient alors le modèle suivant (la dimension de l'espace d'état est 2) :

$$\sum_1(q_2, q_7) : \begin{cases} \dot{z}_1 = A_1(q)z_1 + B_1(q) \\ y_1 = C_1 z_1 = i_{c1} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$z_1 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ v_{c1} \end{pmatrix}, \quad A_1(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_1^2}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_1(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L} \delta_1 \delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_1 = (1 \ 0)$$

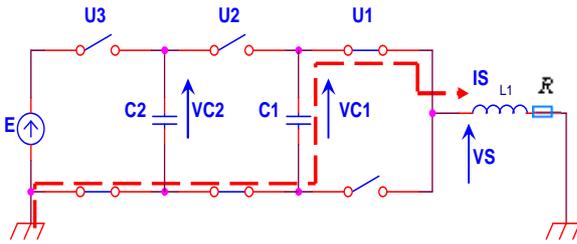


Figure II.1 : Le mode q_2

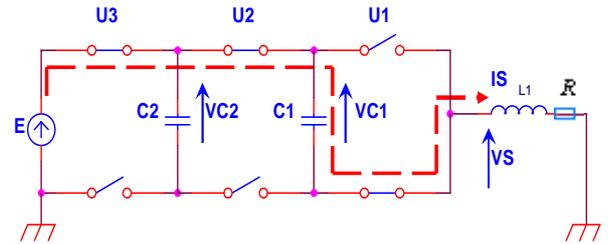


Figure II.2 : Le mode q_7

- 2) **Situation Obs2** : correspondant aux modes q_4 et q_5 , dans ce cas seule la capacité C_2 est conductrice, donc v_{c2} est observable et v_{c1} est non observable, on obtient alors la dynamique continue suivante (la dimension de l'espace d'état est 2) :

$$\sum_2(q_4, q_5) : \begin{cases} \dot{z}_2 = A_2(q)z_2 + B_2(q) \\ y_2 = C_2 z_2 = i_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$z_2 = \begin{pmatrix} i_{c2} \\ v_{c2} \end{pmatrix}, \quad A_2(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_2^2}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_2(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L} \delta_2 \delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_2 = (1 \ 0)$$

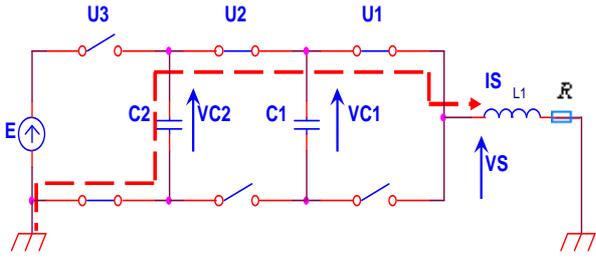


Figure II.3 : Le mode q4

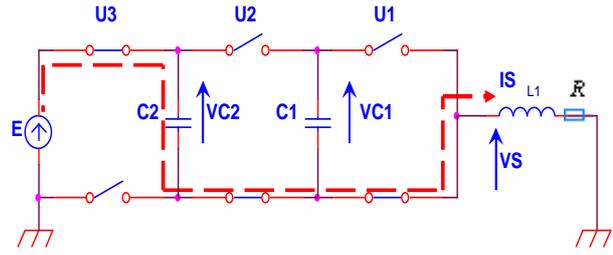


Figure II.4 : Le mode q5

3) *Situation Obs3* : correspondant aux modes q_3 et q_6 , dans ce cas les deux capacités C_1 et C_2 sont conductrices, donc les deux tensions v_{c1} et v_{c2} sont observables, on obtient alors la dynamique continue suivante (la dimension de l'espace d'état est 4) :

$$\Sigma_3(q_3, q_6) : \begin{cases} \dot{z}_3 = A_3(q)z_3 + B_3(q) \\ y_3 = C_3z_3 = \begin{pmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{pmatrix} z_3 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (II.7)$$

$$\text{Avec : } z_3 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ v_{c1} \\ i_{c2} \\ v_{c2} \end{pmatrix}, A_3(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_1^2}{L} & 0 & -\frac{\delta_1\delta_2}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\delta_1\delta_2}{L} & -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_2^2}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{et } B_3(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L} \delta_1 \delta_3 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \delta_2 \delta_3 \\ 0 \end{pmatrix}, C_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

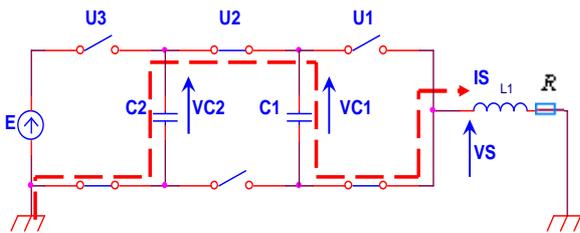


Figure II.5 : Le mode q3

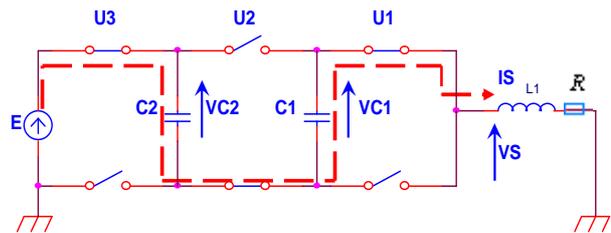


Figure II.6 : Le mode q6

4) *Situation Obs4* : correspondant aux modes q_1 et q_8 , dans ce cas les deux capacités C_1 et C_2 ne sont pas conductrices, et les deux tensions v_{c1} et v_{c2} ne sont pas donc observables, on obtient donc la dynamique continue suivante :

$$\sum_4 (q_1, q_8) : \begin{cases} \dot{z}_4 = -\frac{R}{L} z_4 + \frac{\delta_3 E}{L} \\ y_4 = z_4 = I \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

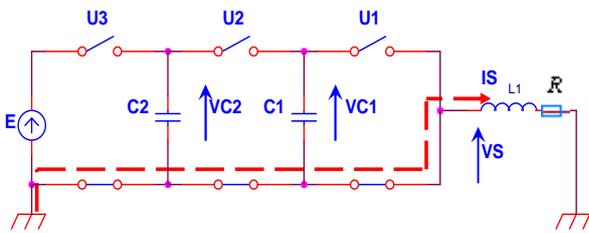


Figure II.7 : Le mode q_1

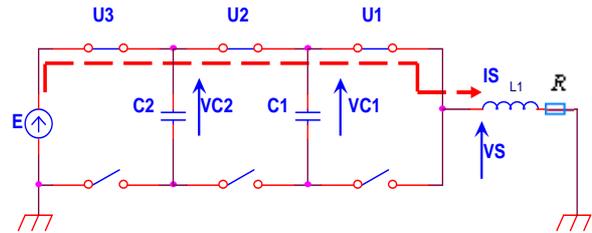


Figure II.8 : Le mode q_8

Par ailleurs, il est possible que le convertisseur commute d'un mode à un autre mode, i.e. d'une situation à une autre mais ces commutations se font sans saut d'état et par conséquent les trajectoires sont continues.

Conclusion :

Les trois modèles développés pour le convertisseur multicellulaire à savoir le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique ne permettent pas l'observabilité du convertisseur. Cependant le modèle hybride nous a permis de résoudre d'une manière simple le problème d'observabilité du système. $\forall(\delta_1, \delta_2) \neq (0,0)$, et étant donné le courant de charge, le système est observable.

II.3.3.Modèle hybride du convertisseur quatre quadrants

Avant d'étudier l'observabilité d'un convertisseur à deux bras, on développe le modèle de celui-ci en employant l'approche hybride.

Pour simplifier les notations, les tensions condensateurs $[v_{c11}, v_{c12}, v_{c21}, v_{c22}]$ seront notées $[v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{c4}]$. De même pour les courants de cellules :

$[i_{c11}, i_{c12}, i_{c21}, i_{c22}] = [i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}, i_{c4}]$. On pose les nouvelles entrées de commande pour le premier bras :

$$\delta_1 = u_{12} - u_{11}, \delta_2 = u_{13} - u_{12}, \delta_5 = u_{13}$$

et pour le deuxième bras :

$$\delta_3 = u_{21} - u_{22}, \delta_4 = u_{22} - u_{23}, \delta_6 = u_{23}$$

Le modèle dynamique du chaque sous système pour un convertisseur quatre quadrants à trois cellules est donné par :

$$\sum_k \begin{cases} \frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{ck} + \frac{E}{L}(\delta_5 - \delta_6)\delta_k - \frac{\delta_k}{L} \sum_{j=1}^4 \delta_j v_{cj} \\ \frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{1}{C_k}i_{ck} \\ y_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Puisque chaque sous système \sum_k ($k=1,4$) peut être observable ou non à partir de sa sortie y_k , on peut distinguer $2^4 = 16$ situations d'observabilité.

II.3.4.Observabilité du convertisseur multicellulaire à deux bras

Le convertisseur multicellulaire quatre quadrants est constitué de deux convertisseurs multicellulaires mis en série, l'étude de l'observabilité du convertisseur quatre quadrants est semblable à celle d'un seul bras du convertisseur .Ceci est dû à la structure du convertisseur. On distingue principalement trois cas :

- **Le premier cas :** l'une ou toutes les capacités du premier bras sont conductrices : l'observabilité revient à observer les états du premier bras. On distingue alors les 4 situations d'observabilités présentées précédemment et selon les états des interrupteurs de deuxième bras (tous les interrupteurs du haut sont fermés ou ouverts), on aura donc 8 configurations d'observabilité possibles.

La figure suivante illustre un exemple de ce cas : situation obs3 mode q3, on a deux configurations, la première est représentée par la figure II.9.

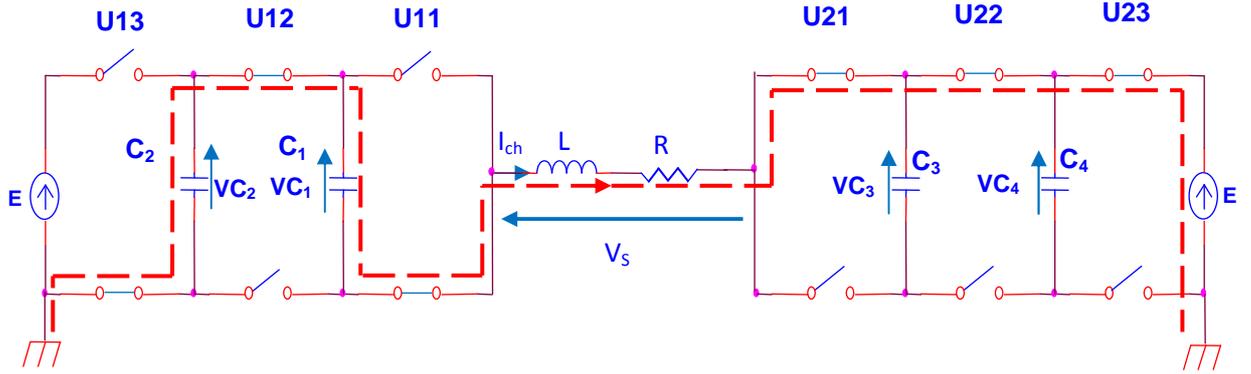


Figure II.9 : Première configuration du mode q_3

Dans ce cas les deux capacités C_1 et C_2 sont conductrices, donc les deux tensions v_{c1} et v_{c2} sont observables, on obtient alors la dynamique continue suivante (la dimension de l'espace d'état est 4) :

$$\Sigma_3(q_3, q_6) : \begin{cases} \dot{z}_3 = A_3(q)z_3 + B_3(q) \\ y_3 = C_3z_3 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec : } z_3 = \begin{pmatrix} i_{c1} \\ v_{c1} \\ i_{c2} \\ v_{c2} \end{pmatrix}, A_3(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_1^2}{L} & 0 & -\frac{\delta_1\delta_2}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\delta_1\delta_2}{L} & -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_2^2}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{et } B_3(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L}\delta_1(\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \\ \frac{E}{L}\delta_2(\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \end{pmatrix}, C_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

L'autre configuration possible de ce modèle est représentée par la figure suivante :

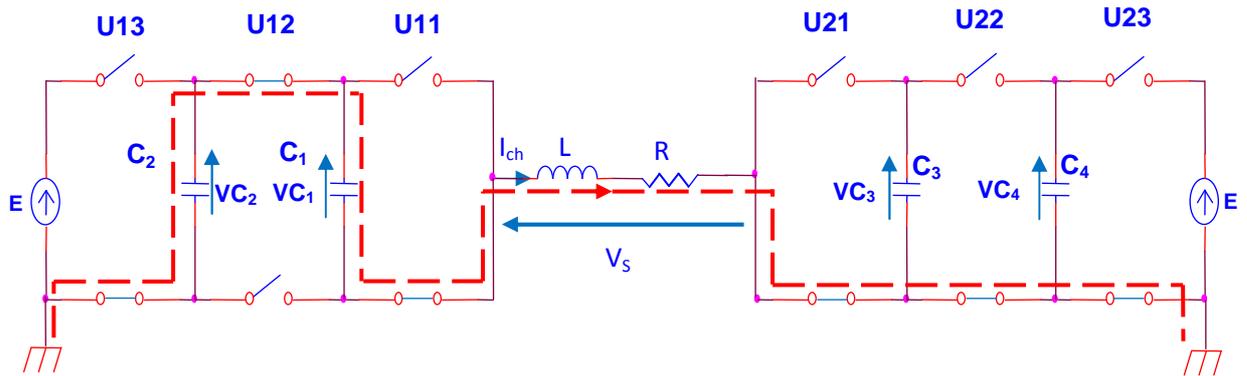


Figure II.10 : Deuxième configuration du mode q_3

- **Le deuxième cas :** L'une ou toutes les capacités du deuxième bras sont conductrices ; l'observabilité revient à observer les états du deuxième bras. On distingue alors les 4 situations d'observabilités de convertisseurs à trois cellules.

Dans ce cas aussi, on prend un exemple illustratif représenté dans la figure suivante :

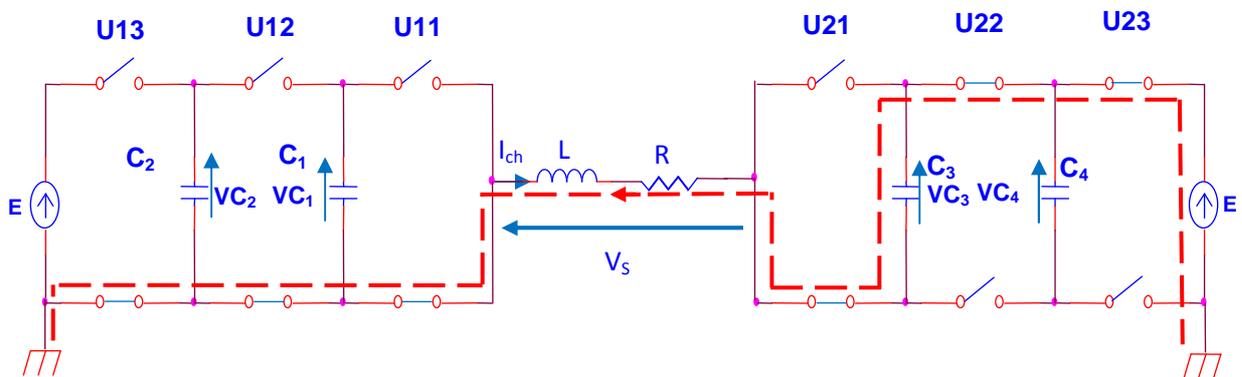


Figure II.11 : Première configuration du mode q_7

Dans ce cas seule la capacité C_3 est conductrice, donc v_{c3} est observable et v_{c4} est non observable, on obtient alors la dynamique continue suivante (la dimension de l'espace d'état est 2) :

$$\sum_1(q_2, q_7) : \begin{cases} \dot{z}_2 = A_2(q)z_2 + B_2(q) \\ y_2 = C_2 z_2 = i_{c3} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$z_2 = \begin{pmatrix} i_{c3} \\ v_{c3} \end{pmatrix}, \quad A_2(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_3^2}{L} \\ \frac{1}{C_3} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_2(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L} \delta_3 (\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_2 = (1 \ 0)$$

- **Le troisième cas :** les deux bras sont actifs : l'observabilité revient à l'observabilité d'un seul bras de convertisseur avec plus de cellules.

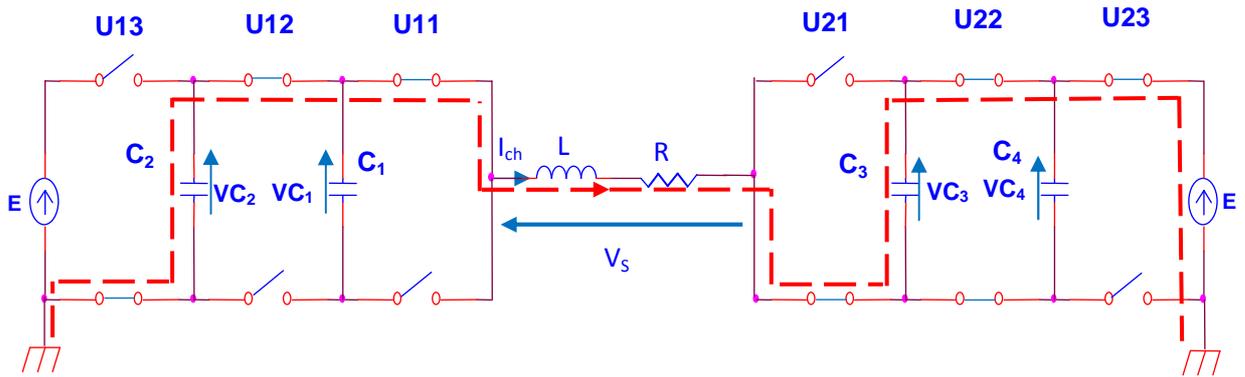


Figure II.12 : Exemple illustratif du troisième cas d'observabilité

Dans cette configuration, les capacités C_2 et C_3 sont conductrices, donc les deux tensions v_{c2} et v_{c3} sont observables, on obtient alors la dynamique continue suivante (la dimension de l'espace d'état est 4) :

$$\Sigma_5 : \begin{cases} \dot{z}_5 = A_5(q)z_5 + B_5(q) \\ y_5 = C_5 z_5 = \begin{pmatrix} i_{c2} \\ i_{c3} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Avec : } z_5 = \begin{pmatrix} i_{c2} \\ v_{c2} \\ i_{c3} \\ v_{c3} \end{pmatrix}, \quad A_5(q) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_2^2}{L} & 0 & -\frac{\delta_2 \delta_3}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\delta_3 \delta_2}{L} & -\frac{R}{L} & -\frac{\delta_3^2}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{et } B_5(q) = \begin{pmatrix} \frac{E}{L} \delta_2 (\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \\ \frac{E}{L} \delta_3 (\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_5 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Avant de passer à la synthèse d'observateurs pour le convertisseur quatre quadrants, on a besoin d'adopter une commande appropriée pour la validation des observateurs. Il existe une commande en boucle ouverte très simple permettant d'assurer la stabilité de ce convertisseur. Elle est connue sous le nom de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) ou commande dite naturelle qui sera détaillée dans la section suivante.

II.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion du convertisseur quatre quadrants :

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 [1].

Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant (constant dans le cas d'un hacheur et sinusoïdal dans le cas d'un onduleur). [12]

La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles par un angle δ . Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle [0,1] sont [7] :

$$\begin{aligned} tr_1 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\ tr_2 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - \delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\ &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ tr_p &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \end{aligned} \tag{II.13}$$

Si l'angle φ présent dans le système d'équations II.13 est égale à $\frac{\pi}{2}$, le signal triangulaire sera centré sur la demi période de la porteuse (donc sur la demi période de découpage).

Notre convertisseur est destiné à l'alimentation d'une machine à courant continu, donc c'est un hacheur quatre quadrants. Pour cela le signal modulant est constant.

La figure II.13 donne le synoptique de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion d'un hacheur quatre quadrants.

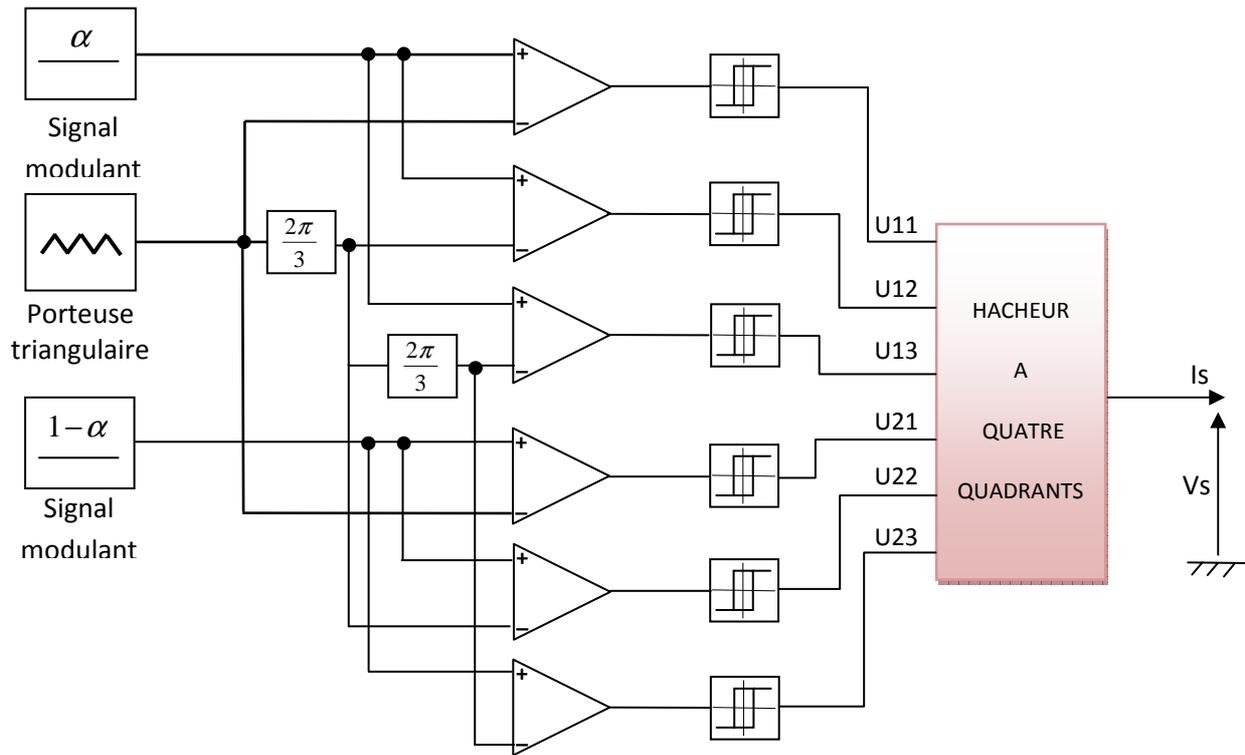


Figure II.13 : Schéma de principe de la commande en boucle ouverte par MLI

Nous pouvons donc en tirer les propriétés suivantes en généralisant à p cellules de commutations [14]:

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

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

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

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

Propriété 5 : La tension de sortie d'un convertisseur à deux bras est la différence des tensions de sortie de chaque bras, pour faire apparaître tous les niveaux de tensions à la sortie de ce convertisseur ; si α est le rapport cyclique des cellules du premier bras, on doit imposer un rapport cyclique de $1 - \alpha$ pour les cellules du deuxième bras.

II.5. Simulation du modèle avec la commande MLI

Nous validons le modèle proposé et la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion. La simulation a été effectuée avec les paramètres du hacheur suivants :

$$E = 1500 \text{ V} \quad ; R = 10 \Omega \quad ; L = 0.5 \text{ mH} \quad ; C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40 \mu\text{F}$$

Pour la commande :

- le rapport cyclique est $\alpha = 0.7$
- la fréquence de la porteuse triangulaire est $f_p = 1800 \text{ Hz}$

Les figures II.14 et II.15 montrent l'évolution des tensions flottantes, et les courants de cellules . Nous pouvons constater l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs. Les courants de cellules sont fortement ondulé . Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations.

Les signaux de commande des interrupteurs varient entre 0 et 1. Ils sont représentés dans la figure II.16. On a effectué un zoom pour pouvoir visualiser l'évolution de ces commandes.

La figure II.17 montre l'évolution de la tension de sortie. La tension vue par la charge oscille entre deux niveaux adjacents $-2E/3$ et $-E/3$, pour la valeur de rapport cyclique $\alpha = 0.7$.

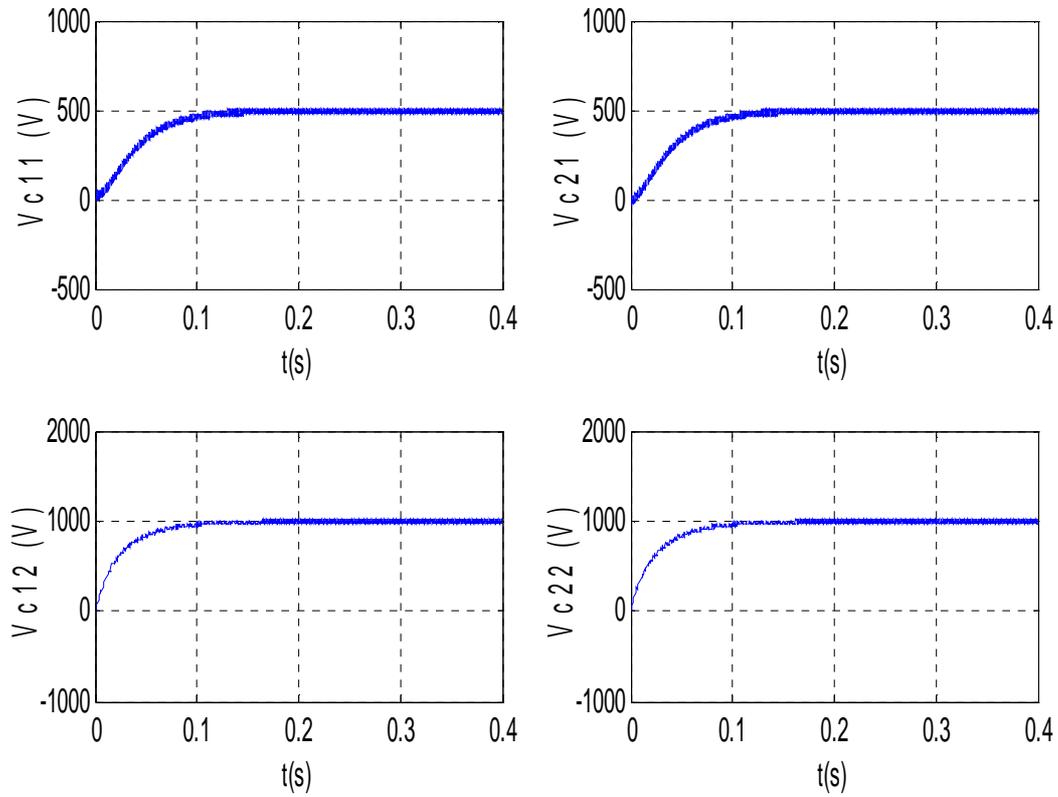


Figure II.14 : Evolution des tensions flottantes d'un hacheur à quatre quadrants commandé par MLI

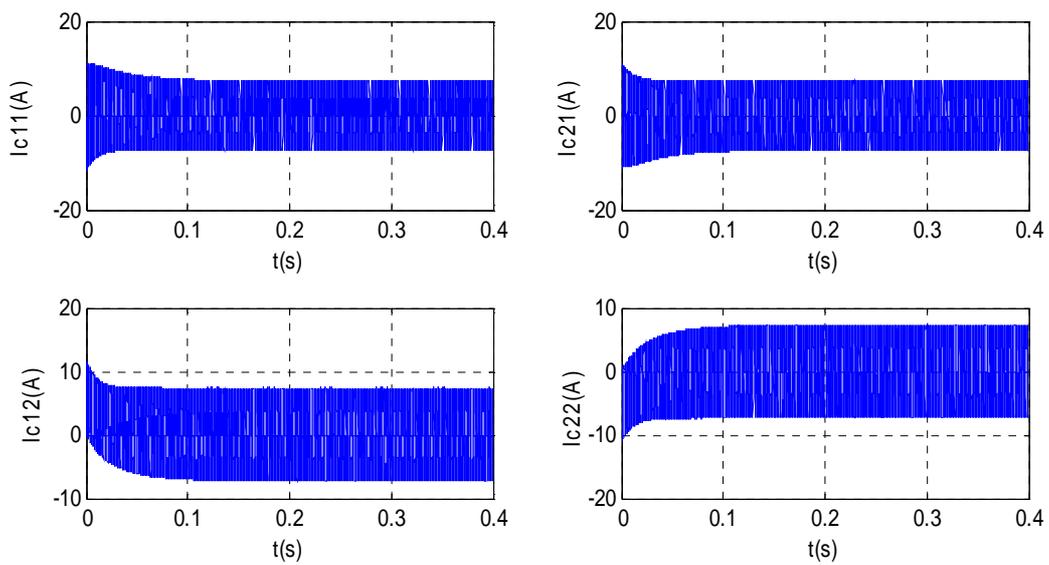


Figure II.15 : Evolution des courants de cellules

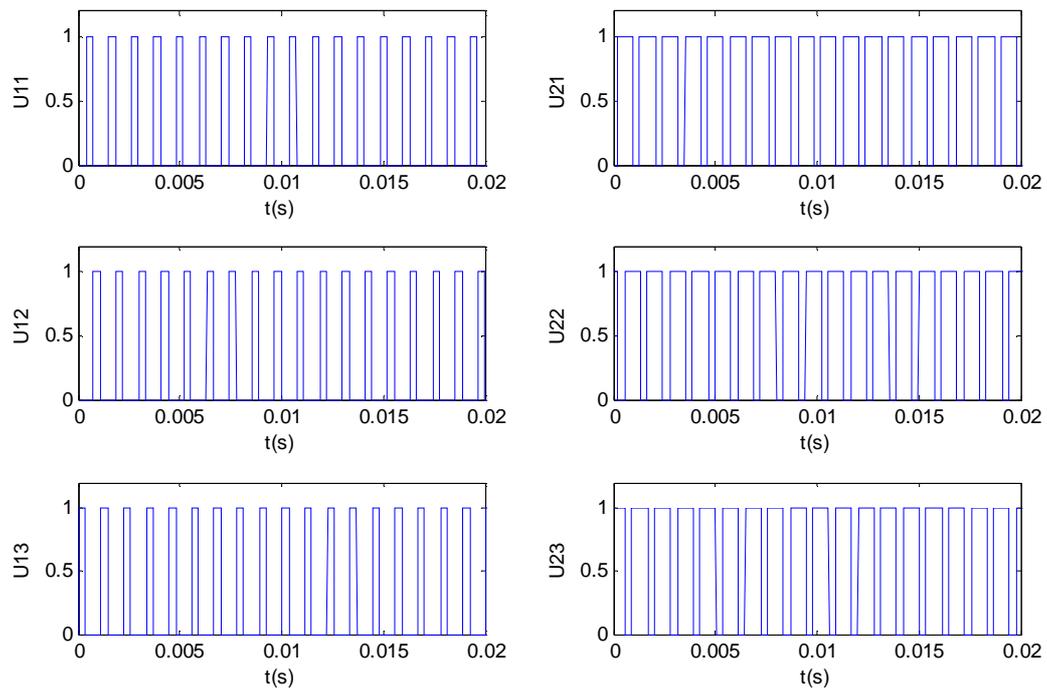


Figure II.16 : Signaux de commande des interrupteurs

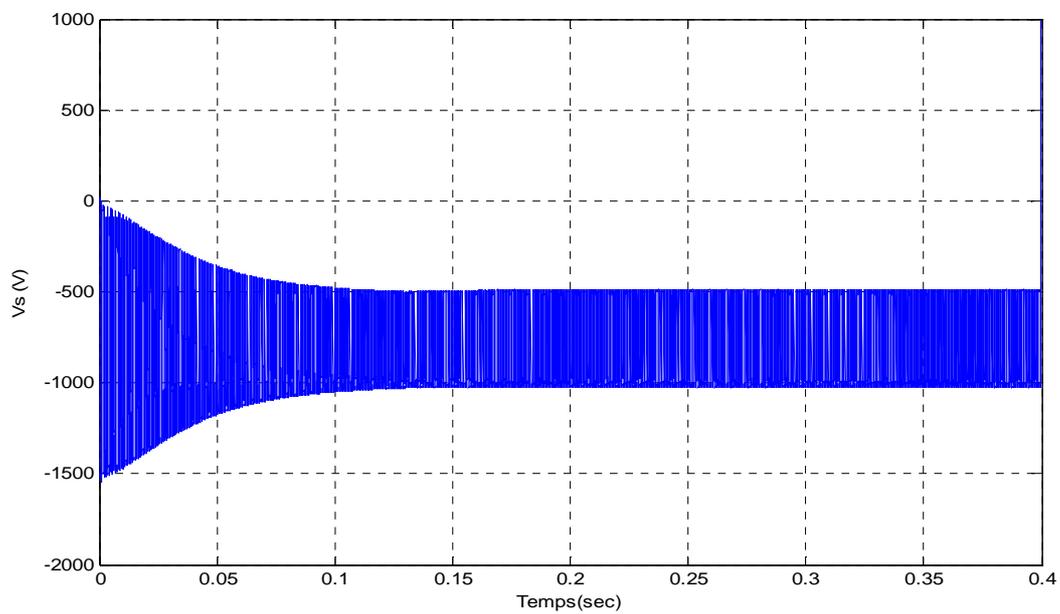


Figure II.17 : Evolution de la tension de sortie V_s

La figure II.18 illustre l'influence de la valeur du rapport cyclique sur la forme de la tension de sortie. Nous avons pris pendant l'intervalle [0 sec 0.2 sec] une valeur du rapport cyclique comprise entre $5/6$ et 1 ($\alpha = 0.87$), puis pendant l'intervalle [0.2 sec 0.4 sec] une autre valeur comprise entre $4/6$ et $5/6$ ($\alpha = 0.75$) et enfin une valeur comprise entre $1/2$ et $4/6$ ($\alpha = 0.61$) dans l'intervalle de temps [0.4 sec 0.6 sec]. Pour ce premier profile de changement des rapports cycliques, la tension de sortie commute entre les niveaux de tension négatifs comme suit : pendant le premier intervalle la tension de sortie prend les valeurs $-E$ et $-2E/3$, pendant le deuxième la tension de sortie commute entre $-2E/3$ et $-E/3$, et enfin pendant le troisième intervalle la tension bascule entre $-E/3$ et 0 . Le deuxième profile de changement a été effectué afin d'avoir les niveaux de tension positifs. Pour cela, nous avons pris les valeurs du rapport cyclique suivantes : pendant l'intervalle [0.6 sec 0.8 sec] une valeur du rapport cyclique comprise entre $1/3$ et $1/2$ ($\alpha = 0.42$) puis pendant l'intervalle [0.8 sec 1 sec] une autre valeur comprise entre $1/6$ et $1/3$ ($\alpha = 0.25$) et enfin une valeur comprise entre 0 et $1/6$ ($\alpha = 0.15$) dans l'intervalle de temps [1 sec 1.2 sec]. Ce choix des rapports cycliques permettra à la tension de sortie de commuter entre 0 et $E/3$ pour le premier intervalle de temps, entre $E/3$ et $2E/3$ pendant le deuxième et entre $2E/3$ et E pour le troisième intervalle de temps. Ceci démontre la possibilité de fonctionner aux multiniveaux. Ces résultats confirment aussi la quatrième propriété. Pour les différents cas du rapport cyclique, on remarque un comportement satisfaisant de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs représentées dans la figure II.19.

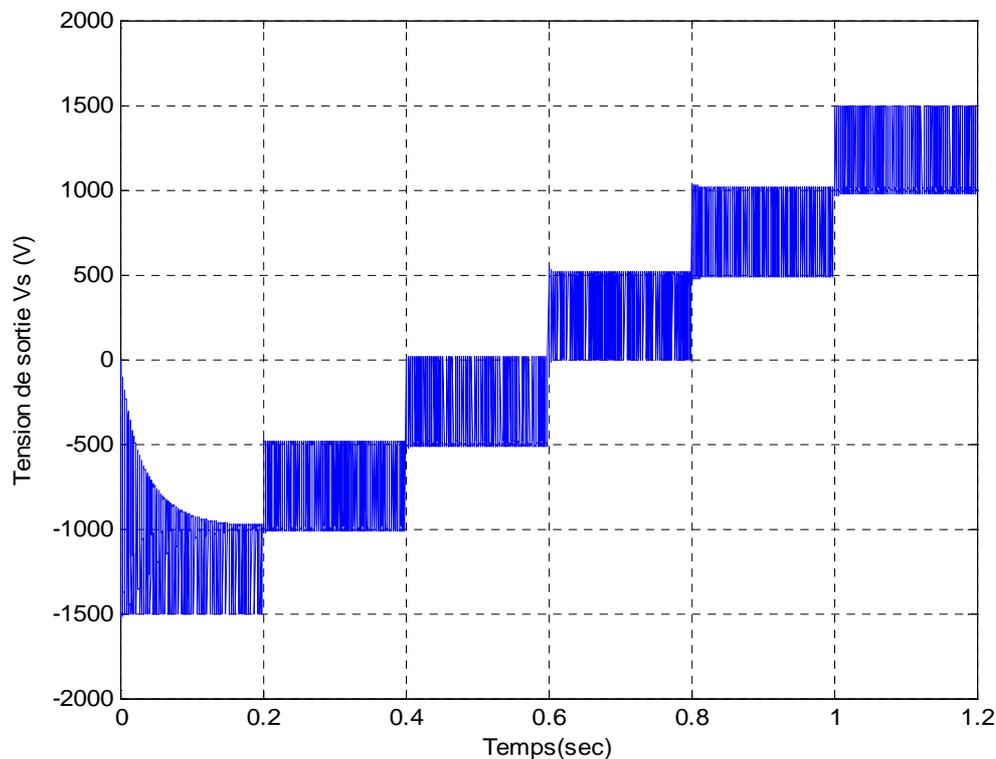


Figure II.18 : Evolution de la tension de sortie V_s avec des variations du rapport cyclique

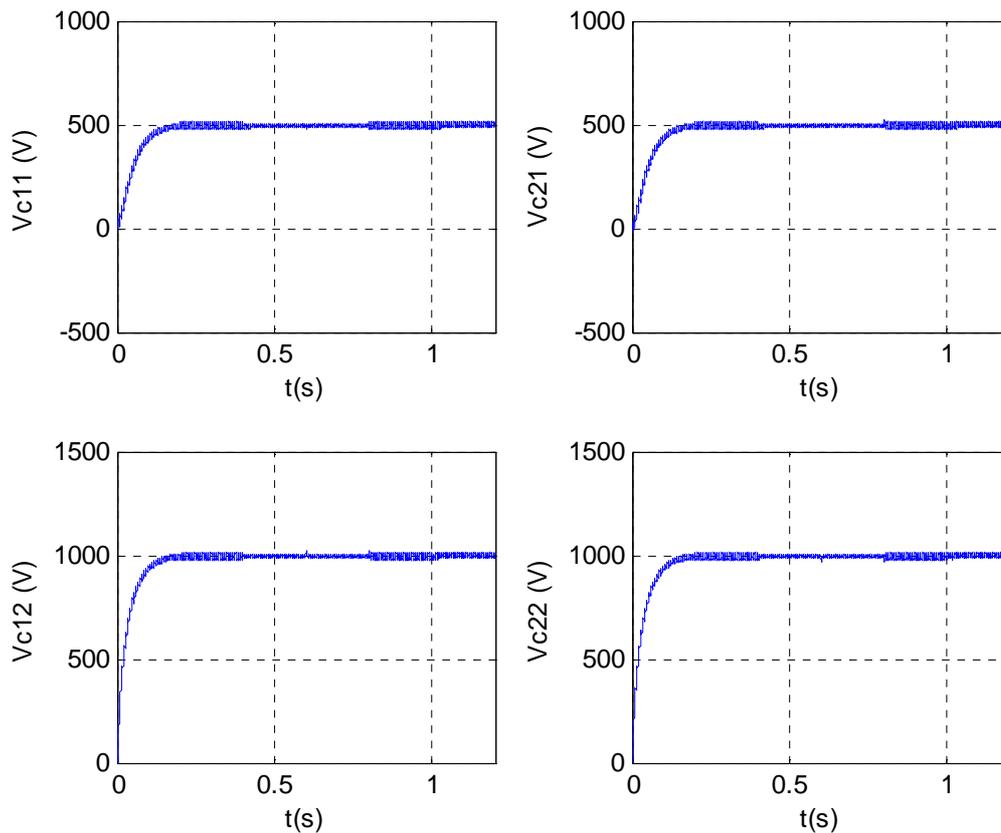


Figure II.19 : Evolution des tensions flottantes avec des variations du rapport cyclique

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un nouveau modèle du convertisseur à trois cellules, en employant l'approche hybride. Il nous a permis d'étudier l'observabilité du convertisseur. En outre, le même principe a été exploité pour vérifier l'observabilité du convertisseur à quatre quadrants. Ce modèle hybride sera utilisé dans le chapitre suivant pour la synthèse d'observateurs.

