



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



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Processus

Mémoire de Magister

Spécialité Automatique

Option : Automatique des Systèmes Industriels

Présenté par :

Fateh TAIBI

Ingénieur d'État en Automatique de l'ENP

THEME

**Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts des
Convertisseurs Multicellulaires – Approche Hybride**

Soutenu publiquement le 13/01/2011 à la bibliothèque centrale devant le jury composé de :

| | | |
|----------------|---|------------|
| M. TADJINE | Professeur à l'ENP | Président |
| M.S. BOUCHERIT | Professeur à l'ENP | Rapporteur |
| L. NEZLI | Maître de Conférences à l'ENP | Examineur |
| K. BENMANSOUR | Maître de Conférences à l'université de Médéa | Examineur |

2010

Mémoire préparé au sein du Laboratoire de Commande des Processus de l'ENP
10, Avenue Hassen Badi, BP 182, 16200 El-Harrach, Alger

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du laboratoire de commande de processus de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à **M. Tadjine** et **M. Boucherit**, pour m'avoir proposé ce sujet, leurs précieux conseils tout au long de ce travail, leur aide et leur confiance.

Mes remerciements vont aussi à Messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail.

Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Ma famille, en premier, à ma mère, à mon père et mes frères pour leur soutien.

A tous les enseignants d'Automatique de L'Ecole Nationale Polytechnique.

A tous les proches et les amis.

TAIBI Fateh

ملخص

« التشخيص و التحكم المتسامح مع العيوب لمحولات الطاقة متعددة الخلايا – منهج هجين »

يتناول العمل المقدم التشخيص و التحكم المتسامح مع العيوب لمحولات الطاقة متعددة الخلايا باستعمال المنهج الهجين. و يمثل استمرارية للأعمال السابقة حول موضوع البحث هذا. ابتدئ، بالتذكير بنمذجة البنية متعددة الخلايا من أجل استخدام نموذج لحظي في استعمال تحويل مستمر-مستمر و مستمر-متناوب. ثم، تم تطوير هذا النموذج كي يتلاءم مع الطبيعة المصنفة لهذه المحولات من أجل القيام باستنباط قوانين تحكم و مراد، و التي الغاية منها هو توظيفها في التشخيص على أساس المراد. تم التطرق للتشخيص بالتتابع منمخ : كشف العيوب ثم فعلها (موجب نوع خلية). في هذا الصدد، تم اقتراح حلًا ماديًا للحفاظ على البنية متعددة الخلايا للمحول. أخيرا، تم تطبيق التحكم المتسامح مع العيوب المرتكز على إعادة تشكيل النموذج على محولات ذات ثلاثة و أربعة خلايا.

كلمات المفتاح الأساسية : محول متعدد الخلايا، تحكم هجين، تحكم انزلاقي، مراد هجين انزلاقي ، تشخيص على أساس المراد، تحكم متسامح مع العيوب

Résumé

« Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts des Convertisseurs Multicellulaires – Approche Hybride »

Ce présent travail traite le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires série par l'approche hybride. Il représente une continuation des travaux précédents sur ce thème de recherche. On a commencé par rappeler la modélisation de la structure multicellulaire afin d'utiliser un modèle instantané pour des fonctionnements hacheur et onduleur. Puis, ce modèle a été développé pour qu'il soit plus adapté à la nature hybride du convertisseur et ce pour faire la synthèse des lois de commande et des observateurs dont le but est de les exploiter dans le diagnostic à base d'observateur. Le diagnostic a été présenté en utilisant l'approche FDI pour détecter et localiser le défaut de type cellule du convertisseur. Une solution matérielle a été proposée pour garder la structure multicellulaire. Et enfin, une commande tolérante aux défauts basée sur la reconfiguration du modèle est appliquée pour des convertisseurs à trois et à quatre cellules.

Les mots clés : Convertisseur Multicellulaire, Commande hybride, Commande par modes glissants, Observateur hybride par modes glissant, Diagnostic à base d'observateur FDI, Commande tolérante aux défauts

Abstract

« Diagnosis and Fault Tolerant Control of Multi Cellular Converter – Hybrid Approach »

This thesis treats the diagnosis and fault tolerant control of serial multi cellular converters using the hybrid approach. It represents a continuation of previous works on this theme of research. We begin by reminding the modeling of multi cellular structure in order to use an instantaneous model for DC-DC and DC-AC conversions. Then, this model is developed to be more adaptable with the hybrid nature of this converter and to synthesize control laws and observers; where the aim is to exploit them in the diagnosis-based observer. The diagnosis uses the Fault Detection and Isolation approach of the converter. A hardware solution is proposed to keep the multi cellular structure of the converter. And finally, a fault tolerant control based on the reconfiguration of the model is applied to converters with three and four cells.

Keywords: Multi cellular Converter, hybrid control, Sliding mode control, Hybrid sliding mode observer, Diagnosis based-observer, Fault tolerant control

Sommaire

| | |
|---|-----------|
| Introduction générale | 1 |
| Chapitre I : Introduction à la structure multicellulaire série..... | 3 |
| I.1. Introduction | 3 |
| I.2. Apparition des convertisseurs multicellulaires série | 3 |
| I.2.1. Intérêt des convertisseurs multicellulaires | 4 |
| I.2.2. Principe de fonctionnement | 4 |
| I.3. Modèles mathématiques | 5 |
| I.3.1. Modèle instantané | 6 |
| I.3.2. Modèle moyen | 8 |
| I.3.3. Modèle harmonique | 8 |
| I.4. Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs | 9 |
| I.5. Fonctionnement hacheur | 9 |
| I.5.1. Application à un convertisseur à trois cellules | 10 |
| I.6. Fonctionnement onduleur | 11 |
| I.6.1. Application à un convertisseur à trois cellules avec prise en compte de l'effet des diodes | 13 |
| I.7. Conclusion | 13 |
| Chapitre II : Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires..... | 15 |
| II.1. Introduction | 15 |
| II.2. Définition des systèmes hybrides | 15 |
| II.3. Commande hybride appliquée au modèle hybride d'un convertisseur multicellulaire ... | 16 |
| II.3.1. Commande hybride appliquée à un convertisseur à deux cellules | 16 |
| II.3.1.1. Modèle du convertisseur | 16 |
| II.3.1.2. Modes de fonctionnement | 17 |
| II.3.1.3. Automate hybride du convertisseur | 18 |
| II.3.1.4. Représentation du modèle hybride d'un convertisseur à deux cellules | 19 |
| II.3.1.5. Résultats de simulation | 19 |
| II.3.2. Commande hybride appliquée à convertisseur à trois cellules | 20 |
| II.3.2.1. Modèle du convertisseur | 20 |
| II.3.2.2. Modes de fonctionnement | 21 |
| II.3.2.3. Automate hybride du convertisseur | 22 |
| II.3.2.4. Représentation du modèle hybride d'un convertisseur à trois cellules. | 24 |
| II.3.2.5. Résultats de simulation | 24 |
| II.3.3. Conclusion | 25 |
| II.4. Commande par mode de glissement | 25 |
| II.4.1. Conception de la commande par mode glissant | 25 |
| II.4.1.1. Conditions de convergence et d'existence | 26 |
| II.4.1.2. Critère de Lyapunov | 26 |
| II.4.1.3. Définition des surfaces à l'aide d'une fonction de <i>Lyapunov</i> | 26 |
| II.4.2. Commande par mode glissant d'un convertisseur à deux cellules | 28 |

| | |
|--|-----------|
| II.4.2.1. Résultats de simulation | 30 |
| II.4.3. Commande par mode glissant d'un convertisseur à trois cellules | 31 |
| II.4.3.1. Résultats de simulation | 32 |
| II.4.4. Conclusion | 33 |
| II.5. Commande par mode de glissement hybride | 33 |
| II.5.1. Commande mode glissant hybride d'un convertisseur à deux cellules | 33 |
| II.5.2. Commande mode glissant hybride d'un convertisseur à trois cellules | 35 |
| II.6. Conclusion | 37 |
| | |
| Chapitre III : Observateurs hybrides pour les convertisseurs multicellulaires | 38 |
| III.1. Introduction | 38 |
| III.2. Intérêt d'observer les tensions flottantes | 38 |
| III.3. Etude de l'observabilité | 38 |
| III.3.1. Observabilité d'un convertisseur multicellulaire à 3 cellules | 39 |
| III.3.2. Modélisation hybride en vue de l'observation des tensions flottantes | 41 |
| III.3.3. Modèle de l'observateur hybride | 42 |
| III.4. Synthèse d'observateurs par mode glissant hybride | 43 |
| III.4.1. Principes et étapes de conception | 43 |
| III.4.2. Observateur par mode de glissement d'ordre 1 | 44 |
| III.4.2.1. Application à un convertisseur à trois cellules | 44 |
| III.4.2.2. Résultats de simulation | 44 |
| III.4.3. Observateur par mode de glissement d'ordre deux 'Super Twisting' | 46 |
| III.4.3.1. Résultats de simulation | 46 |
| III.4.3.2. Test de robustesse de l'observateur par mode de glissement d'ordre deux 'Super Twisting' | 48 |
| III.5. Conclusion | 49 |
| | |
| Chapitre IV : Diagnostic des Convertisseurs Multicellulaires..... | 50 |
| IV.1. Introduction | 50 |
| IV.2. Terminologie | 51 |
| IV.3. Classification des défauts | 52 |
| IV.3.1. Défauts d'actionneurs | 52 |
| IV.3.2. Défauts capteurs | 52 |
| IV.3.3. Défauts de composants | 53 |
| IV.4. Procédures de détection et de localisation des défauts | 53 |
| IV.4.1. La détection | 54 |
| IV.4.2. La localisation | 54 |
| IV.4.3. L'identification | 54 |
| IV.5. Principe du diagnostic des défauts | 54 |
| IV.6. Classification des méthodes de diagnostic | 55 |
| IV.6.1. Méthodes de diagnostic à base d'observateurs | 56 |
| IV.6.2. Génération des résidus | 56 |
| IV.6.3. Evaluation du résidu | 56 |

| | |
|--|----|
| IV.7. Critère de performance d'un système de diagnostic | 57 |
| IV.8. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires | 57 |
| IV.8.1. Types de défaillances dans les transistors | 58 |
| IV.8.1.1. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor | 59 |
| IV.8.1.2. Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor | 59 |
| IV.8.1.3. Défaut asymétrique croisé | 59 |
| IV.8.2. Diagnostic de défaut cellule des convertisseurs multicellulaires à base d'observateur | 60 |
| IV.8.2.1. Application : diagnostic d'un convertisseur à trois cellules | 60 |
| IV.8.2.1.1. Equivalence de la commande en présence d'un défaut | 60 |
| IV.8.2.1.2. Apprentissage | 61 |
| IV.8.2.1.3. Simulation | 65 |
| IV.8.2.2. Application : diagnostic d'un convertisseur à 4 cellules | 67 |
| IV.8.2.2.1. Equivalence de la commande en présence d'un défaut | 67 |
| IV.8.2.2.2. Apprentissage | 69 |
| IV.8.2.2.3. Simulation | 70 |
| IV.9. Conclusion | 73 |

Chapitre V : Commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires..... 74

| | |
|---|-----------|
| V.1. Introduction générale | 74 |
| V.2. Classification des approches FTC | 75 |
| V.2.1. Approches passives de la commande FTC | 76 |
| V.2.1.1. Commande fiable (Reliable control) | 76 |
| V.2.1.2. Commande Robuste | 76 |
| V.2.2. Approches actives de la commande FTC | 77 |
| V.2.2.1. Reconfiguration | 77 |
| V.2.2.2. Accommodation | 77 |
| V.2.2.2.1. Méthode du pseudo inverse | 78 |
| V.2.2.2.2. Modèle de référence | 78 |
| V.2.2.2.3. Commande multi-modèle | 79 |
| V.2.2.2.4. Commande adaptative (Adaptive Control) | 79 |
| V.2.2.2.5. Commande prédictive | 80 |
| V.3. Intérêt de la commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires | 80 |
| V.3.1. Test de commandabilité en présence d'un défaut | 81 |
| V.3.2. Simulation | 84 |
| V.3.3. Interprétations des résultats de simulation | 86 |
| V.4. Conclusion | 87 |
| Conclusion générale | 88 |
| Annexes..... | 89 |

| | |
|---|-----------|
| Annexe - A : Stateflow | 89 |
| Annexe – B : Commande par mode glissant hybride à un convertisseur à quatre cellules | 91 |
| Annexe –C : Commande par mode glissant d’un convertisseur à quatre cellules en utilisant l’outil SimPowerSystems | 93 |
| | |
| Bibliographie | 94 |

Introduction Générale

Introduction générale

Le domaine de l'électronique de puissance est devenu récemment, une discipline majeure et extrêmement importante du génie électrique. Elle est, actuellement, très utilisée dans l'industrie vu son très vaste champ d'applications comme la régulation de vitesse, le filtrage actif notamment du réseau ou le contrôle des machines électriques. Cet essor incontestable est dû, notamment, aux grands progrès qu'ont connus les semi-conducteurs de puissances depuis l'apparition du premier thyristor [BEN01].