La validation de ces observateurs nécessite le développement d'une loi de commande. La commande en boucle ouverte, commande par modulation de largeur d'impulsion ou commande dite naturelle, a été présentée. Ce choix est justifié par la simplicité de la mise en œuvre de cette commande. Les résultats de simulation ont montrés l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs, la tension de sortie est multiniveaux et sa forme dépend de la valeur du rapport cyclique.

SYNTHESE D'OBSERVATEURS POUR LE CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

III.1.Introduction

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise les observateurs.

Un observateur, ou estimateur d'état, ou encore capteur logiciel est un algorithme basé sur la connaissance des modèles décrivant le comportement du système et utilisant des mesures acquises sur le procédé afin de reconstruire les mesures manquantes [15].

Dans ce chapitre, nous proposons trois observateurs basés sur le modèle du convertisseur développé dans le chapitre précédent. Des résultats de simulation sont fournis pour montrer et comparer les performances des approches utilisées.

III.2.Synthèse d'observateur par mode de glissement

Tout comme la commande par modes glissants, 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 des conditions spécifiées qu'on appelle *les conditions de glissement*. Dans le cas des observateurs à mode glissant, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation ($\tilde{x} = x - \hat{x}$). A partir de leurs valeurs initiales, ces erreurs doivent converger vers les valeurs d'équilibre en deux étapes [9]:

- dans la première étape, les trajectoires de ces erreurs sont forcées à aller vers la surface de glissement où l'erreur entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel ($\tilde{y} = y - \hat{y}$) est nulle. Cette étape est référée comme le mode atteint (ou reaching mode) et il est fortement dynamique.

- une deuxième étape appelé un *mode de glissement (ou sliding mode)* où la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement définie par $\tilde{y} = 0$ avec une dynamique imposée afin d'annuler le reste de l'erreur.

Dans cette section nous allons synthétiser un observateur par mode glissant pour chaque sous système Σ_k , on se basant sur le modèle dynamique correspondant développé au chapitre précédent. Ce modèle utilise le fait que le convertisseur est composé de p-1 sous système interconnecté. Donc le convertisseur peut être partagé en un ensemble de p-1 sous systèmes Σ_k pour lesquelles il est possible de synthétiser un observateur estimant la tension v_{ck} , pour $k = 1, \dots, p-1$.

Le modèle de chaque sous système Σ_k ($k=1,4$) du convertisseur quatre quadrants à trois cellules est donné par :

$$\Sigma_k \begin{cases} \frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{ck} + \frac{E}{L}(\delta_5 - \delta_6)\delta_k - \frac{\delta_k}{L} \sum_{j=1}^4 \delta_j v_{cj} \\ \frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{1}{C_k}i_{ck} \\ y_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \delta_1 &= u_{12} - u_{11}, \quad \delta_2 = u_{13} - u_{12}, \quad \delta_5 = u_{13} \\ \delta_3 &= u_{21} - u_{22}, \quad \delta_4 = u_{22} - u_{23}, \quad \delta_6 = u_{23} \end{aligned}$$

Le modèle sous forme d'état s'écrit alors comme suit :

$$\Sigma_k : \begin{cases} \dot{z}_k = A_k(u)z_k + B_k \\ y_k = C_k z_k \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{aligned} z_k &= [i_{ck} \quad v_{ck}]^T, \quad C_k = (1 \quad 0) \\ A_k(u) &= \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{\delta_k^2}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{pmatrix}, \quad B_k = \begin{pmatrix} -\frac{\delta_k}{L} \sum_{j=1}^4 \delta_j v_{cj} + \frac{E}{L} \delta_k (\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Il est clair que pour $\delta_k = 0$, le sous système devient non observable. Cependant, chaque sous système, qui est de dimension 2, est observable pour une séquence adéquate δ_k et le rang de la matrice d'observabilité est 2. Pour le développement de l'observateur, nous supposons les tensions v_{ck} bornées par une borne connue b_v , $|v_{ck}(t)| \leq b_v \quad \forall t > 0$.

Soit O_k , l'observateur de chaque sous système. Nous allons ainsi synthétiser quatre observateurs. L'observateur par mode de glissement prend la forme suivante : [16]

$$O_k : \begin{cases} \dot{\hat{z}}_k = A_k(u)\hat{z}_k + \hat{B}_k + \lambda_{1k} \left(y_k - \hat{y}_k \right) + \lambda_{2k} \text{sign} \left(y_k - \hat{y}_k \right) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\hat{z}_k = \begin{pmatrix} \hat{i}_{ck} \\ \hat{v}_{ck} \end{pmatrix}, \hat{B}_k = \begin{pmatrix} -\frac{\delta_k}{L} \sum_{j=1}^4 \delta_j \hat{v}_{c_j} + \frac{E}{L} \delta_k (\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\lambda_{1k} = [\lambda_{11k} \quad \lambda_{21k}]^T, \text{ et } \lambda_{2k} = [\lambda_{12k} \quad 0]^T$$

Où λ_{1k} et λ_{2k} représentent les gains de l'observateur. λ_{12k} est un gain positif choisi très grand pour assurer l'attractivité de la surface de glissement $S = y_k - \hat{y}_k$.

\hat{z}_k est l'estimation de z_k . Soit $e_k = \hat{z}_k - z_k$ l'erreur d'estimation. La démonstration de la convergence de cet observateur peut être faite en utilisant la fonction de Lyapunov $V(e_k) = e_k^T e_k$. Voir [16] pour les détails de la démonstration.

L'avantage principal de cet observateur est sa robustesse par rapport aux variations paramétriques et les erreurs de modélisation.

III.2.1. Validation de l'observateur par mode de glissement

Dans cette section, nous appliquons l'observateur présenté antérieurement. L'étude est faite en boucle ouverte, les ordres de commande sont générés par modulation de largeur d'impulsion développée dans le chapitre précédent.

Les paramètres du système sont supposés parfaitement connus et sont donnés par :

$$E = 1500 \text{ V} \quad ; R = 10 \text{ } \Omega \quad ; L = 0.5 \text{ mH} \quad ; C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40 \text{ } \mu\text{F} \quad (\text{III.4})$$

Les paramètres de la commande sont :

- le rapport cyclique est $\alpha = 0.7$
 - la fréquence de la porteuse triangulaire est $f_p = 1800 \text{ Hz}$
- (III.5)

Dans toutes les simulations qui suivent, les conditions initiales du convertisseur sont nulles, et celles de l'observateur sont données par :

$$[\hat{v}_{c11}(0) \quad \hat{v}_{c12}(0) \quad \hat{v}_{c21}(0) \quad \hat{v}_{c22}(0)] = [300 \quad 600 \quad 300 \quad 600] \quad (\text{III.6})$$

L'objectif visé est l'observation des tensions flottantes v_{cij} du convertisseur quatre quadrants. De ce fait, Nous nous intéressons seulement à la deuxième composante de l'erreur d'observation $e_{ij} = \hat{v}_{cij} - v_{cji}$ avec $i=1,2$ et $j=1,2$.

Dans les figures III.1 et III.2, nous montrons les résultats de simulation obtenus dans le cas idéal, c'est-à-dire le cas où les paramètres sont connus. La robustesse de l'observateur vis-à-vis les erreurs paramétriques sera analysée par la suite.

On voit que l'observateur par mode glissant converge rapidement vers l'état réel, malgré une importante erreur initiale. Ainsi, les erreurs d'observation convergent rapidement vers zéro. Des oscillations à haute fréquence apparaissent. Ce phénomène, communément appelé phénomène du *broutement* ou de *chattering*, constitue le désavantage majeur de la commande et de l'observation par mode de glissement. Ceci est dû à la présence de la fonction signe dans l'équation de l'observateur associée à des gains très élevés. Pour remédier à ce problème, on remplace la fonction signe par des fonctions plus lisses comme la fonction sigmoïde ou la fonction saturation. Malheureusement, l'utilisation de fonctions lisses à la place de la fonction signe réduit considérablement la robustesse de l'observateur par mode de glissement.

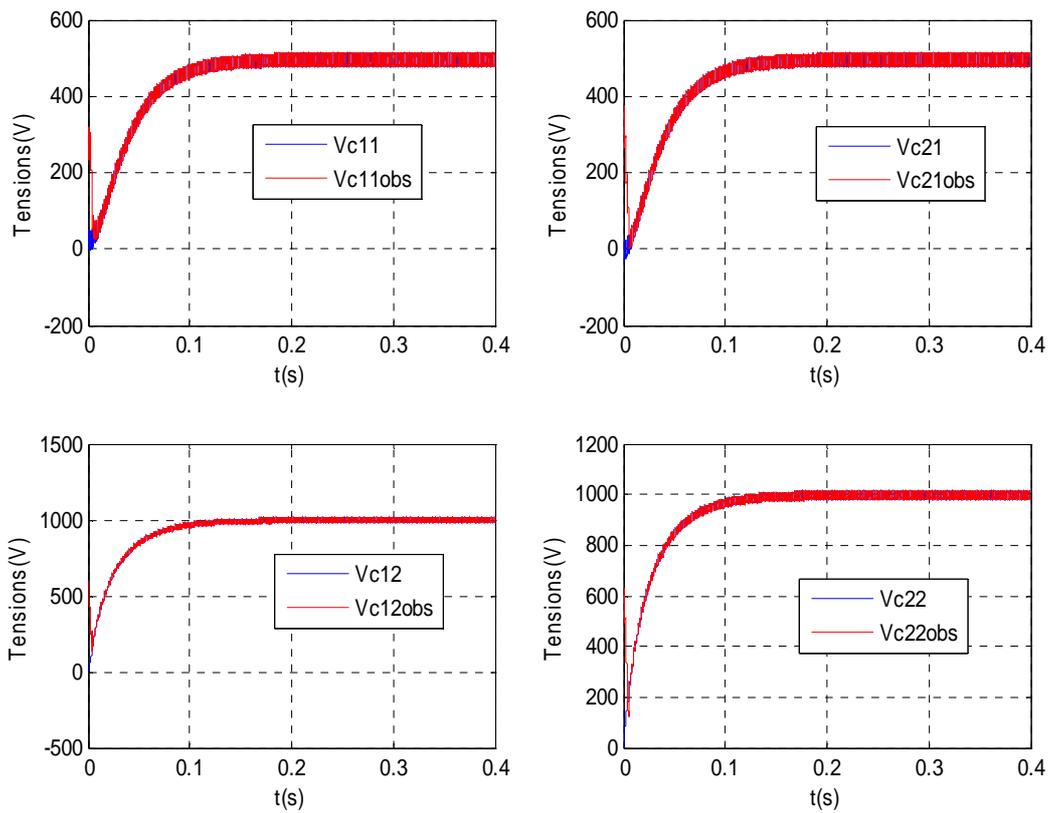


Figure III.1 : Estimation des tensions flottantes par l'observateur par mode glissant

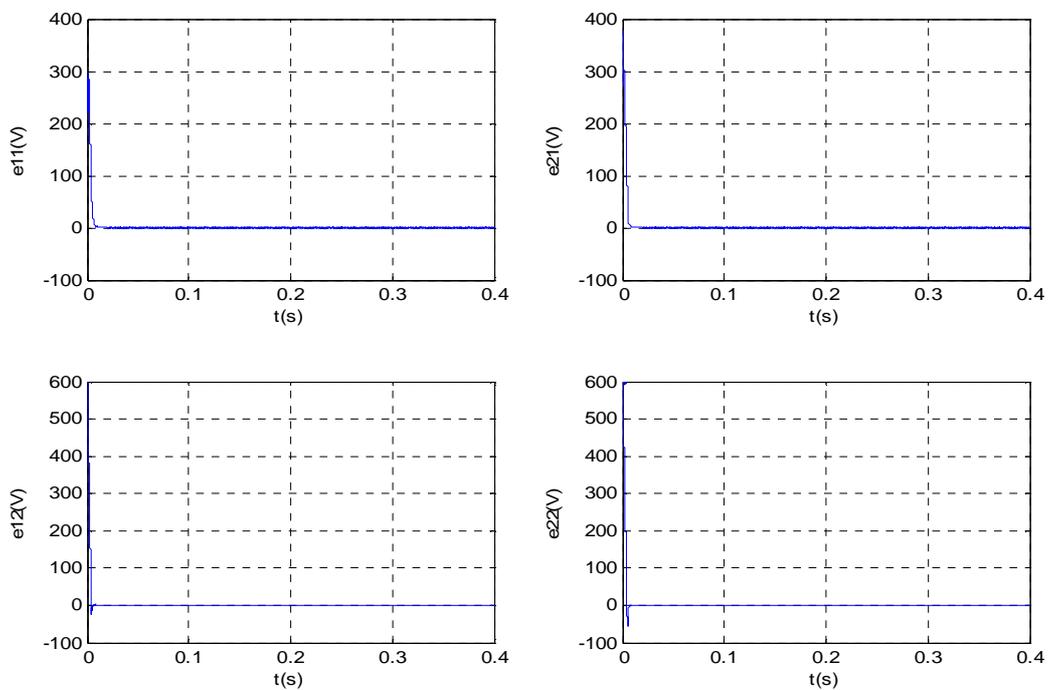


Figure III.2 : Erreurs d'observation pour l'observateur par mode glissant

III.2.2. Etude de la robustesse

Il serait intéressant maintenant d'évaluer la robustesse de l'observateur. Notre étude est basée sur le test de la robustesse par rapport aux erreurs paramétriques.

Robustesse par rapport aux variations paramétriques

Etant donné que l'observateur est basé sur un modèle de connaissance du système à observé, il devient nécessaire d'évaluer sa robustesse par rapport à des variations ou à des incertitudes paramétriques intervenant dans ces équations. Dans le cas des convertisseurs multicellulaires alimentant une charge R-L, ces paramètres sont la tension d'entrée, l'inductance et la résistance de charge. Ce dernier paramètre étant, généralement le moins connu puisqu'il peut être amené à varier dans de larges proportions.

Les critères utilisés pour évaluer la robustesse de l'observateur sont :

- la dynamique de convergence,
- l'erreur statique en régime permanent,
- et le dépassement.

Afin d'évaluer cette robustesse, nous avons effectué les mêmes simulations que dans le cas précédent mais en commettant des erreurs dans les paramètres du modèle indépendamment l'une de l'autre. Ces erreurs sont données en relative par rapport à la valeur réelle du paramètre considéré.

a) Variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse de l'observateur vis-à-vis la tension de bus continu, nous avons perturbé, avec un échelon la tension d'entrée en appliquant une tension $E=1500$ V jusqu'à l'instant $t=t_1=0.4$ s, puis, une autre valeur de la tension $E=800$ V, ainsi l'erreur commise est de -46%. Les résultats de simulation sont représentés ci-dessous :

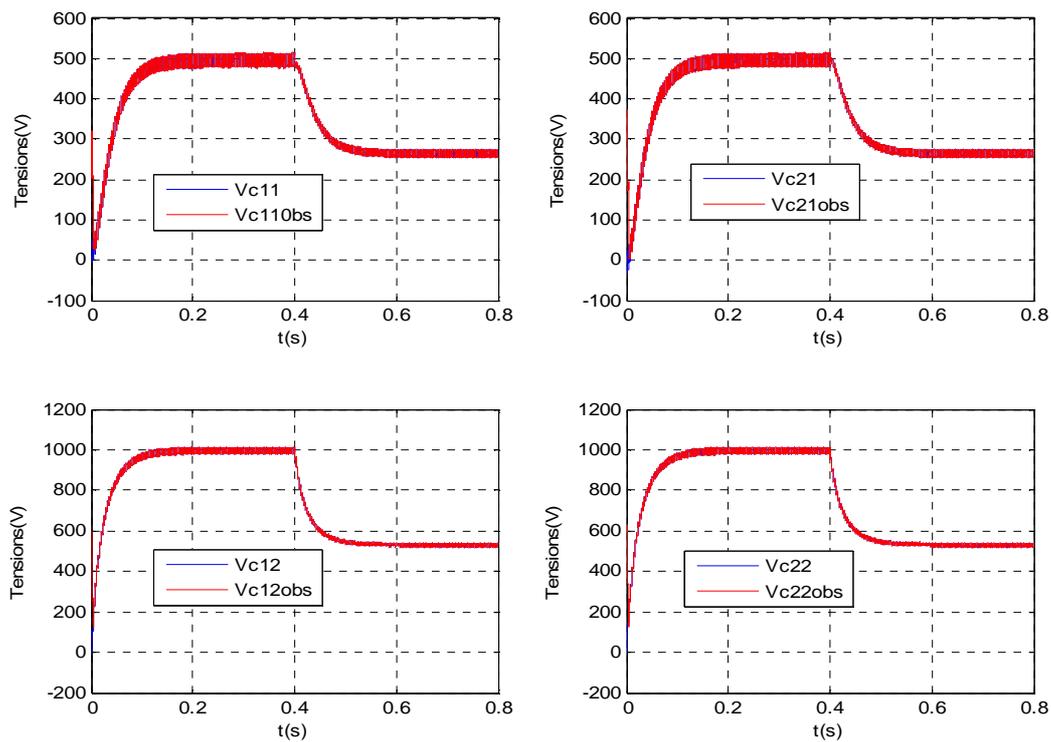


Figure III.3 : Estimation des tensions flottantes avec une perturbation à la tension d'entrée

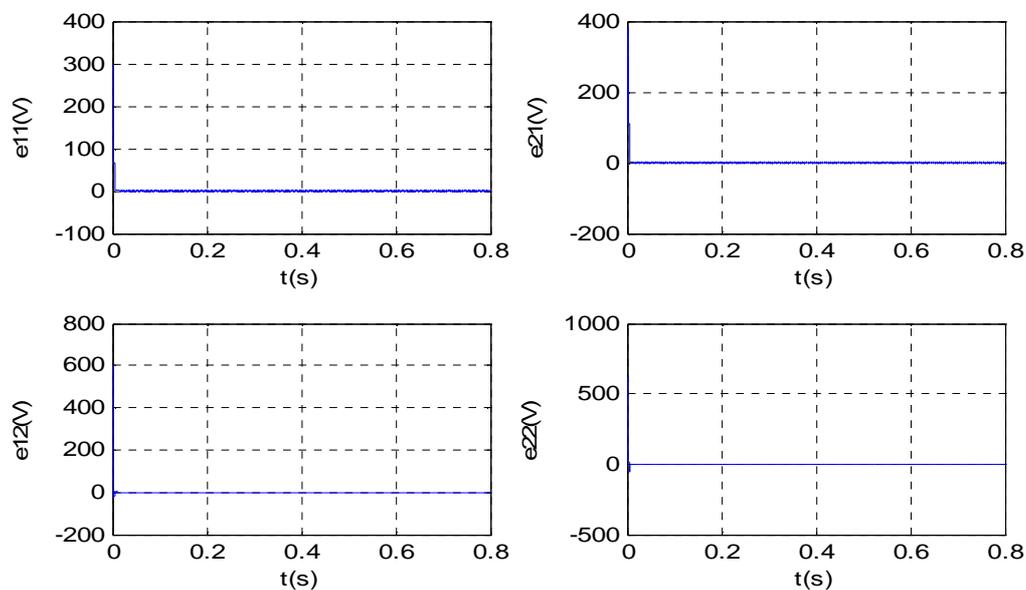


Figure III.4 : Les erreurs d'observation

Les performances de l'observateur sont bien démontrées dans ce cas de figure. Les tensions flottantes retrouvent rapidement ses nouvelles valeurs d'équilibre. Les erreurs d'observation convergent bien vers la surface de glissement et y restent. L'observateur par mode glissant est donc robuste à la perturbation de l'entrée, c'est là une caractéristique importante de ce type d'observateur.

b) Erreur paramétrique sur la valeur de L

La valeur de l'inductance de charge L est, généralement, bien connue et ne varie normalement pas beaucoup. Nous considérons donc une erreur de +50% ($L = 1 \text{ mH}$).

Les figures III.5 et III.6 montrent les résultats de simulation obtenus. On remarque que l'observateur est robuste par rapport à l'erreur commise sur la valeur de L, puisque la dynamique de convergence est inchangée et les erreurs d'observation convergent toujours vers zéro.

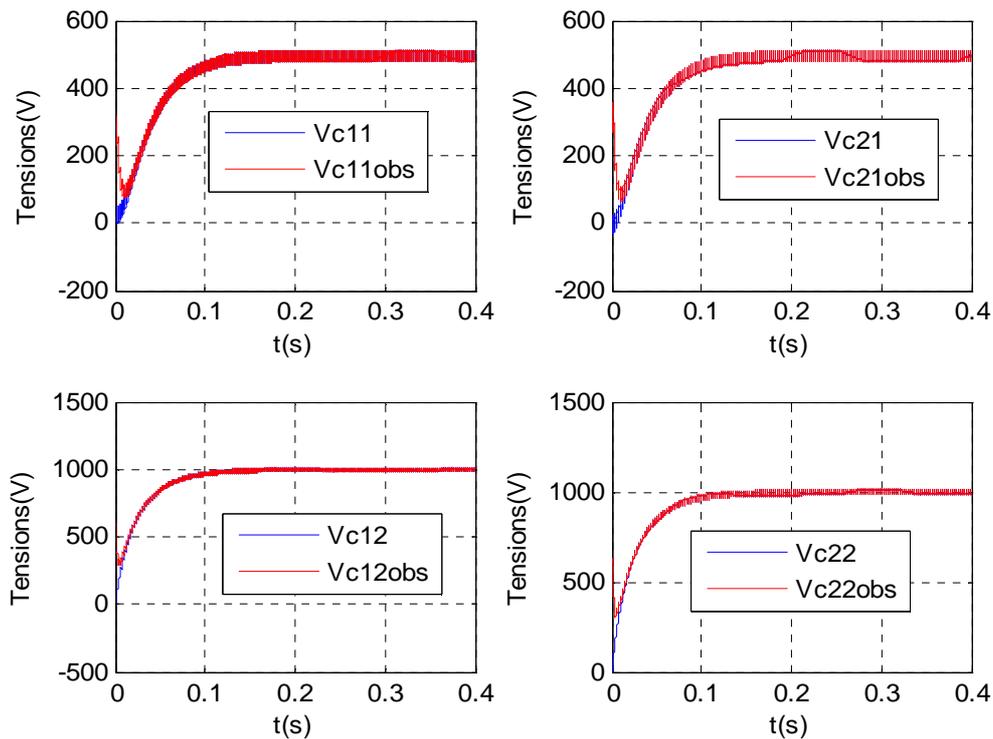


Figure III.5 : Influence d'une erreur paramétrique de +50% sur la valeur de L

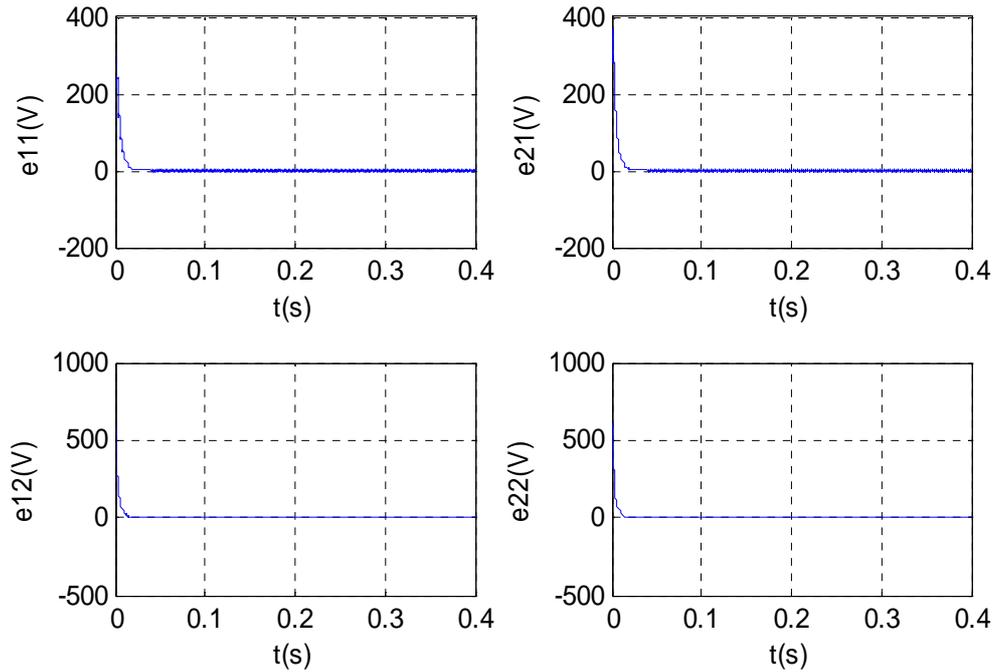


Figure III.6 : Les erreurs d'observation

c) Erreur paramétrique sur la valeur de R

Nous évaluons ici l'influence de la résistance de charge sur le comportement dynamique de l'observateur. Les figures III.7 et III.8 représentent les résultats de simulation obtenus sous les mêmes conditions que précédemment mais cette fois avec une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R ($R=16 \Omega$). On constate que la dynamique de convergence de l'observateur est identique et les erreurs d'observation convergent bien vers zéro. L'observateur est donc robuste vis-à-vis l'erreur paramétrique sur la valeur de R.

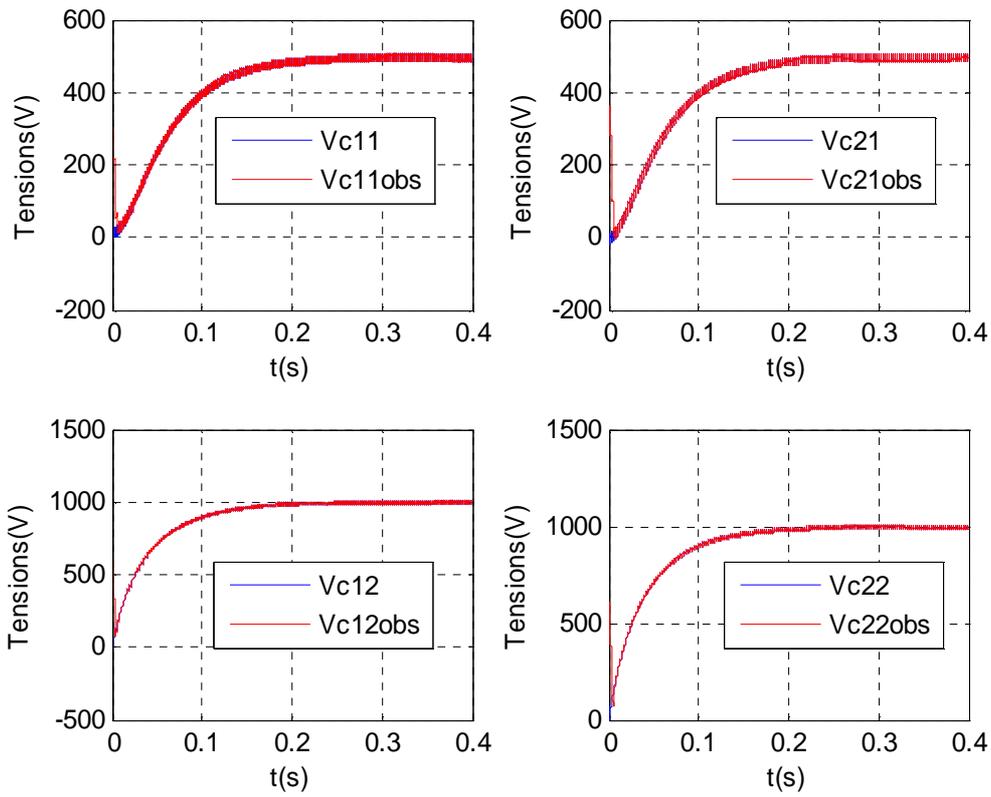


Figure III.7 : Influence d'une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R

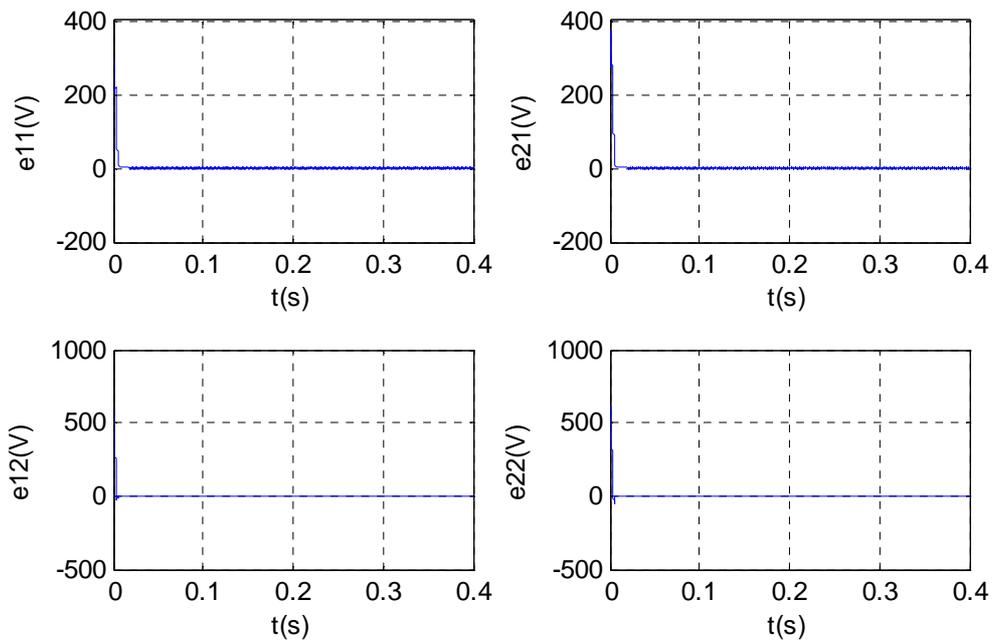


Figure III.8 : Les erreurs d'observation

Certes, des performances ont pu être démontrées par cet observateur. Cependant les oscillations qui apparaissent, constituent un désavantage majeur de l'observateur par mode de glissement d'ordre un. Mais, comme nous allons le voir dans la section suivante, une solution, basée sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur, permet de passer outre cet indésirable phénomène.

III.3.Synthèse d'observateur par mode glissant d'ordre deux

Super Twisting Algorithm

Dès son apparition, la théorie des modes glissants s'est heurtée au problème de la réticence qui s'est avérée être un inconvénient majeur. En particulier, il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques quand leur implantation implique une usure relativement rapide des organes de commande du processus. Pour contourner cet obstacle, des chercheurs russes ont proposé une nouvelle façon de glisser. Ainsi qu'il va être décrit dans cette section, il est alors possible de réduire ou même d'exclure tout phénomène de chattering, tout en conservant les propriétés de robustesse et de convergence en temps fini [17].

A l'origine, les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduit afin de réduire le phénomène de réticence dans les commandes par modes glissants d'ordre un. Schématiquement, lorsqu'un algorithme d'ordre supérieur est utilisé, la surface est atteinte de manière plus douce ainsi qu'il est montré sur la figure suivante.

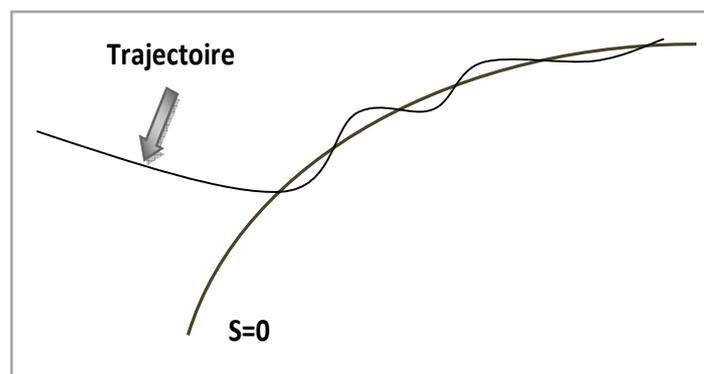


Figure III.9 : Allure du régime glissant pour les ordres supérieurs

En ce qui nous concerne, nous avons adopté l'observateur par mode de glissement d'ordre deux connu aussi sous le nom *super twisting algorithm*. Pareillement à la stratégie d'observation précédente, nous allons synthétiser un observateur par mode glissant d'ordre deux pour chaque sous système Σ_k , en se basant sur le modèle (III.1).

Soit O_k (pour $k=1,4$), l'observateur par mode de glissement d'ordre deux suivant: [18]

$$O_k : \begin{cases} \dot{\hat{z}}_k = A_k(u) \hat{z}_k + \hat{B}_k + \lambda_{1k} |y_k - \hat{y}_k|^{1/2} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) + \lambda_{2k} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\hat{z}_k = \begin{pmatrix} \hat{i}_{ck} \\ \hat{v}_{ck} \end{pmatrix}, \quad \hat{B}_k = \begin{pmatrix} -\frac{\delta_k}{L} \sum_{j=1}^4 \delta_j \hat{v}_{c_j} + \frac{E}{L} \delta_k (\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\lambda_{1k} = [\lambda_{11k} \quad 0]^T, \quad \text{et } \lambda_{2k} = [0 \quad \lambda_{22k}]^T$$

Où λ_{1k} et λ_{2k} sont les gains de l'observateur et \hat{z}_k est l'estimation de z_k .

Soit $e_k = \hat{z}_k - z_k$ l'erreur d'estimation. La démonstration de la convergence de cet observateur se fait toujours en utilisant la fonction de Lyapunov $V(e_k) = e_k^T e_k$ et pour, $\lambda_{11k} > 0$ et $\lambda_{22k} < 0$ pour $k=1,2$ et $\lambda_{11k} > 0$ et $\lambda_{22k} > 0$ pour $k=3,4$ [16].

III.3.1. Validation de l'observateur par mode de glissement d'ordre deux

Nous réalisons dans cette section des simulations afin de tester les performances de cet observateur avec les mêmes conditions initiales. Les paramètres du convertisseur sont donnés dans (III.4), ceux de la commande dans (III.5).

La figure III.10 montre l'évolution des tensions flottantes et leurs estimées, on remarque que la convergence dans ce cas est nettement améliorée par rapport à l'observateur par mode glissant d'ordre un, l'effet chattering est réduit. Les erreurs d'observations convergent rapidement vers la valeur nulle (convergence en temps fini). Ce qui démontre les performances de l'observateur par mode glissant d'ordre deux.

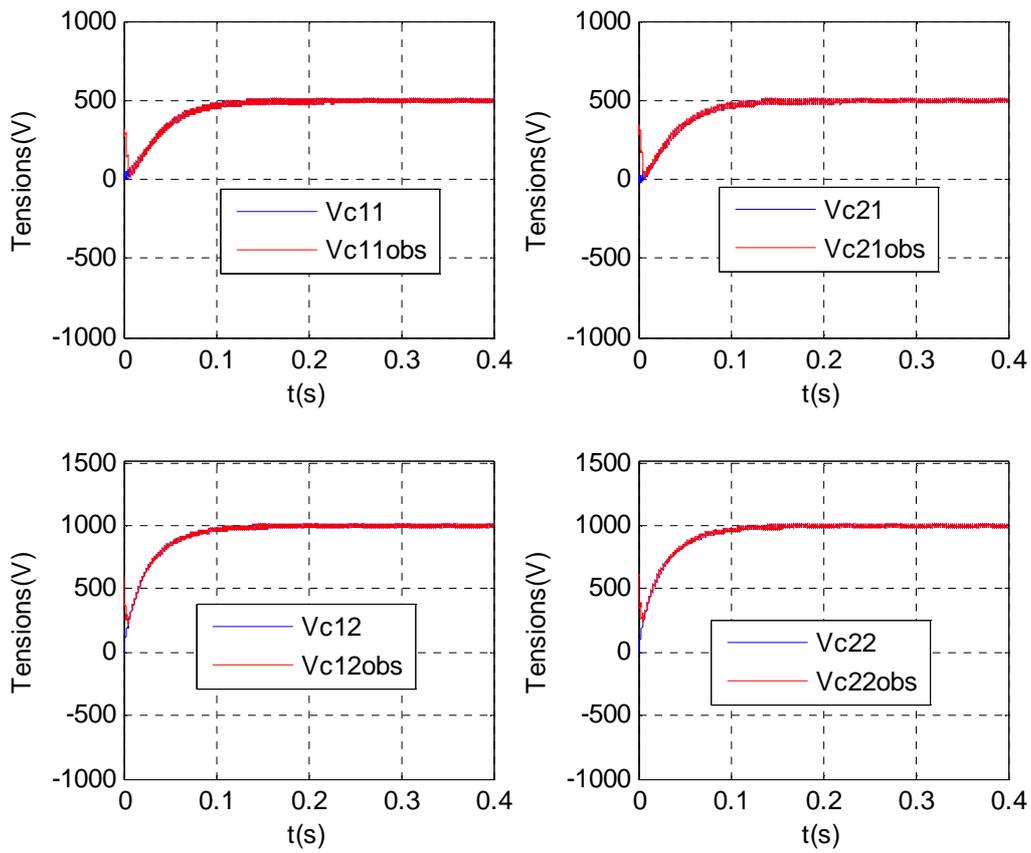


Figure III.10 : L'observation des tensions flottantes par l'observateur par mode glissant d'ordre 2

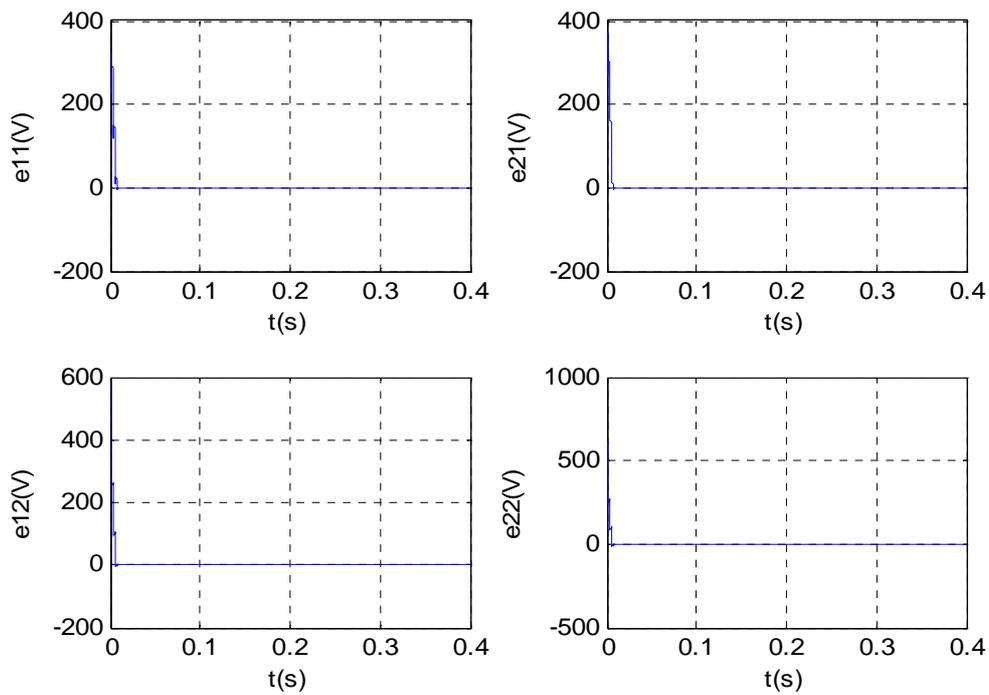


Figure III.11 : Evolution des erreurs d'observation

III.3.2. Etude de la robustesse

Nous évaluons dans ce qui suit la robustesse de l'observateur par rapport aux variations paramétrique. Pour cela, nous réalisons des simulations sous les mêmes conditions qu'auparavant, mais en considérant des erreurs paramétriques sur la tension d'entrée, et les deux paramètres de la charge, l'inductance et la résistance.

a) Variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse de l'observateur développé vis à vis la tension d'entrée, nous faisons une variation sur la tension d'entrée à l'instant $t=t_1=0.4s$, la nouvelle valeur est $E=800V$. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures III.12 et III.13. Les performances de l'observateur sont bien démontrées dans ce cas de figure, les tensions flottantes convergent rapidement vers les nouvelles valeurs d'équilibre. Les erreurs d'observation convergent en conséquence vers zéro. L'observateur par mode glissant d'ordre deux est donc robuste à la perturbation de l'entrée.

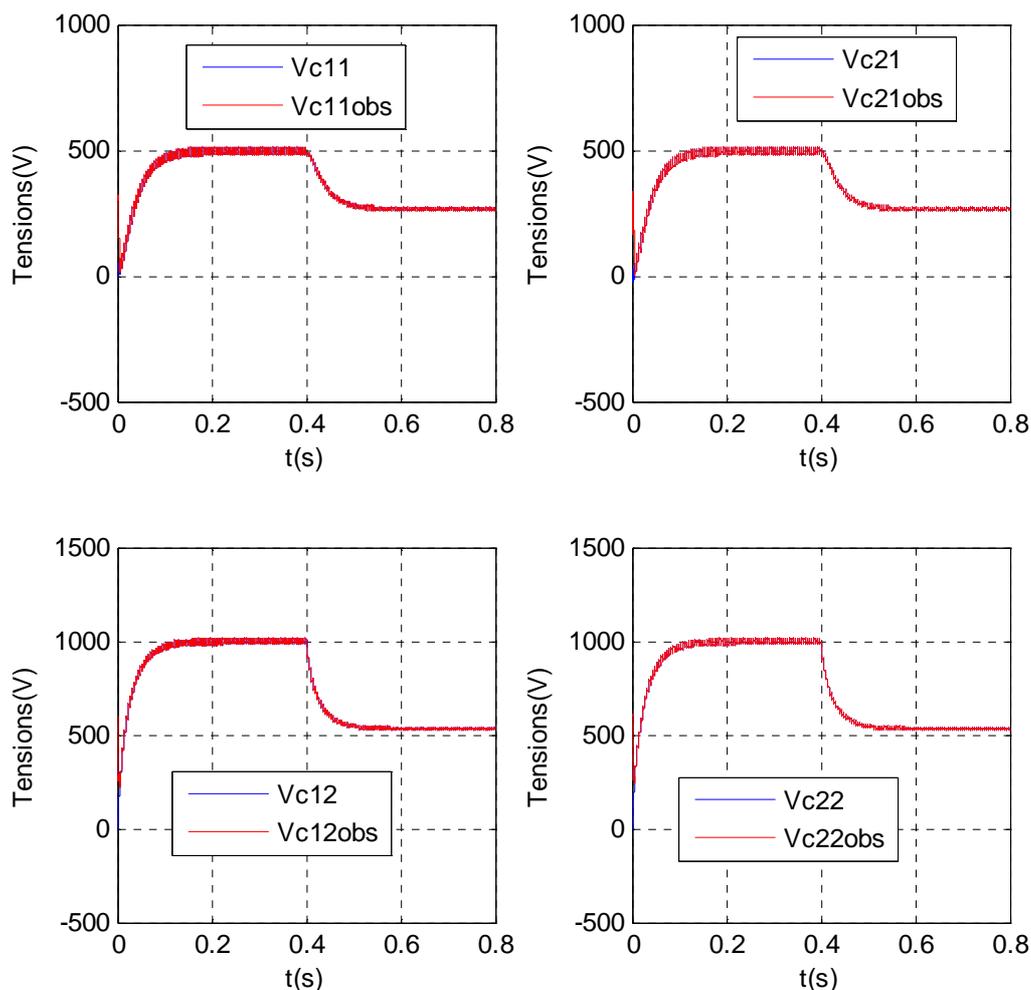


Figure III.12 : Estimation des tensions flottantes avec une perturbation à la tension d'entrée

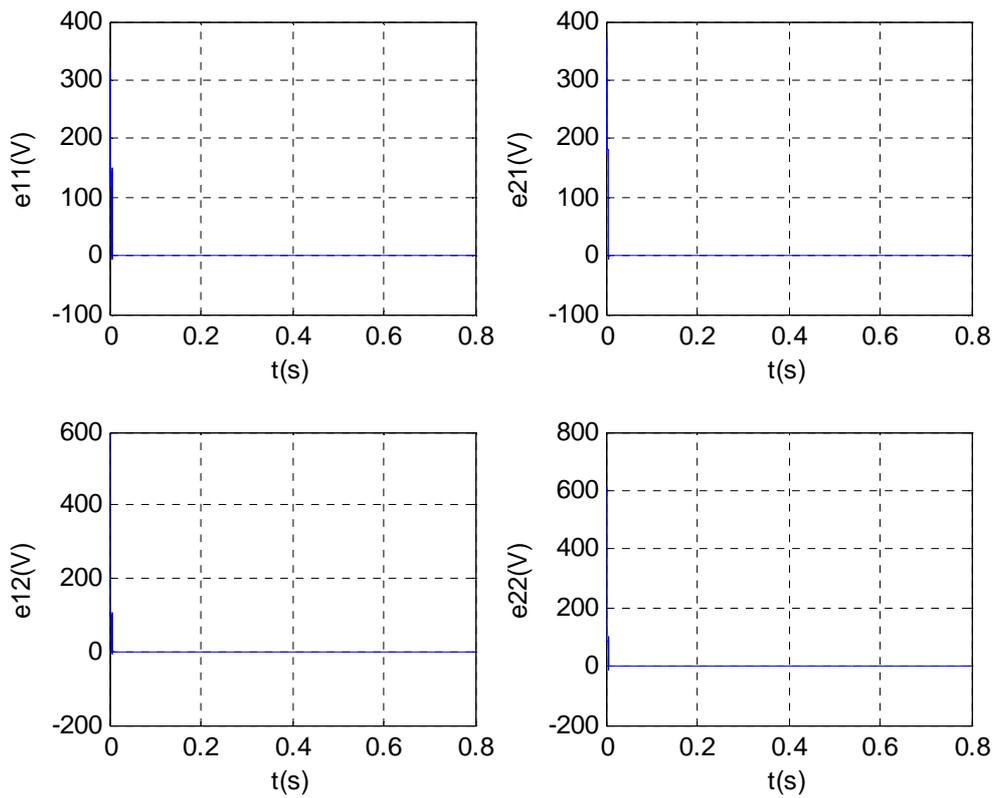


Figure III.13 : Les erreurs d'observation

b) Erreur paramétrique sur la valeur de L

Les résultats de simulation présentés dans les figures III.14 et III.15 sont obtenus, en commettant une erreur de +50% sur la valeur de l'inductance de charge ($L=1$ mH). On voit que la dynamique de convergence n'est pas affectée par cette erreur. L'observateur par mode glissant d'ordre deux présente donc une robustesse vis-à-vis l'erreur commise sur l'inductance.

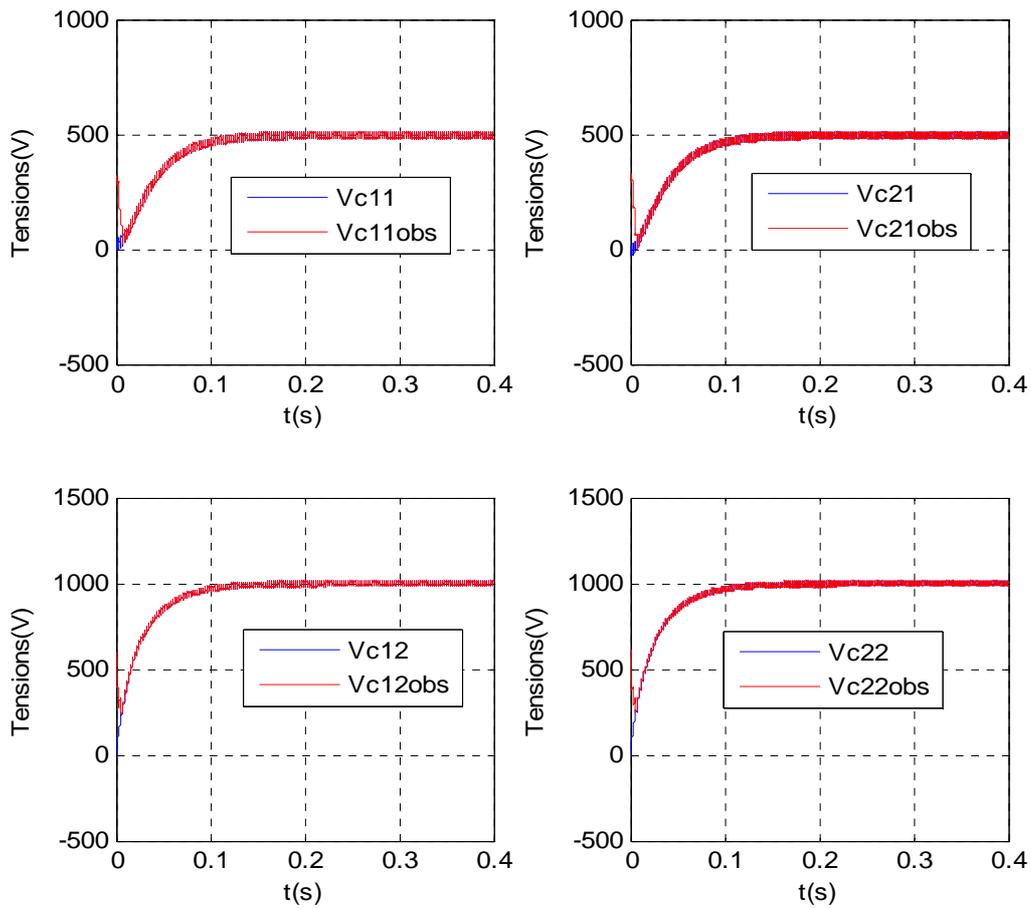


Figure III.14 : Influence d'une erreur paramétrique de +50% sur la valeur de L

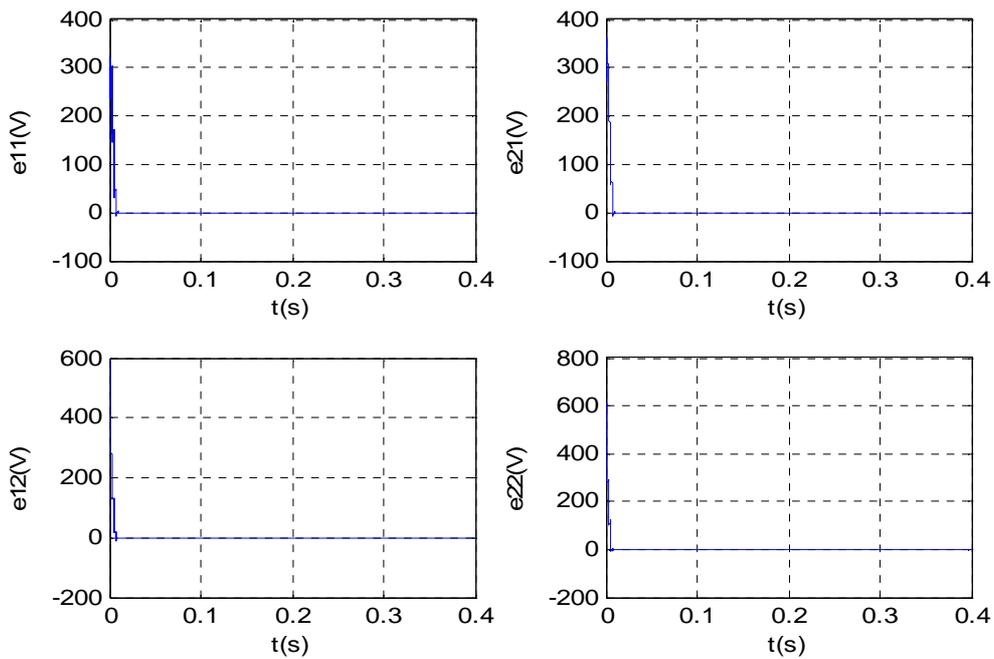


Figure III.15 : Les erreurs d'observation

c) Erreur paramétrique sur la valeur de R

Nous testons ici la robustesse de l'observateur par rapport à la résistance de charge. Les figures III.16 et III.17 représentent les résultats de simulation obtenus, en effectuant une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R ($R=16 \Omega$). On constate que la dynamique de convergence de l'observateur est identique et les erreurs d'observation convergent bien vers zéro. L'observateur est donc robuste vis-à-vis l'erreur paramétrique sur la valeur de R.

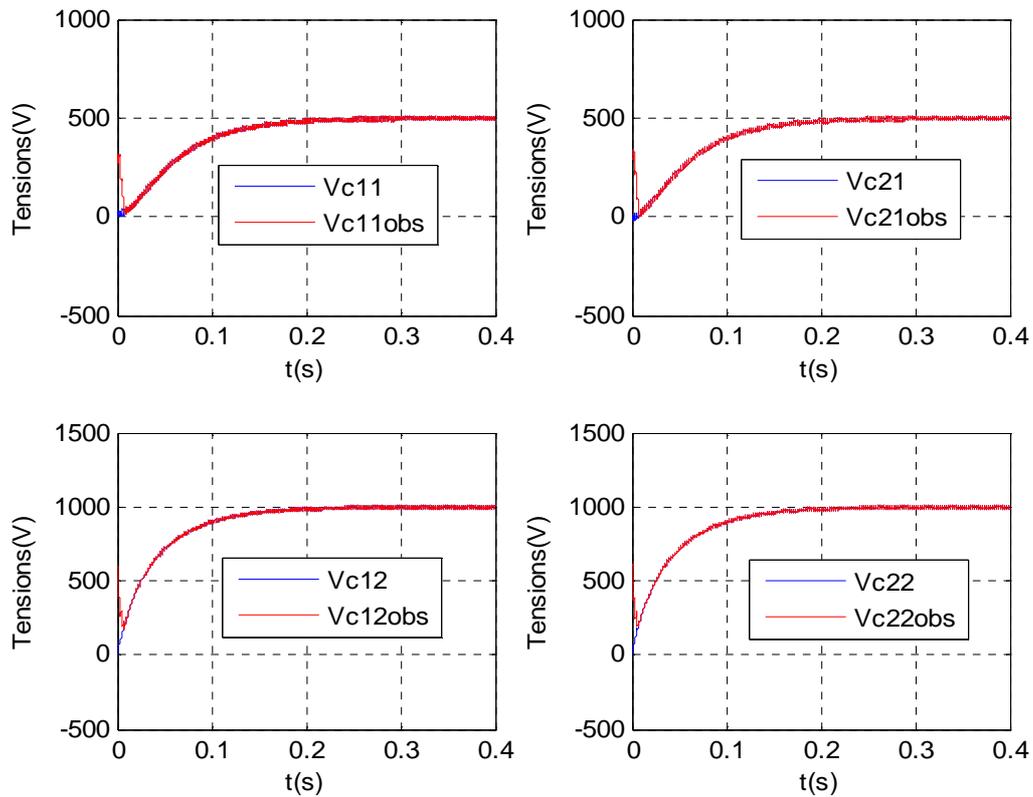


Figure III.16 : Influence d'une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R

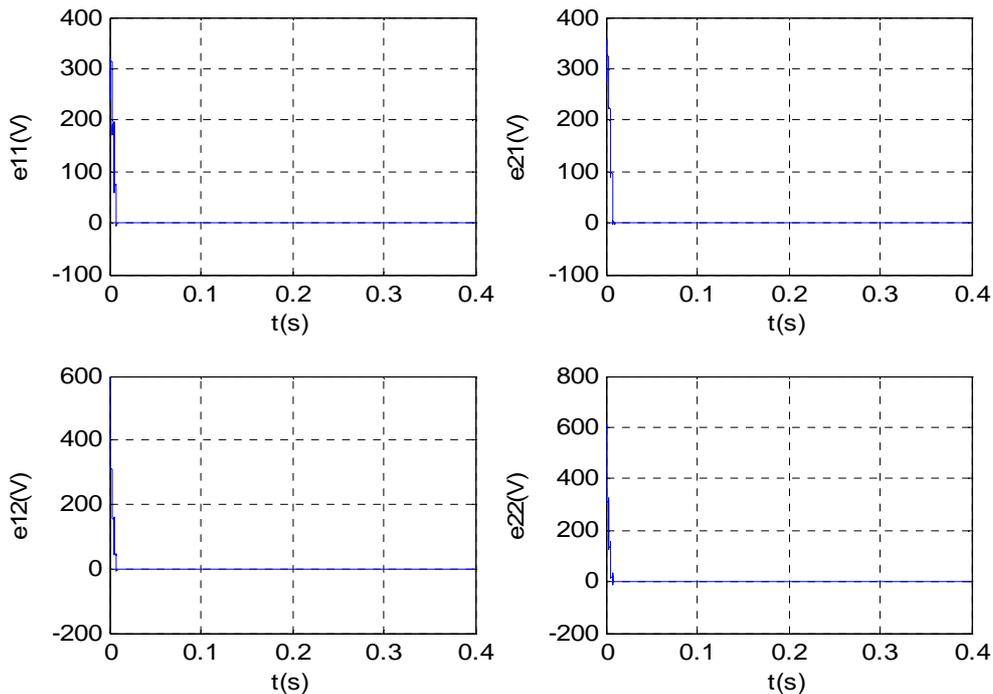


Figure III.17 : Les erreurs d'observation

III.4.Synthèse d'observateur H_∞

L'approche H_∞ , développée dans les deux dernières décennies, a montré son efficacité pour le calcul d'un correcteur robuste. En effet, la synthèse H_∞ permet de prendre en compte, a priori et explicitement, des spécifications fréquentielles et temporelles du cahier de charges qui simplifieront ainsi la synthèse. Comme c'est une approche fréquentielle, les spécifications fréquentielles sont naturellement prises en considération, les spécifications temporelles classiques (temps de montée, rejet des perturbations, atténuation du bruit,...) peuvent être facilement interprétées dans le domaine fréquentiel. [19]

Dans cette section, on considère l'optimisation par H_∞ des observateurs d'état de Luenberger. Nous proposons un algorithme pour résoudre localement le problème d'optimisation H_∞ des observateurs, en transformant ce problème en un problème d'optimisation par H_∞ d'un contrôleur statique en boucle fermée. L'approche proposée offre une manière intuitive et efficace de synthèse d'observateur par l'approche H_∞ .

III.4.1. Structure de l'observateur de Luenberger

Le problème d'optimisation de l'observateur d'état de Luenberger [20] est formulé comme suit :

Considérons un système dont la représentation d'état est :

$$G(s) : \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_w w(t) \\ y(t) = Cx(t) + D_w w(t) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$x(t) \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur des variables d'état ;

$u(t) \in \mathfrak{R}^m$ est l'entrée de commande ;

$y(t) \in \mathfrak{R}^p$ est la sortie mesurée ;

$w(t) \in \mathfrak{R}^q$ est le bruit de mesure où les perturbations externes.

L'observateur d'état de Luenberger a la structure suivante :

$$\hat{G}(s) : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y - C\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Où :

$L \in \mathfrak{R}^{n \times p}$ est la matrice gain de l'observateur ;

$\hat{x}(t) \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur des états estimés.

L'objectif est d'optimiser la matrice d'observation L , de telle sorte que, la norme H_∞ du transfert entre le signal d'erreur et le signal de perturbations externes est minimisée. On note ce transfert par $T_{w \rightarrow z}(s)$. $z(t)$ est défini dans le domaine des s comme suit :

$$z(s) = W_p(s)(x(s) - \hat{x}(s)) \quad (\text{III.10})$$

$W_p(s) \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ est une matrice de pondérations qui définit la robustesse fixée dans les objectifs.

Le bloc diagramme de l'erreur d'observation est représenté dans la figure III.18.

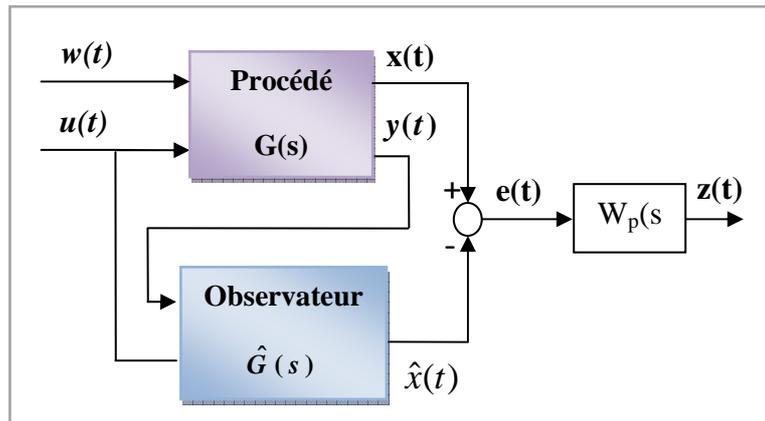


Figure III.18 : Bloc diagramme de la dynamique de l'erreur d'observation

III.4.2.Optimisation du gain d'observateur par H_∞

On considère d'abord le transfert de $w(t)$ jusqu'à l'erreur d'observation d'état, $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$, sans la dynamique de la matrice de pondération $W_p(s)$. En combinant la dynamique du procédé (III.8) avec celle de l'observateur (III.9), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état est donnée par :

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + B_w w(t) \tag{III.11}$$

On construit alors le modèle du système augmenté $\tilde{P}(s)$ comme suit (voir figure III.19).

$$\begin{cases} \dot{e}(t) = Ae(t) + B_w w(t) - \xi(t) \\ \zeta(t) = Ce(t) \end{cases} \tag{III.12}$$

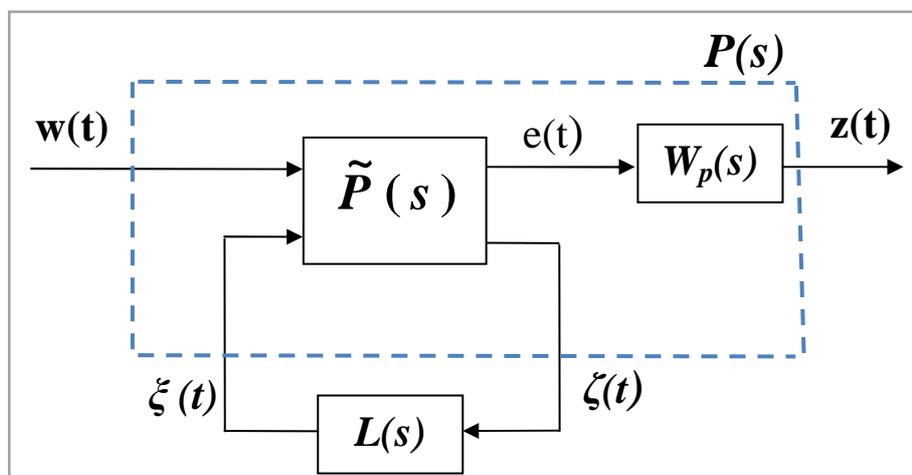


Figure III.19 : Extraction de la matrice d'observation $L(s)$

On constate que $F_l(\tilde{P}, L)$ est égal aux dynamiques des erreurs d'estimations d'état $T_{w \rightarrow e}(s)$ tel que $F_l(\tilde{P}, L)$ représente la matrice de fonction de transfert de $w(t)$ jusqu'à $e(t)$. Dans la figure III.17, lorsque les filtres de pondérations $W_p(s)$ sont rajoutés, on met $P(s)$ comme étant la combinaison de $\tilde{P}(s)$ et $W_p(s)$. Donc, $F_l(P, L)$ devient la matrice de fonction de transfert entre $z(t)$ et $w(t)$.

Pour cela, le problème d'optimisation H_∞ de la matrice d'observation L peut être vu comme un problème de synthèse H_∞ d'un régulateur retour de sortie pour le modèle du système augmenté $P(s)$.

Après ce rappel théorique sur la stratégie d'observation par H_∞ , nous intéressons maintenant à appliquer ce type d'observateur au convertisseur multicellulaire quatre quadrants. L'idée fondamentale de la synthèse de cet observateur est la suivante :

Le modèle dynamique pour chaque sous système peut être écrit pour $k=1,4$:

$$\begin{cases} \dot{z}_k = A_k(u).z_k + B_k \\ y_k = C_k.z_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

La forme générale de l'observateur est:

$$O_k : \begin{cases} \dot{\hat{z}}_k = A_k \hat{z}_k + B_k + L_k(t)(y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$L_k(t)$: sont les gains de l'observateur de Luenberger optimisés.

Soit $e_k = \hat{z}_k - z_k$ l'erreur d'estimation.

Pour trouver $L(s)$, il faut linéariser chaque sous-système, et comme notre système est un système hybride, alors on va utiliser le modèle moyen.

III.4.3. Validation de l'observateur par H_∞

Nous montrons présentement les résultats de simulation obtenus en employant l'observateur proposé avec, cette fois, des conditions initiales de l'observateur nulles. Les paramètres du convertisseur sont donnés dans (III.4), et les paramètres de la commande dans (III.5).

Le calcul des correcteurs a été effectué en utilisant la fonction MATLAB *ncfsyn*, les filtres de robustesse choisis pour notre observateur sont :

$$W_{p1,4} = 10^{10} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/s \end{bmatrix}$$

Dans les figures III.20 et III.21, nous montrons les résultats de simulation obtenus. On remarque que les tensions flottantes convergent vers leurs estimées et par conséquent les erreurs d'observation convergent aussi vers zéro. Des oscillations apparaissent dans la dynamique de l'observateur, puisque les gains de celui-ci ont été évalués à partir du modèle moyen linéaire continu. De ce fait, cet observateur ne tolère pas le caractère non linéaire discontinu du convertisseur.

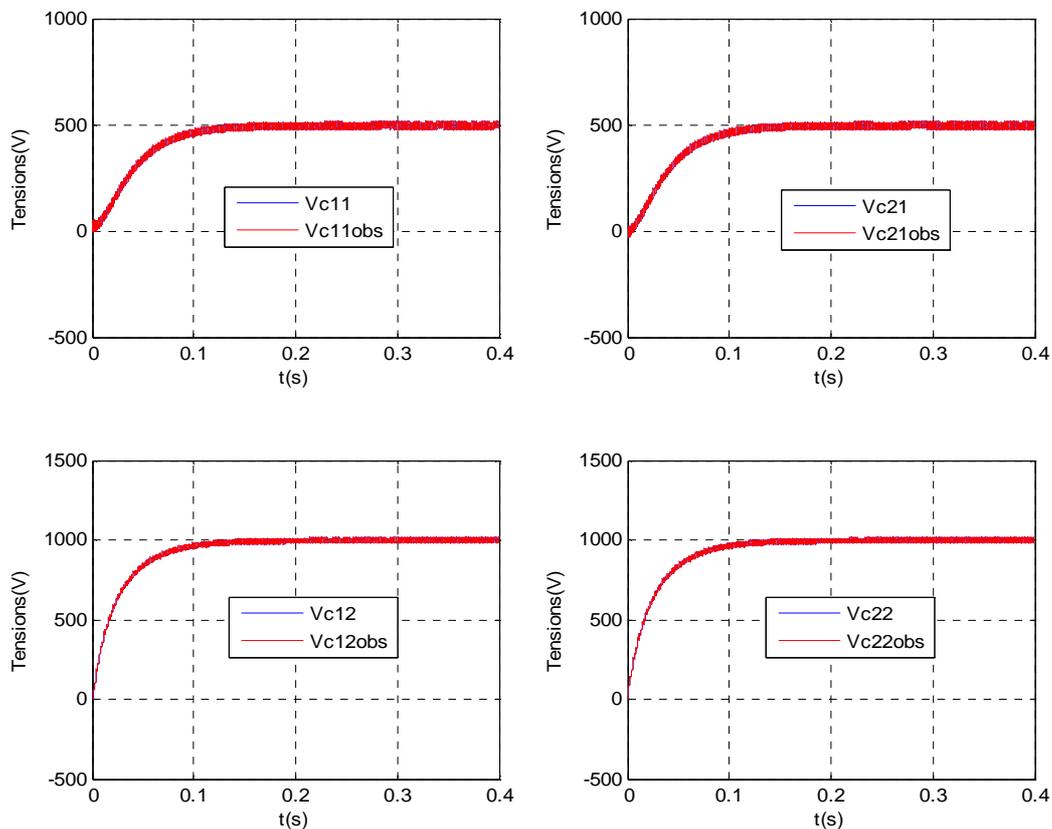


Figure III.20 : L'observation des tensions flottantes par l'observateur H_∞

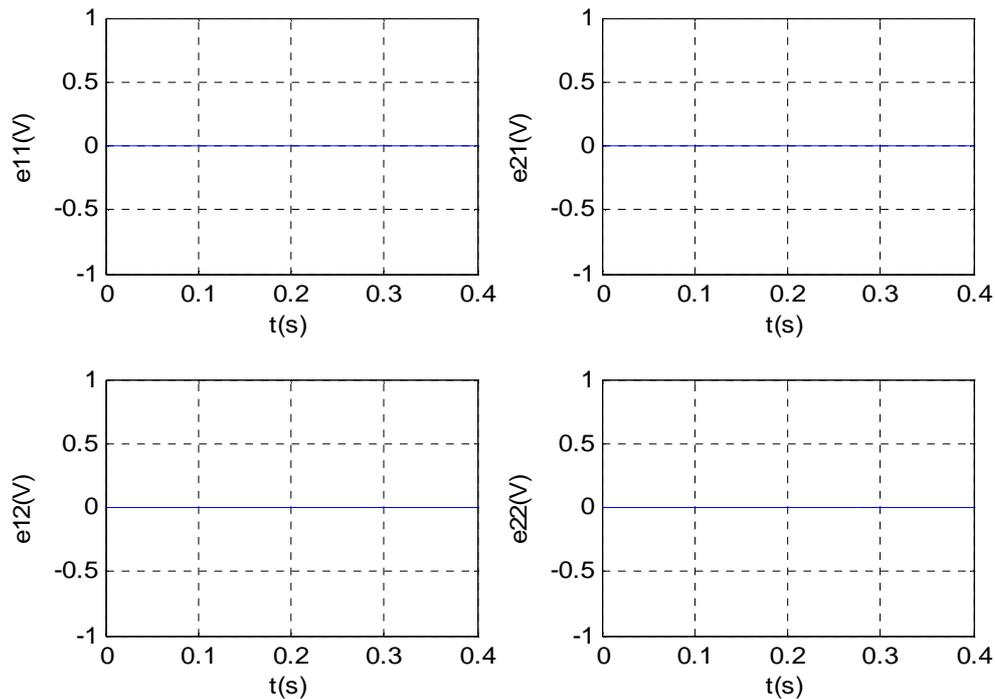


Figure III.21 : Evolution des erreurs d'observation

III.4.4. Etude de la robustesse

Nous évaluons dans ce qui suit la robustesse de l'observateur par rapport aux variations paramétrique. Pour cela, nous réalisons des simulations sous les mêmes conditions qu'auparavant, mais en considérant des erreurs paramétriques sur la tension d'entrée, et les deux paramètres de la charge, l'inductance et la résistance l'une indépendamment de l'autre.

a) Variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse de l'observateur développé vis à vis la tension d'entrée, nous perturbant la tension d'entrée à l'instant $t=t_1=4\text{ms}$, la nouvelle valeur est $E=800\text{ V}$. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures III.22 et III.23. Nous voyons que même en perturbant la tension d'entrée les erreurs d'observations convergent très rapidement vers zéro et les tensions flottantes retrouvent leurs nouvelles valeurs d'équilibre.

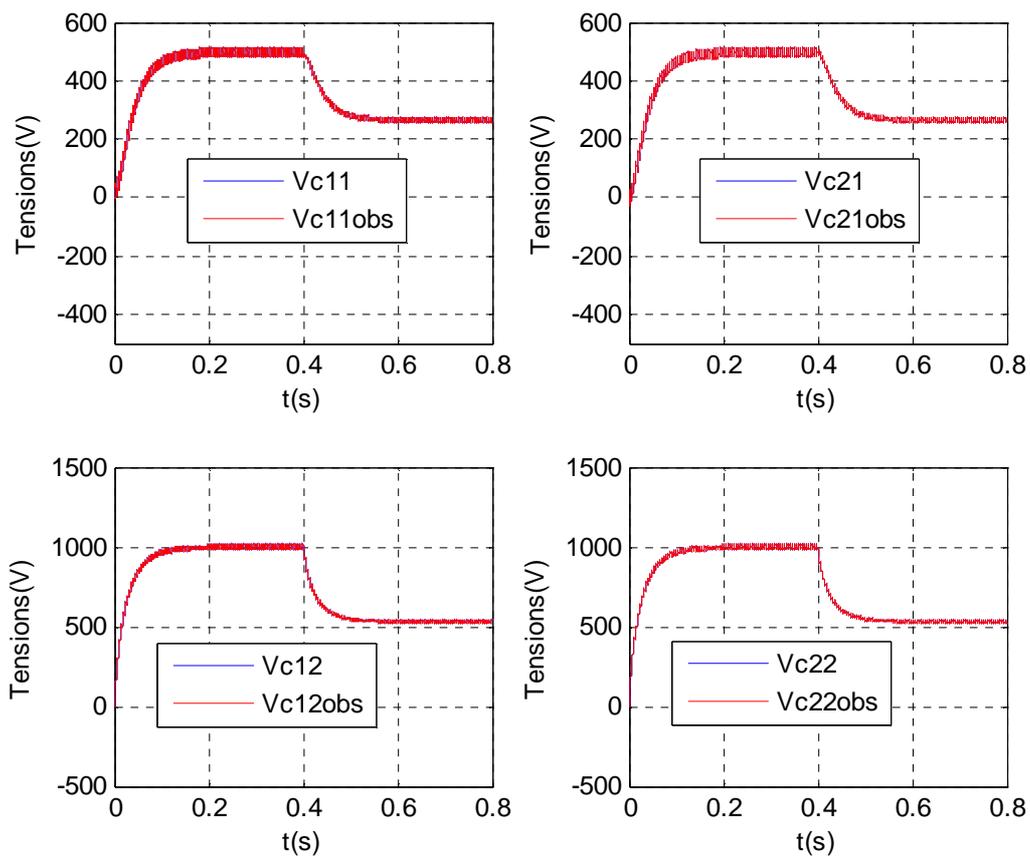


Figure III.22 : Estimation des tensions flottantes avec une perturbation à la tension d'entrée

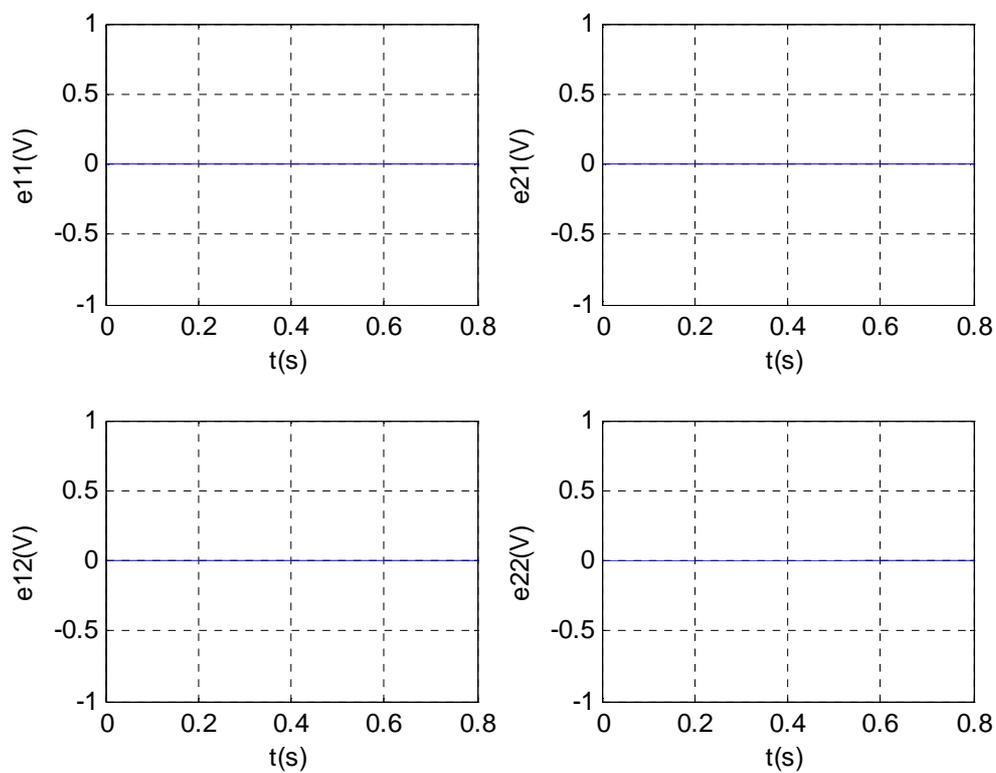


Figure III.23 : Les erreurs d'observation

b) Erreur paramétrique sur la valeur de L

Les résultats de simulation illustrés dans les figures III.24 et III.25 sont obtenus, en commettant une erreur de +50% sur la valeur de l'inductance de charge ($L = 1 \text{ mH}$). On voit que la dynamique de convergence n'est pas affectée par cette erreur. L'observateur présente donc une robustesse vis-à-vis l'erreur commise sur l'inductance.