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 est insérée par l'utilisation des condensateurs flottants. 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.

Parmi les avantages de cette structure, on cite la répartition des contraintes en tension sur les différents composants semi-conducteurs connectés en série et aussi l'amélioration des formes d'ondes en sortie et notamment le contenu harmonique en utilisant un déphasage adéquat des ordres de commande [BOU08]. Ces convertisseurs présentent un phénomène naturel appelé l'*équilibrage naturel* qui permet d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs flottants sans l'utilisation de boucle de rétroaction.

Cette structure de conversion appartient à une catégorie spéciale des systèmes qui possèdent une partie de sa dynamique discrète "commutations", et l'autre continue "courant de charge et tensions aux bornes des condensateurs". Il est alors tout à fait naturel de les modéliser sous forme d'un système hybride. La commande doit être assurée sans perturber la charge, et avec la mesure du courant de charge. Ceci exigera par la suite l'utilisation d'un observateur adapté à la structure hybride du convertisseur [BEN09].

Ces convertisseurs sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge. Ils permettent d'adapter la puissance nécessaire à celle consommée. Et vu qu'ils sont composés des éléments actifs (transistor, thyristor,..), ils subissent des pannes qui peuvent parvenir de leurs commandes comme un défaut physique toujours lié à un problème thermique. Il est donc intéressant de faire une étude qui consiste à faire le diagnostic des convertisseurs multicellulaire basée sur la connaissance de la dynamique des mesures disponibles afin de concevoir une commande tolérante à ce genre de défauts.

Des travaux ont été réalisés à propos du diagnostic de défaillance d'un convertisseur multicellulaire, comme par exemple [BET05] en utilisant une approche analytique à base d'observateur. Dans ce travail, on va s'intéresser à une approche expérimentale à base d'observateur par un apprentissage des dynamiques des variables d'état en présence de défaut.

Les contributions rajoutées à ce domaine de recherche se résument en développement d'une commande par mode glissant hybride appliquée à un convertisseur à deux, trois et à

quatre cellules. Ainsi le développement d'une commande tolérante aux défauts basée sur la reconfiguration de modèle avec une proposition d'une structure matérielle dont le but est de conserver la structure multicellulaire en cas où un défaut se produit.

Le premier chapitre décrit l'état de l'art des convertisseurs multicellulaires série. On se concentre sur le principe de fonctionnement de cette structure de conversion et de ses caractéristiques. Trois type de modèles sont proposés dont l'un, qui est le modèle instantané, sera utilisé pour faire le développement d'une commande en boucle ouverte pour un fonctionnement hacheur et onduleur.

Le deuxième chapitre est consacré pour la commande en boucle fermée afin d'assurer la régulation des tensions des condensateurs à leurs références. La représentation hybride du modèle du convertisseur à deux et à trois cellules est expliquée ici. On propose dans cette partie trois stratégies de commande, toutes de nature discrète, la commande hybride, la commande par mode glissant et la commande glissant hybride.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude de l'observabilité des tensions des condensateurs flottantes et la synthèse des observateurs par mode glissant d'ordre 1 et 2 d'un convertisseur à trois cellules.

Dans le quatrième chapitre, on commence par rappeler les diverses notions du diagnostic des systèmes en général. Puis on s'intéresse aux défauts de types cellule des convertisseurs multicellulaires. L'approche de détection et de localisation de défauts (*Fault Detection and Isolation*) est appliquée aux convertisseurs à trois et à quatre cellules en utilisant la méthode de diagnostic à base d'observateur.

Le dernier chapitre s'intéresse au développement d'une commande tolérante aux défauts (*Fault Tolerant Control*) qui représente une nouvelle discipline de l'automatique moderne. On décrit d'abord les différentes classifications des méthodes de la commande tolérante aux défauts puis, on propose une méthode basée sur la reconfiguration de modèle en utilisant l'approche *FDI*.

Chapitre I :

*Introduction à la structure multicellulaire
série*

I.1. Introduction

Les éléments de base de l'électronique de puissance sont des semi-conducteurs à base de silicium, les deux plus célèbres interrupteurs commandés sont les thyristors apparus en 1957 et les transistors bipolaires développés au début des années 60. Ils sont à l'origine de la plupart des semi-conducteurs commandés conçus jusqu'à présent. Depuis les années 90, les interrupteurs dédiés aux applications de moyenne tension, nécessitant des semi-conducteurs commandés à l'amorçage et au blocage, sont principalement les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) en 1985 et les IGCT (*Integrated Gate Commutated Thyristor*) [LIE06].

En outre, la hausse des niveaux de tension exigés pour les applications moyenne tension/forte puissance et la limite des calibres disponibles sur le marché légitiment l'utilisation, depuis une vingtaine d'années, de structures 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 [AIM03]. Parmi les convertisseurs multiniveaux, on trouve les convertisseurs multicellulaires.

Dans ce chapitre, on va rappeler les diverses topologies de la structure multicellulaire en illustrant l'intérêt de ce convertisseur et son principe de fonctionnement. Par la suite on donne les principaux modèles mathématiques qui sont destinées à faire la commande en boucle fermée. Et en fin, la commande en boucle ouverte en fonctionnement hacheur et onduleur sont appliquées à un convertisseur à trois cellules.

I.2. Apparition des convertisseurs multicellulaires série

La mise en série des interrupteurs semblait être une solution pour les applications à grande puissance pour lesquelles la technologie n'offrait pas d'autres alternatives [BET05]. En effet se fut le cas du hacheur (9kV) embarqué dans le TGV espagnol (A.V.E) en 1990 pour adapter la tension continue (3kV) délivrée par le réseau ferré espagnol. Dans ce système, la fonction « interrupteur commandé » était conçue par la mise en série de n interrupteurs de calibre plus petit. Pour fonctionner correctement, les interrupteurs mis en série de ce convertisseur doivent commuter simultanément.

Cependant, le synchronisme des commutations étant impossible à obtenir, lors du blocage, le premier semi-conducteur ouvert doit supporter toute la tension. De même, lors de l'amorçage, le dernier semi-conducteur amorcé doit supporter toute la tension. Ce problème a été résolu en ajoutant un circuit (Résistance, Condensateur et Diode) sur chaque interrupteur [BET05]. Mais il reste que ce principe de fonctionnement présente plusieurs inconvénients : réduction du nombre de degré de liberté, ajout d'un circuit dissipatif et augmentation des pertes engendrées.

Le convertisseur multicellulaire série est une proposition toute autre. Il propose non pas la mise en série des interrupteurs, mais la mise en série de cellules de commutation. Cette topologie de convertisseur est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par *Thierry A. Meynard* et *Henri Foch* [MEY91].

I.2.1. 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 (mis 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 [BEN03].

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 [AIM03].

Le domaine d'application de ce type de structure est donc très vaste [TAC98], et de nombreuses études ont permis d'en apprécier l'étendue :

- Bras d'onduleur 7 cellules – 8 niveaux, 4000V – 300A développé par Alcatel Alsthom Recherche et le L.E.E.I.
- Onduleur 4 cellules – 5 niveaux utilisé dans une application de filtrage actif des réseaux moyenne tension 20kV développé en collaboration par E.D.F, CEGELEC et le L.E.E.I.
- Onduleur 3 cellules – 4 niveaux fonctionnant en redresseur à absorption sinusoïdale réalisé au L.E.E.I.

Cette dernière application permet d'obtenir à partir d'un réseau 240V - 50Hz une alimentation haute tension 600V à 1500V d'une puissance 4,4 kW.

I.2.2. 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 [MEY92]. Plusieurs brevets ont été déposés à ce sujet [MEY91]. La structure multicellulaire est représentée sur la figure I.1. [LIE 06], [AIM03].

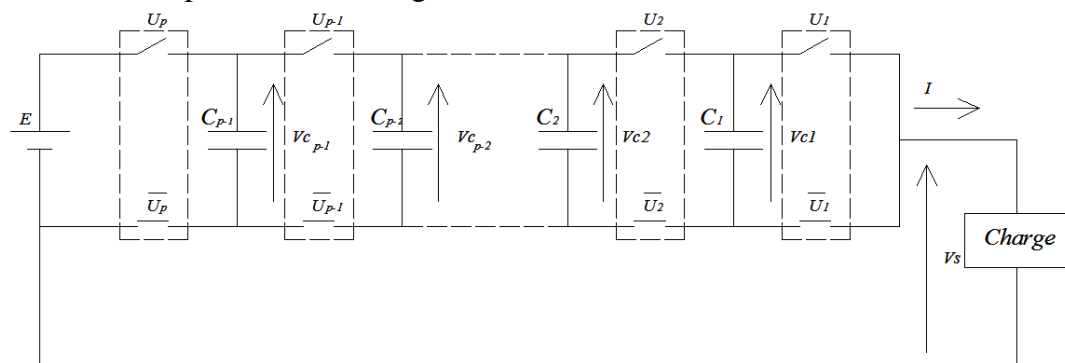


Figure I.1. Convertisseur multicellulaire à p cellules de commutation.

Les deux interrupteurs de chaque paire (u_k et \bar{u}_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.

La structure multicellulaire peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi - pont ou en pont complet. Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par $p-1$ condensateurs flottants. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension de bus continu [AIM03]. Pour le $k_i^{\text{ème}}$ condensateur, on a :

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

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

La tension de sortie générée par un convertisseur p cellules peut évoluer sur $p+1$ niveaux. L'état du convertisseur est déterminé par p ordres de commande, représentés par les fonctions temporelles $u_1, u_2, \dots, u_k, \dots, u_p$. Par convention, nous définissons les fonctions de connexion de la manière suivante :

- $u_k = 1 \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est passant (fermée), et l'interrupteur du bas est bloqué (ouvert).
- $u_k = 0 \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est bloqué, et l'interrupteur du bas est passant.

Dans l'hypothèse où les tensions flottantes sont bien équilibrées à leurs valeurs respectives, la tension de sortie V_s s'exprime simplement en fonction des fonctions de connexion :

$$V_s = (u_1 + u_2 + \dots + u_p) \frac{E}{p} \text{ dans le cas d'un hacheur à } p \text{ cellules en demi - pont.}$$

Ou

$$V_s = (u_1 + u_2 + \dots + u_p) \frac{E}{p} - \frac{E}{2} \text{ dans le cas d'un onduleur à } p \text{ cellules en demi - pont.}$$

I.3. Modèles mathématiques

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

Un convertisseur multicellulaire série possède p interrupteurs à commander pour régler p grandeurs d'état qui sont les tensions flottantes et le courant de charge. Ces interrupteurs

fournissent $2p-1$ degrés de libertés (p rapports cycliques et $p-1$ déphasages). Selon les degrés de liberté utilisés pour la définition d'une stratégie de commande, trois types de modèles ont été développés: Le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique [BOU08].

I.3.1. 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.

Pour établir ce modèle, on considère des hypothèses qui sont résumées comme suit [TAC98] :

- Les interrupteurs sont idéaux (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls),
- les temps morts sont nuls (les interrupteurs étant considérés comme parfait),
- les interrupteurs d'une même cellule de commutation fonctionnent de façon complémentaire,
- La tension d'alimentation E est constante.

Le modèle instantané *en fonctionnellement hacheur* présentant le convertisseur (avec une charge R_L), sous forme d'équation d'état est défini par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dVc_1}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) I \\ \vdots \\ \frac{dVc_{p-1}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} (u_p - u_{p-1}) I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} I - (u_2 - u_1) \frac{Vc_1}{L} - (u_3 - u_2) \frac{Vc_2}{L} - \dots - (u_p - u_{p-1}) \frac{Vc_{p-1}}{L} + u_p \frac{E}{L} \end{array} \right. \quad (I.2)$$

Si on considère le convertisseur en fonctionnement onduleurs onduleur à point milieu capacitif, le modèle instantané du convertisseur avec une charge R_L est défini par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dVc_1}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) I \\ \vdots \\ \frac{dVc_{p-1}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} (u_p - u_{p-1}) I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} I - (u_2 - u_1) \frac{Vc_1}{L} - (u_3 - u_2) \frac{Vc_2}{L} - \dots - (u_p - u_{p-1}) \frac{Vc_{p-1}}{L} + u_p \frac{E}{L} - \frac{E}{2L} \end{array} \right. \quad (I.3)$$

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

$$\dot{X} = AX + G(X)U \tag{I.4}$$

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

Dans le modèle développé précédemment, on a considéré que les interrupteurs sont idéaux, alors qu'en pratique, si la tension $V_{C_{k-1}} > V_{C_k}$, la diode D_k associée à un interrupteur de type IGBT (voir figure I.2.) se met à conduire et la tension aux bornes du condensateur V_{C_k} est bloquée à sa valeur, dans ce cas la cellule de commutation présente différentes configurations.

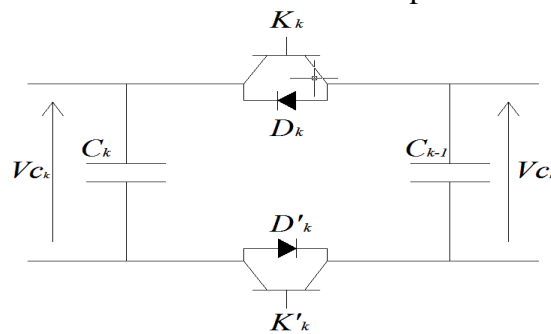


Figure I.2. Cellule de commutation k

Ceci est traduit par la modification des dynamiques des tensions des capacités flottantes qui sont représentées sur le schéma Simulink sous la figure I.3 [TAC98].

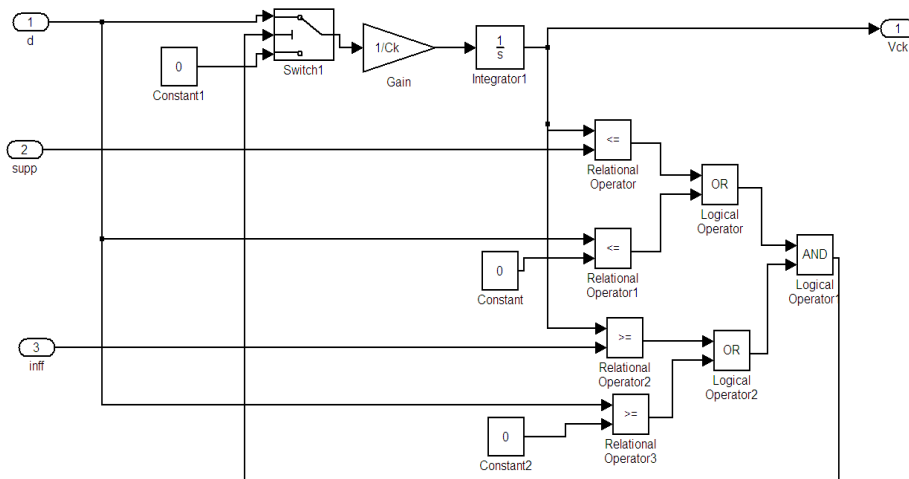


Figure I.3. Prise en compte de l'effet des diodes dans la génération des tensions V_{C_k}

I.3.2. 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 :

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G(\langle X \rangle)U \quad (I.5)$$

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 alors [BEN01]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1}(\alpha_1 - \alpha_2)x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_2}(\alpha_2 - \alpha_3)x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{C_{p-1}}(\alpha_{p-1} - \alpha_p)x_p \\ \dot{x}_p = -\frac{1}{L}(\alpha_2 - \alpha_1)x_1 - \frac{1}{L}(\alpha_3 - \alpha_2)x_2 - \dots - \frac{1}{L}(\alpha_p - \alpha_{p-1})x_{p-1} - \frac{R}{L}x_p + \frac{E}{L}\alpha_p \end{cases} \quad (I.6)$$

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.3.3. Modèle harmonique

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de Fourier 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 ϕ_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 [GAT97]:

$$\dot{X} = A\langle\alpha, \phi\rangle X + B(\alpha, \phi)E \quad (\text{I.7})$$

α , est le vecteur des rapports cycliques et ϕ , est le vecteur de phases.

Chacun de ces trois modèles peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande [BOU08]. Les deux premiers modèles, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur, se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande pour le modèle instantané. Le modèle harmonique permet quant à lui d'agir sur les p rapports cycliques et sur les « $p-1$ » déphasages inter cellules simultanément.

I.4. Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs

Pour que les sources de tension flottantes imposent des contraintes de tension sur chaque interrupteur bloqué, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur, c-à-d, il faut que chaque condensateur C_k est chargé à la tension kE/p avec. Dans cette section on va voir comment assurer l'équilibrage en boucle ouverte de ces tensions [AIM03].

I.5. Fonctionnement hacheur

Les convertisseurs multicellulaires peuvent travailler en conversion de type hacheur (travailler comme un convertisseur DC-DC). La structure du convertisseur fonctionnant en hacheur-dévolteur associé à une charge R-L est représentée sur la figure I.4.

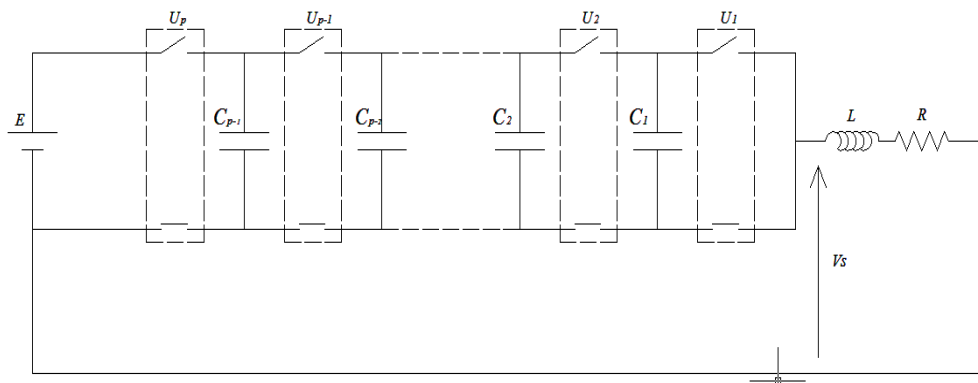


Figure I.4. Hacheur-dévolteur p cellules associé à une charge R-L

La commande des interrupteurs est effectuée en faisant la génération des signaux périodiques qui engendrent des impulsions de durée définie par le rapport cyclique choisi. Pour un convertisseur à p cellules, on a besoin de p signal de commande avec un déphasage de $\frac{1}{kf_{dec}}$, k c'est le numéro de la cellule, f_{dec} représente la fréquence de découpage. Pour générer ces signaux de commande, on utilise la comparaison entre un signal de valeur constante représentant

la valeur du rapport cyclique (comprise entre 0 et 1) et un signal de type porteuse triangulaire avec une période égale à $\frac{1}{f_{dec}}$ (figure I.5.).

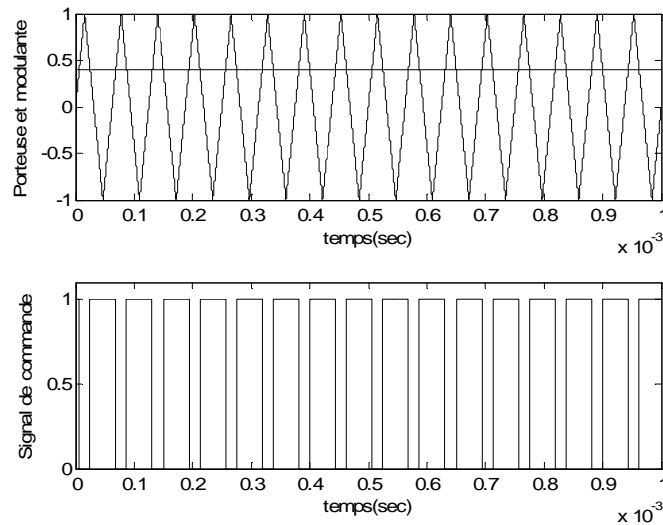


Figure I.5. Fonctionnement hacheur ($f_p=16\text{kHz}, R=0.4$)

I.5.1. Application à un convertisseur à trois cellules

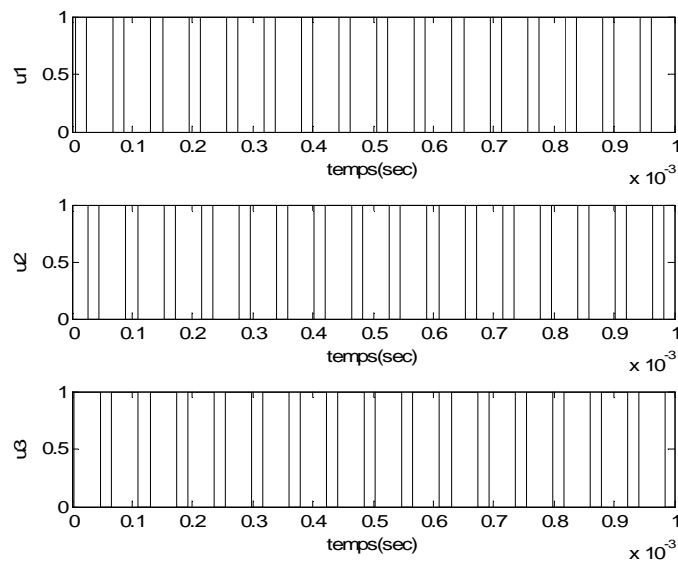


Figure I.6. Signaux de commande pour un hacheur à trois cellules

La génération des ordres de commande pour un hacheur à trois cellules est illustrée dans la figure I.6. Pour la simulation, on a pris :

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

$$V_{c1ref} = E/3 \text{ volt} ; V_{c2ref} = 2E/3 \text{ volt} ; f_{dec} = 16\text{kHz} , \mathfrak{R} = 0.4 .$$

Les tensions flottantes et le courant et la tension de charge sont représentés sur les figures I.7.a. et I.7.b.

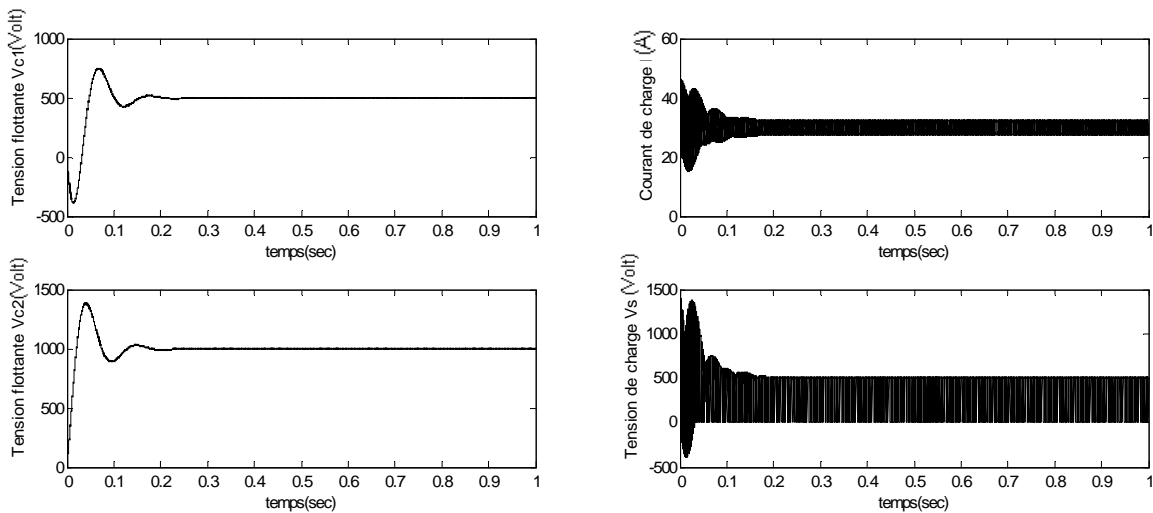


Figure I.7.a. Les tensions flottantes

Figure I.7.b. Le courant et la tension de charge

On remarque la présence des oscillations en régime transitoire qui se manifestent dans tous les variables d'état qui ont des dynamiques qui dépendent des choix des paramètres de la résistance et de l'inductance. Ces oscillations se répercute sur les tensions des cellules de commutation qui sont définies pour un convertisseur à trois cellules par :

$$\begin{cases} V_{Cel1} = V_{C1} \\ V_{Cel2} = V_{C2} - V_{C1} \\ V_{Cel3} = E - V_{C2} \end{cases} \quad (I.8)$$

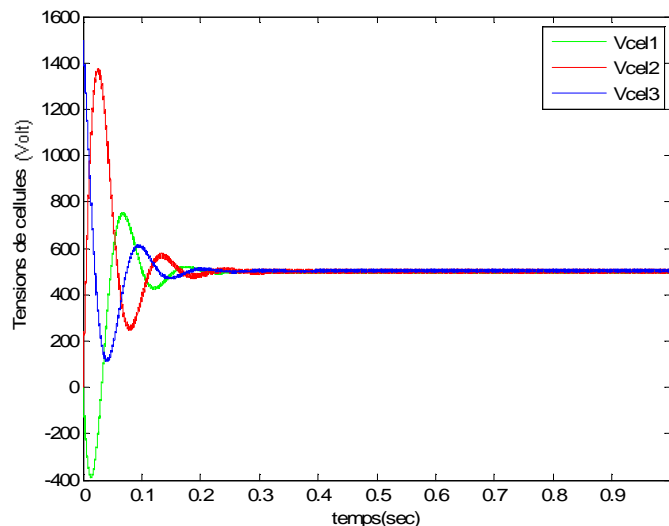


Figure I.8. Evolution des tensions des cellules de commutation

I.6. Fonctionnement onduleur

Les convertisseurs multicellulaires peuvent travailler en conversion de type onduleur (travailler comme un convertisseur DC-AC). La structure du convertisseur fonctionnant en onduleur à point milieu capacitif associé à une charge R-L est représentée sur la figure I.9.