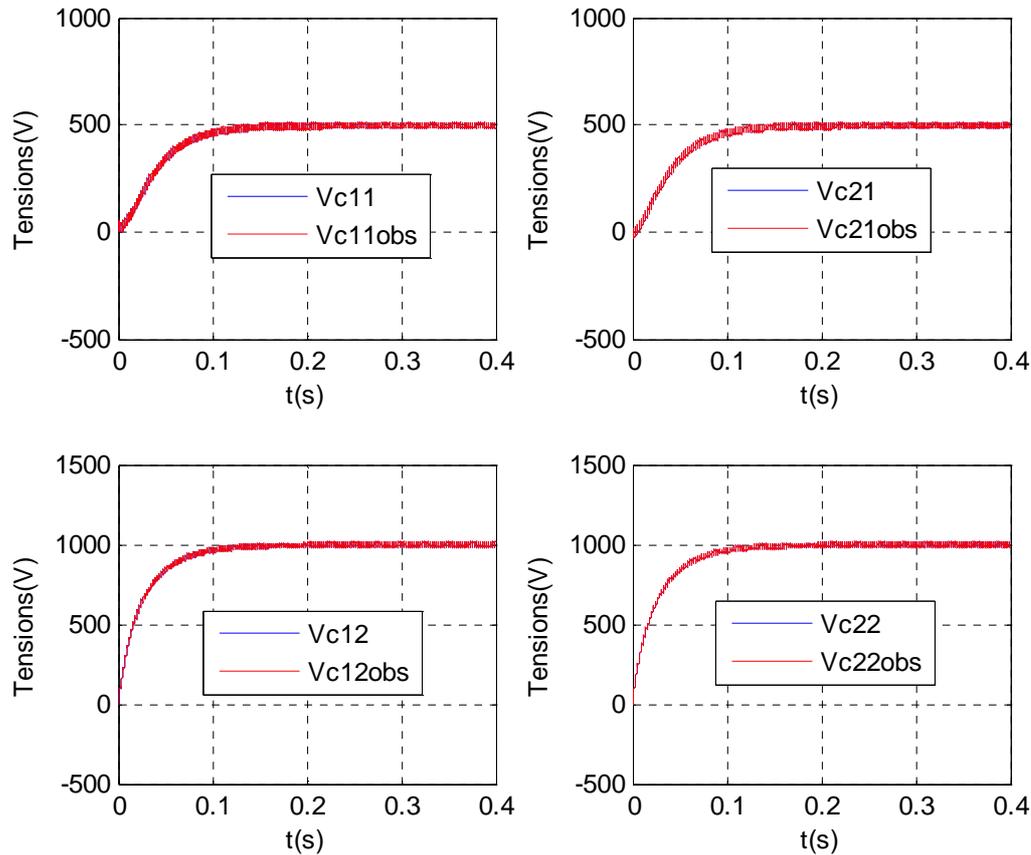


Figure III.24 : Influence d'une erreur paramétrique de +50% sur la valeur de L

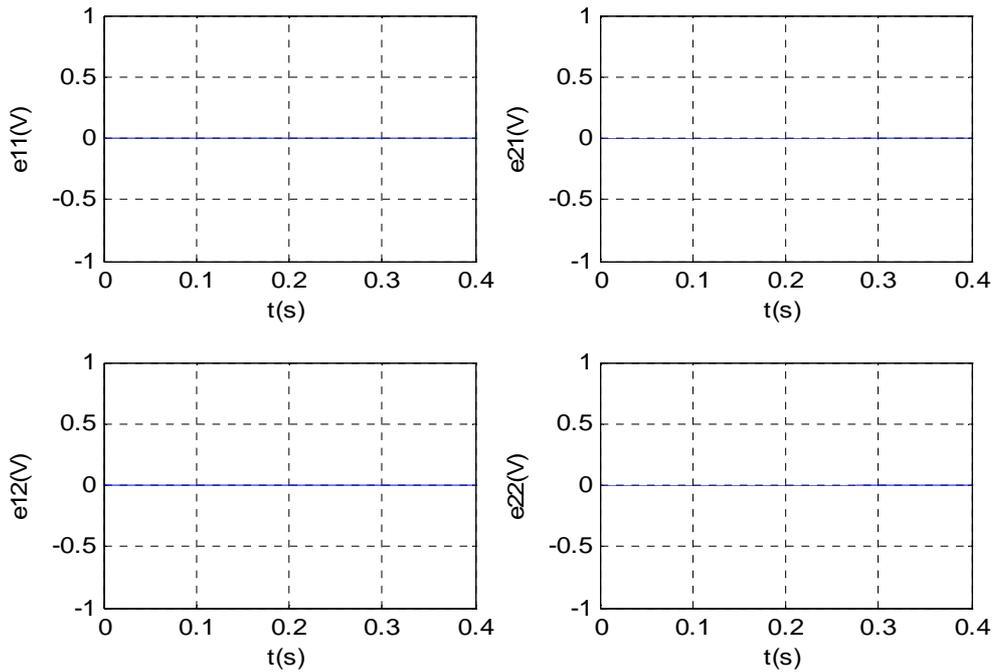


Figure III.25 : Les erreurs d'observation

c) Erreur paramétrique sur la valeur de R

Nous testons ici la robustesse de l'observateur par rapport à la résistance de charge. Les figures III.26 et III.27 représentent les résultats de simulation obtenus, en effectuant une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R ($R=16 \Omega$). On constate que la dynamique de convergence de l'observateur est identique et les erreurs d'observation convergent bien vers zéro. L'observateur est donc robuste vis-à-vis l'erreur paramétrique sur la valeur de R.

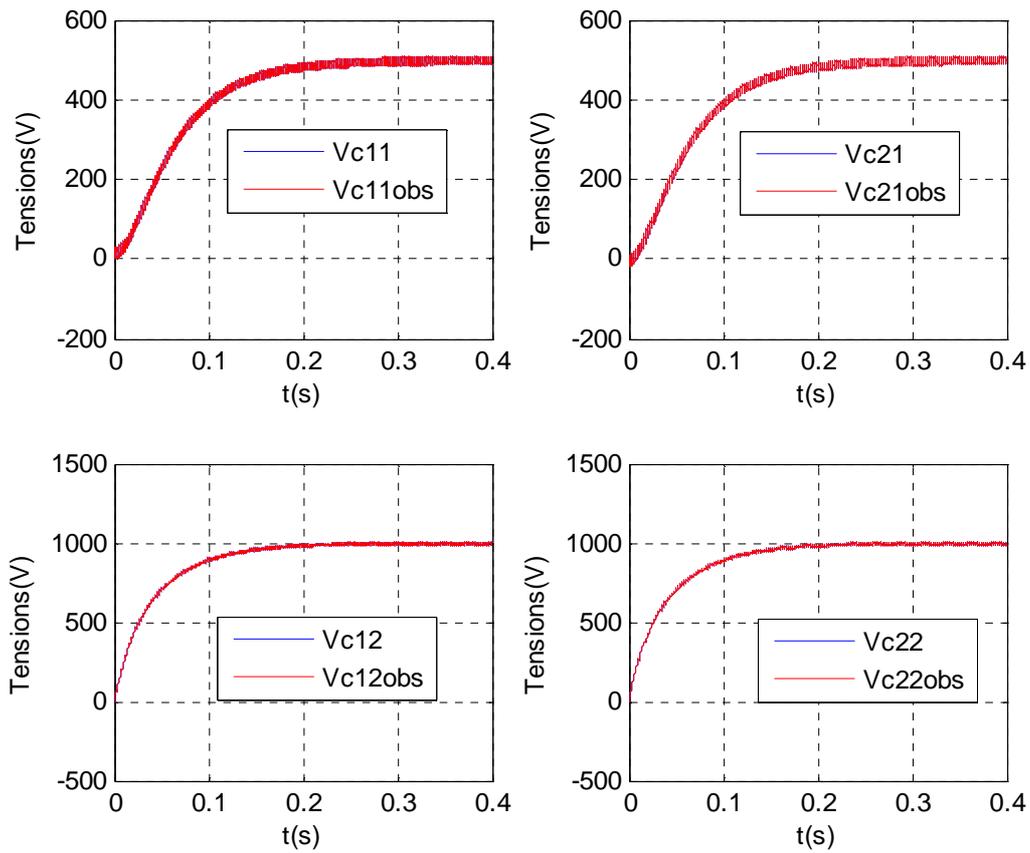


Figure III.26 : Influence d'une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R

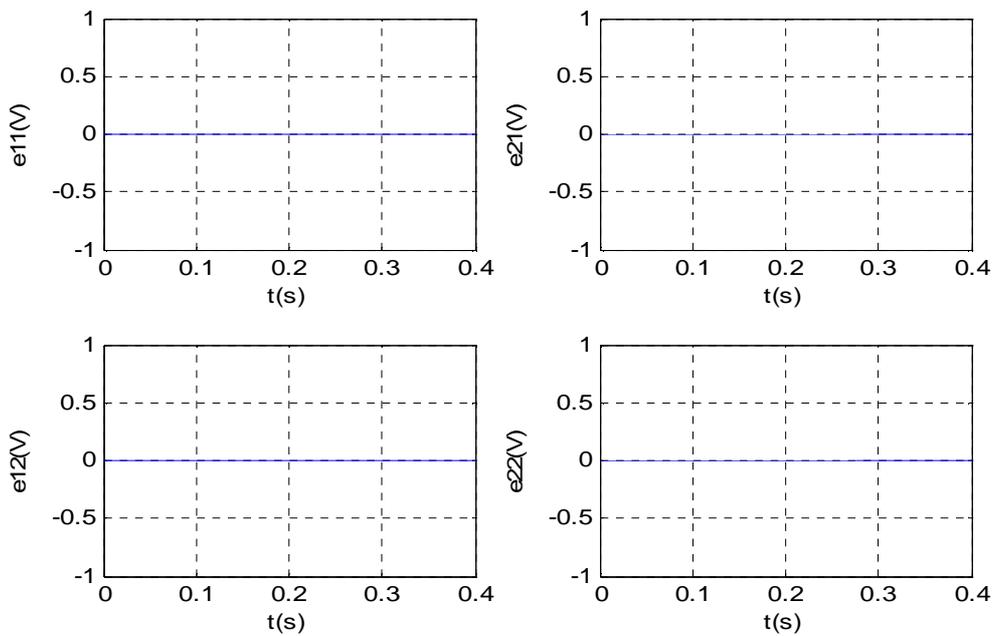


Figure III.27 : Les erreurs d'observation

III.5. Etude comparative des observateurs

Pour faire l'étude comparative entre les trois observateurs synthétisés dans ce chapitre, cette étude est basée sur, l'observation de la dynamique de convergence, la dynamique de l'erreur statique et la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques ; elle est résumée dans le tableau suivant :

| | Dynamique | Robustesse paramétrique | Robustesse vis à vis la variation de la tension source | Synthèse | Contraintes temporelles (calcul) |
|--|------------|-------------------------|--|--------------|----------------------------------|
| Observateur par MG | Bonne | L: bonne R: bonne | Bonne | Non linéaire | Faible |
| Observateur par MG d'ordre 2 | Très bonne | L: bonne R: bonne | Bonne | Non linéaire | Faible |
| Observateur H_∞ | Bonne | L: bonne R: bonne | Bonne | Linéaire | Faible |

Tableau III.1: Etude comparative entre les différentes stratégies d'observateurs

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, trois différentes stratégies d'observateurs ont été développées. L'observateur par mode glissant est basé sur la génération de surface de glissant qu'on a choisi comme étant la différence entre le signal de sortie et son estimé pour chaque sous système. L'observateur par mode de glissement d'ordre un a montré des performances de rapidité de convergence et de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques. Cependant, l'effet chattering constitue l'inconvénient majeur de cette stratégie d'observation. Pour remédier à ce problème, nous avons appliqué l'observateur par mode de glissement d'ordre deux (Super Twisting Algorithm). Les résultats sont nettement améliorés, tout en gardant les propriétés des modes glissants (rapidité et robustesse). Le troisième observateur, observateur H_∞ , consiste à optimiser le gain de l'observateur de Luenberger, en transformant le système et l'observateur à la forme standard. L'observateur a montré de bonnes performances. Pour étudier la robustesse de chaque observateur, nous avons effectué des tests en considérant les variations paramétriques de la charge et de la tension d'entrée. Enfin une comparaison entre les trois stratégies est faite afin de déterminer les avantages et les inconvénients de chacune d'elles.

DIAGNOSTIC ET COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

IV.1.Introduction

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, ces évolutions ont rendu les systèmes plus vulnérables aux défauts. Une demande accrue de fiabilité, de disponibilité, de reconfigurabilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire. Ceci a motivé les chercheurs de développer des méthodes de supervision telles le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes. Ces deux notions que nous définirons plus tard, seront appliquées au convertisseur quatre quadrants.

IV.2. Panorama des défauts et méthodes de diagnostic

IV.2.1.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 fréquemment et peuvent résulter soit d'une fin de cycle de vie d'un élément où de l'apparition soudaine d'une panne brusque.

Alors que ces éléments de production représentent pour la plupart du temps des enjeux majeures 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 importants qui représente la sécurité matérielle, environnementale, et même humaine. Pour éviter des conséquences irréversibles, des méthodes de supervision et de surveillance ont été mises en place et qui reposent 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 [21]. Plus généralement le diagnostic apporte une contribution à la solution de détection et de localisation d'un mauvais fonctionnement.

IV.2.2. 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.

IV.2.2.1. Anomalie, défaut, défaillance et 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.

IV.2.2.2. Classification des défauts :

Un défaut est défini comme une déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport aux conditions normales de fonctionnement [22].

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 trois types de défauts.

Défauts actionneurs :

Ces défauts agissent au niveau de la partie opérative et détériorent ainsi le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale ou partielle d'un actionneur de l'organe de commande.

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 à mesurer [23]. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la vraie valeur, 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 pas être classés parmi les défauts de capteurs ou d'actionneurs [24]. 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.

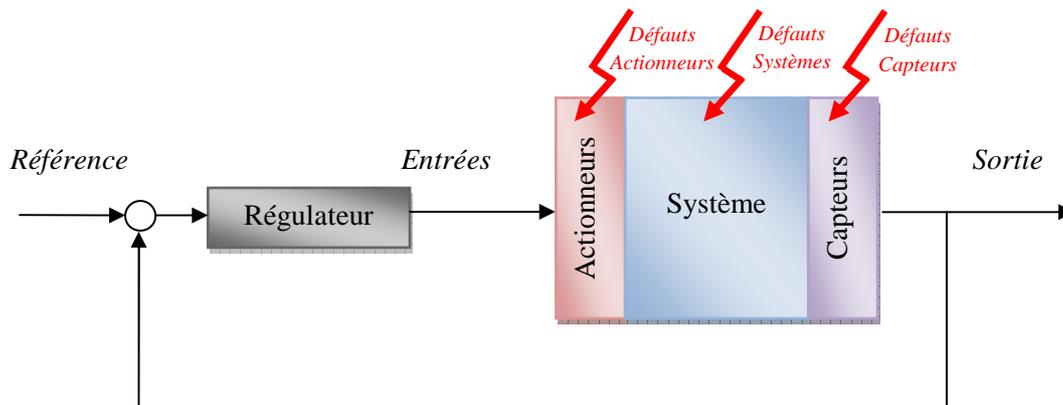


Figure IV.1 : Boucle de régulation et différents défauts agissants

Les défauts cités ci-avant peuvent être qualifiés d'*additifs* s'ils affectent le comportement du procédé indépendamment des entrées connues (tels que les défauts actionneurs et défauts capteurs). S'ils affectent le procédé d'une façon dépendante des entrées connues, ils sont considérés comme étant *multiplicatif* (défauts système).

Par ailleurs, une classification des défauts à partir de leurs évolutions temporelles les définit comme : *brusques*, *progressifs* et *intermittents*. Les défauts brusques (*biais*) se produisent instantanément souvent à cause de dommages matériels. Habituellement ils sont très graves car ils affectent les performances et/ou la stabilité du système commandé, de tels défauts exigent une réaction rigoureuse du bloc FTC. Les défauts progressifs (*dérives*) représentent les changements lents des valeurs paramétriques. Souvent dus au vieillissement, Ils sont plus difficiles à détecter en raison de leur dynamique lente, mais sont également moins graves. Les défauts intermittents (*valeurs aberrantes*) sont des défauts qui apparaissent et disparaissent à plusieurs reprises, par exemple à cause d'un câblage partiellement endommagé.

IV.2.3. Etapes du diagnostic des défauts

Afin de diagnostiquer les défauts qui peuvent surgir dans un système plusieurs méthodes ont été développées. La figure IV.2 illustre les étapes principales du diagnostic à base de modèle.

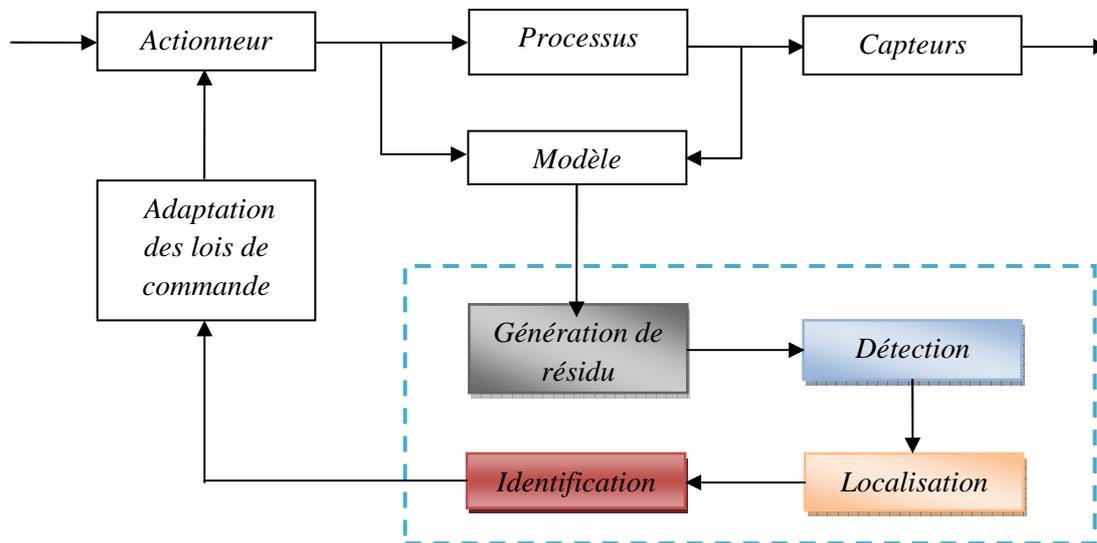


Figure IV.2 : Etapes du diagnostic à base de modèle

La plupart des méthodes de diagnostic se décomposent en deux étapes [25]:

- 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 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 [26] :

- **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. Pour permettre la localisation, le vecteur de résidus doit avoir un certain nombre de propriétés permettant de caractériser de manière unique chaque faute.

- **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.

IV.2.4.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. [27]

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.* [28]

Pour qu'un signal généré à partir des entrées et des sorties d'une installation soit un résidu, il faut qu'il soit affecté par un sous-ensemble de pannes. [29]

Le problème est alors de construire un dispositif, appelé générateur de résidus, permettant d'élaborer, à partir des grandeurs d'entrées et de sorties mesurées sur le système, un vecteur d'indicateurs de défauts ou vecteur des résidus. Trois approches sont principalement utilisées pour générer ce résidu :

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

IV.2.4.1. Identification paramétrique

L'approche d'estimation paramétrique considère que l'influence de défauts se reflète sur les paramètres et non pas uniquement sur les variables du système physique. Le principe de cette méthode consiste à estimer en continu des paramètres du procédé en utilisant les mesures d'entrée/sortie et en évaluant la distance qui les sépare des valeurs de référence de l'état normal du procédé.

IV.2.4.2. Espace de parité

Les équations du modèle sont projetées dans un espace particulier appelé espace de parité, permettant ainsi d'éliminer les inconnues à l'aide de redondances. Les équations projetées ne font intervenir que des variables mesurables (les entrées et les sorties du système) sur une fenêtre d'estimation. L'idée est de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs estimées données par le modèle. [27]

IV.2.4.3. Observateurs d'état

La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à reconstruire l'état ou, plus généralement, la sortie du processus à l'aide d'observateurs et à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles. [30]

Cette méthode de génération de résidu sera appliquée par la suite pour le diagnostic des convertisseurs multicellulaires.

IV.3. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires

Avant de commencer le diagnostic, nous devons au préalable répertorier les différents défauts que peut subir notre convertisseur multicellulaire. Pour classer ces défauts nous devons connaître 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 en :

- **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 :** les modes de défaillance sont au nombre de deux, et peuvent se résumer ainsi [31] :
 - Interrupteur en circuit ouvert : des multiples dégradations subies par le composant peuvent amener l'interrupteur de puissance dans cet état.
 - Interrupteur en court-circuit : le composant reste à l'état passant. C'est le mode de défaillance le plus courant et le plus probable.

Ces modes de défaillance peuvent être considérés comme internes aux composants de puissance.

IV.3.1. Diagnostic de défaut cellule du convertisseur quatre quadrants

Dans cette section, On s'intéressera au diagnostic de défaut cellule du convertisseur quatre quadrants. Nous allons utiliser la méthode d'observateur pour la génération de résidu. Pour cela, on utilisera l'observateur par mode glissant d'ordre un.

Tout d'abord on rappelle le modèle mathématique du convertisseur à deux bras donné par le système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_{C11} = \frac{1}{C_{11}} \cdot (u_{12} - u_{11}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C12} = \frac{1}{C_{12}} \cdot (u_{13} - u_{12}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C21} = -\frac{1}{C_{21}} \cdot (u_{22} - u_{21}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C22} = -\frac{1}{C_{22}} \cdot (u_{23} - u_{22}) \cdot I_{ch} \\ \dot{i}_{ch} = -\frac{R}{L} \cdot I_{ch} + \frac{E}{L} (u_{13} - u_{23}) + \frac{1}{L} (u_{11} - u_{12}) \cdot V_{C11} + \frac{1}{L} (u_{12} - u_{13}) \cdot V_{C12} - \frac{1}{L} (u_{21} - u_{22}) \cdot V_{C21} - \frac{1}{L} (u_{22} - u_{23}) \cdot V_{C22} \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

L'observateur par mode glissant [32] prendra la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{V}}_{C11} = \frac{1}{C_{11}} (u_{12} - u_{11}) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_1 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{C12} = \frac{1}{C_{12}} (u_{13} - u_{12}) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_2 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{C21} = -\frac{1}{C_{21}} (u_{22} - u_{21}) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_3 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{C22} = -\frac{1}{C_{22}} (u_{23} - u_{22}) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_4 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{I}}_{ch} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I}_{ch} + \frac{E}{L} \cdot (u_{13} - u_{23}) + \frac{1}{L} (u_{11} - u_{12}) \cdot \hat{V}_{C11} + \frac{1}{L} (u_{12} - u_{13}) \cdot \hat{V}_{C12} - \frac{1}{L} (u_{21} - u_{22}) \cdot \hat{V}_{C21} - \frac{1}{L} (u_{22} - u_{23}) \cdot \hat{V}_{C22} - \lambda_5 \text{sign}(S) \end{array} \right. \quad (IV.2)$$

Avec :

$S = \hat{I}_{ch} - I_{ch}$, représente la surface de glissement ;

$[\hat{V}_{C11} \hat{V}_{C12} \hat{V}_{C21} \hat{V}_{C22}]^T$, les estimées des états ;

$\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ et λ_5 représentent les gains correctifs d'observation.

On rappelle que le système n'est pas complètement observable et que la seule mesure effectuée concerne le courant de charge. Les conditions de convergence ont été développées pour un convertisseur multicellulaire à p cellules dans [9] puis on les a adaptées au convertisseur quatre quadrants. Les gains correctifs de l'observateur prennent alors la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_1 = -\frac{\lambda_5}{\tau} \cdot L(u_{12} - u_{11}) \\ \lambda_2 = -\frac{\lambda_5}{\tau} \cdot L(u_{13} - u_{12}) \\ \lambda_3 = \frac{\lambda_5}{\tau} \cdot L(u_{22} - u_{21}) \\ \lambda_4 = \frac{\lambda_5}{\tau} \cdot L(u_{23} - u_{22}) \\ \lambda_5 > |\Delta f_5|_{\max} \end{array} \right. \quad (IV.3)$$

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

L'observateur à modes glissants contraint cette dynamique à converger vers la surface de glissement $S = \tilde{x}_5 = 0$ et à y évoluer (phénomène de glissement) selon une dynamique d'ordre 4. L'objectif du gain λ_5 est d'assurer l'attractivité de la surface de glissement. $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ et λ_4 , quant à eux, imposent les dynamiques des erreurs d'observation sur la surface de glissement. Ces derniers constituent une alternative intéressante, puisqu'ils s'annulent lorsque les tensions V_{Cji} associées deviennent non observables (dans le cas où $u_{j,i+1} - u_{j,i} = 0$), mais dans ce cas le courant de charge ne traverse pas le condensateur flottant en question. La tension de ce condensateur reste alors constante. Durant cet intervalle de temps, la tension intermédiaire observée demeure aussi inchangée.

τ est un paramètre primordial qui doit être précisément ajusté, car il fixe la dynamique de l'observateur durant le mode de glissement.

Les gains $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ et λ_4 sont déterminés de façon à imposer la dynamique de l'erreur d'observation en mode de glissement. La dynamique d'évolution théorique de la tension aux bornes des condensateurs flottants dépend du courant de charge maximal et de la valeur de ces derniers, soit :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{|i_{ch}|_{\max}}{C} \quad (IV.4)$$

Afin de respecter la dynamique théorique de l'évolution des tensions flottantes, la constante de temps τ doit être fixée à (voir [2]) : $\tau = \frac{\lambda_5 L}{(dV/dt)}$

Dans les figures IV.3 et IV.4, nous montrons les résultats de simulation obtenus en employant l'observateur proposé avec les conditions initiales de l'observateur suivantes :

$$[\hat{v}_{c11}(0) \quad \hat{v}_{c12}(0) \quad \hat{v}_{c21}(0) \quad \hat{v}_{c22}(0) \quad \hat{I}_{ch}(0)] = [3 \quad 6 \quad 3 \quad 6 \quad 6]$$

L'observateur est en boucle fermée avec la commande par mode de glissement (c'est à dire on utilise les grandeurs observées pour calculer les commandes). Cette commande sera détaillée par la suite dans la partie de la commande tolérante aux défauts.

Les paramètres du convertisseur sont :

$$E = 1500 \text{ V}, R = 10 \text{ } \Omega, L = 0.5 \text{ mH}, C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22} = 40 \text{ } \mu\text{F}, I_{ch_ref} = 60 \text{ A}$$

On constate que les tensions flottantes et le courant de charge convergent rapidement vers leurs valeurs réelles. Cependant la convergence des tensions flottantes est plus lente que celle du courant de charge. La surface de glissement converge en conséquence vers zéro et y reste.

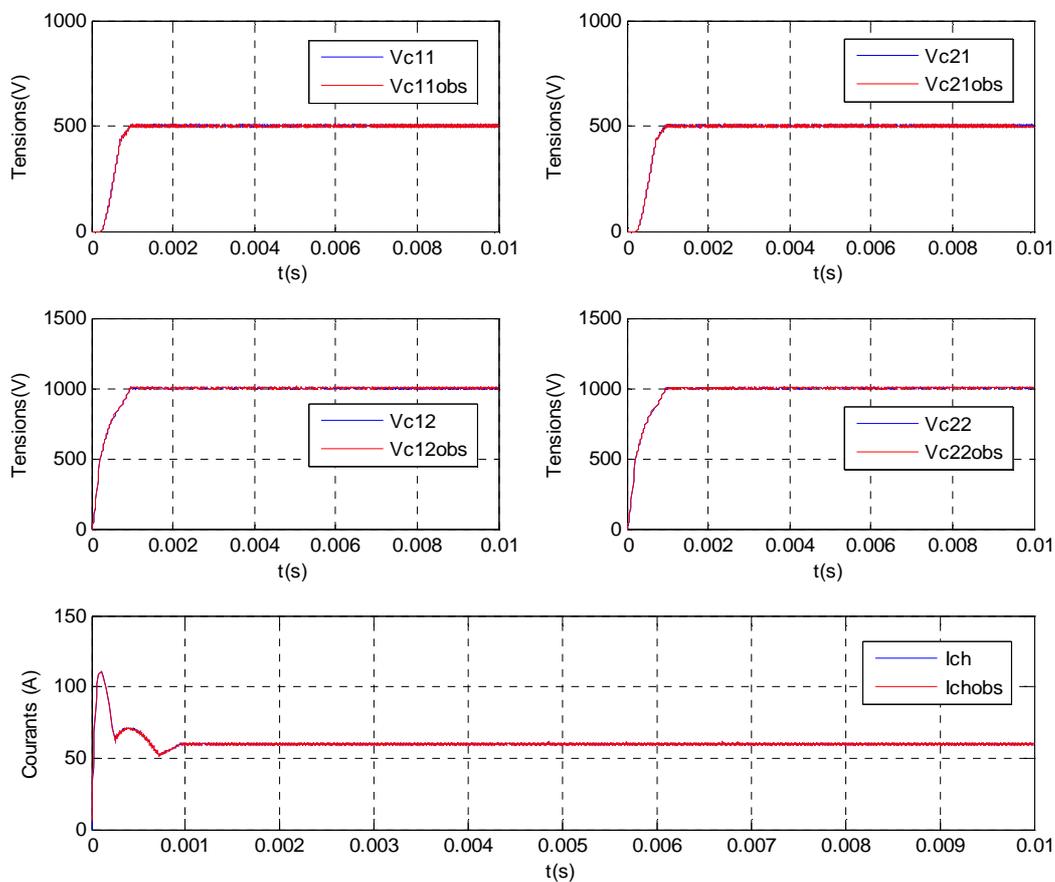


Figure IV.3 : Observation des tensions intermédiaires par l'observateur à modes glissants

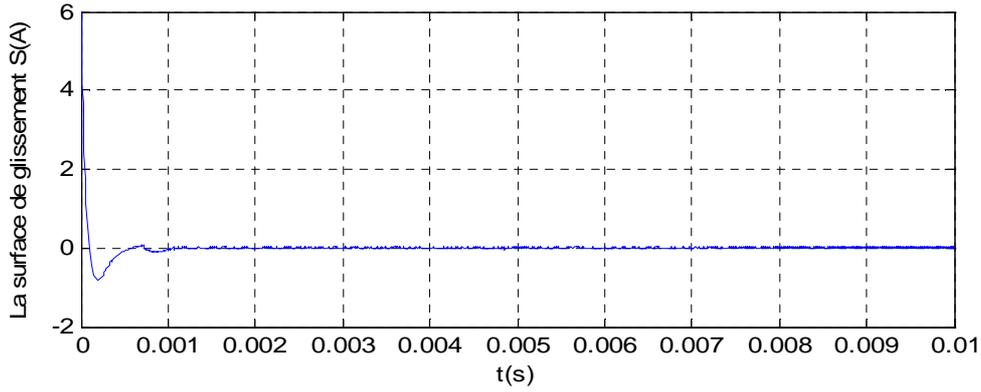


Figure IV.4 : Evolution de la surface de glissement

Pour modéliser le résidu, nous devons au préalable connaître les conséquences des différents blocages de cellule sur les variables d'état du système. Pour ce faire, on établit les signatures de fonctionnement avec défaut. On illustre ceci dans le tableau suivant :

| Etat bloqué | Conséquences sur les états du système |
|--------------|---|
| $u_{11} = 1$ | V_{c11} diminue, V_{c12} diminue, I_{ch} augmente |
| $u_{11} = 0$ | V_{c11} augmente, V_{c12} augmente, I_{ch} diminue |
| $u_{12} = 1$ | V_{c11} augmente, V_{c12} diminue, I_{ch} augmente |
| $u_{12} = 0$ | V_{c11} diminue, V_{c12} augmente, I_{ch} diminue |
| $u_{13} = 1$ | V_{c11} augmente, V_{c12} augmente, I_{ch} augmente |
| $u_{13} = 0$ | V_{c11} diminue, V_{c12} diminue, I_{ch} diminue |
| $u_{21} = 1$ | V_{c21} augmente, V_{c22} augmente, I_{ch} diminue |
| $u_{21} = 0$ | V_{c21} diminue, V_{c22} diminue, I_{ch} augmente |
| $u_{22} = 1$ | V_{c21} diminue, V_{c22} augmente, I_{ch} diminue |
| $u_{22} = 0$ | V_{c21} augmente, V_{c22} diminue, I_{ch} augmente |
| $u_{23} = 1$ | V_{c21} diminue, V_{c22} diminue, I_{ch} diminue |
| $u_{23} = 0$ | V_{c21} augmente, V_{c22} augmente, I_{ch} augmente |

Tableau IV.1 : Signature de fonctionnement avec défaut du convertisseur quatre quadrants

Passons à présent à la partie génération de résidu, On proposera dans ce cas un seul résidu qui nous servira uniquement de détecter une éventuelle panne. Le résidu prendra alors la forme suivante :

$$R = \left\| \frac{\Delta V_{c11}}{V_{c11ref}} + \frac{\Delta V_{c12}}{V_{c12ref}} + \frac{\Delta V_{c21}}{V_{c21ref}} + \frac{\Delta V_{c22}}{V_{c22ref}} + \frac{\Delta I_{ch}}{I_{ch_ref}} \right\| \quad (IV.5)$$

On s'intéresse maintenant, à la détection et à la localisation des défauts. L'analyse des effets des différents défauts montre que la seule comparaison des signaux mesurés et des signaux prédits à l'aide du modèle sans défaut ne permet pas de localiser un défaut. La phase de détection est réalisée par le fait que le résidu diffère de zéro en présence de défaut. La phase de localisation quant à elle sera menée grâce à la signature des défauts. Ici en utilisant une logique décisionnelle qui utilise la mesure du courant et les tensions intermédiaires, 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. 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.

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.