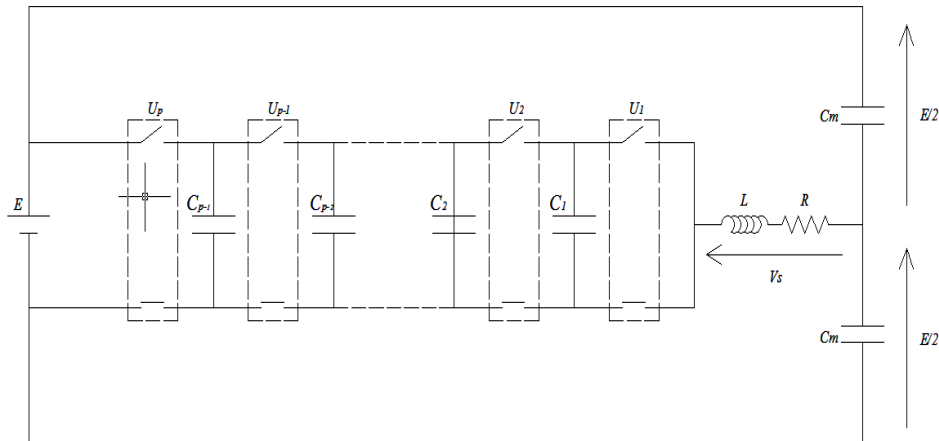


Figure I.9. Onduleur p cellules à point milieu capacitif associé à une charge $R-L$

Les signaux de commande sont obtenus par modulation qui est basée sur l'utilisation des intersections d'une onde de référence sinusoïdale appelée modulante avec une porteuse triangulaire [TAC98] (voir la figure I.10.). On utilise des porteuses de période égale à $\frac{1}{f_{dec}}$ (f_{dec} étant la fréquence de découpage). Le nombre de ces porteuses est autant que le nombre des cellules du convertisseur, qui ont un déphasage égale à $\frac{1}{kf_{dec}}$, k c'est le numéro de la cellule,.

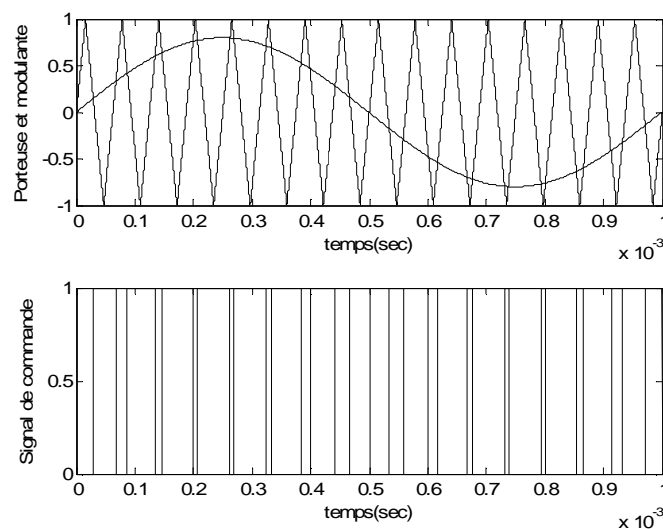


Figure I.10. Fonctionnement onduleur

La figure I.11 montre le circuit nécessaire pour générer les ordres de commande.

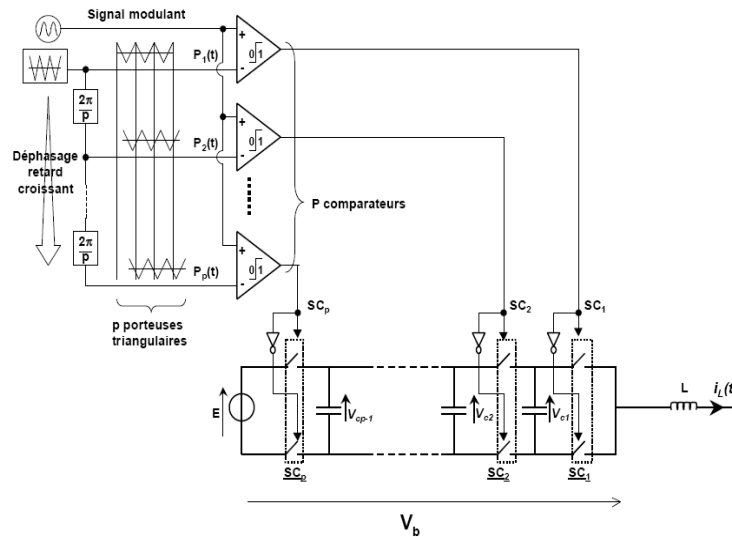


Figure I.11. Circuit de la commande MLI [AIM03]

I.6.1. Application à un convertisseur à trois cellules avec prise en compte de l'effet de diodes

Pour la simulation, on a pris $f_{dec} = 16kHz$. Les tensions flottantes et le courant et la tension de charge sont représentés les figures I.12.a. et I.12.b.

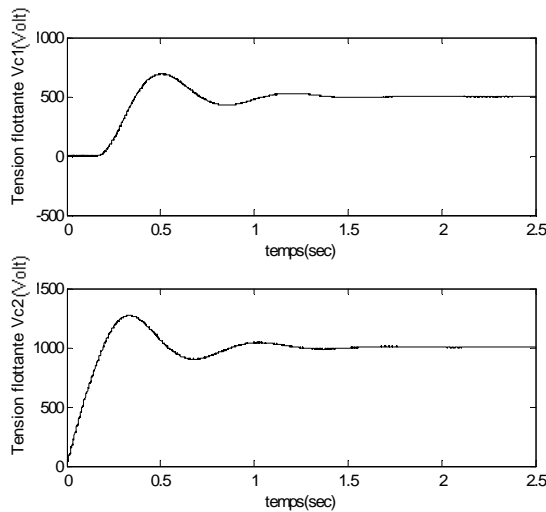


Figure I.12.a. Les tensions flottantes

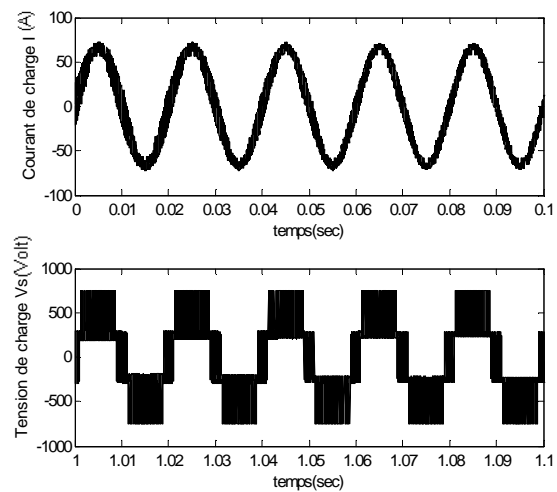


Figure I.12.b. Le courant et la tension de charge

On remarque que les tensions des condensateurs V_{C_i} s'établissent à leurs valeurs d'équilibre, mais leur comportement en régime transitoire est différent à celui du fonctionnement hacheur où la tension V_{C_1} n'est plus négative à cause de l'effet des diodes.

I.7. Conclusion

La présentation des convertisseurs multicellulaires série effectuée au cours de ce chapitre a permis de rappeler les propriétés essentielles de ce système.

Le convertisseur multicellulaire possède deux sortes de variables, des variables à dynamiques continues (courant et tensions des condensateurs) et des variables à dynamiques discrètes qui sont les états des interrupteurs. De ce fait, il présente un comportement hybride

Dans ce chapitre, nous avons appliqué le modèle instantané du convertisseur à trois cellules, et nous avons synthétisé une loi de commande simple qui permet d'équilibrer les tensions flottantes et d'asservir le courant de charge. Cette méthode a donnée des résultats satisfaisant en simulation.

Une nouvelle approche de modélisation hybride tenant compte du comportement hybride du système sera développée dans le chapitre suivant qui sera consacré à la commande en boucle fermée. Elle permet de simplifier la complexité tout en gardant son comportement naturel sans hypothèses simplificatrices contrairement au cas classique.

Chapitre II :

Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires

II.1. Introduction

Dans l'industrie, la synthèse du correcteur est basée sur un modèle approximé. Notons que les paramètres du système peuvent varier dans le temps. Par conséquent, il est nécessaire de concevoir un système de commande performant et robuste.

La commande des convertisseurs statiques a fait l'objet de nombreux travaux qui se situent entre le domaine de l'automatique et de l'électronique de puissance. Ces travaux visent à améliorer les performances globales du convertisseur par une meilleure adaptation de la commande à la structure du convertisseur [BOU08].

Par leur principe de fonctionnement, les convertisseurs statiques sont des systèmes non linéaires à structure variable; la configuration du circuit électrique dépend de l'état des interrupteurs. Il est donc plus judicieux d'appliquer des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes de commande.

Dans ce chapitre, nous allons voir la commande des convertisseurs multicellulaire en boucle fermée. Trois stratégies de commande sont proposées. La première, c'est la commande hybride qui est basée sur la commutation entre les modes du modèle du convertisseur afin que les variables d'état du système se positionnent dans une plage autour de leurs références. Cette commande représente une bonne stratégie qui illustre le fonctionnement hybride du modèle du convertisseur. Par la suite, la commande par mode glissant est présentée. Cette commande de nature discrète semble compatible avec la nature hybride du système (partie discrète et partie continue). Et à la fin, une commande *glissant hybride* a été développée en se basant sur les deux commandes précédentes.

II.2. Définition des systèmes hybrides

Les systèmes hybrides sont communément modélisés avec l'utilisation des Automates hybrides. L'idée est simple : Un " mode machine " fini est construit en combinant les changements de l'état continu, décrits par les équations différentielles, qu'on appelle les modes et les changements de l'état discret qui sont modélisés en utilisant les transitions, dépendant des conditions, et des performances des actions possibles, entre les modes [BEN09].

Définition d'un automate hybride : Un automate hybride \mathbf{H} est une collection:

$$H = \{ Q, X, f, Init, D, E, G, R \} \quad (\text{II.1})$$

Où :

- Q est l'espace d'état discret; (sommets de l'automate)
- $X = R^n$ est l'espace d'état continu; L'état continu est caractérisé à chaque instant par $x = [x_1 \ x_2 \dots \ x_n]^T$;
- $f: Q \times X \rightarrow R^n$ est les champs de vecteur associés dans chaque état discret.
- $Init \subset Q \times X$ est l'ensemble des états initiaux.
- $D: Q \rightarrow P(X)$ est le domaine.

- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des bords.
- $G : E \rightarrow P(x)$ est l'état de garde.
- $R : E \times X \rightarrow P(x)$

Nous référons $(q, x) \in Q \times X$ comme l'état de H . En général, les automates hybrides définissent des évolutions possibles pour leur état. En commençant par la valeur initiale $(q_0, x_0) \in \text{Init}$, l'état continu x coule selon le champ de vecteur $f(q_0)$, alors que l'état discret q demeure constant. L'évolution continue peut continuer aussi longtemps que x demeure dans $D(q_0)$. Si dans quelques points x atteint une garde $G(q_0, q_1)$, à partir de quelques $(q_0, q_1) \in E$, l'état discret peut changer la valeur en q_1 . En même temps l'état continu obtient la remise à une certaine valeur dans $R(q_0, q_1, x)$. Après cette transition discrète, l'évolution continue reprend et le processus entier est répété [BEN09].

II.3. Commande hybride appliquée au modèle hybride d'un convertisseur multicellulaire

La commande hybride est basée sur la génération des conditions de transition suivant la dynamique des modes du modèle du convertisseur. L'idée de cette stratégie ressemble à la commande Tout où Rien (avec deux états : état marche, état arrêt) sauf qu'on a plusieurs états (modes), dont le nombre dépend du nombre des cellules, et qui représentent le modèle du convertisseur. Dans cette section on va voir la commande hybride d'un convertisseur à deux cellules et à trois cellules.

II.3.1. Commande hybride appliquée à un convertisseur à deux cellules

Nous allons maintenant appliquer le modèle hybride à un convertisseur à deux cellules illustré par la Figure II.1.

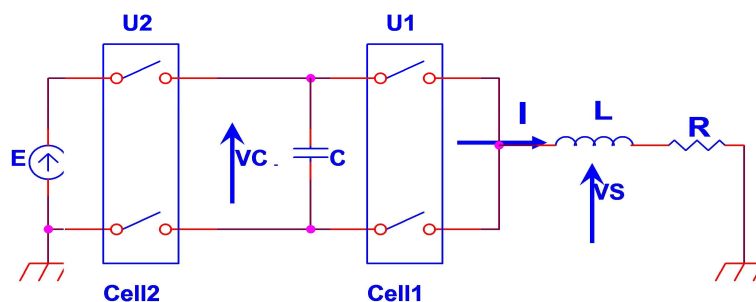


Figure II.1. Convertisseur à deux cellules

II.3.1.1. Modèle du convertisseur

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

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{u_2 - u_1}{C} \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

L'objectif du modèle hybride du convertisseur est de commander la tension flottante V_c 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 [BOU08]). 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. On définit alors les limites des variables d'état comme suit :

$$I = I_{ref}, \quad V_{c_{ref}} = \frac{E}{2}, \quad V_{c_{ref}}^+ = V_{c_{ref}} + \varepsilon, \quad V_{c_{ref}}^- = V_{c_{ref}} - \varepsilon.$$

$$I_{ref}^+ = I_{ref} + \Delta i, \quad I_{ref}^- = I_{ref} - \Delta i$$

II.3.1.2. Modes de fonctionnement

Les variables discrètes sont les interrupteurs (supposés parfaits), chaque interrupteur prend deux valeurs 0 ou 1 . Ainsi, nous distinguons huit modes donnés par $Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4\}$. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^2, \forall q_i \in Q$.

La dynamique continue pour chaque mode est donnée par :

$$f_q(X) = A(q).X + b(q) \tag{II.3}$$

Où $X = [V_c \ I]^T$ représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état.

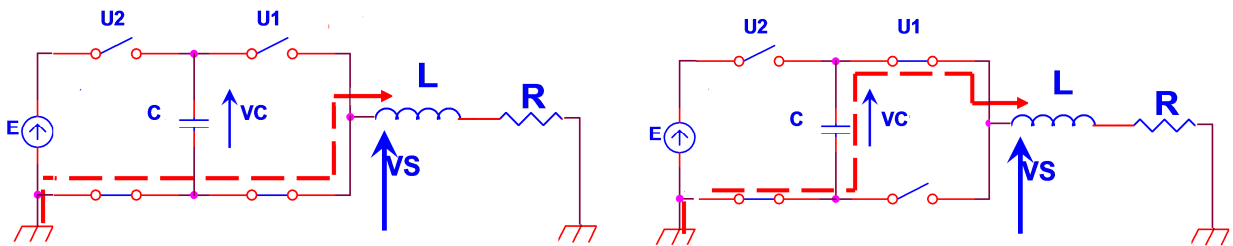


Figure II.2. : $u_1=0, u_2=0$

Figure II.3. : $u_1=1, u_2=0$

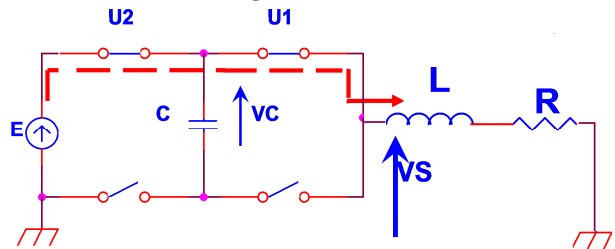
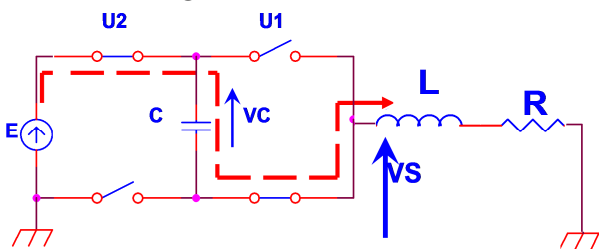


Figure II.4. : $u_1=0, u_2=1$

Figure II.5. : $u_1=1, u_2=1$

Remarque : l'étude de la stabilité est vérifiée en traçant : $\dot{x} = f_{q_i}(x)$, pour $i=1,2,3,4$. On conclut que le convertisseur est stable.

II.3.1.3. Automate hybride du convertisseur

La figure II.6 présente l'automate hybride d'un convertisseur à deux cellules avec les conditions de transition. Quand une condition de transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage de la tension flottante V_c et du courant I autour des valeurs de référence en créant une zone où ces variables s'évaluent autour (figure II.7).

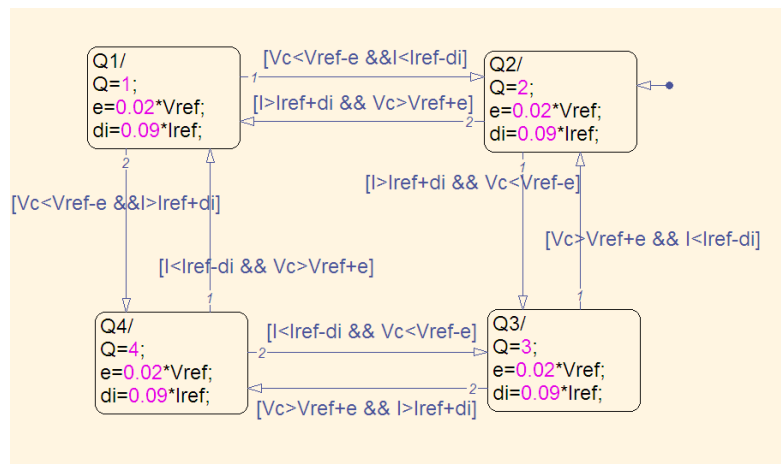


Figure II.6. Schéma Stateflow de la commande hybride pour un convertisseur à deux cellules

La figure II.7 présente la trajectoire du convertisseur à deux cellules dans le plan de la phase. Les modes q_1 et q_3 interviennent principalement pour le réglage de la tension flottante. Les deux autres modes q_2 et q_4 sont employés pour le réglage du courant de charge quand la tension flottante est équilibrée ou quand le courant excède les bornes extrêmes [BEN09].

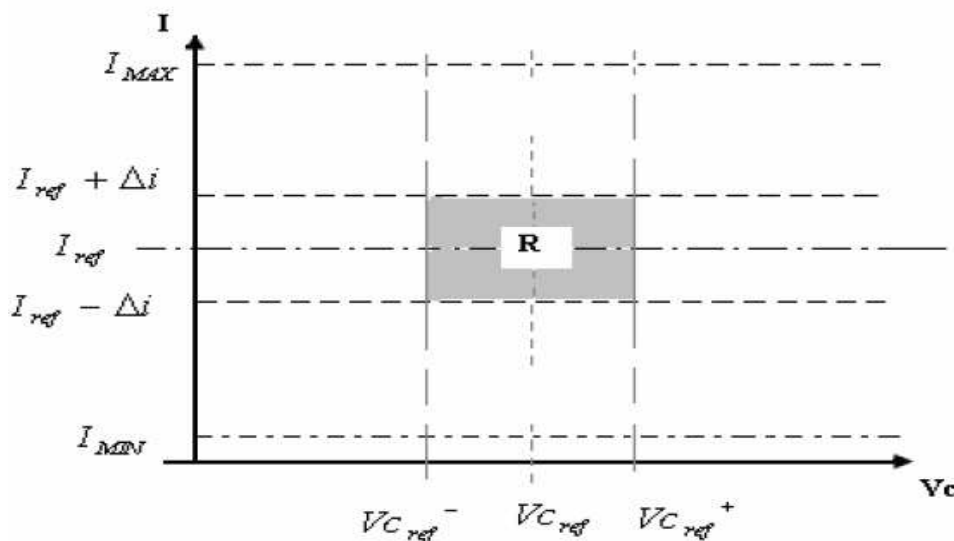


Figure II.7. : La zone d'équilibre du convertisseur

II.3.1.4. Représentation du modèle hybride d'un convertisseur à deux cellules

Afin de valider le modèle hybride proposé et la commande des variables d'état du système $[V_c; I]$, on a fait la simulation sous *Matlab-Simulink*. La Figure II.8 montre le diagramme du système hybride.

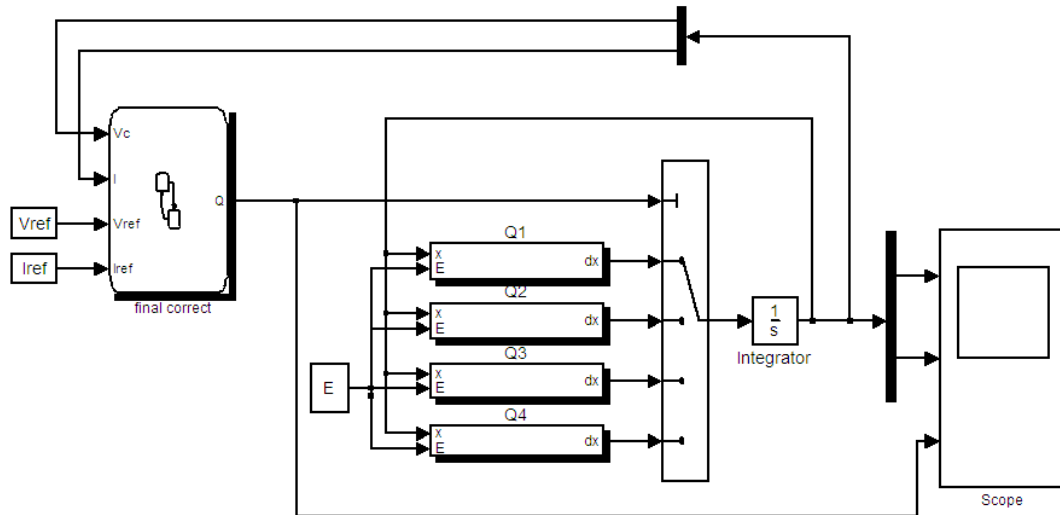


Figure II.8. : Représentation du modèle hybride d'un convertisseur à deux cellules

II.3.1.5. Résultats de simulation

La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants :

$$L=0.5 \text{ mH}; R=10 \text{ } \Omega; C=40 \text{ } \mu\text{F}, E=1500 \text{ V}; I_{ref}=60 \text{ A}; \varepsilon=0.02 V_{Cref}; \\ \Delta I=0.09 I_{ref}; V_{Cref}=E/2; I_{ref}=60\text{A};$$

Les figures II.9, et II.10 montrent l'évolution de la tension flottante V_c et le courant de charge I ainsi l'évolution des transitions. La tension V_c augmente et se stabilise autour de sa valeur de référence. Le courant augmente plus rapidement que les tensions flottantes et il est fortement ondulé autour de sa valeur de référence.

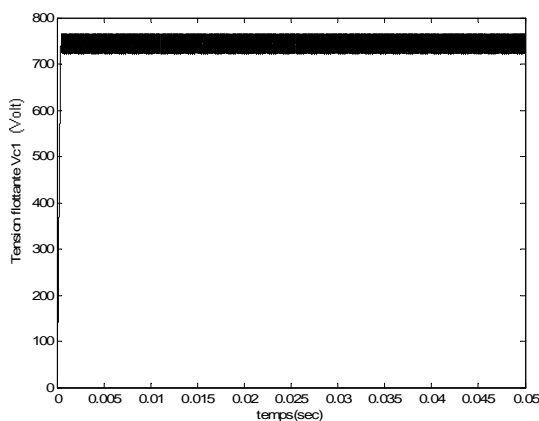


Figure II.9. Tension flottante V_c

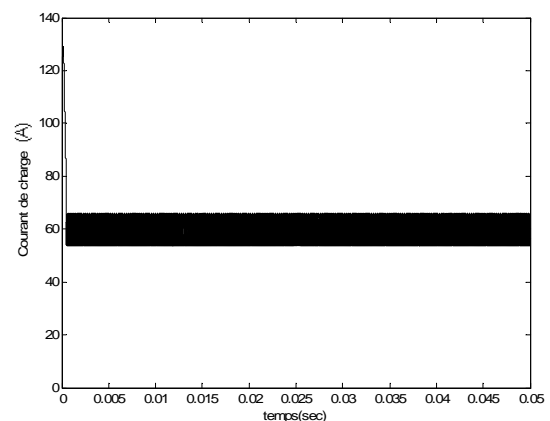


Figure II.10. Courant de charge I

La figure II.11 montre l'évolution des transitions des modes du système.

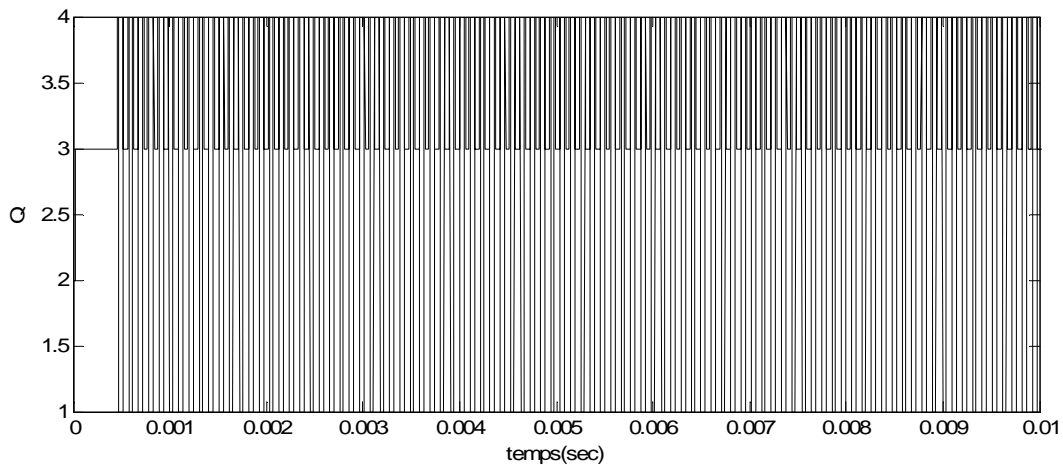


Figure II.11. Evolution des transitions

II. 3.2. Commande hybride appliquée à convertisseur à trois cellules

Nous allons maintenant appliquer le modèle hybride à un convertisseur à 3 cellules illustré dans la figure II.12.