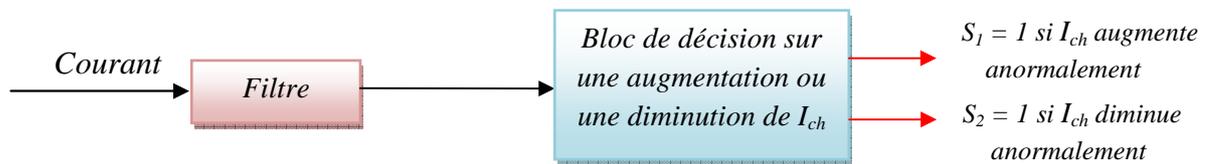
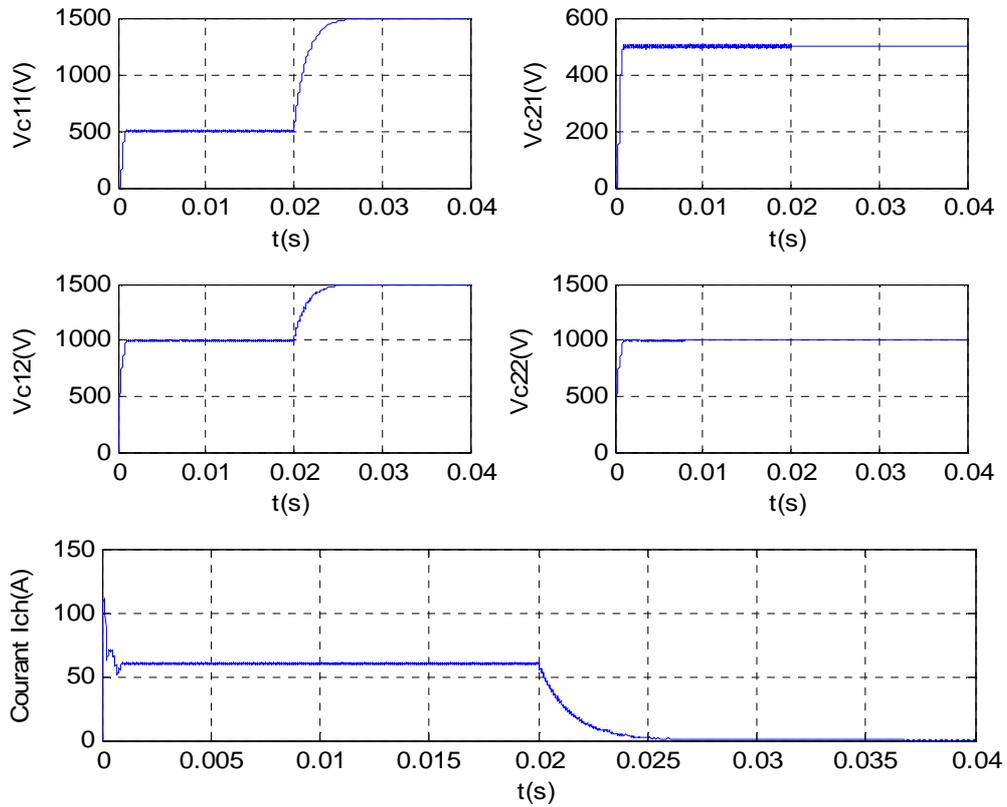


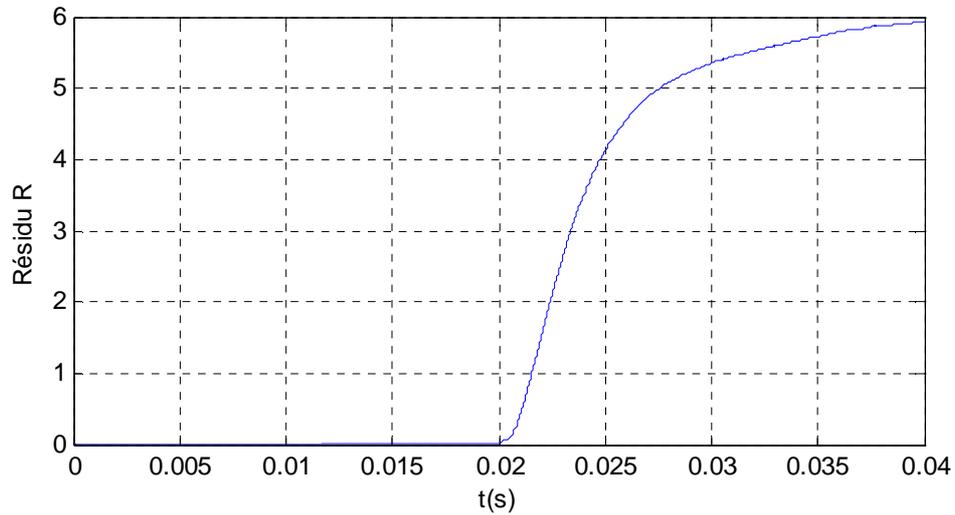
Figure IV.5 : Filtrage et décision sur le courant

Les figures suivantes, nous montrent les résultats de simulation pour tout les cas possibles de blocage cellule. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant. Les caractéristiques utilisées du convertisseur multicellulaire restent inchangées.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_{11} = 0$ à $t = 0.02$ sec



(a)

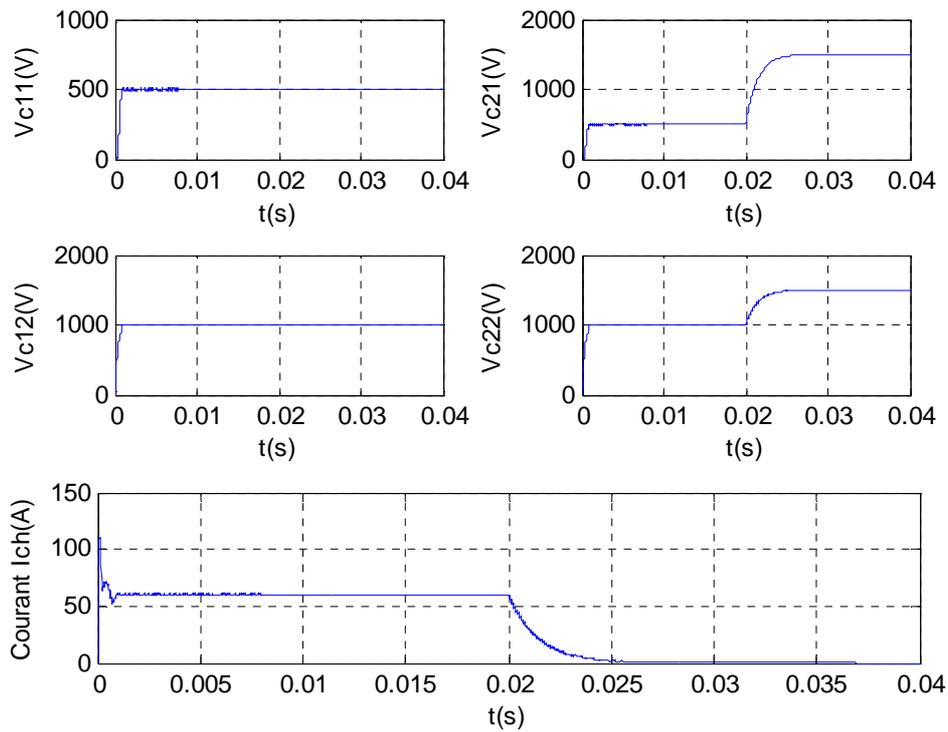


(b)

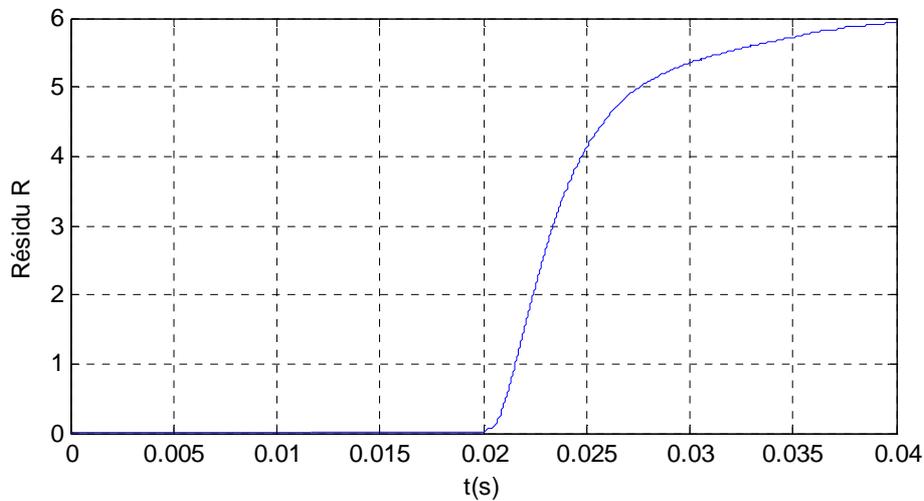
Figure IV.6 : (a) Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants en cas de blocage de $u_{11} = 0$

(b) Evolution du résidu en cas de blocage de $u_{11} = 0$

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_{21} = 1$ à $t = 0.02$ sec



(a)

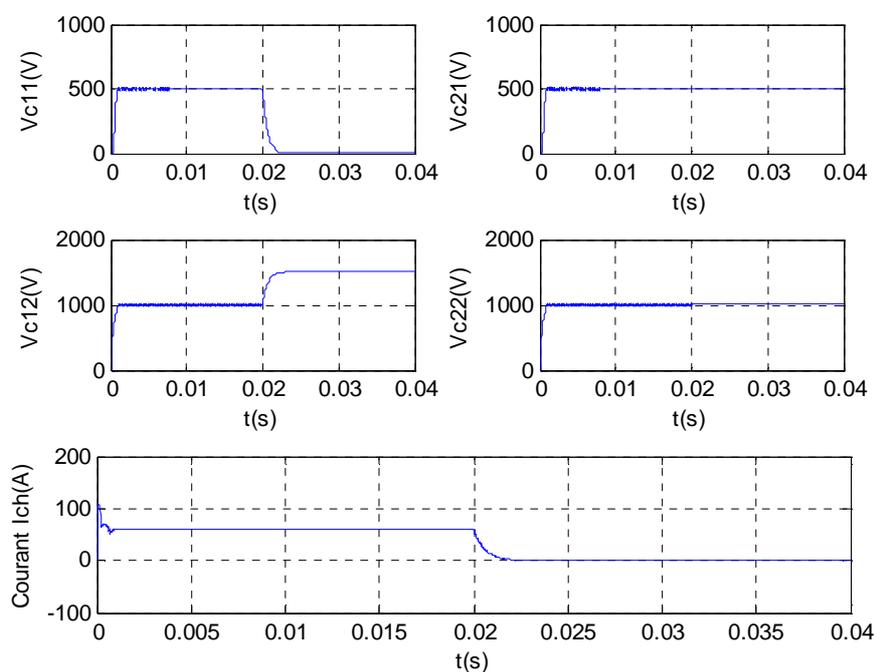


(b)

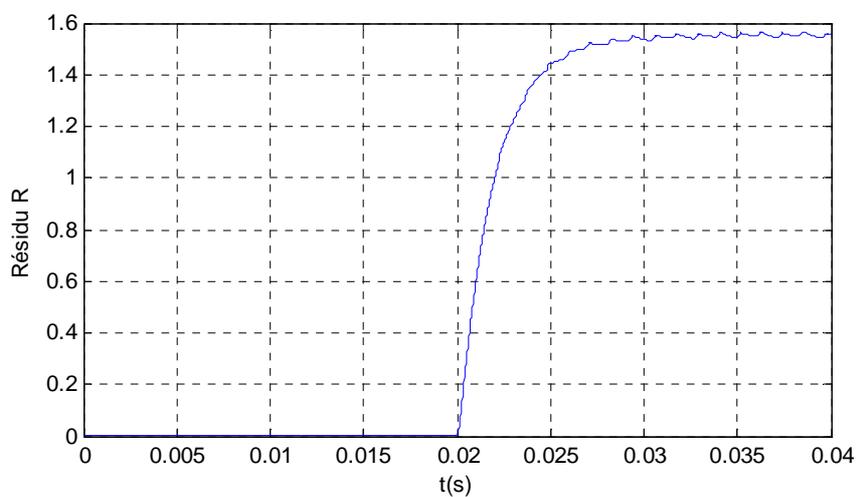
Figure IV.7 : (a) Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants en cas de blocage de $u_{21} = 0$

(b) Evolution du résidu en cas de blocage de $u_{21} = 0$

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_{12} = 0$ à $t = 0.02$ sec



(a)

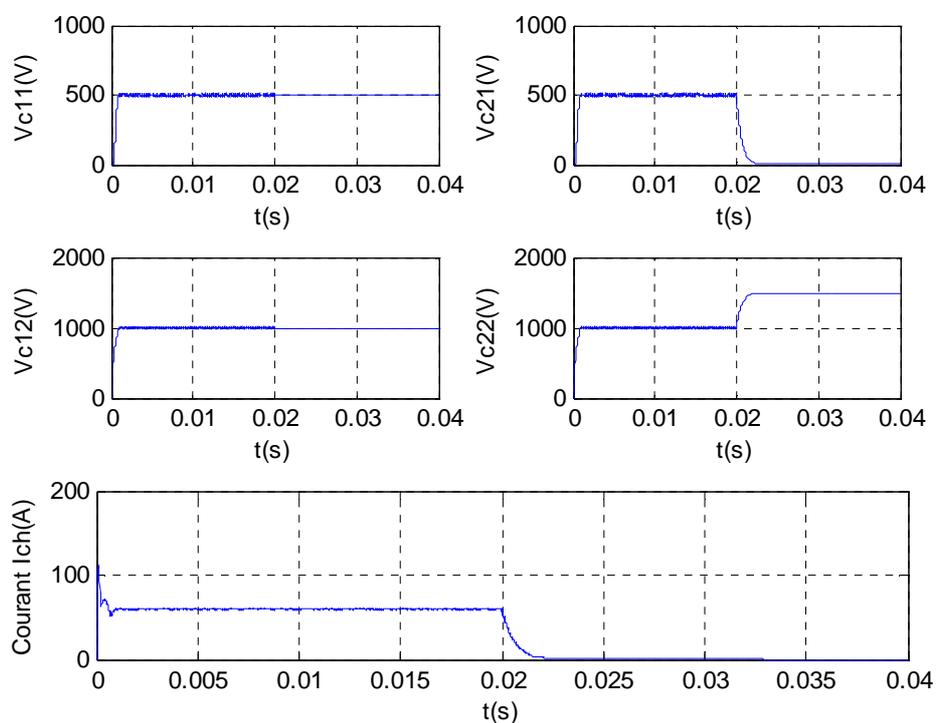


(b)

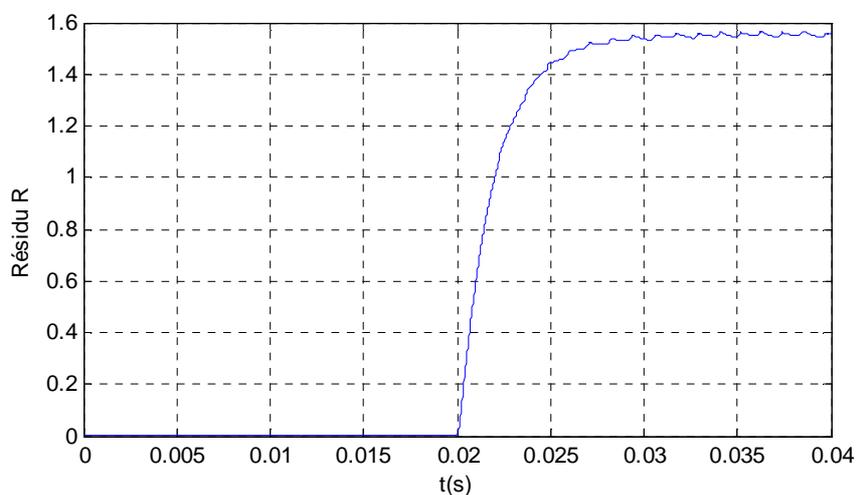
Figure IV.8 : (a) Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants en cas de blocage de $u_{12} = 0$

(b) Evolution du résidu en cas de blocage de $u_{12} = 0$

Test 4 : Si on introduit un blocage de $u_{22} = 1$ à $t = 0.02$ sec



(a)

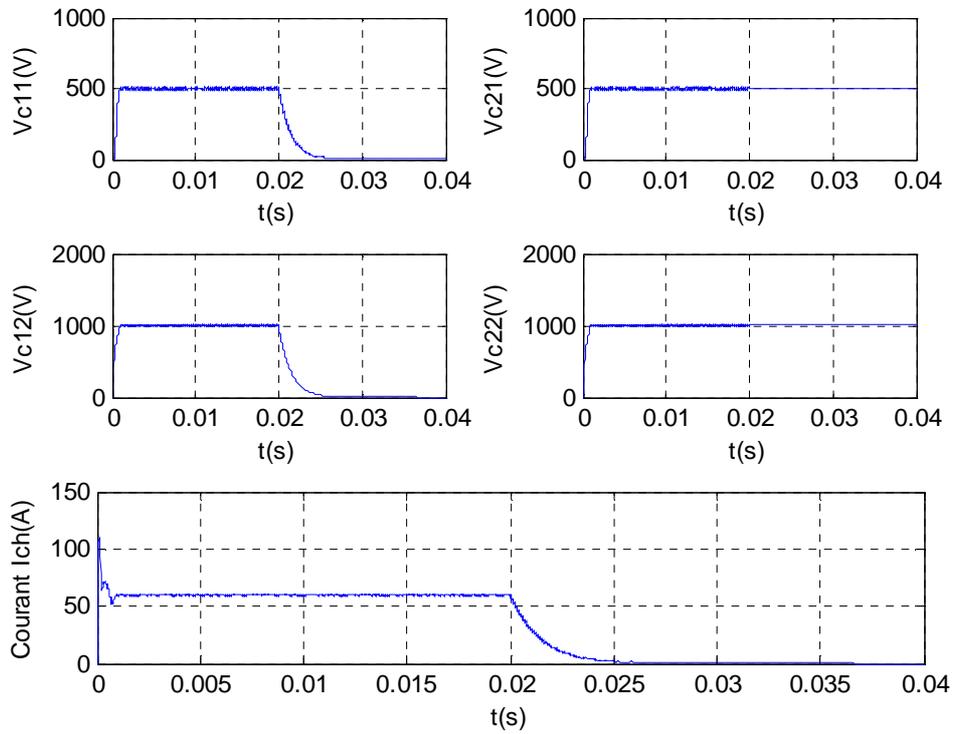


(b)

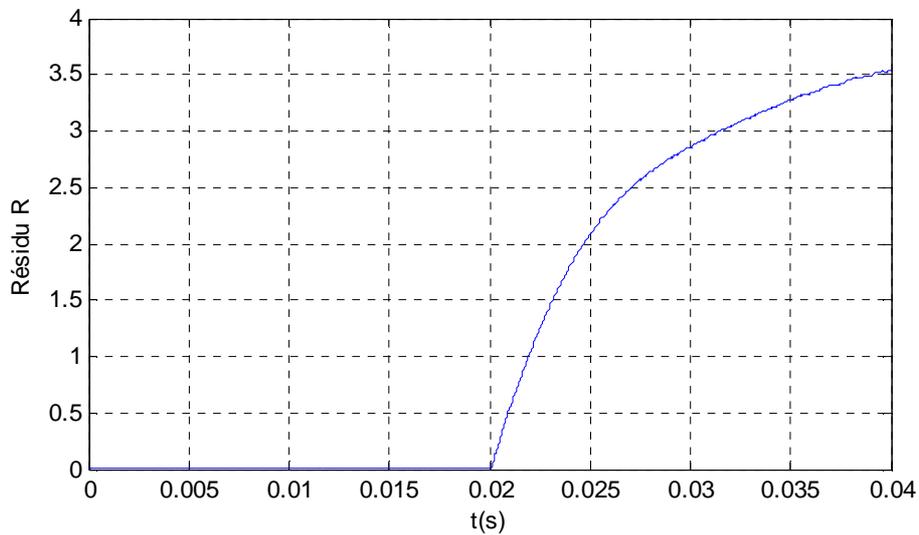
Figure IV.9 : (a) Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants en cas de blocage de $u_{22} = 1$

(b) Evolution du résidu en cas de blocage de $u_{22} = 1$

Test 5 : Si on introduit un blocage de $u_{13} = 0$ à $t = 0.02$ sec



(a)

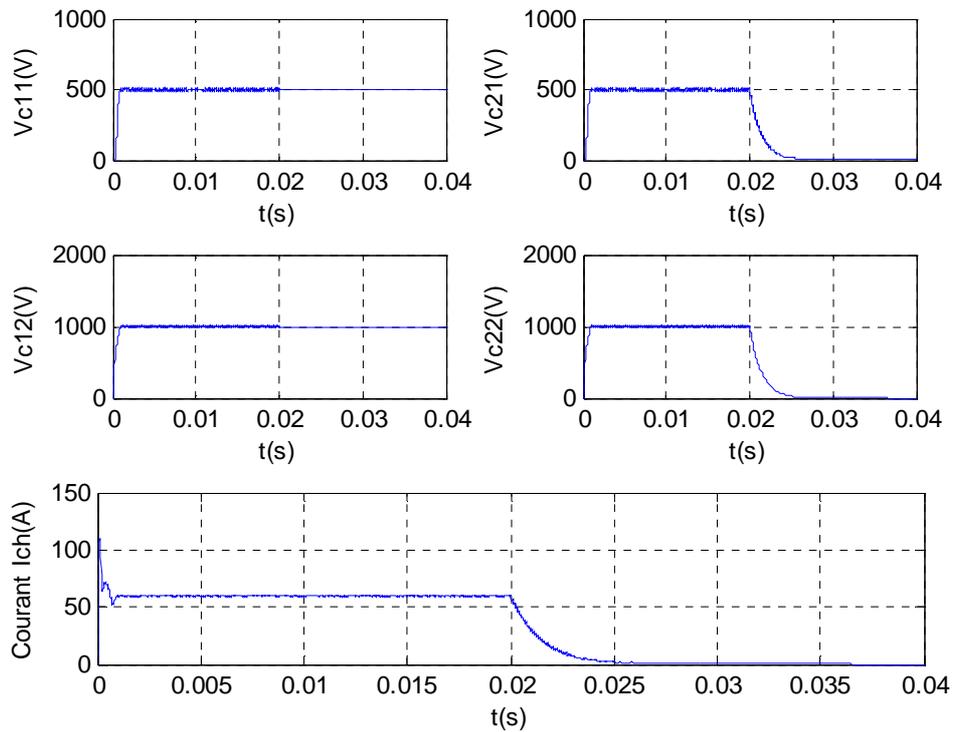


(b)

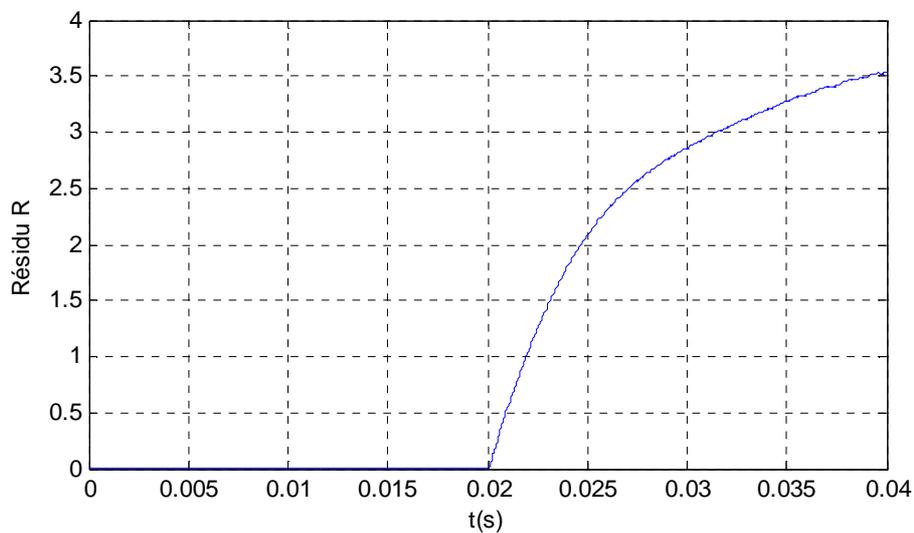
Figure IV.10 : (a) Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants en cas de blocage de $u_{13} = 0$

(b) Evolution du résidu en cas de blocage de $u_{13} = 0$

Test 6 : Si on introduit un blocage de $u_{23} = 1$ à $t = 0.02$ sec



(a)



(b)

Figure IV.11 : (a) Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants en cas de blocage de $u_{23} = 1$

(b) Evolution du résidu en cas de blocage de $u_{23} = 1$

Après avoir terminé toute la série de test pour tous les cas de figure possibles, nous remarquons que le résidu est proche de zéro en l'absence de défauts. Dans le cas d'apparition d'un défaut blocage cellule, le résidu s'écarte de zéro assurant ainsi la détection de défauts.

On conclut que cette méthode de diagnostic à base d'observateur par mode glissant d'ordre un s'avère juste et fiable. En effet, la détection se fait au bout de 10^{-4} seconde et la localisation varie en fonction du filtre utilisé en bloc de décision mais ne dépasse pas 10^{-3} seconde.

IV.3.2. 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.

IV.3.2.1. 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 [30] 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.

IV.3.2.2. Etude du vieillissement des capacités du convertisseur quatre quadrants

Afin d'étudier le vieillissement des condensateurs dans le convertisseur à quatre quadrants, on place en parallèle avec chaque condensateur une résistance R_{ij} pour le condensateur C_{ij} . 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 IV.12, nous donne le circuit du convertisseur à quatre quadrants étudié. [33]

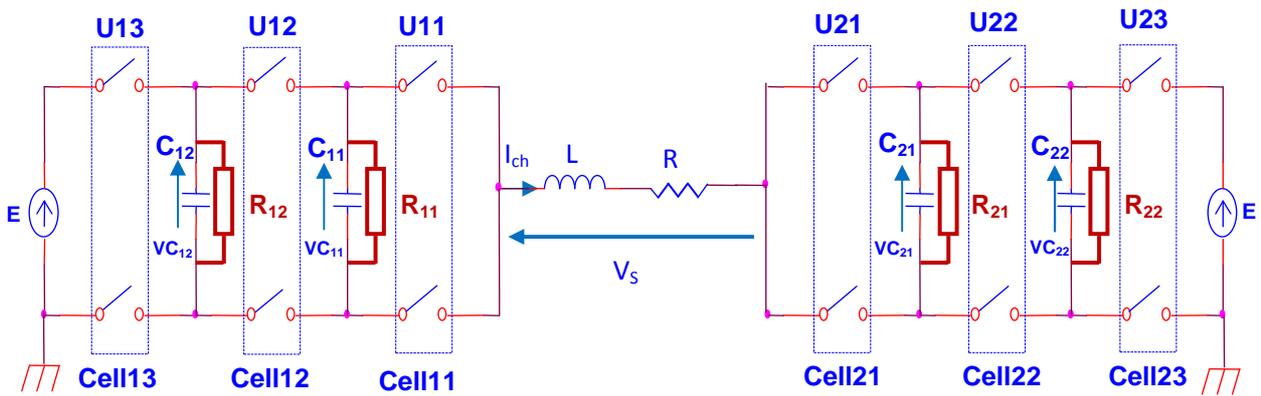


Figure IV.12 : Circuit d'étude du vieillissement des condensateurs pour le convertisseur quatre quadrants

Le modèle mathématique de ce circuit est donné par :

$$\begin{cases} \dot{V}_{C11} = \frac{1}{C_{11}} \cdot (u_{12} - u_{11}) \cdot I_{ch} - \frac{1}{R_{11}C_{11}} \cdot V_{C11} \\ \dot{V}_{C12} = \frac{1}{C_{12}} \cdot (u_{13} - u_{12}) \cdot I_{ch} - \frac{1}{R_{12}C_{12}} \cdot V_{C12} \\ \dot{V}_{C21} = -\frac{1}{C_{21}} \cdot (u_{22} - u_{21}) \cdot I_{ch} - \frac{1}{R_{21}C_{21}} \cdot V_{C21} \\ \dot{V}_{C22} = -\frac{1}{C_{22}} \cdot (u_{23} - u_{22}) \cdot I_{ch} - \frac{1}{R_{22}C_{22}} \cdot V_{C22} \\ \dot{i}_{ch} = -\frac{R}{L} \cdot I_{ch} + \frac{E}{L} (u_{13} - u_{23}) + \frac{1}{L} (u_{11} - u_{12}) \cdot V_{C11} + \frac{1}{L} (u_{12} - u_{13}) \cdot V_{C12} - \frac{1}{L} (u_{21} - u_{22}) \cdot V_{C21} - \frac{1}{L} (u_{22} - u_{23}) \cdot V_{C22} \end{cases} \quad (IV.6)$$

$$\text{Avec : } R_{ij} = \begin{cases} +\infty & \Rightarrow \text{ Condensateur } C_{ij} \text{ parfait} \\ 0 & \Rightarrow \text{ Défaillance totale du condensateur } C_{ij} \end{cases}$$

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

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22} = 40\mu\text{F}, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref} = 60 \text{ A}$$

Test 1: Introduction d'un défaut brusque sur C_{11} à $t=0.04\text{sec}$

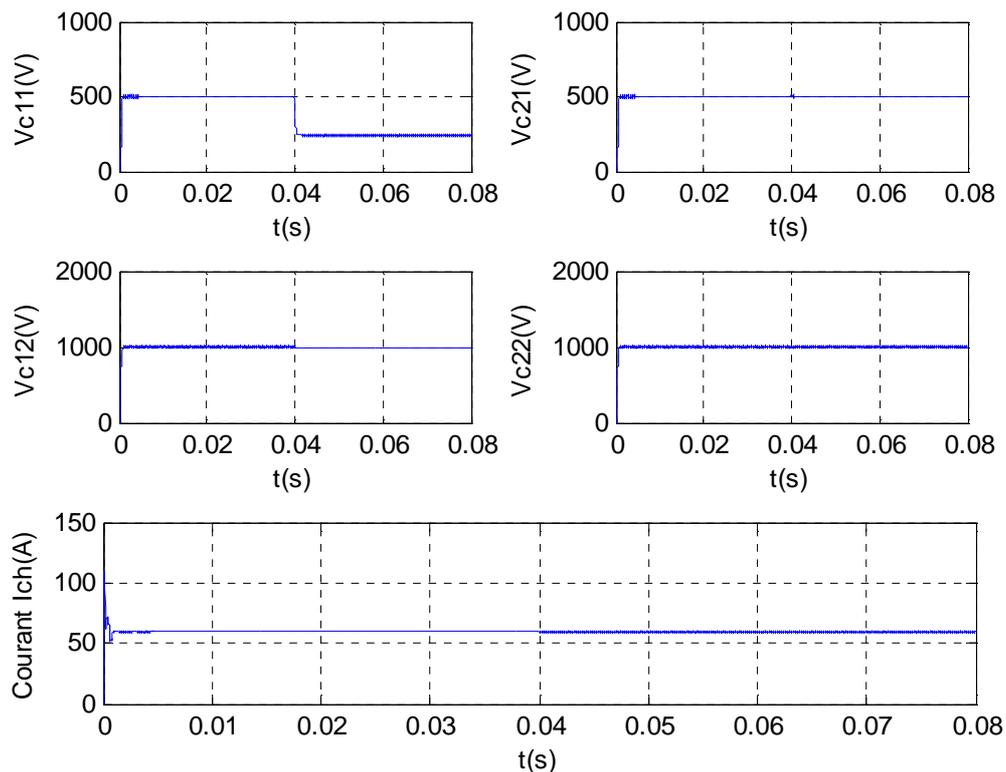


Figure IV.13 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut brusque sur C_{11}

Test 2: Introduction d'un défaut brusque sur C_{12} à $t=0.04\text{sec}$

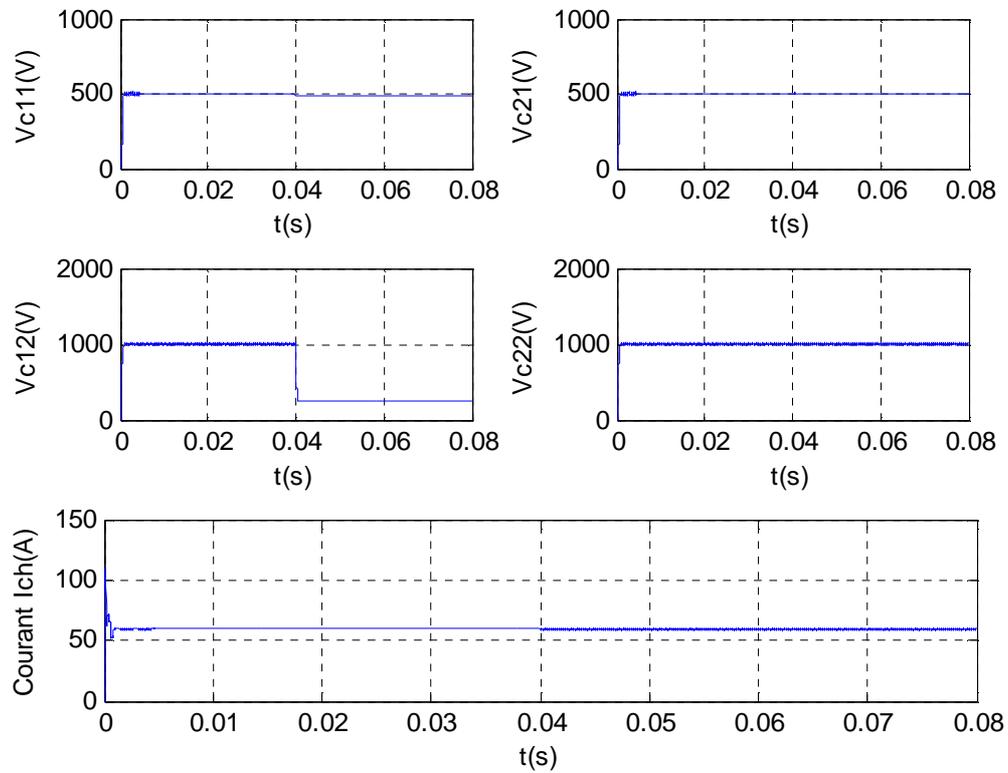


Figure IV.14 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut brusque sur C_{12}

Test 3: Introduction d'un défaut brusque sur C_{21} à $t=0.04\text{sec}$

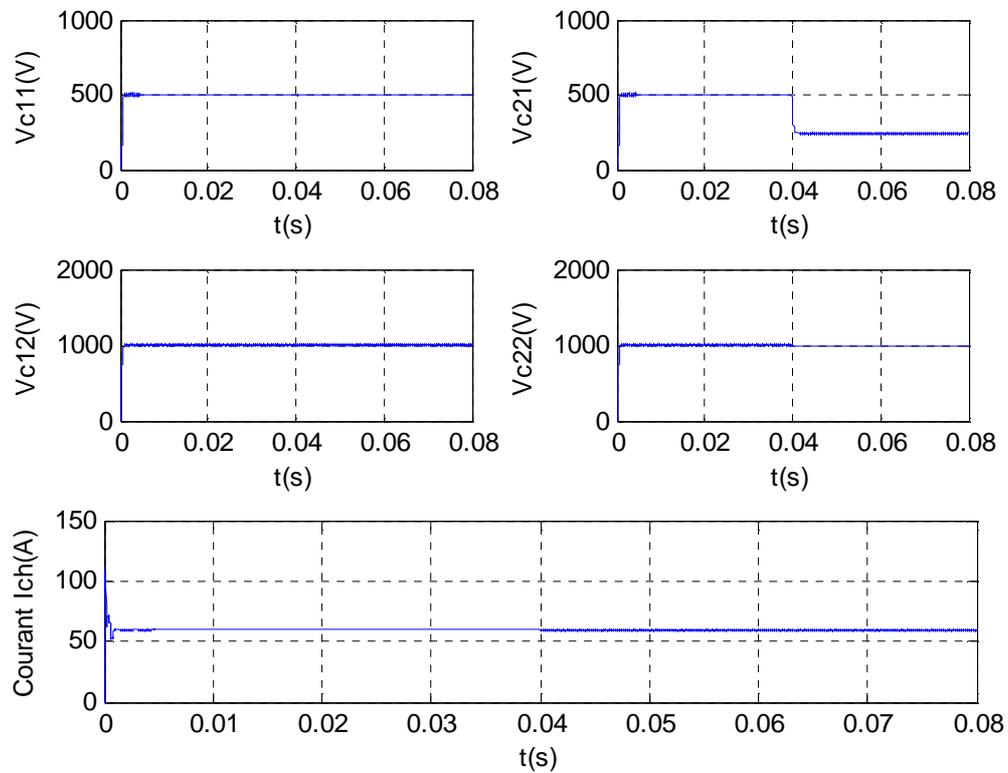


Figure IV.15 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut brusque sur C_{21}

Test 4: Introduction d'un défaut brusque sur C_{22} à $t=0.04\text{sec}$

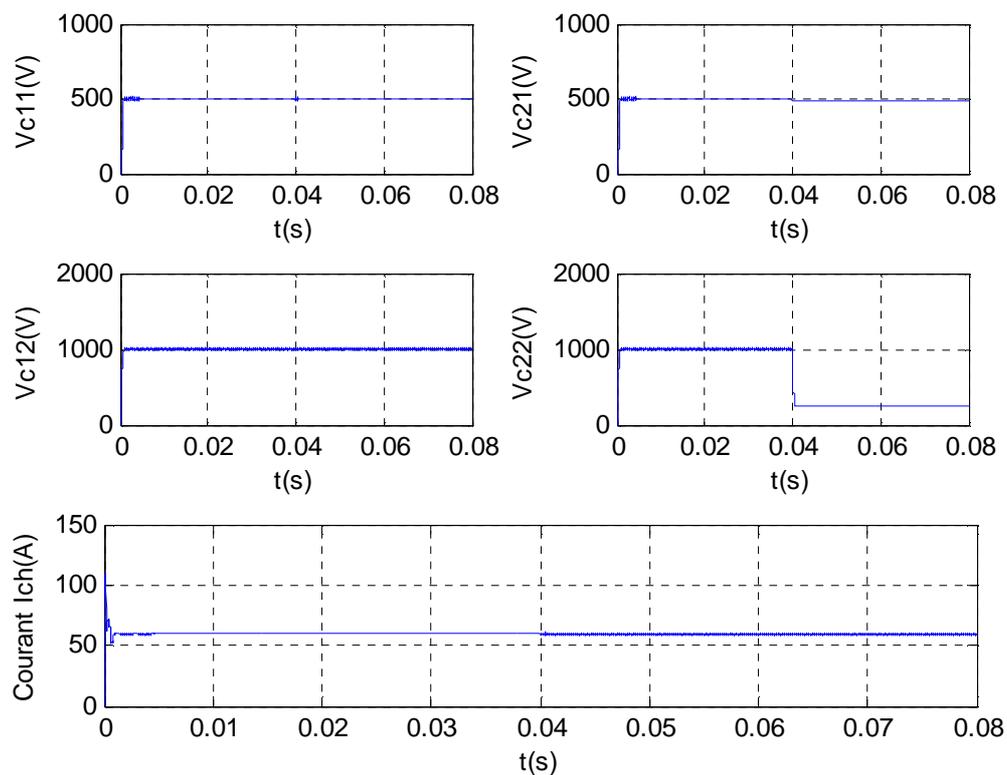


Figure IV.16 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut brusque sur C_{22}

Dans les tests qui suivent, le vieillissement a été accéléré juste pour voir les conséquences d'une telle défaillance.