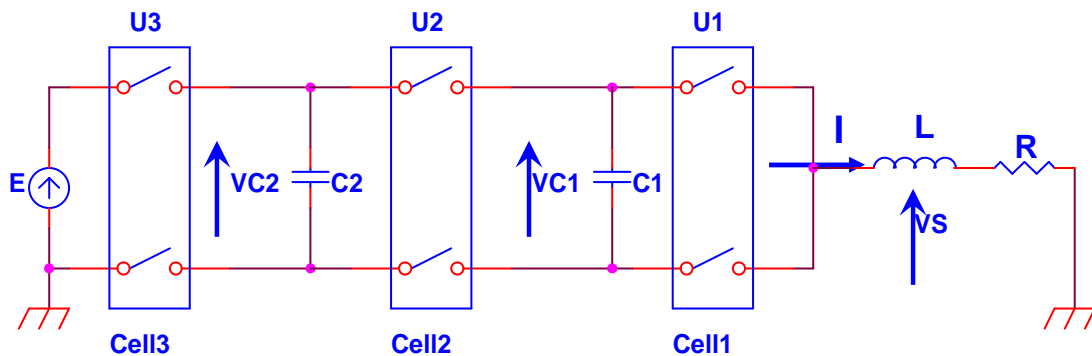


Figure II.12. Convertisseur à trois cellules.

II.3.2.1. Modèle du convertisseur

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

$$\begin{bmatrix} \dot{V}c_1 \\ \dot{V}c_2 \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{c_1}(u_2 - u_1) \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2}(u_3 - u_2) \\ \frac{-(u_2 - u_1)}{L} & \frac{-(u_3 - u_2)}{L} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vc_1 \\ Vc_2 \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L}u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

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.

II.3.2.2. Modes de fonctionnement

Nous distinguons huit modes 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 :

$$f_q(X) = A(q).X + b(q) \tag{II.5}$$

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

Les figures suivantes montrent les huit modes d'opération de convertisseur à 3 cellules avec la dynamique continue pour chaque mode.

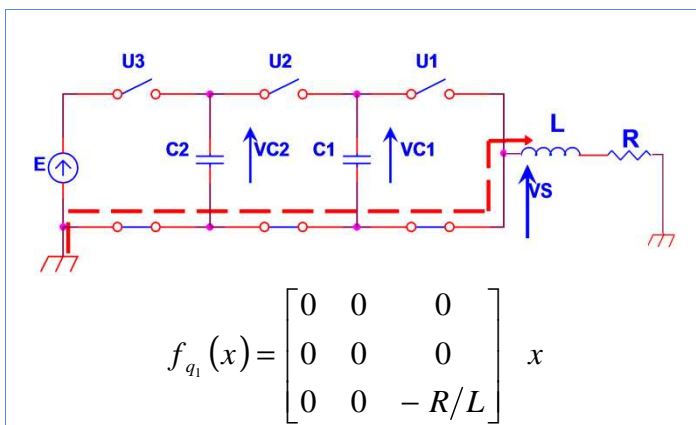


Figure II.13. Mode q_1 , ($u_3=0, u_2=0, u_1=0$)

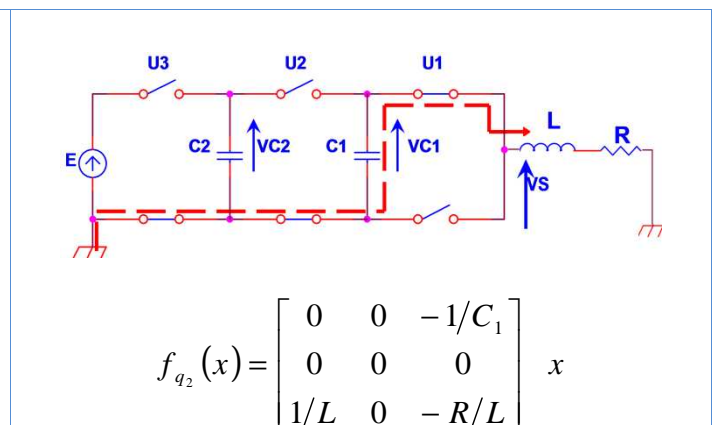


Figure II.14. Mode q_2 , ($u_3=0, u_2=0, u_1=1$)

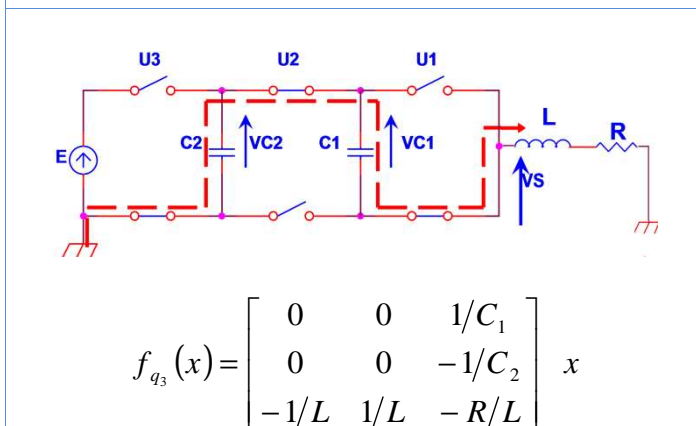


Figure II.15. Mode q_3 , ($u_3=0, u_2=1, u_1=0$)

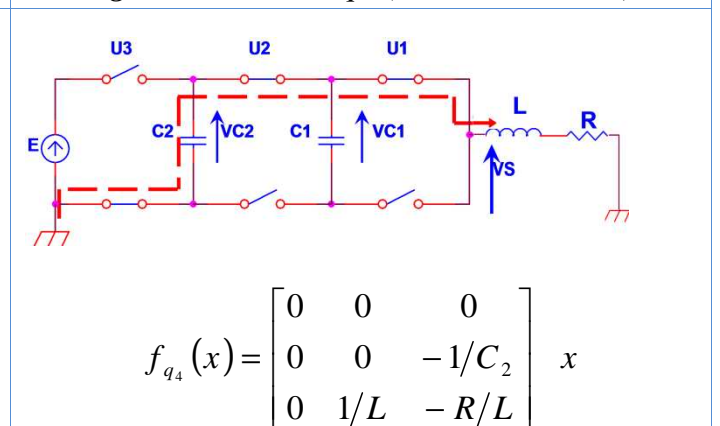
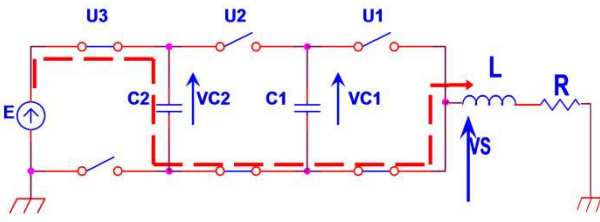
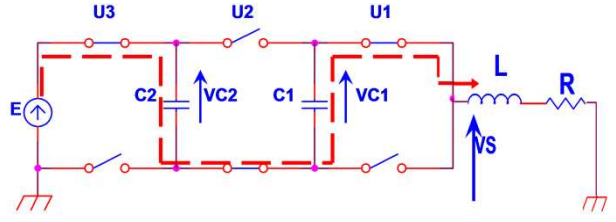


Figure II.16. Mode q_4 , ($u_3=0, u_2=1, u_1=1$)



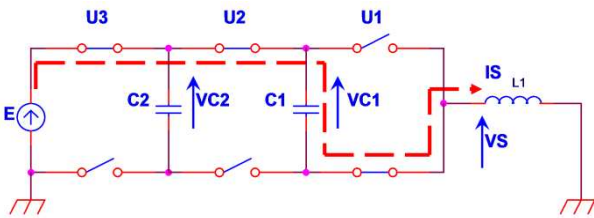
$$f_{q_5}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

Figure II.17. Mode q_5 , ($u_3=1, u_2=0, u_1=0$)



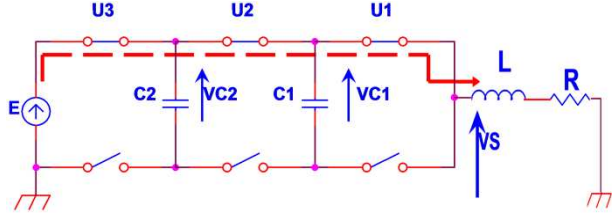
$$f_{q_6}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E/L \end{bmatrix}$$

Figure II.18. Mode q_6 , ($u_3=1, u_2=0, u_1=1$)



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

Figure II.19. Mode q_7 , ($u_3=1, u_2=1, u_1=0$)



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

Figure II.20. Mode q_8 , ($u_3=1, u_2=1, u_1=1$)

II.3.2.3. Automate hybride du convertisseur

Les conditions possibles des transitions entre les divers modes (prenant en compte les conditions de travail du convertisseur) sont définies par les ensembles $G(i,j)$ selon le tableau suivant :

| | |
|----------|---|
| $G(1,2)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_1} > V_{c_{1ref}^+}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(2,1)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_1} < V_{c_{1ref}^-}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(1,3)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_1} < V_{c_{1ref}^-}) \wedge (V_{c_2} > V_{c_{2ref}^+}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(3,1)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_1} > V_{c_{1ref}^+}) \wedge (V_{c_2} < V_{c_{2ref}^-}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(1,5)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_2} < V_{c_{2ref}^-}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(5,1)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_2} > V_{c_{2ref}^+}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(2,4)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_1} < V_{c_{1ref}^-}) \wedge (V_{c_2} > V_{c_{2ref}^+}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(4,2)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_1} > V_{c_{1ref}^+}) \wedge (V_{c_2} < V_{c_{2ref}^-}) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(2,6)$ | $= \{ x \in R^3 : [(V_{c_1} < V_{c_{1ref}^-}) \wedge (V_{c_2} < V_{c_{2ref}^-}) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |

| | |
|----------|--|
| $G(6,2)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_2} > V_{C_{2ref}}^+)] \}$ |
| $G(3,4)$ | $\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} > V_{C_{1ref}}^+)] \}$ |
| $G(4,3)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} < V_{C_{1ref}}^-) \wedge (V_{C_2} < V_{C_{2ref}}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(3,7)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_2} < V_{C_{2ref}}^-)] \}$ |
| $G(7,3)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} > V_{C_{1ref}}^+) \wedge (V_{C_2} > V_{C_{2ref}}^+) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(4,8)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_2} < V_{C_{2ref}}^-) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(8,4)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_2} > V_{C_{2ref}}^+) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(5,6)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} > V_{C_{1ref}}^+) \wedge (V_{C_2} > V_{C_{2ref}}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(6,5)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} < V_{C_{1ref}}^-)] \}$ |
| $G(5,7)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} < V_{C_{1ref}}^-) \wedge (V_{C_2} > V_{C_{2ref}}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(7,5)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} > V_{C_{1ref}}^+) \wedge (V_{C_2} < V_{C_{2ref}}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(6,8)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} < V_{C_{1ref}}^-) \wedge (V_{C_2} > V_{C_{2ref}}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(8,6)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} > V_{C_{1ref}}^+) \wedge (V_{C_2} < V_{C_{2ref}}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |
| $G(7,8)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} > V_{C_{1ref}}^+) \wedge (I < I_{ref}^-)] \}$ |
| $G(8,7)$ | $=\{ x \in R^3 : [(V_{C_1} < V_{C_{1ref}}^-) \wedge (I > I_{ref}^+)] \}$ |

La figure II.21 présente l'automate hybride d'un convertisseur à trois cellules (avec $T_{ij} = G(q_i, q_j)$). Les conditions des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un règlement des tensions flottantes V_{C_1} , V_{C_2} et du courant I autour des valeurs de référence.

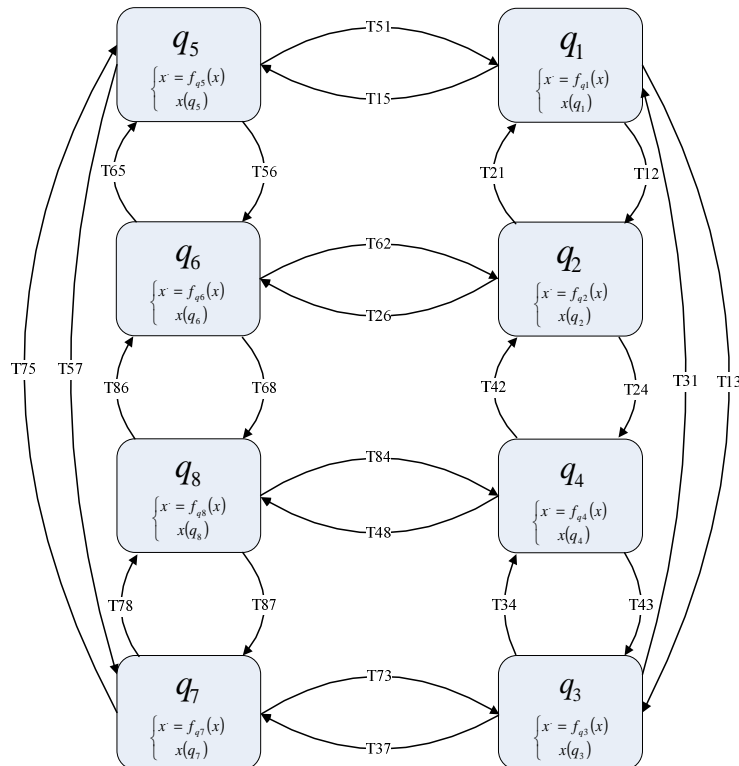


Figure II.21. Modèle hybride pour un convertisseur 3 cellules

II.3.2.4. Représentation du modèle hybride d'un convertisseur à trois cellules

La figure II.22 montre un diagramme *Simulink-Stateflow* de la commande hybride.

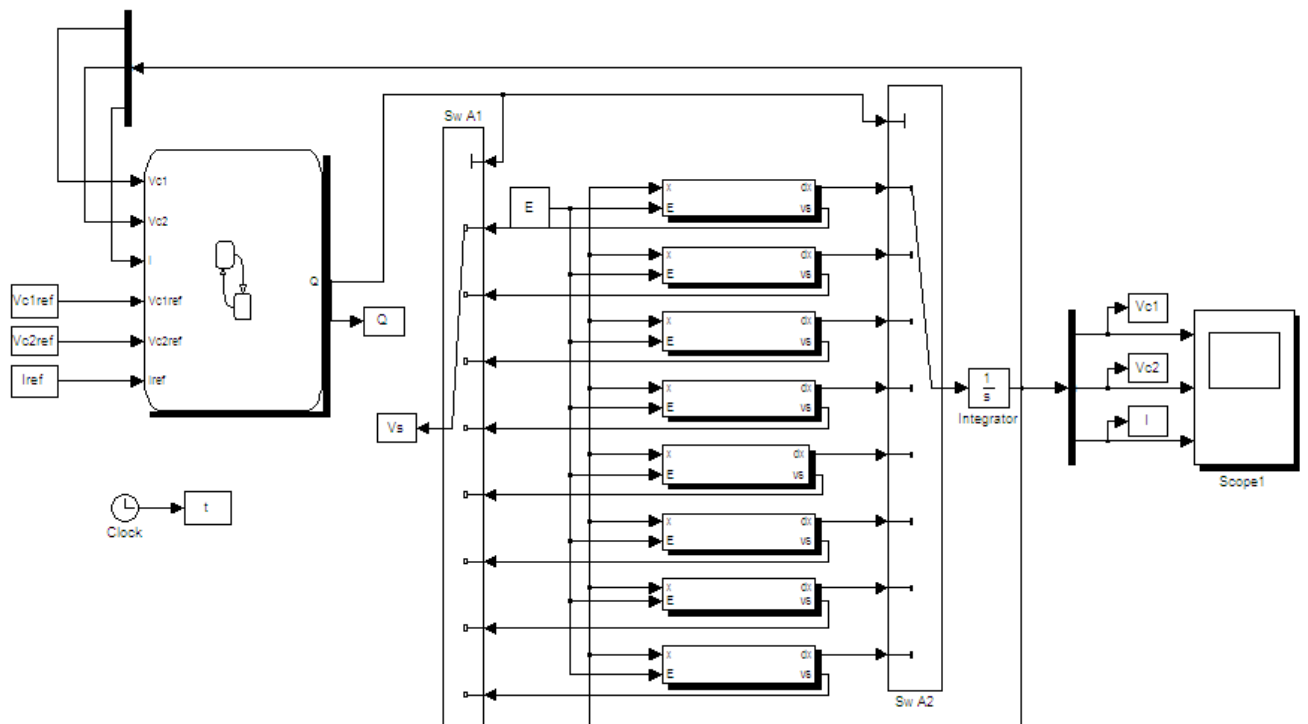


Figure II.22. Schéma *Simulink-Stateflow* d'un convertisseur à trois cellules

II.3.2.5. Résultats de simulation

La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants : $L=0.5\text{ mH}$; $R=10\ \Omega$; $C1=C2=40\ \mu\text{F}$; $E=1500\text{ V}$; $V_{c1ref}=E/3$, $V_{c1ref}=2E/3$, $I_{ref}=60\text{ A}$; $\varepsilon_1=0.02\ V_{c1ref}$; $\varepsilon_2=0.02\ V_{c2ref}$; $\Delta I=0.09\ I_{ref}$;

La figure II.23 montre l'évolution des tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} et le courant de charge I . Les tensions V_{c1} et V_{c2} et le courant de charge augmentent et se stabilisent autour des valeurs de références, l'évolution des transitions est représentée sur la figure II.24.

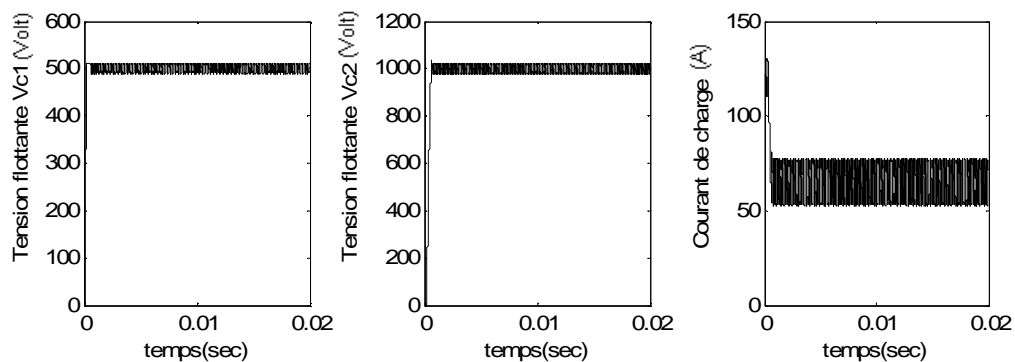


Figure II.23. Evolution des tensions V_{c1} et V_{c2} et du courant de charge I

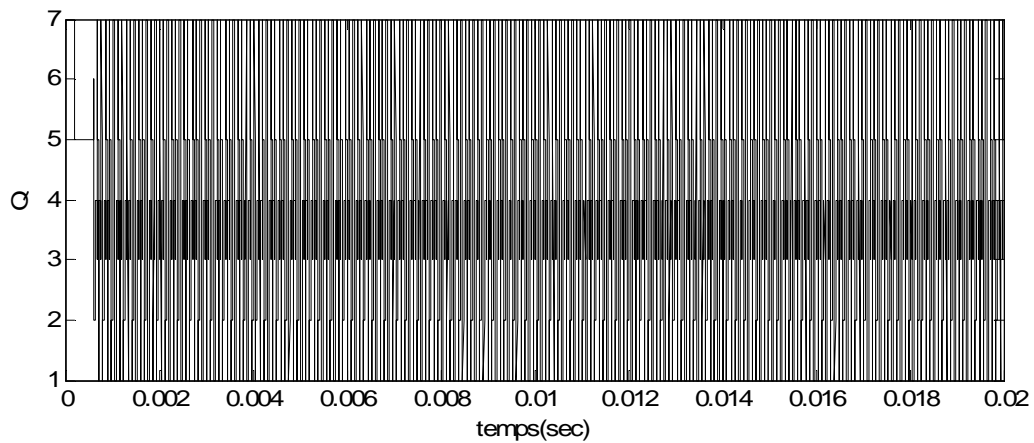


Figure II.24. Evolution des transitions

II.3.3. Conclusion

Dans la section précédente, nous avons traité la commande hybride d'un convertisseur à deux et à trois cellules. Nous avons vu que cette commande est basée sur la commutation entre les modes qui définissent le modèle hybride du convertisseur. Cette commutation est réalisée en tenant compte des conditions de transitions qui doivent satisfaire la variation des variables d'état du système sur une zone bien définie en se basant sur le comportement dynamique de ces modes.

II.4. Commande par mode de glissement

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.

II.4.1. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples ; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis [SLO91]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a un rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle. La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre,

- choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

II.4.1.1. Conditions de convergence et d'existence

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

- *La fonction discrète de commutation*

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{II.6})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \quad (\text{II.7})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x)S(x) > 0 \quad (\text{II.8})$$

- *La fonction de Lyapunov*

C'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

II.4.1.2. Critère de Lyapunov

Théorème

Soit une région U_{R_0} de R^n . S'il existe une fonction de *Lyapunov* sur le domaine U_{R_0} alors le point 0 est asymptotiquement stable sur U_{R_0} .

Soit une fonction scalaire V de classe C^2 telle que :

- V est défini positive ;
- \dot{V} est défini négative ;
- $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$.

Alors l'origine de l'espace est globalement asymptotiquement stable.

II.4.1.3. Définition des surfaces à l'aide d'une fonction de *Lyapunov*

Considérons une fonction scalaire V telle que [PIN00] :

$$V(x) = \frac{1}{2} \Delta x^T Q \Delta x \quad (\text{II.9})$$

La matrice Q est la matrice des éléments passifs :

$$Q = \text{diag}(C_1, \dots, C_{m-1}, L) \quad (\text{II.10})$$

V Représente l'énergie à fournir pour atteindre le point d'équilibre $\Delta x = 0$. A l'origine, la fonction est nulle $V(0) = 0$. V est de classe C^1 . Elle est positive pour toute les valeurs de Δx (donc de la fonction de V est globalement défini positive).

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q \Delta \dot{x} \quad (\text{II.11})$$

Pour des références constantes, $\Delta \dot{x}$ est égale a \dot{x} :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q (Ax + G(x)u) \quad (\text{II.12})$$

L'objectif est de définir p variétés de commutation qui garantissent un point d'équilibre asymptotiquement stable. En régime permanent, l'état se trouve sur l'intersection des P domaines de glissement. Supposons que le vecteur de commande équivalent existe.

$$U_{eq}^T = [u_{1eq}, \dots, u_{peq}] \quad (\text{II.13})$$

Le vecteur de commande peut être décomposé en deux termes : le vecteur de commande équivalent et un vecteur caractérisant la saturation de la commande

$$u = U_{eq} + \Delta u \quad (\text{II.14})$$

Si on introduit l'équation d'état dans l'équation (II.11) on obtient :

$$\dot{V}(x) = \Delta x^T Q f(x) + \Delta x^T Q G(x) U_{eq} + \Delta x^T Q G(x) \Delta u \quad (\text{II.15})$$

Lorsque le convertisseur est commandé en boucle ouverte, la grandeur de commande est constante, c'est-à-dire $u = U_{eq}$ et $\Delta u = 0$ dans ce cas la dérivée de la fonction de *Lyapunov* est indépendante de la commande et sa valeur découle des raisonnements découlant de la théorie des circuits électriques. Vu la présence des éléments résistifs, la valeur de la fonction de *Lyapunov* V d'un convertisseur statique commandé en boucle ouverte est toujours négative

$$\Delta x^T Q (f(x) + G(x)U_{eq}) < 0 \quad (\text{II.16})$$

Pour que le système commandé soit stable, le terme contenant le vecteur de saturation doit vérifier :

$$\Delta x^T Q G(x) \Delta u < 0 \quad (\text{II.17})$$

$$\sum_{i=1}^m \Delta x^T Q g_i(x) \Delta u_i < 0 \quad (\text{II.18})$$

La somme est négative, si on choisit Δu de signe opposé de $\Delta x^T Q g_i(x)$. Puisque la valeur de la commande équivalente est comprise entre 0 et 1, la loi de commutation devient

$$\Delta u_i = \begin{cases} 0 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) > 0 \\ 1 - U_{eqi} & \text{si } \Delta x^T Q g_i(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

En décomposons, le champ de vecteurs $G(x) = [g_1(x) \dots g_p(x)]$ il sera possible de trouver p fonctions de commutation vérifiant

$$S_i(x) = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.20})$$

L'état de chaque interrupteur est défini par

$$u_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i > 0 \\ 1 & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II.4.2. Commande par mode glissant d'un convertisseur à deux cellules

Le principe de la commande par mode glissant appliquée à notre convertisseur est illustré dans la figure II.25. 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 des hystérésis. Un bloc *stateflow* est ajouté entre les entrées du convertisseur et les sorties de la commande pour assurer la condition d'adjacence lors de la commutation entre les modes.