Test 5: Introduction d'un défaut progressif sur C_{11} à $t=0.04\text{sec}$

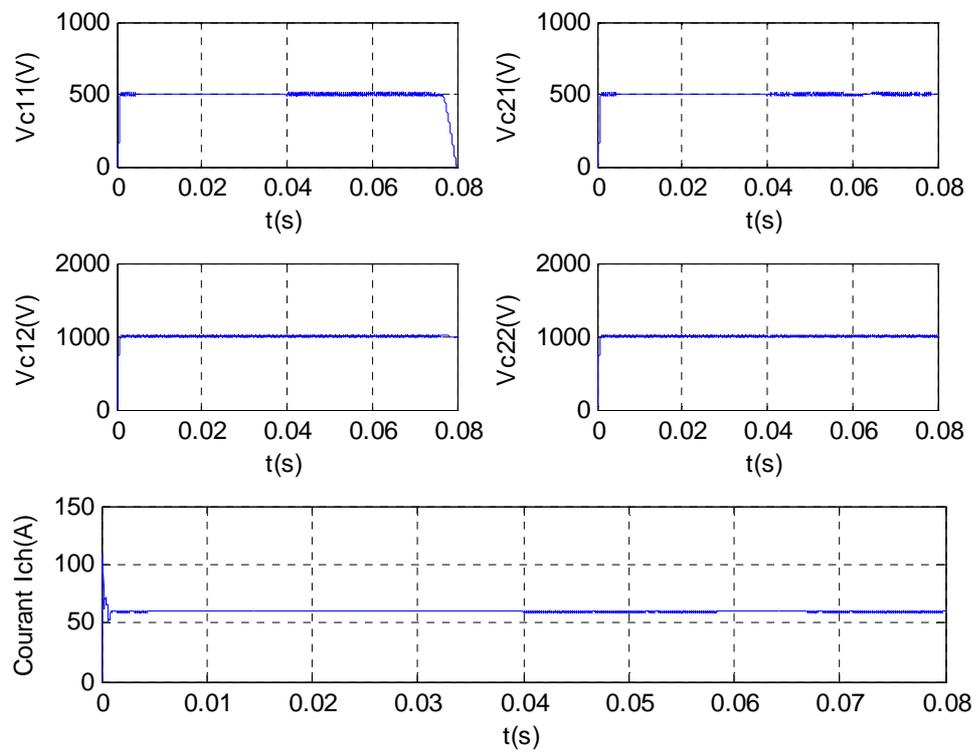


Figure IV.17 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut progressif sur C_{11}

Test 6: Introduction d'un défaut progressif sur C_{12} à $t=0.04\text{sec}$

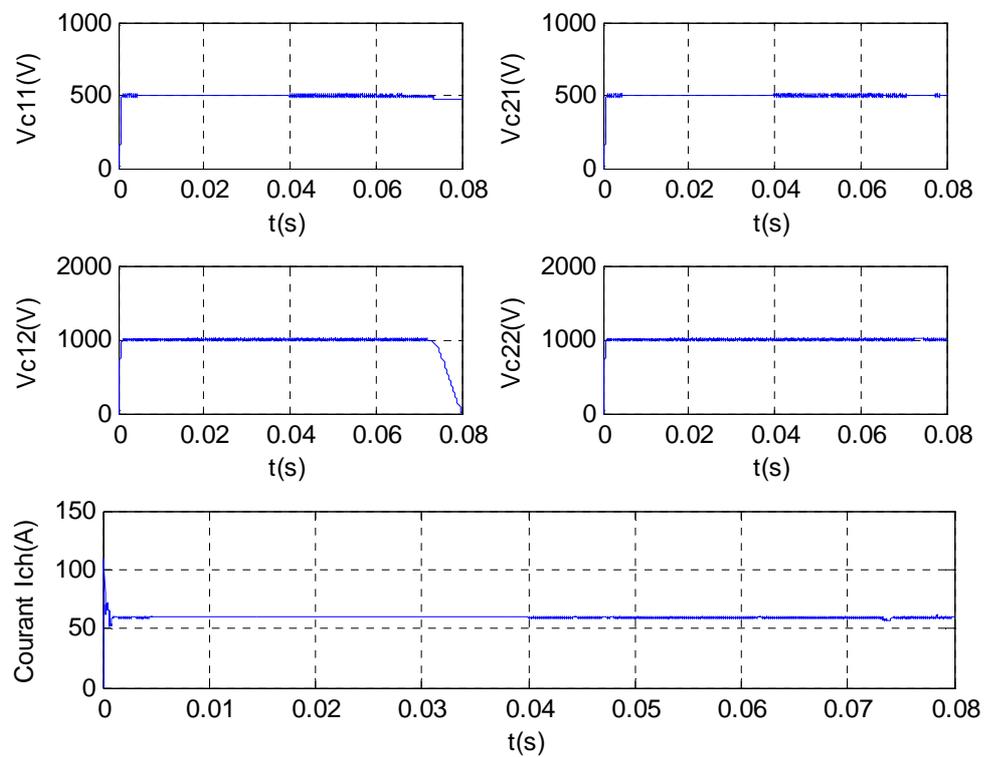


Figure IV.18 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut progressif sur C_{12}

Test 7: Introduction d'un défaut progressif sur C_{21} à $t=0.04\text{sec}$

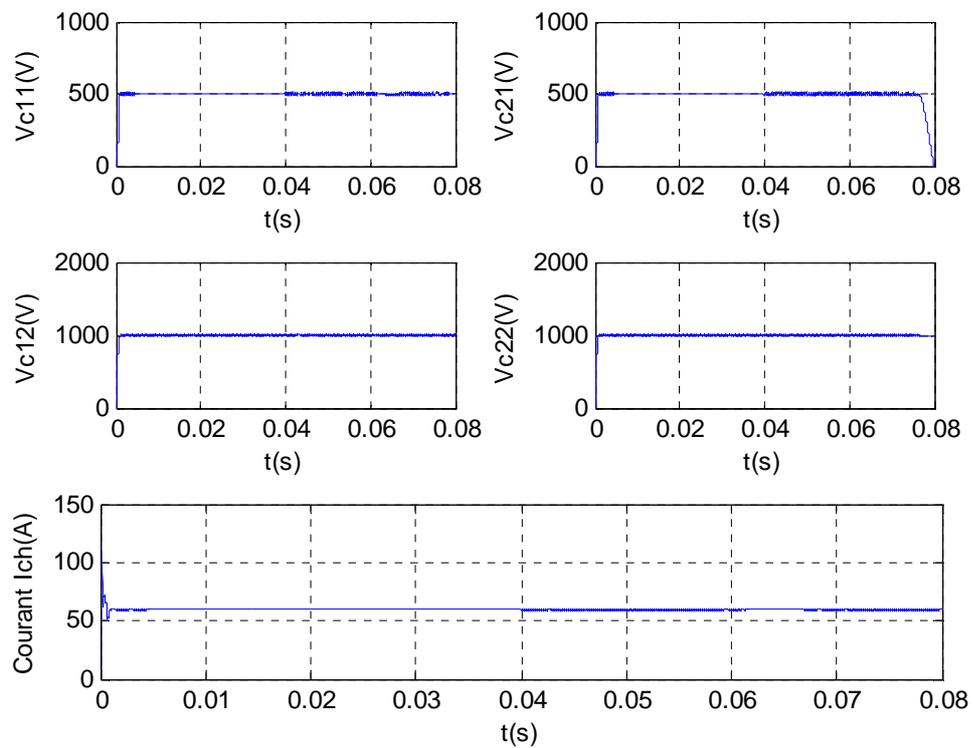


Figure IV.19 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut progressif sur C_{21}

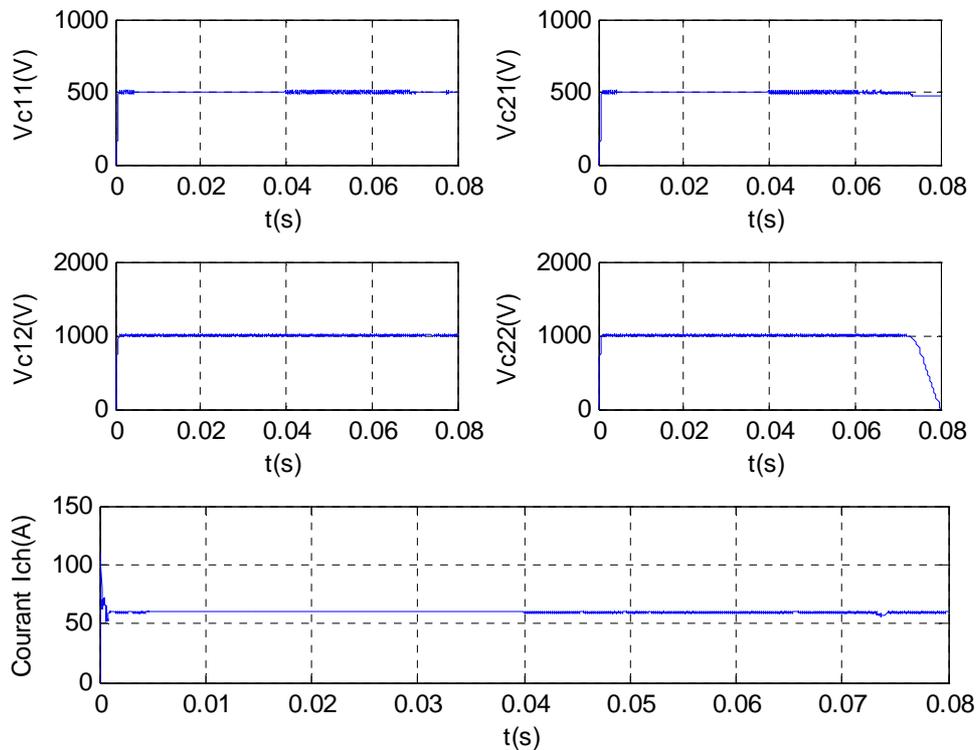
Test 8: Introduction d'un défaut progressif sur C_{22} à $t=0.04\text{sec}$ 

Figure IV.20 : Evolution des tensions flottantes et de courant de charge en présence d'un défaut progressif sur C_{22}

Après avoir effectué cette série de tests, on constate que les conséquences d'une telle défaillance touchent toutes les variables d'état c'est-à-dire que le vieillissement d'un des condensateurs touche toutes les variables d'état du système. L'utilisation de l'observateur étudié précédemment s'avérera fausse pour ce cas de figure car la structure du système change ainsi les observations calculées ne refléteront 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 :

$$r = \begin{bmatrix} \exp \left[\frac{1}{\dot{V}_{C11} - \frac{1}{C_{11}}(u_{12} - u_{11}) \cdot I_{ch}} \cdot V_{C11} \right] \\ \exp \left[\frac{1}{\dot{V}_{C12} - \frac{1}{C_{12}}(u_{13} - u_{12}) \cdot I_{ch}} \cdot V_{C12} \right] \\ \exp \left[\frac{1}{\dot{V}_{C21} + \frac{1}{C_{21}}(u_{22} - u_{21}) \cdot I_{ch}} \cdot V_{C21} \right] \\ \exp \left[\frac{1}{\dot{V}_{C22} + \frac{1}{C_{22}}(u_{23} - u_{22}) \cdot I_{ch}} \cdot V_{C22} \right] \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Ce vecteur dont les éléments $r(1)$, $r(2)$, $r(3)$ et $r(4)$ seront sensibles respectivement à un vieillissement des condensateurs C_{11} , C_{12} , C_{21} et C_{22} et prendront les valeurs $r(i) = 0$ pour un condensateur sain et $r(i) = 1$ pour une défaillance totale.

On effectue la même série de tests de simulation avec le calcul du vecteur résidu. Les paramètres de simulation restent inchangés.

Test 1: Introduction d'un défaut brusque sur C_{11} à $t=0.04$ sec

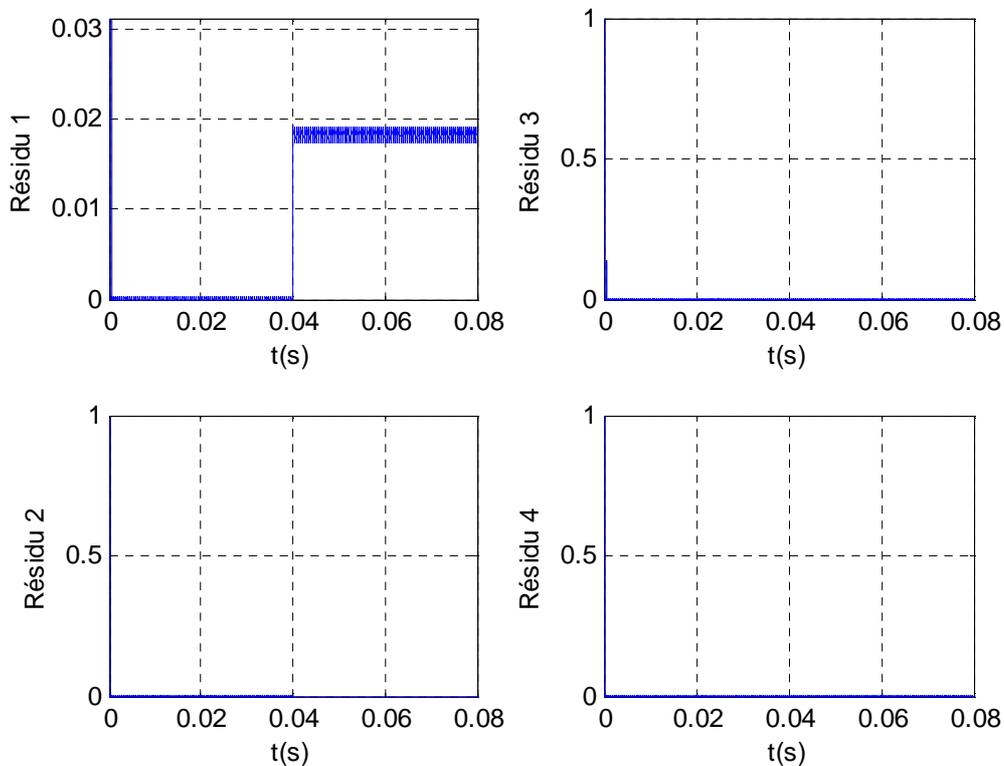


Figure IV.21 : Evolution des résidus

Test 2: Introduction d'un défaut brusque sur C_{12} à $t=0.04\text{sec}$

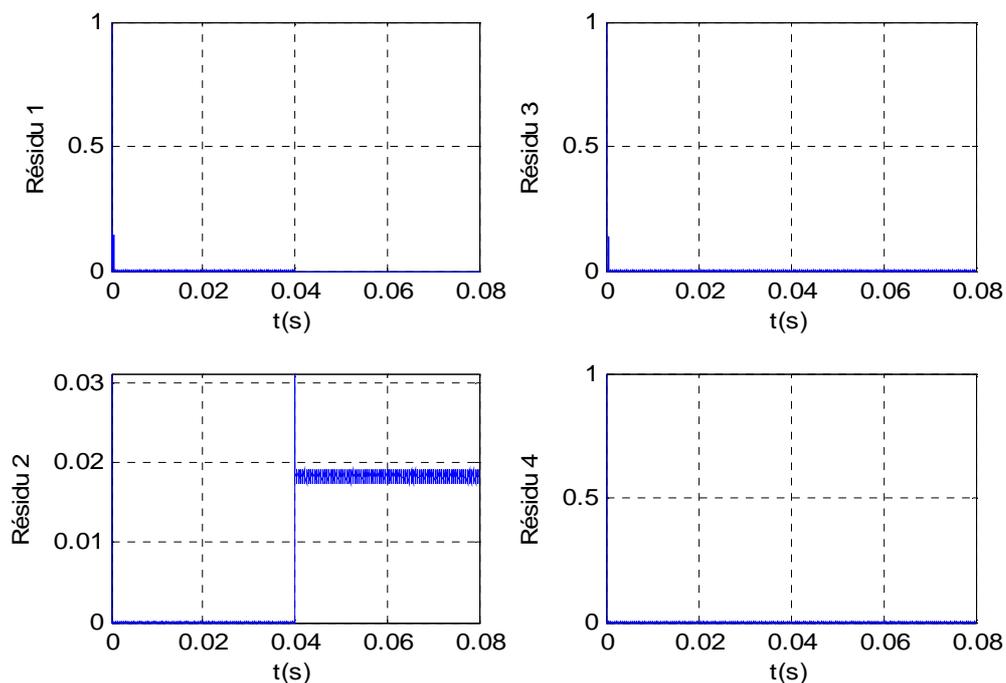


Figure IV.22 : Evolution des résidus

Test 3: Introduction d'un défaut brusque sur C_{21} à $t=0.04\text{sec}$

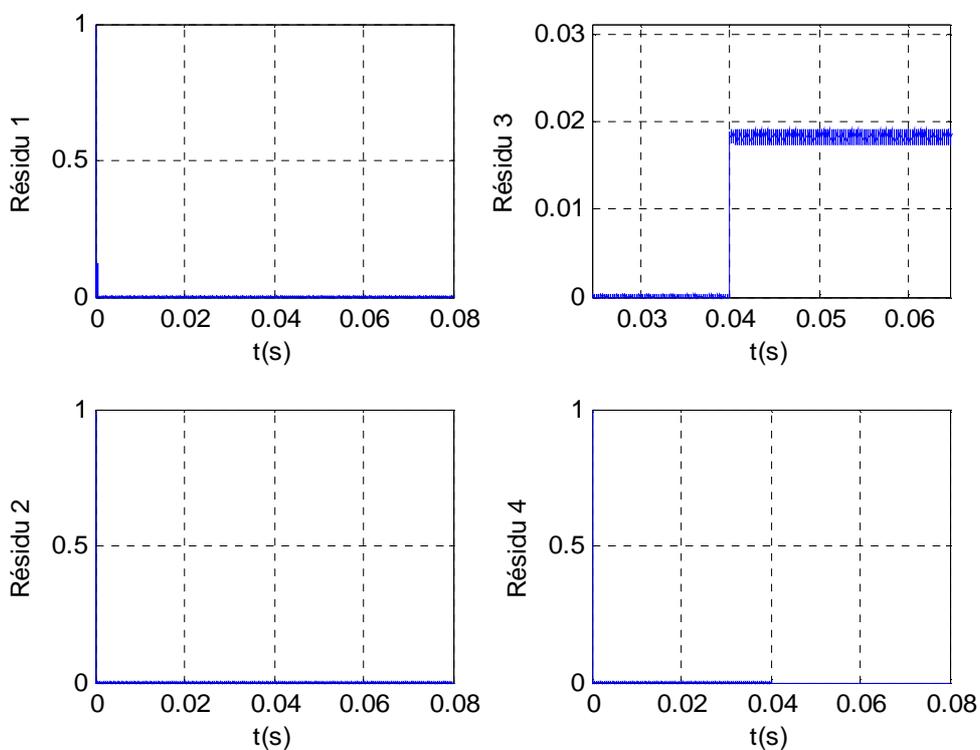


Figure IV.23 : Evolution des résidus

Test 4: Introduction d'un défaut brusque sur C_{22} à $t=0.04\text{sec}$

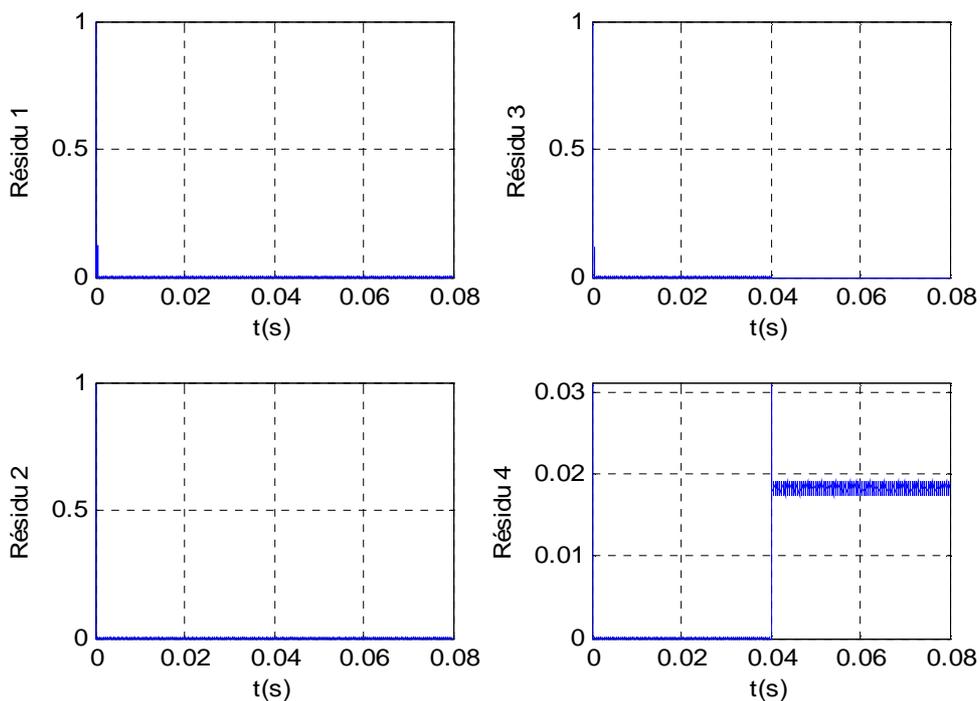


Figure IV.24 : Evolution des résidus

Test 5: Introduction d'un défaut progressif sur C_{11} à $t=0.04\text{sec}$

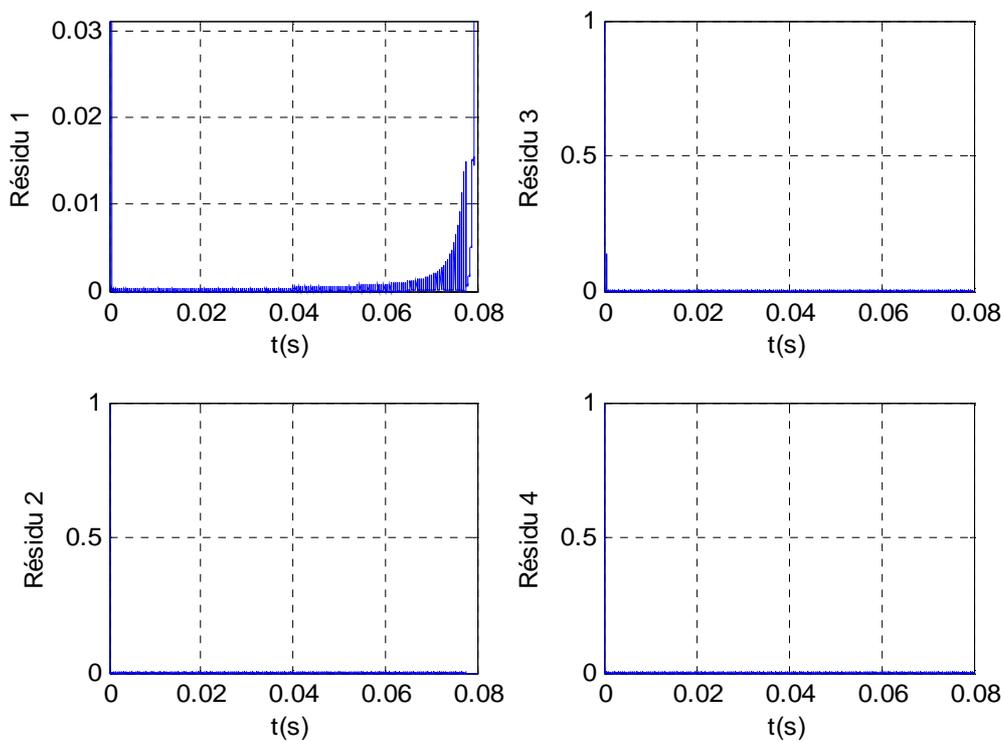


Figure IV.25 : Evolution des résidus

Test 6: Introduction d'un défaut progressif sur C_{12} à $t=0.04\text{sec}$

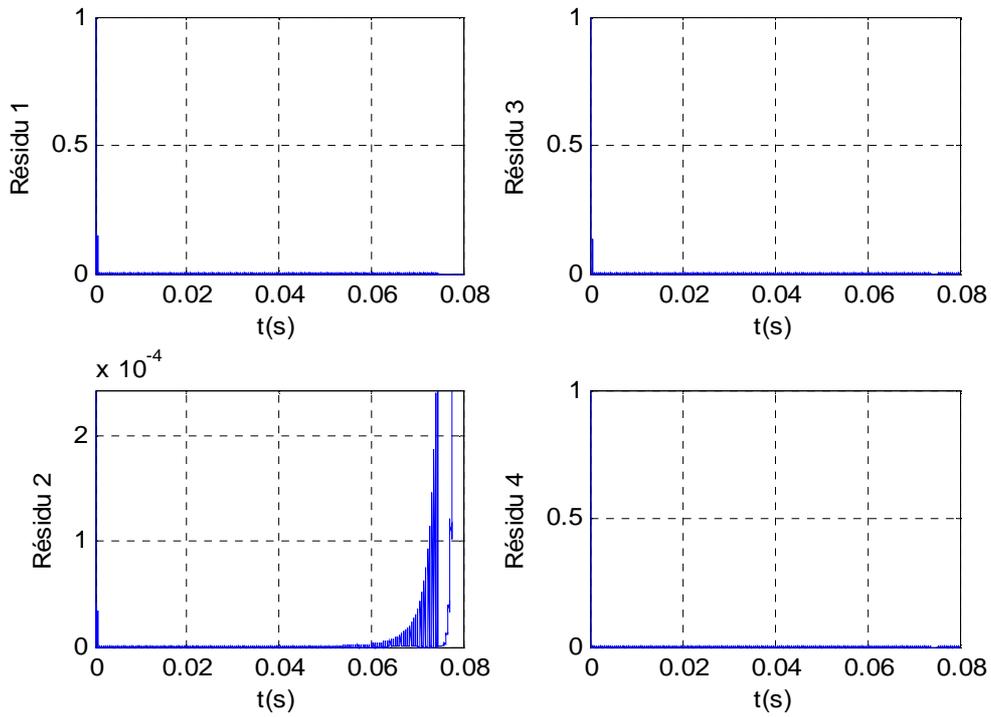


Figure IV.26 : Evolution des résidus

Test 7: Introduction d'un défaut progressif sur C_{21} à $t=0.04\text{sec}$

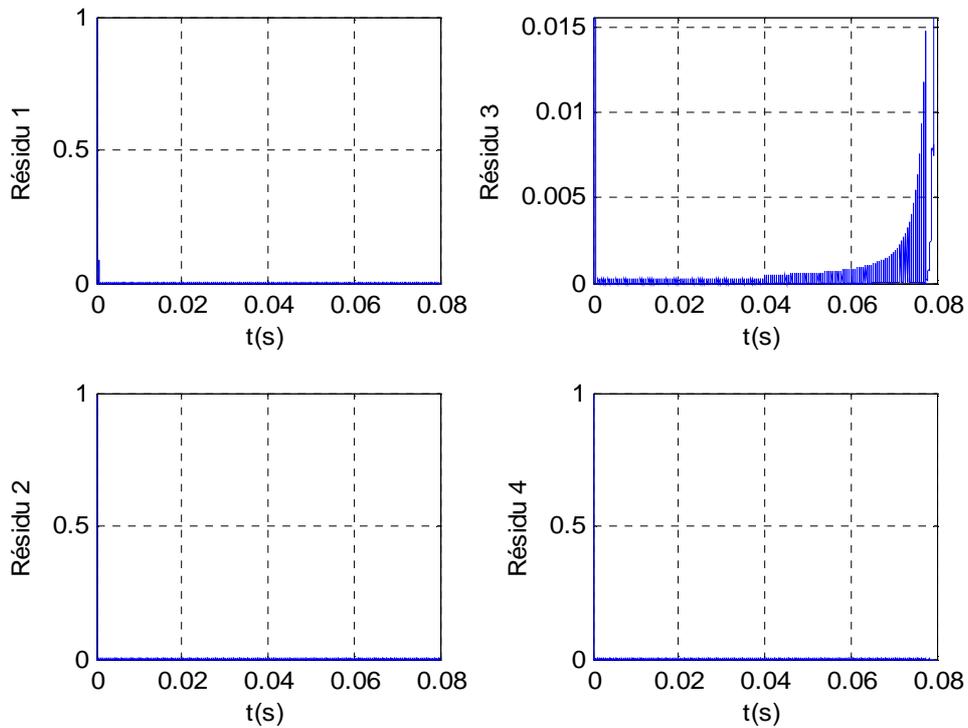


Figure IV.27 : Evolution des résidus

Test 8: Introduction d'un défaut progressif sur C_{22} à $t=0.04\text{sec}$

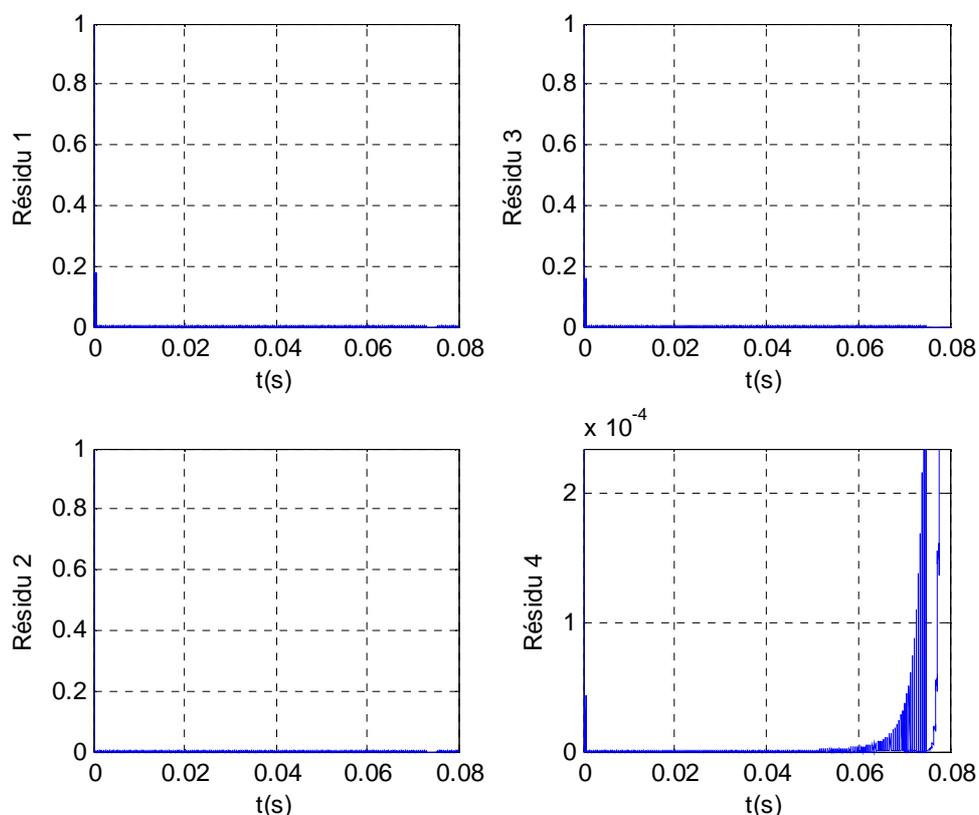


Figure IV.28 : Evolution des résidus

Les résultats de simulation présentés antérieurement, 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.

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.

IV.4. Les systèmes tolérants aux défauts

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous intéresserons à la commande tolérante aux défauts. Après présentation de l'état de l'art de celle-ci, on développera une commande par mode de glissement pour le convertisseur quatre quadrants tolérante au défaut blocage cellule.

IV.4.1. 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 [34]. 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 (Active Fault tolerant Control, AFTC). Dans le cadre de la première approche, les régulateurs sont synthétisés de façon à être robuste à certains défauts [35]. 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.

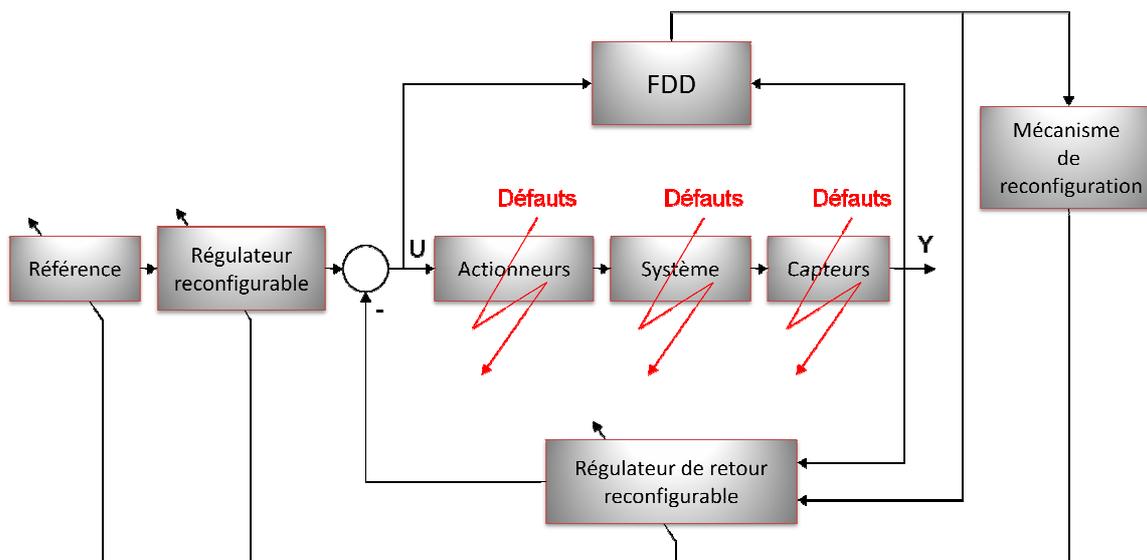


Figure IV.29 : Principe d'un système de commande tolérant aux défauts

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 IV.29 présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts [36], 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. [23]

IV.4.2. Commande par mode de glissement du convertisseur quatre quadrants

La commande par mode de glissement s'applique à des systèmes commandés en *tout ou rien*, pour lesquels au moins l'une des grandeurs contrôlant le système est à valeurs discrètes. Les convertisseurs statiques rentrent tout à fait dans ce cadre, puisque leurs interrupteurs sont commandés de manière binaire (ils sont soit passants soit bloqués). La commande par mode de glissement peut donc leur être appliquée.

Le principe de la commande par mode glissant appliquée à notre convertisseur est illustré dans la figure IV.30. La génération des surfaces de glissement est issue de la mesure des variables d'état, en faisant une transformation au niveau des surfaces, on obtient les commandes des interrupteurs par limitation hystérésis.

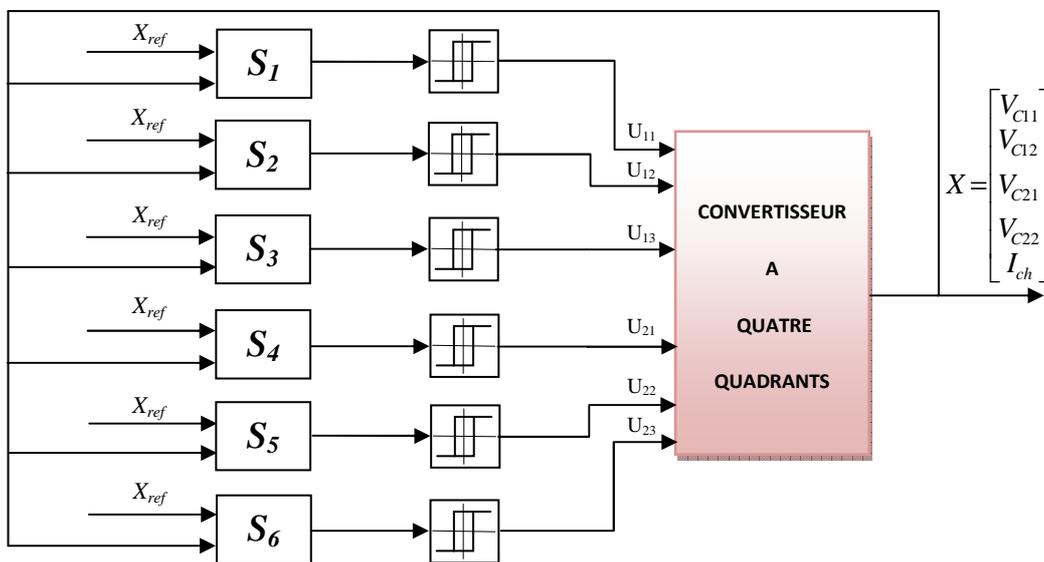


Figure IV.30 : Structure de la commande par mode de glissement du convertisseur quatre quadrants

La structure de conversion est celle de la figure I.16, l'équation d'état instantanée du hacheur est définie par l'équation (IV.8). Le vecteur d'état contient les quatre tensions flottantes ainsi que le courant de charge. Le vecteur de commande contient les états des interrupteurs. Pour simplifier les notations, les tensions flottantes $[v_{c11}, v_{c12}, v_{c21}, v_{c22}]$ seront notées $[v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{c4}]$.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \\ \dot{v}_{c3} \\ \dot{v}_{c4} \\ \dot{I}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -\frac{x_5}{C_1} & \frac{x_5}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{x_5}{C_2} & \frac{x_5}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{x_5}{C_3} & -\frac{x_5}{C_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{x_5}{C_4} & -\frac{x_5}{C_4} \\ \frac{x_1}{L} & \frac{x_2 - x_1}{L} & \frac{E - x_2}{L} & -\frac{x_3}{L} & -\frac{x_4 - x_3}{L} & -\frac{E - x_4}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=6} g_k(x)u_k \quad (IV.9)$$

Définir la commande par mode glissant à fréquence fixe nécessite deux étapes préalables. Tout d'abord, il faut calculer les fonctions de commutation. Ce calcul sera fait à l'aide des résultats de la synthèse de la commande à fréquence fixe est alors entièrement définie.

La synthèse présentée et détaillée dans [37] donnait l'expression générale des fonctions de commutation. Elles s'expriment en fonction du champ de vecteur g_i associé à la i -ème commande. Notons S_i la fonction de commutation associée à u_i . L'expression de S_i est définie par :

$$S_i = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (IV.10)$$

Q est la matrice des éléments passifs et Δx^T est le vecteur contenant les erreurs sur les états :

$$Q = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L \end{bmatrix}, \quad \Delta x^T = \left[v_{c1} - \frac{E}{3} \quad v_{c2} - \frac{2E}{3} \quad v_{c3} - \frac{E}{3} \quad v_{c4} - \frac{2E}{3} \quad I_s - I_{ref} \right] \quad (IV.11)$$

Après calcul, on obtient les fonctions de commutations S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 et S_6 suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_1(x) = I_{ref} \cdot v_{c1} - \frac{E}{3} I_s \\ S_2(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_2(x) = I_{ref} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - \frac{E}{3} I_s \\ S_3(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_3(x) = I_{ref} \cdot (E - v_{c2}) - \frac{E}{3} I_s \\ S_4(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_4(x) = -I_{ref} \cdot v_{c3} + \frac{E}{3} I_s \\ S_5(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_5(x) = -I_{ref} \cdot (v_{c4} - v_{c3}) + \frac{E}{3} I_s \\ S_6(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_6(x) = -I_{ref} \cdot (E - v_{c4}) + \frac{E}{3} I_s \end{array} \right. \quad (IV.12)$$

Après quelques transformations (voir [37]), on réécrit ces fonctions sous forme homogène à un courant comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} v_{c1} - I_s \\ S_2(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} (v_{c1} - v_{c2}) - I_s \\ S_3(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} (E - v_{c2}) - I_s \\ S_4(x) = -\frac{3 \cdot I_{ref}}{E} v_{c3} + I_s \\ S_5(x) = -\frac{3 \cdot I_{ref}}{E} (v_{c4} - v_{c3}) + I_s \\ S_6(x) = -\frac{3 \cdot I_{ref}}{E} (E - v_{c4}) + I_s \end{array} \right. \quad (IV.13)$$

Résultats de simulation

On commande le convertisseur à quatre quadrants ayant les paramètres suivants :

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22} = 40\mu F, L = 0.5 \text{ mH}$$

Notre objectif est de commander les tensions des condensateurs à leurs valeurs d'équilibre et le courant de charge I_s doit atteindre la valeur $I_{ref} = 60A$.

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

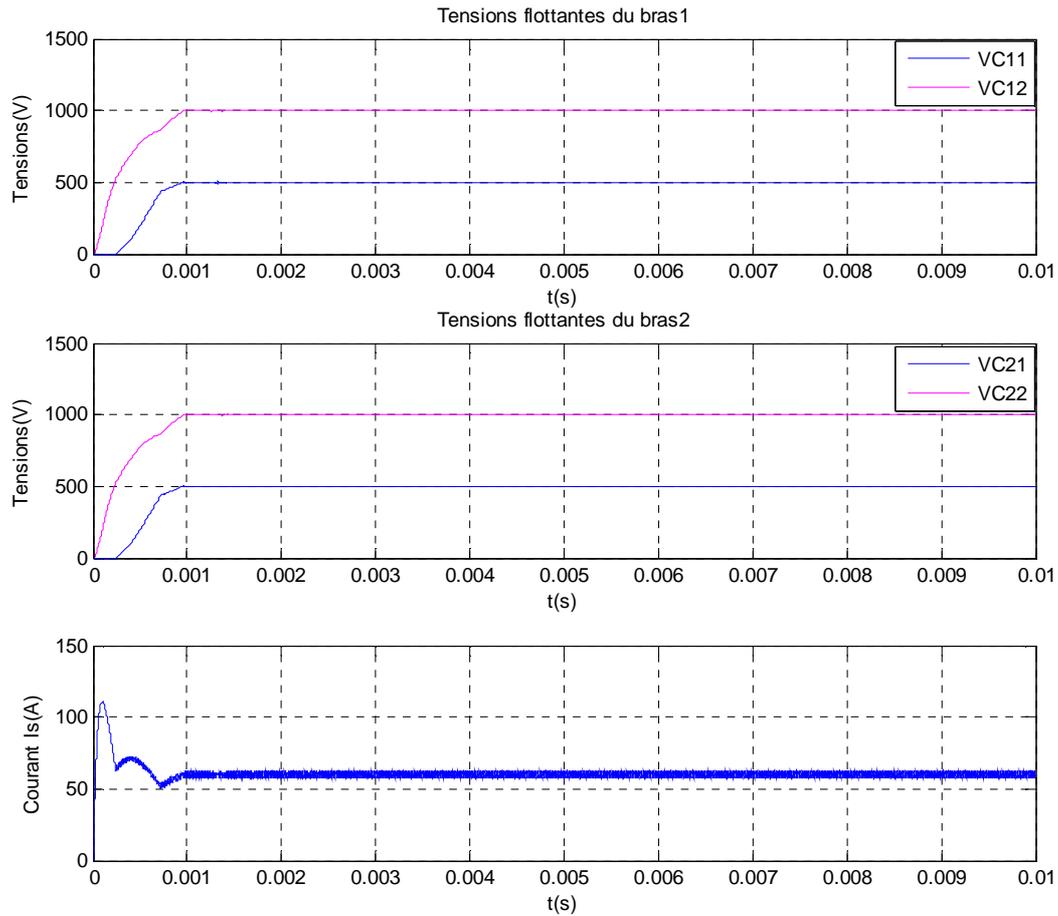


Figure IV.31 : Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants commandé par mode de glissement

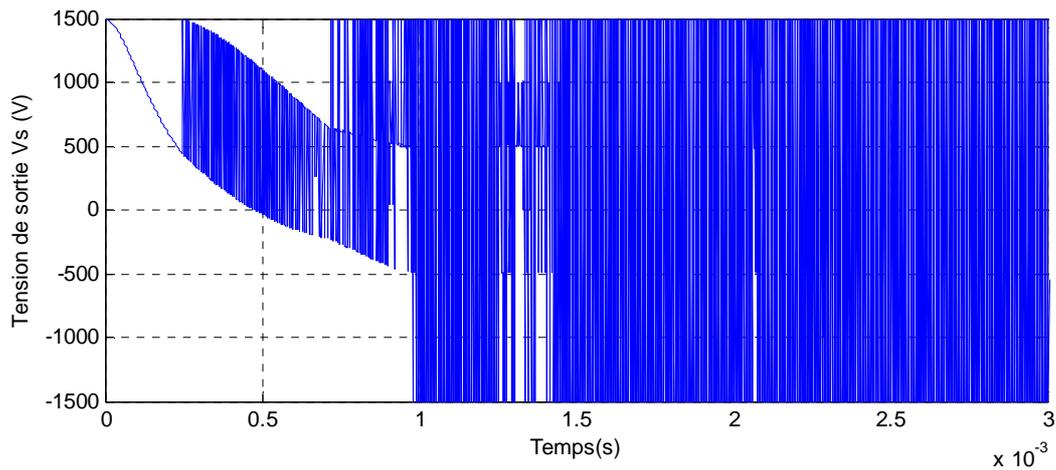


Figure IV.32 : Evolution de la tension de sortie

On constate que les variables d'état atteignent leurs références sans erreur statique et que le temps de réponse est acceptable. On remarque aussi un dépassement dans le courant. Ce dépassement prend sa valeur maximale qui vaut le double de la valeur de référence.

Un zoom sur la dynamique de la tension de sortie est représenté sur la figure IV.32. La tension de charge évolue dans deux phases, la phase transitoire qui correspond au démarrage du notre convertisseur, et la phase permanente pour laquelle V_s prend les sept niveaux.

Par la suite, on donne les représentations graphiques des surfaces de glissement, ainsi que l'évolution de la commande des interrupteurs.

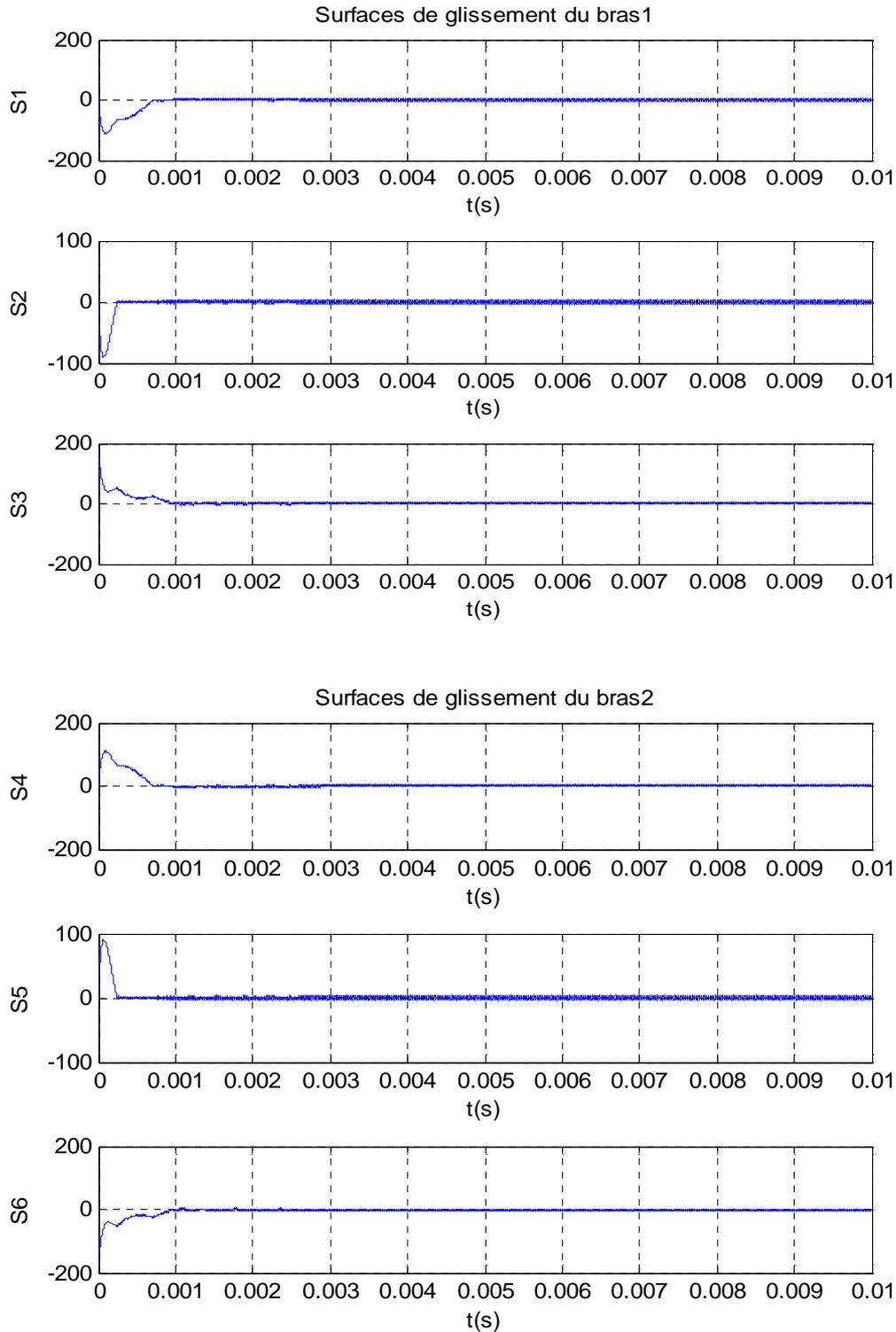


Figure IV.33 : Evolution des surfaces de glissement

En ce qui concerne les surfaces de glissement, on voit que les six surfaces convergent dans un temps fini, environ un dixième du temps de simulation. Dans le régime établi, ces surfaces oscillent autour du zéro ce qui explique le bon choix de ces dernières.

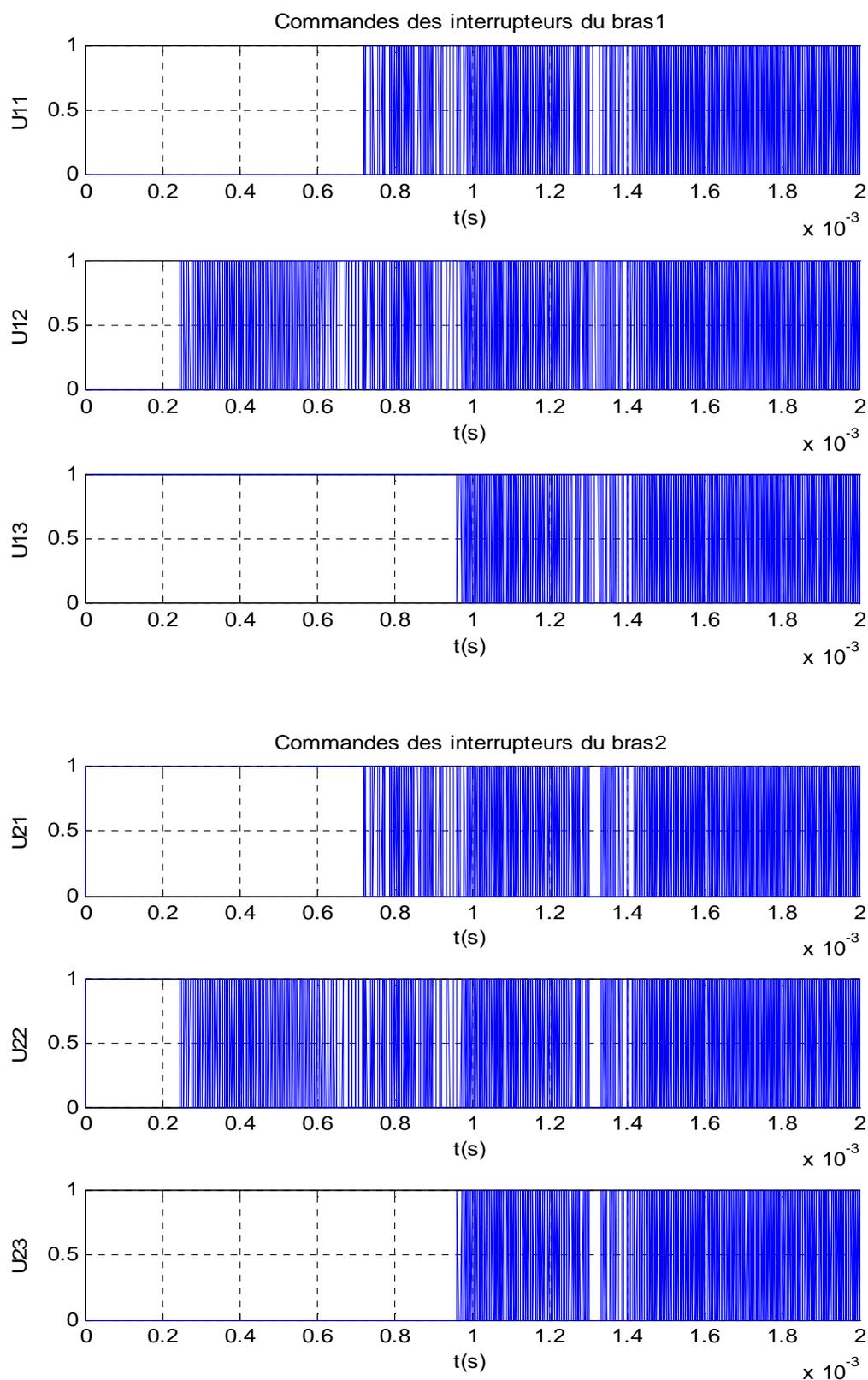


Figure IV.34 : Evolution des commandes des interrupteurs

La séquence de commande des interrupteurs assurant la commande du convertisseur représentée dans IV.34 (pour mieux visualiser les commandes on a effectué un zoom), est obtenue selon les signes des surfaces de glissement prennent l'état 0 ou 1. Dans le régime permanent elles varient rapidement, la commande est donc énergétique, ce qui explique l'effet chattering dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement.

IV.4.3.Stratégie de commande par mode de glissement en cas de défauts

IV.4.3.1.Analyse du convertisseur en cas de blocage cellule

Lors du fonctionnement du convertisseur, des défauts peuvent apparaitre tel que le blocage cellule, qui auront pour conséquence des commandes erronées qui se répercuterons sur le système et le processus. Nous allons voir le cas du blocage de u_{11} à l'état 0.

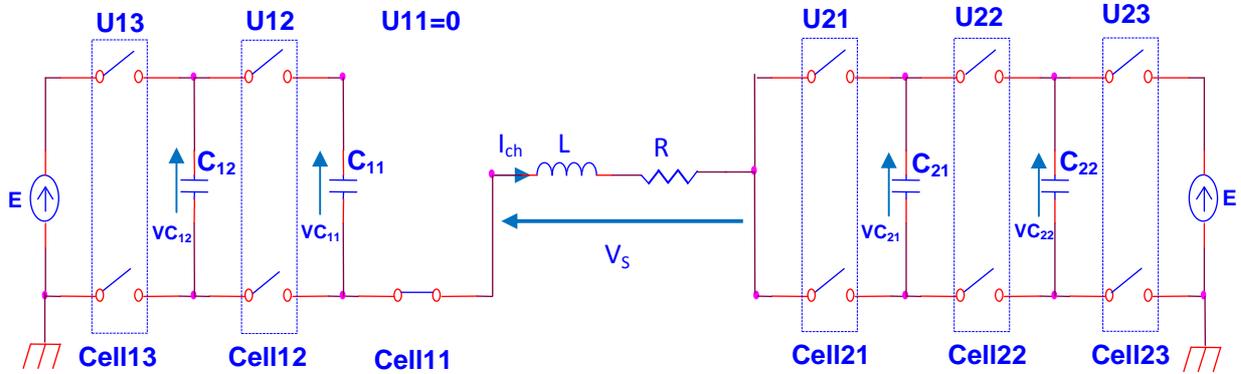


Figure IV.35 : Structure du convertisseur en cas de blocage de u_{11} à l'état 0

En remplaçant u_{11} par 0 dans le modèle décrit par l'équation (I.22), on obtient le modèle au défaut suivant :

$$\begin{cases} \dot{v}_{c11} = \dot{x}_1 = \frac{1}{C_{11}} x_5 u_{12} \\ \dot{v}_{c12} = \dot{x}_2 = \frac{1}{C_{12}} x_5 (u_{13} - u_{12}) \\ \dot{v}_{c21} = \dot{x}_3 = -\frac{1}{C_{21}} x_5 (u_{22} - u_{21}) \\ \dot{v}_{c22} = \dot{x}_4 = -\frac{1}{C_{22}} x_5 (u_{23} - u_{22}) \\ \dot{I}_s = \dot{x}_5 = -\frac{R}{L} I_s + \frac{E}{L} (u_{13} - u_{23}) + \frac{v_{c12}}{L} (u_{12} - u_{13}) - \frac{v_{c21}}{L} (u_{21} - u_{22}) - \frac{v_{c22}}{L} (u_{22} - u_{23}) - \frac{v_{c11}}{L} u_{12} \end{cases} \quad (IV.14)$$

On remarque que puisque $x_5 > 0$ et $u_{12} \in \{0,1\}$, on a $\dot{v}_{c11} \geq 0$ ce qui entraine une croissance de v_{c11} 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_{12} à 0 pour empêcher la charge de v_{c11} mais ça ne fera que déplacer le problème vers la cellule adjacente.

On faisant le même raisonnement pour le blocage des autres cellules, on arrive au même résultat, on en conclue que le système n'est plus commandable 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 quelques peu dégradées afin d'éviter un arrêt critique du processus et une dégradation matérielle, pour cela nous proposons une solution matérielle décrite dans le paragraphe suivant.

IV.4.3.2.Solution matérielle

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 dû à 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 *interrupteurs d'inhibitions* comme le montre la figure IV.36. Ces interrupteurs nous permettrons de passer à un nombre de cellules inferieur afin d'inhiber la partie défailante du convertisseur.

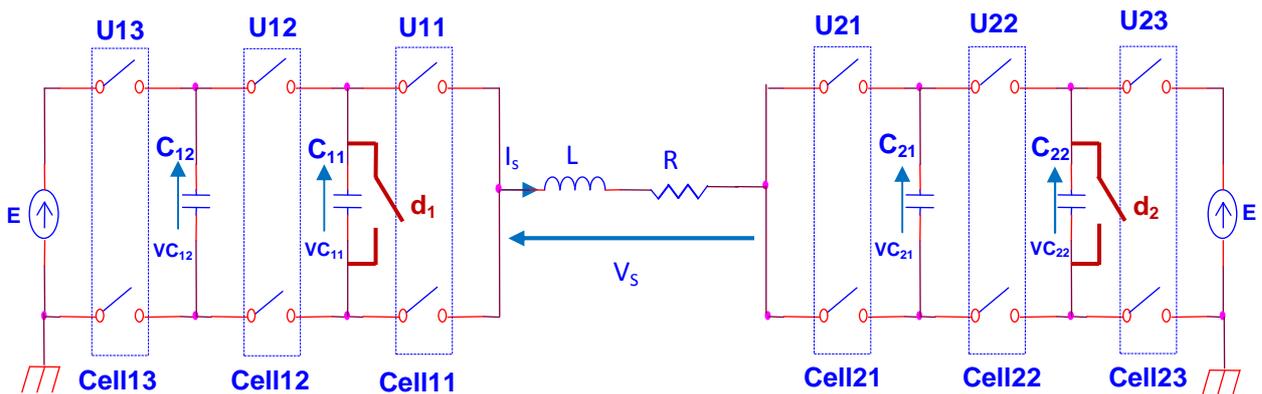


Figure IV.36 : Convertisseur quatre quadrants avec les interrupteurs de désactivation

Le tableau (IV.2), nous donne le convertisseur équivalent en fonction de l'activation ou non des interrupteurs d'inhibitions.

| d1 | d2 | Convertisseur équivalent |
|----|----|---------------------------------------|
| 0 | 0 | 3 Cellules- 3 Cellules (aucun défaut) |
| 1 | 0 | 2 Cellules - 3 Cellules |
| 0 | 1 | 3 Cellules-2 Cellules |
| 1 | 1 | 2 Cellules-2 Cellules |

Tableau IV.2 : Nombre de cellules en fonction des interrupteurs d'inhibitions

Ainsi en exploitant les informations du bloc diagnostic (FDD) vu dans la première partie de ce chapitre, on décidera sur les interrupteurs d'inhibitions à activer pour passer à un convertisseur avec un nombre de cellules inférieur.

| Blocage des cellules | | | | | | Convertisseur quatre quadrants | Interrupteurs d'inhibitions | |
|----------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------------------------------|-----------------------------|----|
| B(u ₁₁) | B(u ₁₂) | B(u ₁₃) | B(u ₂₁) | B(u ₂₂) | B(u ₂₃) | | d1 | d2 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 3-3 cellules | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 3-2 cellules | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2-3 cellules | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 2-2 cellules | 1 | 1 |

Tableau IV.3 : Choix du nombre de cellules en fonction des défauts

Le tableau IV.3 ne considère que les défauts blocage cellule de u_{11} et u_{23} , les autres défauts nécessitent l'arrêt de fonctionnement du convertisseur.

Après diagnostic et choix du nombre de cellules, nous passons au choix du régulateur adéquat au nombre de cellules comme le montre la figure IV.37.

On suppose au préalable que :

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

Nous avons pu précédemment synthétiser une commande par mode de glissement pour un convertisseur quatre quadrants, le même développement est utilisé pour le calcul des régulateurs du convertisseur avec un nombre de cellules inférieur.

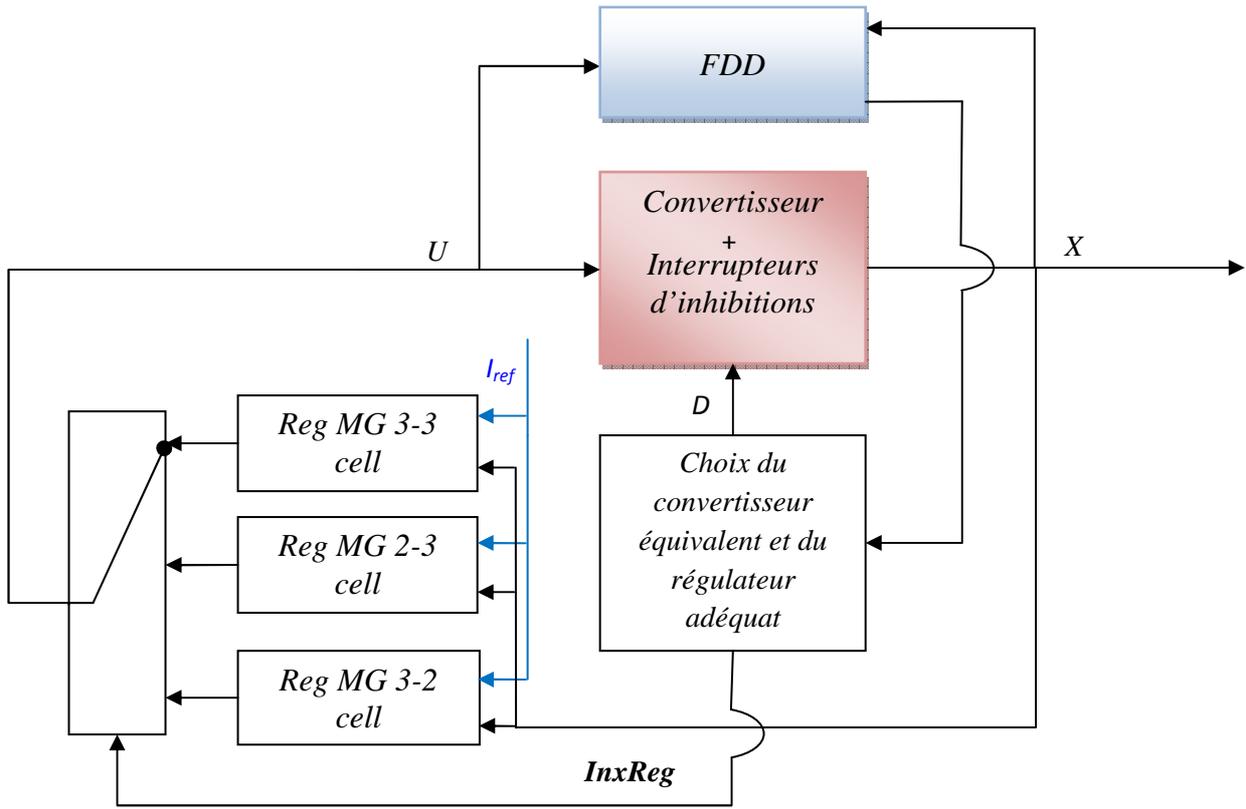


Figure IV.37 : Boucle de régulation avec FDD et Multi régulateur

Calcul des surfaces de commutations en cas de défaut blocage

En utilisant le même raisonnement, on abouti aux équations suivante pour les différents convertisseurs ainsi que les nouvelles tensions de référence des condensateurs :

✓ Convertisseur 2-3 cellules (blocage de u_{11} à 0)

$$\begin{cases} S_2(x) = \frac{2.I_{ref}}{E} v_{c2} - I_s \\ S_3(x) = \frac{2.I_{ref}}{E} (E - v_{c2}) - I_s \\ S_4(x) = -\frac{3.I_{ref}}{E} v_{c3} + I_s \\ S_5(x) = -\frac{3.I_{ref}}{E} (v_{c4} - v_{c3}) + I_s \\ S_6(x) = -\frac{3.I_{ref}}{E} (E - v_{c4}) + I_s \end{cases} \quad (IV.15)$$

Avec : $\Delta x^T = \left[v_{c2} - \frac{E}{2} \quad v_{c3} - \frac{2.E}{3} \quad v_{c4} - \frac{E}{3} \quad I_s - I_{ref} \right]$

✓ Convertisseur 3-2 cellules (blocage de u_{21} à 1)

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} v_{c1} - I_s \\ S_2(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} (v_{c1} - v_{c2}) - I_s \\ S_3(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} (E - v_{c2}) - I_s \\ S_5(x) = -\frac{2.I_{ref}}{E} v_{c4} + I_s \\ S_6(x) = -\frac{2.I_{ref}}{E} (E - v_{c4}) + I_s \end{array} \right. \quad (IV.16)$$

$$\text{Avec : } \Delta x^T = \left[v_{c1} - \frac{E}{3} \quad v_{c2} - \frac{2.E}{3} \quad v_{c4} - \frac{E}{2} \quad I_s - I_{ref} \right]$$

Simulation :

Nous allons valider les performances dynamiques de cette loi de commande en utilisant une simulation sous *Simulink*. Les paramètres du convertisseur quatre quadrants restent inchangés.

✓ **Blocage de u_{11} à l'état 0 :**

Nous introduisons un défaut blocage cellule de u_{11} à l'état 0, à l'instant 0.02sec. Nous obtiendrons ainsi les résultats suivants.

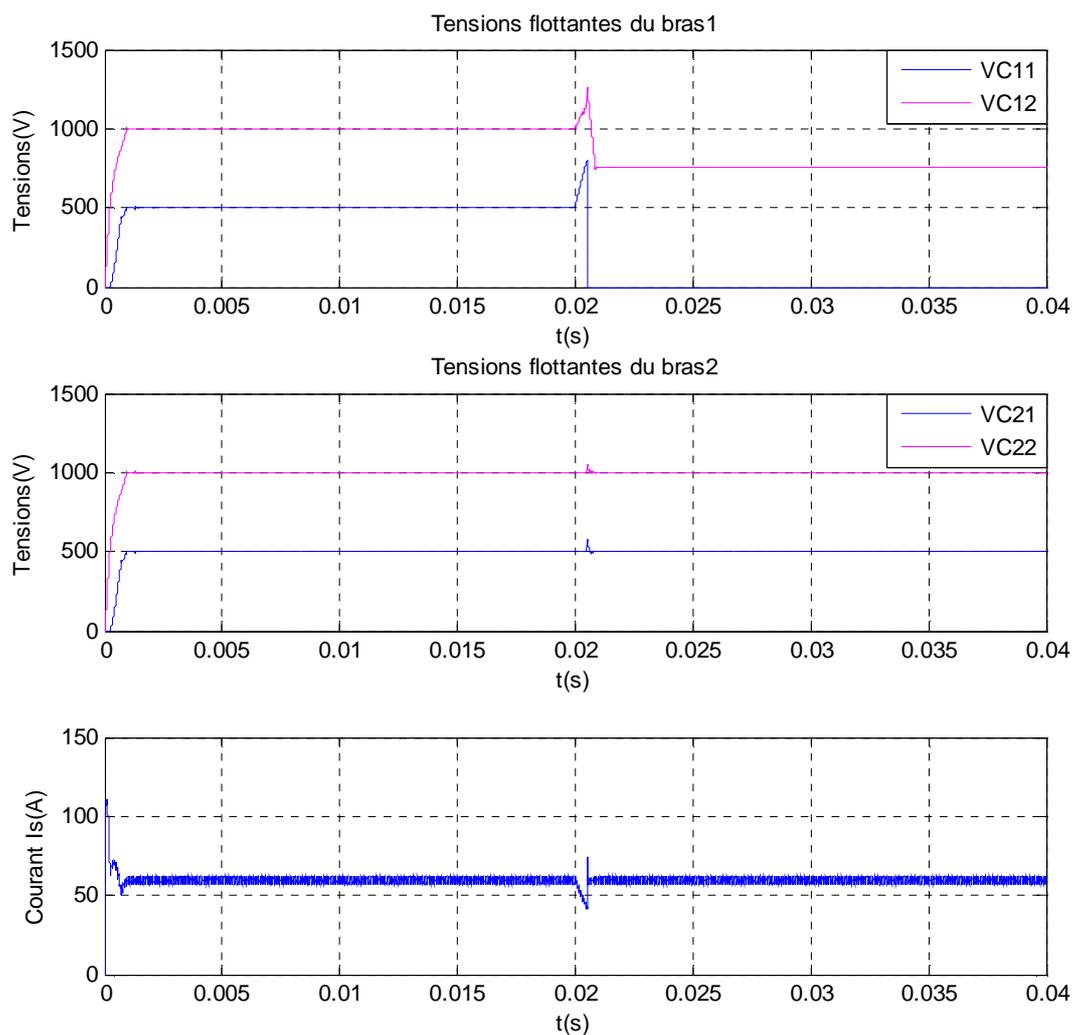


Figure IV.38 : Réponse des variables d'état au blocage de $u_{11}=0$ à l' instant $t=0.02$ sec

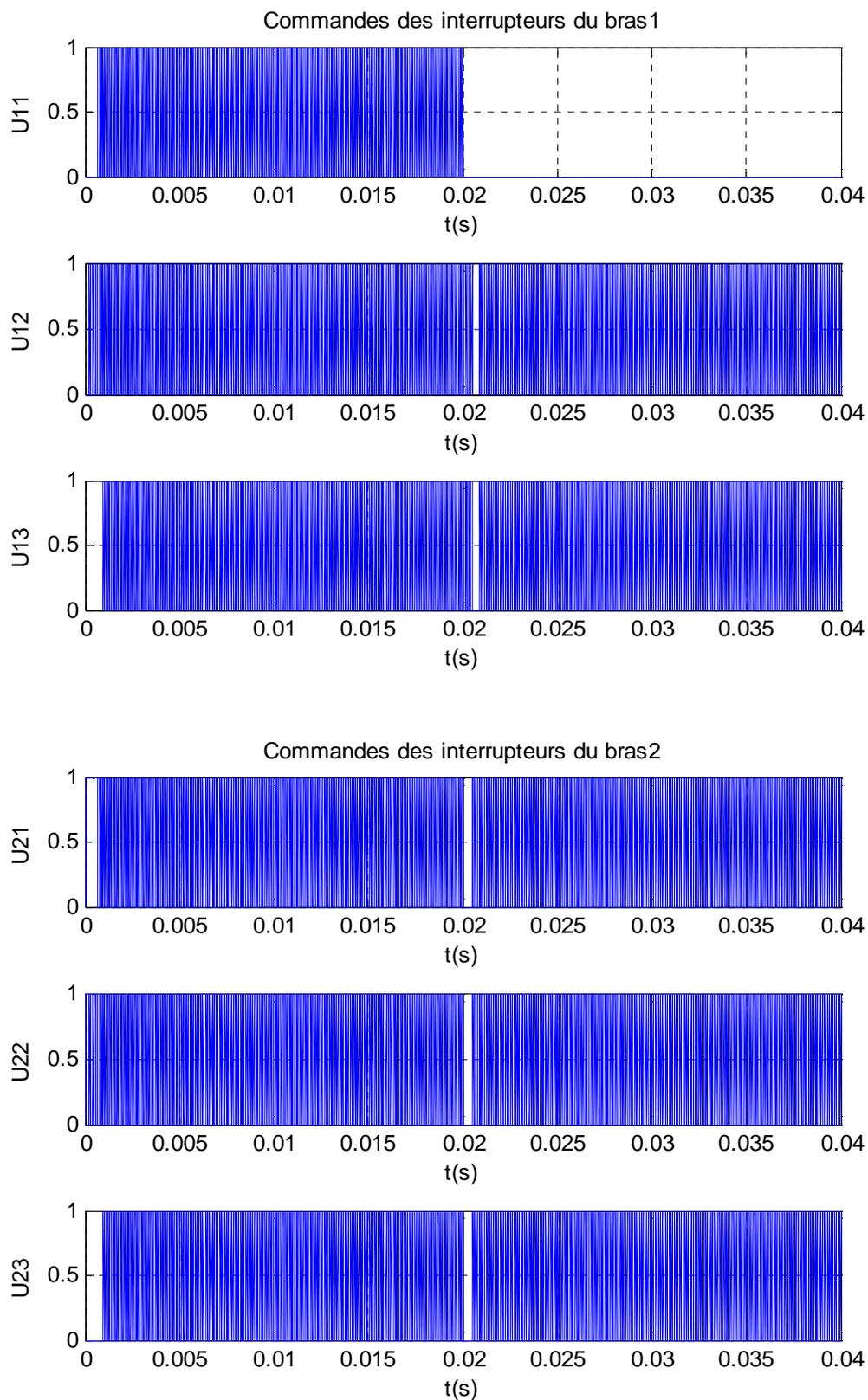


Figure IV.39 : Evolution des commandes en cas de blocage de $u_{11}=0$ à l' instant $t=0.02\text{sec}$

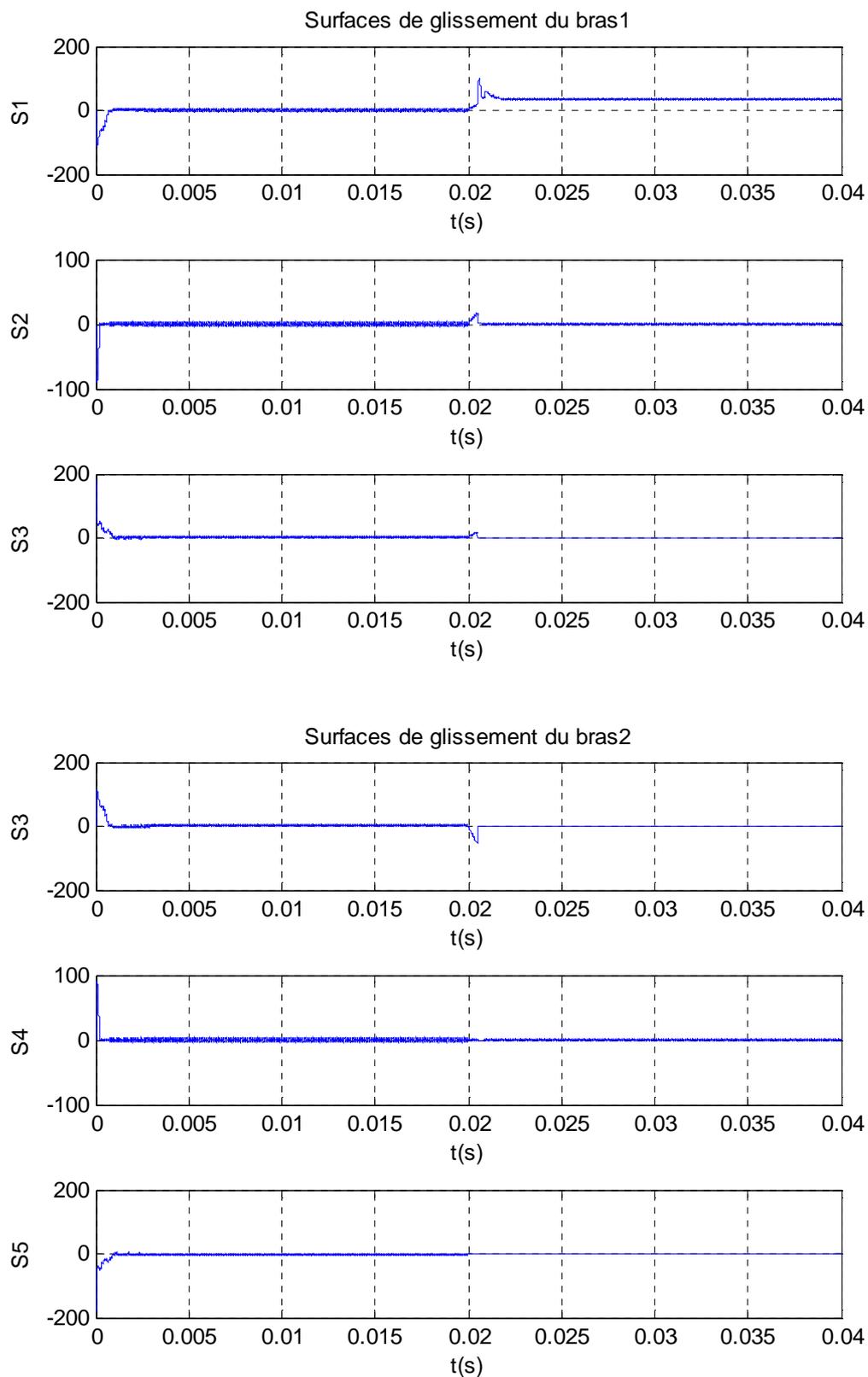


Figure IV.40 : Evolution des surfaces de glissement

✓ Blocage de u_{21} à l'état 1 :

Nous introduisons cette fois un défaut blocage cellule de u_{21} à l'état 1, à l'instant 0.02sec. Les résultats de simulation figurent dans ce qui suit.

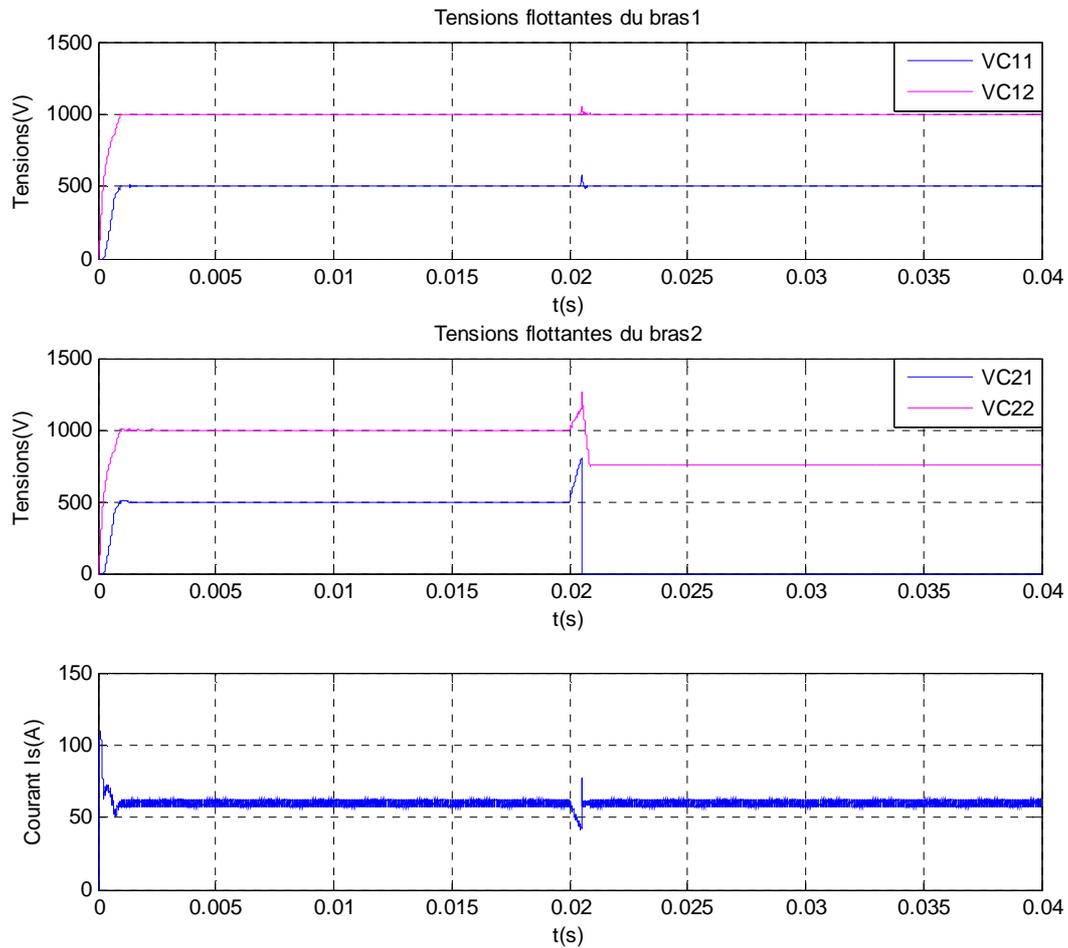


Figure IV.41 : Réponse des variables d'état au blocage de $u_{21}=1$ à l' instant $t=0.02$ s

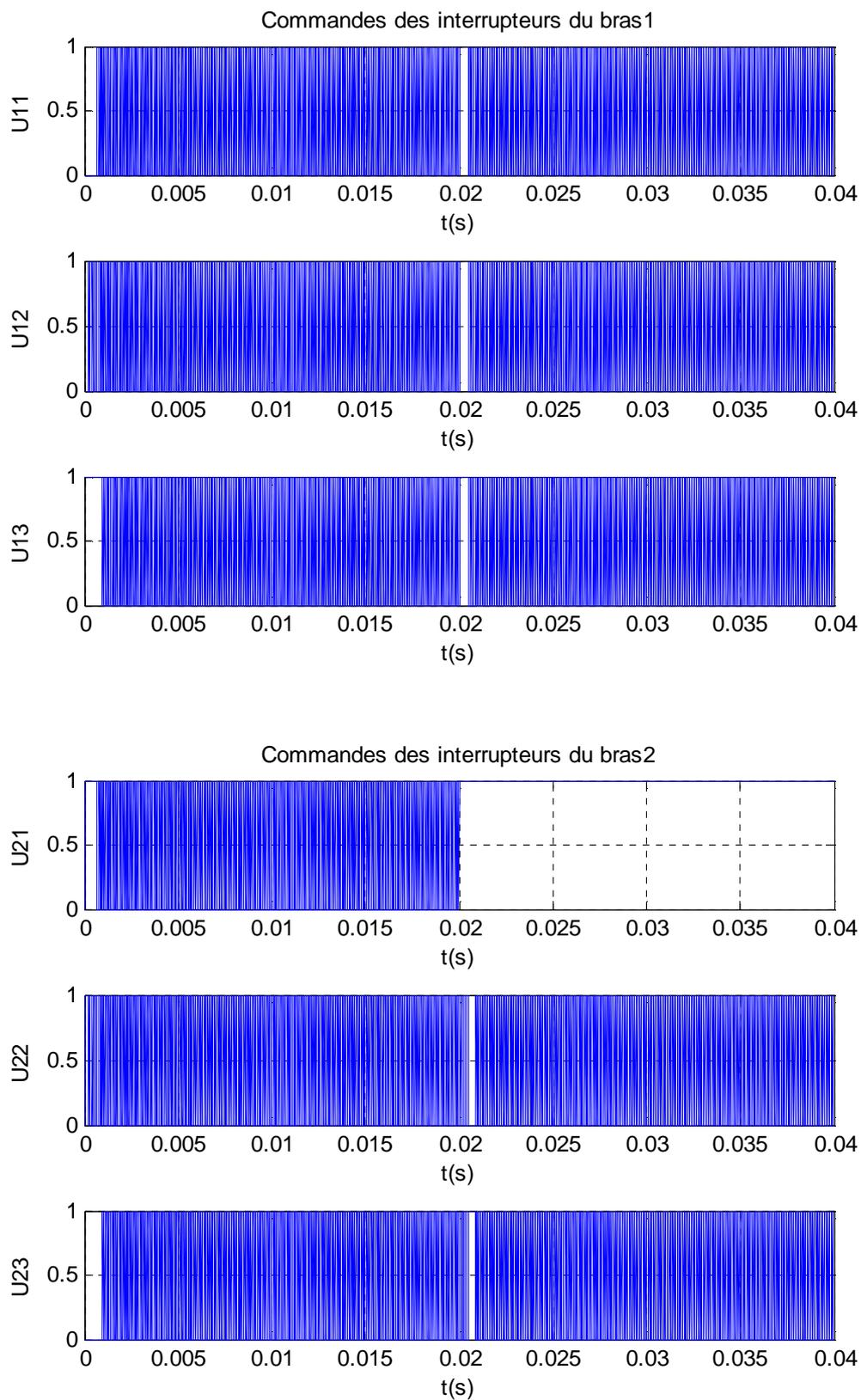


Figure IV.42 : Evolution des commandes en cas de blocage de $u_{21}=1$ à l' instant $t=0.02$ s

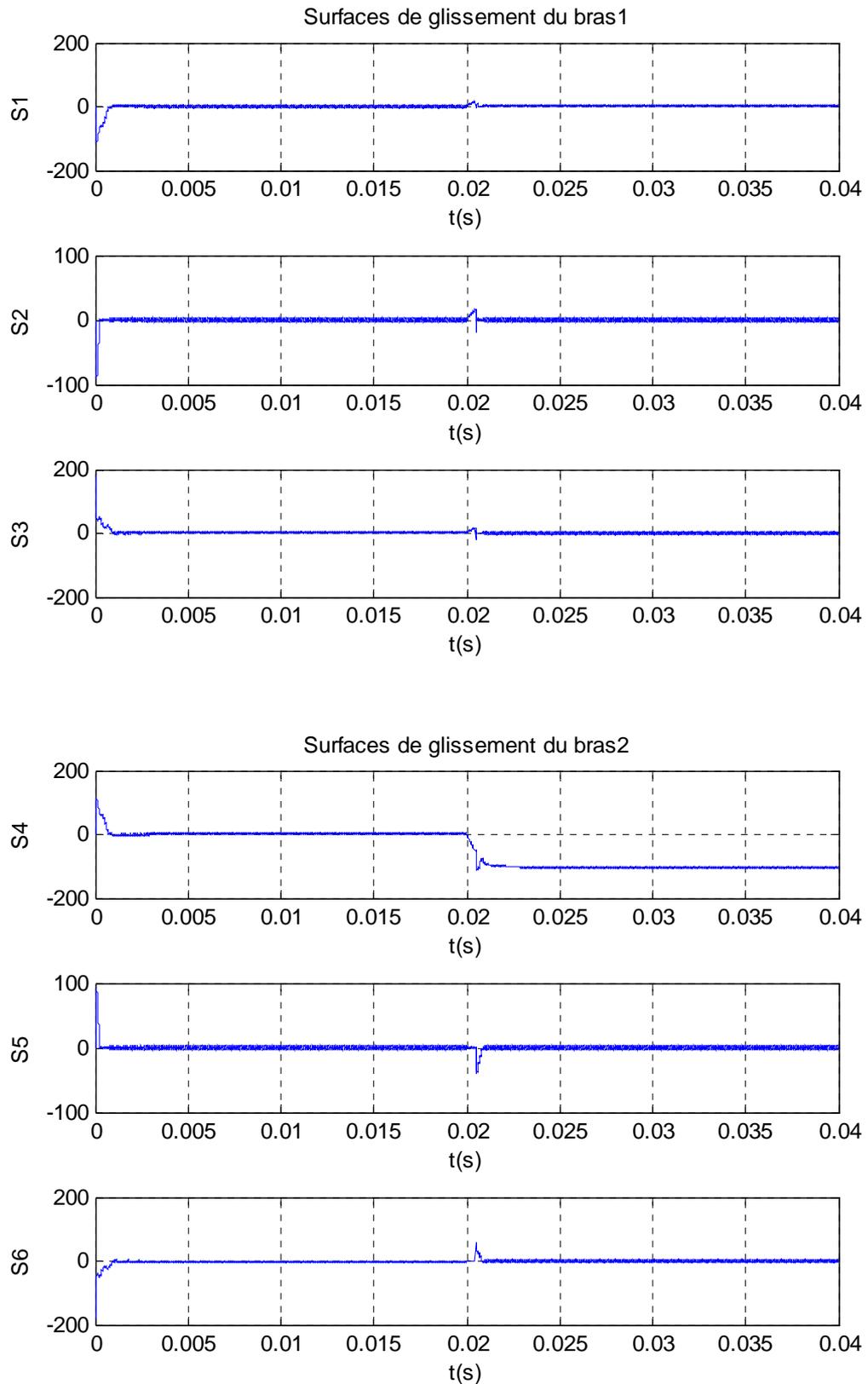


Figure IV.43 : Evolution des surfaces de glissement

Les résultats de simulations nous montrent un bon fonctionnement de la boucle de régulation pour les deux cas de blocage cellule avec des temps de retour à la poursuite de référence acceptables. A l'instant d'apparition d'un défaut les surfaces de glissement s'éloignent de la valeur 0 mais reviennent à s'annuler rapidement. Cependant la surface de commutation concernée par le blocage reste loin de zéro.

IV.5.Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés en premier lieu à diagnostiquer deux types de défauts dans le convertisseur multicellulaire quatre quadrants à savoir le blocage cellule et le vieillissement des condensateurs flottants. Le diagnostic de défaut cellule du convertisseur multicellulaire nous a montré dans un premier temps les conséquences que pourraient subir le circuit et par la suite la concrétisation de différent résultat pour achever pleinement cette méthode de surveillance. L'utilisation de l'observateur par mode de glissement d'ordre un nous a permis la génération d'un résidu sensible aux blocages cellules. Ce résidu combiné avec une logique décisionnelle stricte permet la détection et la localisation de défaut blocage. En ce qui concerne le vieillissement des condensateurs, le choix spécifique du vecteur résidu fondé sur l'inversion à gauche du système, permet la détection et l'isolation de ce type de défaut pour les différentes capacités du circuit.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons synthétisé une commande par mode de glissement pour le convertisseur quatre quadrants. Ensuite, nous avons validé la structure proposée par simulation. D'après cette étude, on constate que les performances de la commande sont très satisfaisantes. Nous avons aussi étudié le cas du blocage des interrupteurs et après avoir trouvé des difficultés à remédier ce problème analytiquement, on a proposé une solution matérielle par l'ajout d'interrupteurs d'inhibitions dans le convertisseur afin de passer à un convertisseur avec nombre de cellules inférieur et le commander avec la commande par mode de glissement.

CONCLUSION GENERALE

Les convertisseurs multicellulaires ont trouvé une utilisation très large dans le domaine industriel grâce à leurs nombreux avantages, cette structure de conversion présente la particularité de fournir à forte puissance des performances dynamiques plus importantes que les structures traditionnelles, notamment, la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et la génération d'une tension de sortie multiniveaux.

L'une des applications les plus courantes des convertisseurs statiques est la commande des moteurs. L'utilisation de deux convertisseurs multicellulaires placés en série nous permet de commander un moteur à courant continu en quatre quadrants. L'objectif de ce travail était le développement de stratégies d'observation et de commande tolérante aux défauts pour un convertisseur deux bras à trois cellules.

Dans un premier temps nous avons posé les différentes problématiques et l'état de l'art sur les convertisseurs multicellulaires. Nous avons présenté le principe de fonctionnement et les différents modèles qui sont nécessaires pour la commande et l'observation.

La nature hybride du convertisseur est définie par la présence de variables continues (tension et courant) et de variables discrètes (état des interrupteurs). Nous avons alors développé un nouveau modèle basée sur la subdivision du système en plusieurs sous systèmes. Ce modèle a été utilisé pour la synthèse des observateurs. On a donc été conduit, tout d'abord, à étudier l'observabilité du convertisseur multicellulaire dans le deuxième chapitre.

Le bon fonctionnement d'un convertisseur multicellulaire nécessite l'équilibrage des tensions flottantes. D'où il est indispensable de mesurer les différentes grandeurs à réguler pour s'assurer que les tensions aux bornes des condensateurs sont à leurs valeurs désirées. L'utilisation de capteurs de tensions flottantes pose de gros problèmes de réalisation pour un résultat souvent décevant et cela avec un coût significatif. Par ailleurs, le nombre de capteurs nécessaires augmente avec le nombre de cellules du convertisseur. Il est alors particulièrement intéressant de pouvoir capter ces grandeurs de manière indirecte. Le besoin de développer une méthode d'observation à la fois performante et robuste à l'aide d'un nombre réduit de mesures (tension d'entrée et courant de sortie) est donc tout à fait justifié. Trois stratégies d'observation ont été développées au cours du troisième chapitre. La première basée sur l'observateur par mode glissant d'ordre un qui s'avère être bien adapté à ce système. L'inconvénient du broutement nous a incités à développer l'observateur par mode glissant d'ordre deux. La troisième stratégie considère l'optimisation par H_∞ des observateurs d'état de Luenberger. Nous avons proposé un algorithme pour résoudre localement le problème d'optimisation H_∞ de l'observateur. Nous avons constaté par simulation que ces trois

observateurs donnent des bons résultats, en effet, nous jugerons la robustesse et la performance des stratégies à savoir une dynamique rapide, une robustesse vis-à-vis les variations paramétriques. Ces trois observateurs sont développés pour un convertisseur à trois cellules deux bras, mais elles sont généralisables au cas de plusieurs cellules.

La deuxième partie de notre travail a consisté au développement d'un bloc de diagnostic et de localisation des défauts (FDD), une bonne connaissance des défauts qui peuvent apparaître et leurs répercussions 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 résidu en utilisant la méthode à base d'observateur, l'observateur par mode de glissement d'ordre un est appliqué pour générer un signal résiduel qui permet la détection de défaut. La seconde étape consiste à localiser les défauts en exploitant les signatures de ces derniers. Ainsi à l'aide du résidu généré et des signatures, on a pu développer une logique décisionnelle qui a été utilisée par la suite dans la commande tolérante aux défauts. Le deuxième défaut qu'on a abordé est le vieillissement des condensateurs qui influe toutes les variables d'état, on note que ce type 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 étalonnée en pourcentage afin de connaître la résistance parallèle équivalente au vieillissement et l'exploiter par la suite pour développer une commande tolérante aux défauts. Ensuite, on a développé une loi de commande par mode de glissement pour notre convertisseur quatre quadrants. Nous avons constaté par simulation que cette commande donne de bonnes performances. Pour la commande tolérante aux défauts et plus particulièrement les défauts de blocage cellule, l'analyse du convertisseur à l'aide du modèle défaillant et de sa structure nous a permis 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 par mode de glissement au convertisseur équivalent. Les simulations donnent des résultats très satisfaisants pour les deux cas de blocage cellule.

Les perspectives, à l'issue de ce travail, sont multiples vu l'aspect novateur du convertisseur multicellulaire en application industrielle.

Tout d'abord, il serait intéressant de valider expérimentalement les résultats obtenus dans ce mémoire.

L'analyse de l'observabilité du convertisseur quatre quadrants en utilisant la théorie $Z(T_N)$ observabilité pourra aider à résoudre facilement le problème d'observabilité.

Il s'agirait aussi de mettre en œuvre, une charge active comme une machine à courant continue. Cela paraît indispensable au regard de l'importance du domaine de l'entraînement.

Pour le diagnostic du convertisseur, nous suggérons d'étudier le défaut des interrupteurs et de développer la commande tolérante aux défauts pour le vieillissement des capacités. Il serait également envisageable d'appliquer d'autres types d'observateurs pour le diagnostic des défauts.

MODELE HYBRIDE DU CONVERTISSEUR A TROIS CELLULES

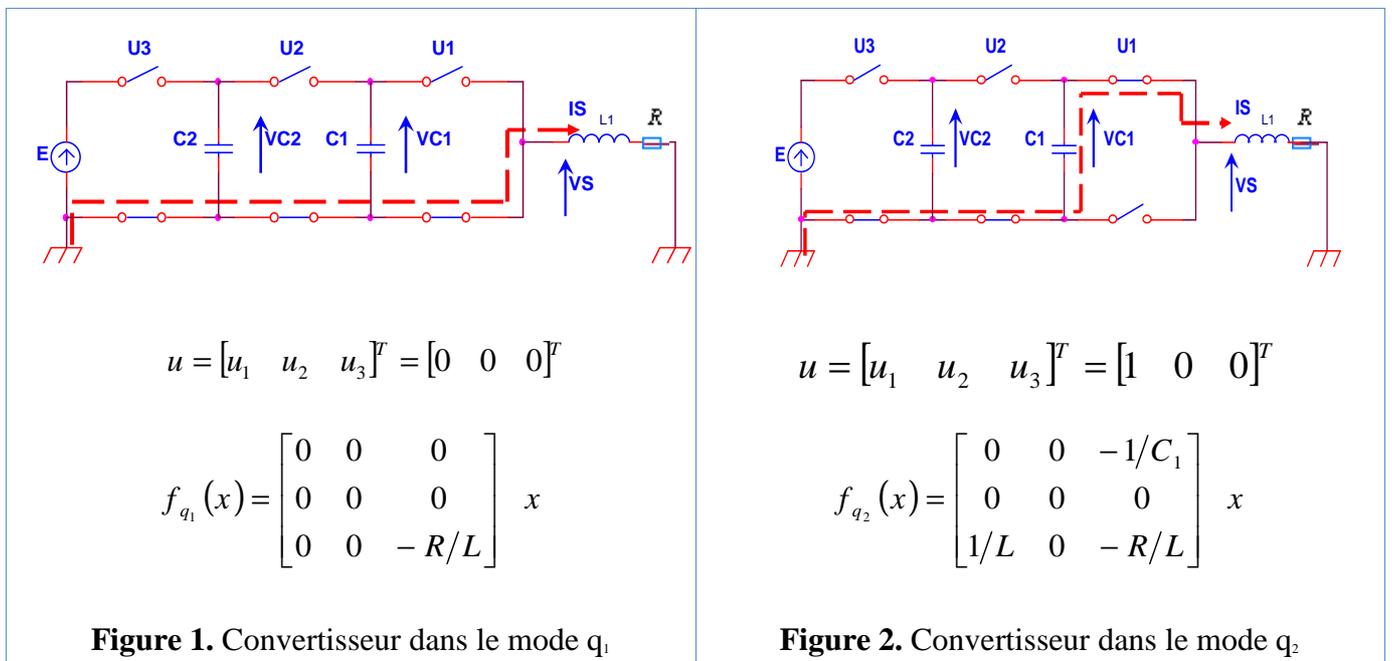
Modes de fonctionnement d'un convertisseur trois cellules

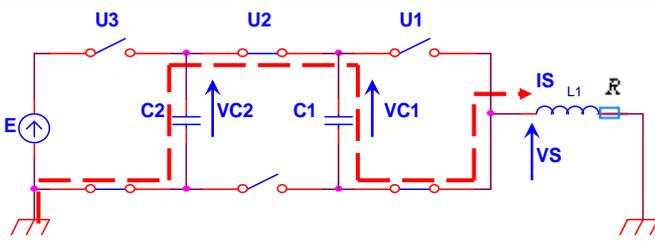
Les variables discrètes sont les interrupteurs (supposés parfaits), chaque interrupteur prend deux valeurs 0 ou 1 . Ainsi, nous distinguons huit modes d'opération (Tableau 1) donnés par $Q = \{ q_1, q_2, q_3, \dots, q_8 \}$. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^3, \forall q_i \in Q$

La dynamique continue pour chaque mode est donnée par :

$$f_q(X) = A(q).X + b(q) \quad (1)$$

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

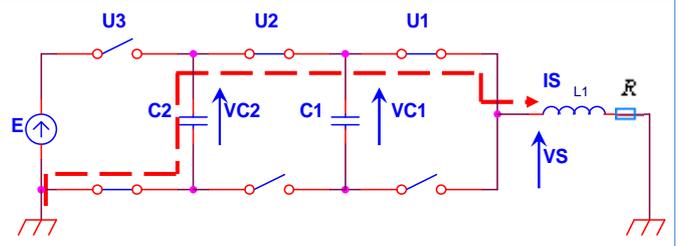




$$u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [0 \quad 1 \quad 0]^T$$

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

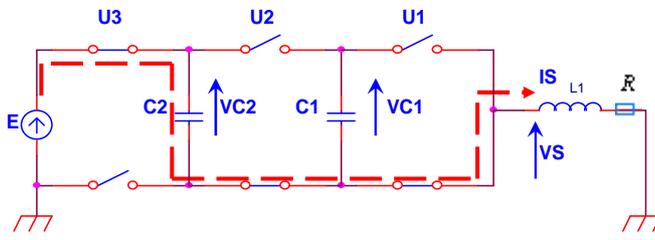
Figure 3. Convertisseur dans le mode q_3



$$u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [1 \quad 1 \quad 0]^T$$

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

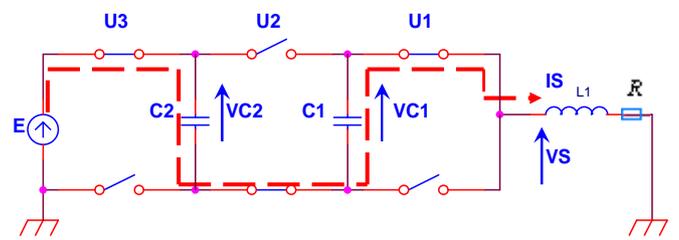
Figure 4. Convertisseur dans le mode q_4



$$u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [0 \quad 0 \quad 1]^T$$

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

Figure 5. Convertisseur dans le mode q_5



$$u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T = [1 \quad 0 \quad 1]^T$$

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

Figure 6. Convertisseur dans le mode q_6

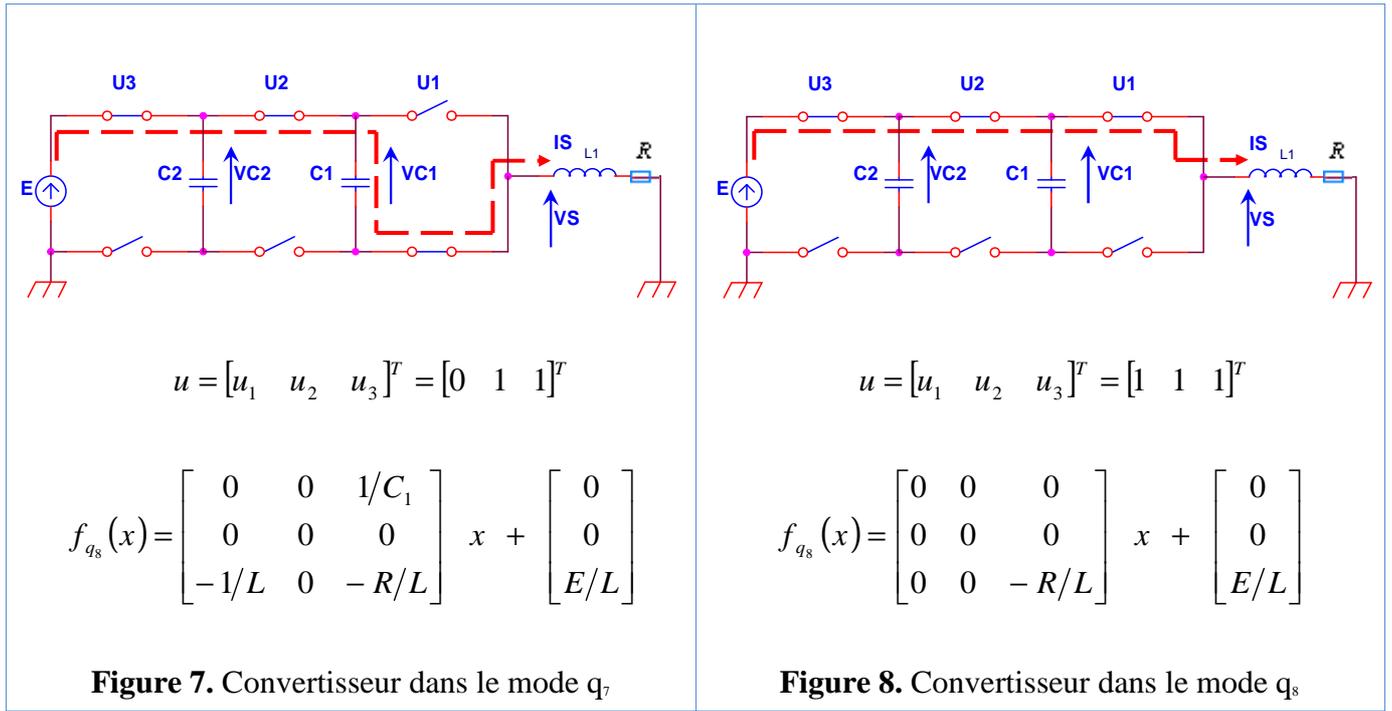


Tableau 1. Les huit modes d'opération du convertisseur à 3 cellules avec la dynamique continue de chaque mode

Remarque : l'étude de la stabilité est vérifiée en traçant : $\dot{x} = f_{q_i}(x)$, pour $i=1,2,\dots,8$. On conclut que le convertisseur est stable.

Automate hybride du convertisseur

Les ensembles de transitions sont définis par:

$$E = \{(q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ for } i, j = 1, 2, \dots, 8\} \quad (2)$$

Les conditions possibles des transitions entre les divers modes (prenant en compte les conditions de travail du convertisseur) sont définies par les ensembles selon le Tableau 2:

| | |
|---------------|--|
| $G(q_1, q_2)$ | $= \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \}$ |
| $G(q_2, q_1)$ | $= \{x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(q_1, q_3)$ | $= \{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \}$ |
| $G(q_3, q_1)$ | $= \{x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+)] \}$ |

| | |
|---------------|---|
| $G(q_1, q_5)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref})] \vee [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref})]] \}$ |
| $G(q_5, q_1)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$ |
| $G(q_2, q_4)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$ |
| $G(q_4, q_2)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}) \wedge (V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \}$ |
| $G(q_2, q_6)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \}$ |
| $G(q_6, q_2)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$ |
| $G(q_3, q_4)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$ |
| $G(q_4, q_3)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^+ \rangle) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$ |
| $G(q_7, q_3)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \rangle I_{ref})] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$ |
| $G(q_3, q_7)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \vee [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$ |
| $G(q_4, q_8)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}) \wedge (V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \vee [(V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^- \rangle)] \}$ |
| $G(q_8, q_4)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \rangle I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^- \rangle)] \}$ |
| $G(q_5, q_6)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$ |
| $G(q_6, q_5)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \}$ |
| $G(q_5, q_7)$ | $= \{x \in R^3 : [(I \langle I_{ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}^+)] \}$ |
| $G(q_7, q_5)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle)] \}$ |
| $G(q_6, q_8)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$ |
| $G(q_8, q_6)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \rangle I_{ref}^+)] \vee [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref}) \wedge (I \langle I_{ref}^+ \rangle)] \}$ |
| $G(q_7, q_8)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \rangle V_{c1ref}^+) \wedge (V_{c2} \rangle V_{c2ref})] \}$ |
| $G(q_8, q_7)$ | $= \{x \in R^3 : [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (I \langle I_{ref}^- \rangle)] \vee [(V_{c1} \langle V_{c1ref}^- \rangle) \wedge (V_{c2} \langle V_{c2ref}^- \rangle) \wedge (I \rangle I_{ref}^+)] \}$ |

Tableau 2. Les conditions possibles de transition

RAPPELS SUR L'OBSERVABILITE

Observabilité des systèmes linéaires : [9]

L'existence d'un observateur pour un système donné n'est conditionnée que par la propriété d'*observabilité*. Dans le cas des systèmes linéaires invariants dans le temps, le problème d'observabilité et de synthèse d'observateurs a été complètement résolu.

Systèmes linéaires continus : Soit le système linéaire défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (1)$$

Où $x \in R^n$ représente l'état, $u \in R^q$ représente l'entrée et $y \in R^m$ représente la sortie du système.

L'analyse de l'observabilité est basée sur une application des variables d'état et des entrées aux sorties, dite *application d'observabilité du deuxième type* s'écrit sous la forme :

$$Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ C.A \\ \vdots \\ C.A^{n-1} \end{bmatrix} x + U \Rightarrow x = \begin{bmatrix} C \\ C.A \\ \vdots \\ C.A^{n-1} \end{bmatrix}^{-1} (Y - U) \quad (2)$$

Une condition nécessaire et suffisante pour l'observabilité d'un système linéaire est donc la régularité de la matrice d'observabilité de *Kalman* Q_o de dimensions $(n \times p) \times n$.

$$Q_o = \begin{bmatrix} C \\ C.A \\ \vdots \\ C.A^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Notons que cette condition ne dépend que des matrices A et C . L'observabilité d'un système linéaire est donc indépendante des entrées u .

Pour les systèmes linéaires discrets on arrive aux mêmes conclusions que pour le cas continu, sauf qu'un mauvais choix de la période d'échantillonnage (théorème de Shannon) peut entraîner une perte d'observabilité.

Observabilité des systèmes non linéaires : [9]

Contrairement au cas des systèmes linéaires, le concept de l'observabilité des systèmes non linéaires est plus délicat à aborder. L'une des différences majeures avec les systèmes linéaires est que l'observabilité des systèmes non linéaires peut dépendre de l'entrée.

Observabilité : Soit le système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4)$$

$x \in M \subset \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^q$, $y \in \mathbb{R}^m$, et les fonctions f et h sont supposées analytiques.

Le problème de l'observabilité d'un système est celui de pouvoir retrouver à tout instant, et à partir des mesures et des entrées, une estimation de l'état à l'instant initial. Une notion importante à rappeler est la notion d'*indiscernabilité* entre deux états initiaux :

Définition de l'indiscernabilité :

Deux états initiaux $x^1(t_0)$ et $x^2(t_0)$ sont dits indiscernables, si, $\forall t \in [t_0, t_1]$, les sorties correspondantes $y^1(t)$ et $y^2(t)$, sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u([t_0, t_1])$ du système.

L'observabilité est donc directement issue de cette notion :

Définition de l'observabilité :

L'état x^0 est observable si l'ensemble des points indiscernables de x^0 se réduit à x^0 i.e. $I(x^0) = \{x^0\}$. Le système (4) est observable si, pour tout $x \in M$, $I(x) = \{x\}$.

Le concept de l'observabilité globale est modifié pour introduire la notion d'observabilité locale.

Définition :

Soit U un sous ensemble de M contenant deux états initiaux x^1 et x^2 , on dit que x^1 est U -indiscernable de x^2 , si $\forall t \geq t_0$, les entrées correspondantes $y^1(t)$ et $y^2(t)$ sont identiques et Si $\forall t \geq t_0$, les trajectoires $x^1(t)$ et $x^2(t)$ appartiennent à U .

Définition de l'observabilité locale :

L'état x^0 est dit localement observable, si pour tout voisinage U de x^0 , $I_U(x) = \{x\}$.

Définition de l'observabilité faible :

L'état x^0 est faiblement observable s'il existe un voisinage V de x^0 tel que $I(x^0) \cap V = \{x^0\}$. Le système (4) est dit faiblement observable si pour tout $x \in M$, $I(x) \cap V = \{x\}$.

Cela signifie qu'un état est faiblement observable s'il est le seul indiscernable dans son voisinage. Ce concept affaiblit donc le concept de l'observabilité globale.

Définition de l'observabilité faible locale :

L'état x^0 est dit localement faiblement observable s'il existe un voisinage V de x^0 tel que pour tout voisinage U de x^0 contenu dans V , $I_U(x^0) = \{x^0\}$; et le système est dit localement faiblement observable si pour tout $x \in M$, $I_U(x) = \{x\}$.

L'avantage de l'observabilité faible locale, par rapport aux autres notions d'observabilité, est de pouvoir être formulée sous forme de rang.

• Définition de la condition de rang d'observabilité :

La condition de rang d'observabilité des systèmes non linéaires est une condition duale à la condition d'observabilité des systèmes linéaires. Considérons le système non linéaire (4).

L'application d'observabilité s'écrit par :

$$Y = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_f^0 h(x, u) \\ N_f^1 h(x, u) \\ \vdots \\ N_f^{n-1} h(x, u) \end{bmatrix} = q(x, U) \tag{5}$$

Où l'opérateur différentiel N_f est défini par :

$$N_f h = \frac{\partial h}{\partial x} + \frac{\partial h}{\partial U} \frac{\partial U}{\partial t}, \quad N_f^i h = N_f(N_f^i h), \quad N_f^0 h = h \tag{6}$$

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

Le système est globalement observable si l'application d'observabilité (5) peut être résolue en fonction de x dans tout le domaine de définition. Il est, par contre, souvent impossible d'établir les conditions physiques nécessaires à l'existence de l'inverse q^{-1} .

Toutefois, le système non linéaire (4) est localement faiblement observable [11], si la matrice Jacobienne de $q(x, U)$, est régulière dans tout le domaine de définition de x et U i.e. :

$$\text{rang } Q(x, U) = n, \quad \forall x \in M, \text{ et } M_u^n, \quad \text{et } Q(x, U) = \frac{\partial q}{\partial x} \tag{7}$$

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

$$Q(x,U) = \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ \vdots \\ h_n(x) \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } \begin{cases} h_1(x) = h(x) \\ h_2(x) = L_f^1 h(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x,u) \\ \vdots \\ h_n(x) = L_f^{n-1} h(x) = \frac{\partial h_{n-1}(x)}{\partial x} f(x,u) \end{cases} \quad (8)$$

Observabilité indépendante de u :

Si un système linéaire est observable, alors, pour toute entrée $u(t)$ on peut reconstruire l'état initial. En effet, si on considère deux états initiaux x^1 et x^2 , la quantité :

$$y^1(t) - y^2(t) = C \cdot e^{At} \cdot (x^1 - x^2)$$

ne dépend pas de l'entrée.

En général, cette propriété n'est pas vraie pour les systèmes non linéaires. Le fait qu'un système soit observable au sens de la définition constitue une condition nécessaire mais non suffisante pour qu'on puisse concevoir un observateur. Il se peut en effet que certaines entrées u (dites singulières), ne permettent pas de distinguer chaque couple d'états initiaux distincts.

Définition de l'entrée universelle:

Une entrée u est dite universelle pour le système (4) sur l'intervalle $[0,t]$, si tout couple d'états initiaux distincts (x^1, x^2) peut être distingué par les sorties sur l'intervalle $[0,t]$, le système étant excité par u . Une entrée non universelle est dite singulière.

Remarque : Soit un système ayant une entrée singulière u^1 et une entrée universelle u^2 .

L'entrée $u(t)$ telle que :

$$\begin{cases} u(t) = u^1, & 0 \leq t \leq t_1 \\ u(t) = u^2, & t > t_1 \end{cases} \quad (9)$$

est alors une entrée universelle.

La notion d'entrée universelle permet de définir une classe intéressante de systèmes : les systèmes uniformément observables (ou observable quelle que soit l'entrée).

Définition d'un système uniformément observable:

Un système dont toutes les entrées sont universelles est uniformément observable.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. Aimé, *Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [2] A. M. Lienhardt, *Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (convertisseur multicellulaire superposés)*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [3] K. Benmansour, H. rezine, M.S. Boucherit, S. Barkati, O. Bouchhida et A. Tlemçani, *Robust control of a permanent magnet synchronous machine*, International Conference SSD03, IEEE 2003, Tunis.
- [4] O. Bethoux, *Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série*, Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise, 2005.
- [5] T. A. Meynard et H. Foch, *Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters*, P.E.S.C, Toledo, Spain. Conference proceedings, pp.397-403,1992
- [6] F. Bounkar, *Conception de stratégies de commande et d'observation pour un convertisseur multicellulaire : Approche hybride série*, Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2008.
- [7] O. Tachon, *Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Modélisation, synthèse et expérimentation*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [8] R.H. WILKINSON, *Natural Balance of Multicell Converters*, IEEE transaction on industrial electronics, Vol. 49, NO. 5, pp.1307-1312, 2003
- [9] R. Bensaid, *Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.
- [10] J. P. Barbot, *Observateurs pour le diagnostic*, ECS-EA-3649-ENSEA, Paris. France, 2007.

- [11] R. Hermann et A. J. Krener, *Nonlinear Controllability and Observability*, IEEE Trans. On Automatic Control, Vol.22, NO. 5, pp. 728-740, 1977.
- [12] G.R. Walker , *Modulation and control of multilevel converters*, Thèse de doctorat, University of Queensland, 1999.
- [13] M.F. Bouaziz et F. Taibi, *Commande robuste et observateur hybride pour les convertisseurs multicellulaires*, Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2008.
- [14] G. Gateau, *Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [15] J.P. Corriou, *Commande des procédés*, Technique & Documentation, ISBN 2-7430-0145-3, Paris, 1996.
- [16] K. Benmansour, M. Djemaï, M. Tadjine et M.S. Boucherit, *Observabilité et observateurs des convertisseurs multicellulaires : Etude expérimentale*, Conférence International Francophone d'Automatique, CIFA, 2008.
- [17] T. Floquet, *Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur*, Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, 2000.
- [18] H. Saadaoui, M. Djemaï et K. Benmansour, *Super twisting algorithm observer for a class of switched systems*, Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech, 2006.
- [19] G. Salloum, *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [20] S. Ibaraki, S. Suryanarayanan et M. Tomizuka, *H_∞ Optimization of Luenberger State Observers and Its Application to Fault Detection Filter Design*, In : Proc of the 40th IEEE Conference on Decision and Control TuP06-2, Florida USA . pp. 1011–1016, 2001
- [21] C. Combastel, *Méthode d'aide à la décision pour la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [22] R. Isermann et P. Ballé, *Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes*, Control Engineering Practice, Vol.5, NO. 5, pp.709-719, 1997.
- [23] M. Rodrigues, *Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires*, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy1, 2005.

- [24] M. Chakir, *Commande robuste tolérante aux défauts Application à la MSAP*, Mémoire de magister, Ecole nationale polytechnique d'Alger, 2006.
- [25] H. Jamouli, *Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts*, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy1, 2007.
- [26] D. Theilliol, *Contribution à l'étude et au développement des systèmes tolérants aux défauts : diagnostic et accommodation à base de modèles linéaires et au-delà*, Habilitation à Diriger des Recherches, Université Henri Poincaré-Nancy1, 2003.
- [27] P. Ripoll, *Conception d'un système de diagnostic flou appliqué au moteur Automobile*, Thèse de doctorat, Université de Savoie, 1999.
- [28] H. Baïkeche, *Diagnostic des systèmes linéaires en boucle fermée*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007.
- [29] V. Cocquempot, *Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes*, Habilitation à Diriger des Recherches, LAGIS de Lille, 2004.
- [30] A. Mokhtari, *Diagnostic des systèmes hybrides : développement d'une méthode associant la détection par classification et la simulation dynamique*, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2007.
- [31] J. Vallon, *Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [32] J.-J. E. Slotine et W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall (New Jersey) ISBN 3-540-50601-2, 1991.
- [33] M.S. Delleci et M.T.Y. Touahmi, *Diagnostic et commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires: Approche hybride*, Projet de fin d'études, Ecole nationale polytechnique d'Alger, 2008
- [34] N.E. Wu, *Reliability of fault tolerant control systems part I and II*, In : Proc of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Orlando USA. pp. 1460–1471, 2001.
- [35] J.S. Eterno, D.P. Looze, J.L. Weiss et 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.
- [36] R.J. Patton, *Fault tolerant control: the 1997 situation*, Proceeding of Safeprocess, Hull – England, IFAC, Vol.2, pp. 1033-1055, 1997.
- [37] D. Pinon, *Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.