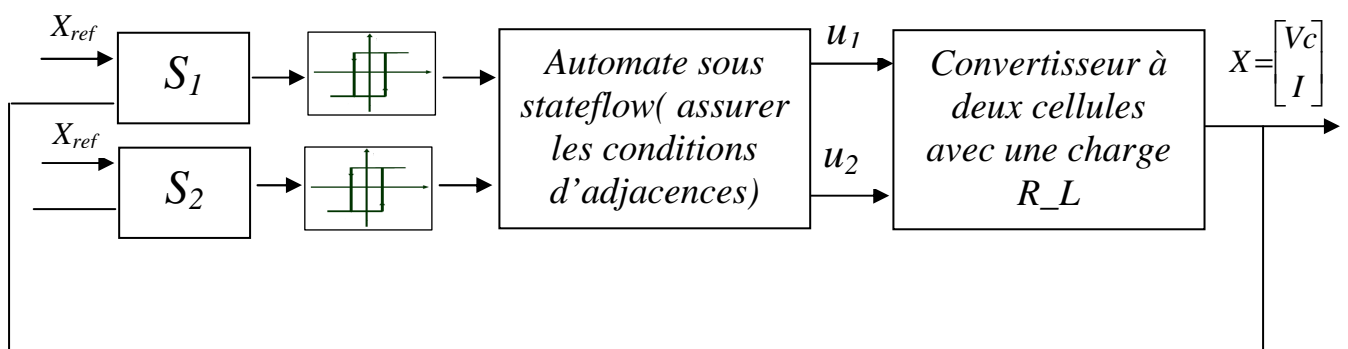


Figure II.25. Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur à deux cellules

Le vecteur d'état contient la tension flottante V_c ainsi que le courant de charge I . Le vecteur de commande contient l'état des interrupteurs u_1 et u_2 .

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} \\ \frac{V_c}{L} & \frac{E-V_c}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=2} g_k(x)u_k \quad (\text{II.23})$$

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 est fait à l'aide des résultats de la synthèse de la commande à fréquence fixe est alors entièrement définie.

La synthèse présentée dans le paragraphe précédant 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 celle définie dans (II.19)

$$S_i = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (\text{II.24})$$

Q est la matrice des éléments passifs. Et Δx^T est le vecteur contenant les erreurs des états

$$Q = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \Delta x^T = \begin{bmatrix} V_c - \frac{E}{2} & I - I_{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Après calcul on obtient les fonctions de commutations S_1 et S_2 comme le montre le système suivant

$$\begin{cases} S_1(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_1(x) = I_{ref} V_c - \frac{E}{2} I \\ S_2(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_2(x) = I_{ref} (E - V_c) - \frac{E}{2} I \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Après quelques transformations (voir [PIN 00]), on réécrit ces fonctions sous forme homogène à un courant comme suit :

$$\begin{cases} S_1(x) = \frac{2I_{ref}}{E} V_c - I \\ S_2(x) = \frac{2I_{ref}}{E} (E - V_c) - I \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.4.2.1. Résultats de simulation

On commande le convertisseur à trois cellules dont la structure a pour éléments $E = 1500V$, $R = 10 \Omega$, $L = 0.5mH$, $C = 40\mu F$.

Notre objectif est de commander les tensions des condensateurs V_c à de la tension de référence

$\frac{E}{2}$ et le courant de charge I doit atteindre la valeur $I_{ref} = 60A$.

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures II.26, II.27, II.28 et II.29 :

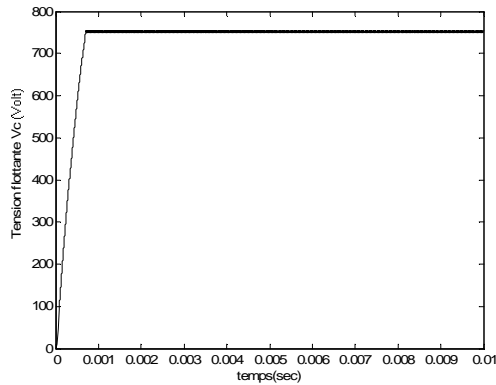


Figure II.26. Tension flottante V_{c1}

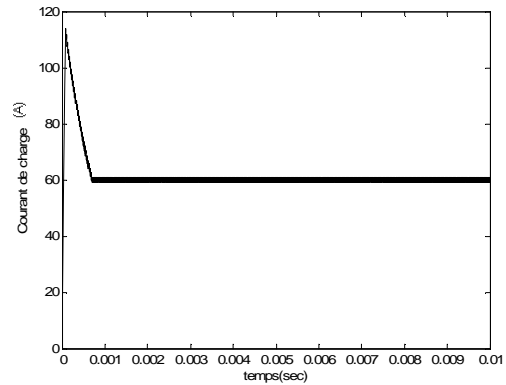


Figure II.27. Le courant de charge i_s

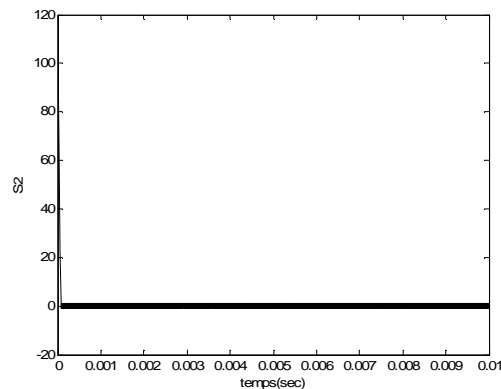
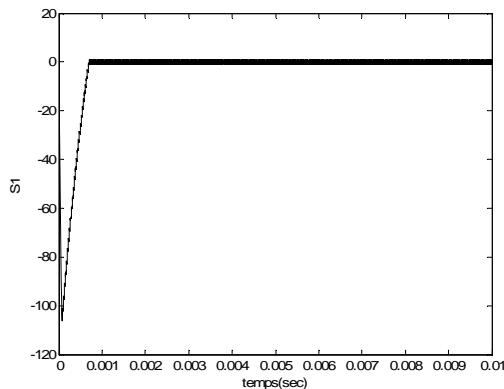


Figure II.28. Convergence des surfaces de glissement

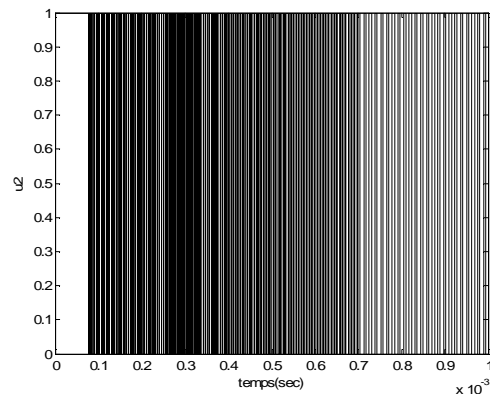
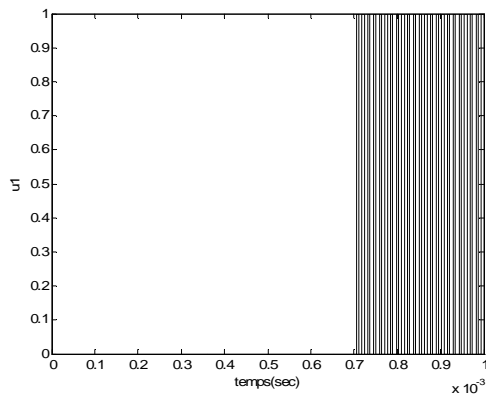


Figure II.29. Evolution des interrupteurs u_1 et u_2

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 la référence.

Pour les surfaces de glissement, on voit que les deux 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.

Les commandes des interrupteurs prennent l'état 0 ou 1. Dans le régime permanent elles varient rapidement, donc la commande est énergétique, ce qui explique l'effet *chattering* dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement.

II.4.3. Commande par mode glissant d'un convertisseur à trois cellules

Le principe de la commande par mode glissant appliquée à notre convertisseur à trois cellules est illustré dans la figure (II.30).

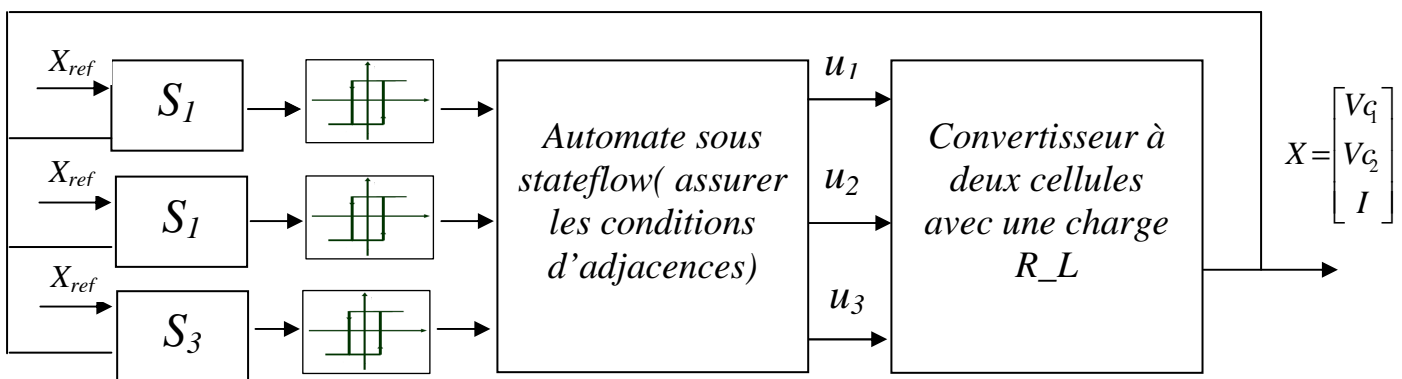


Figure II.30. Schéma bloc de la commande par mode de glissement d'un convertisseur à trois cellules

Après calcul on obtient les fonctions de commutations S_1 , S_2 et S_3 comme le montre le système suivant

$$\begin{cases} S_1(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} V_{C1} - I \\ S_2(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} (V_{C2} - V_{C1}) - I \\ S_3(x) = \frac{3.I_{ref}}{E} (E - V_{C2}) - I \end{cases} \quad (II.28)$$

II.4.3.1. Résultats de simulation

On commande le convertisseur à trois cellules dont en posant les paramètres suivants $E = 1500V$, $R = 10 \Omega$, $L = 0.5mH$, $C_1 = C_2 = 40\mu F$.

Notre objectif est de commander les tensions des condensateurs V_{c1}, V_{c2} à des tensions de références $\frac{E}{3}, \frac{2.E}{3}$ et le courant de charge I doit attendre la valeur $I_{ref} = 60A$

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes II.31, II.32 et II.33 :

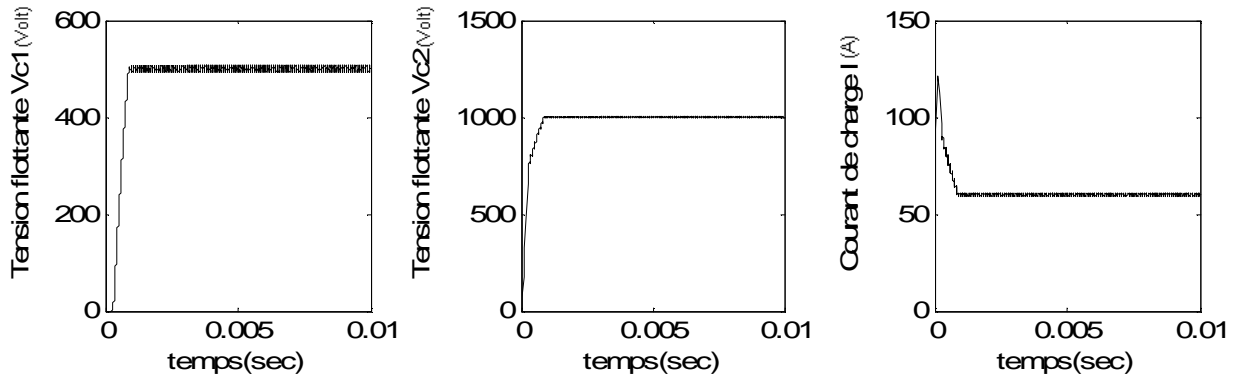


Figure II.31. Evolution des variables d'état du convertisseur

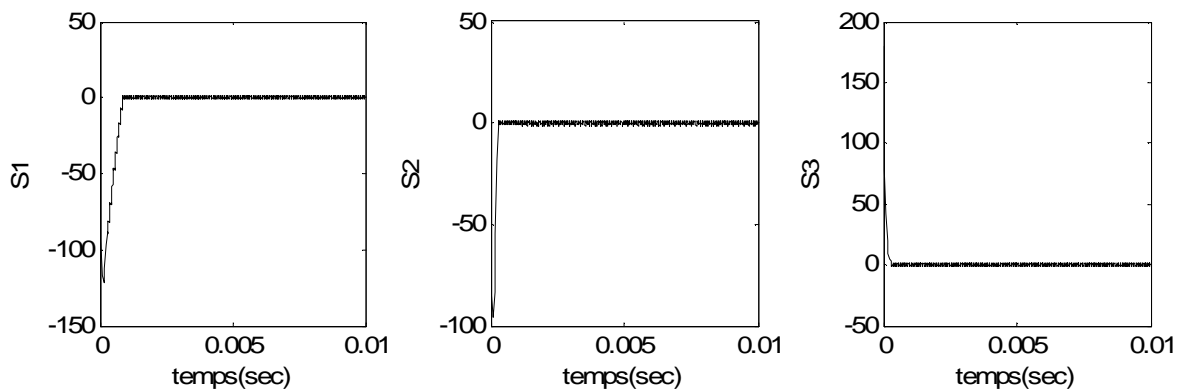


Figure II.32. Convergence des surfaces de glissement

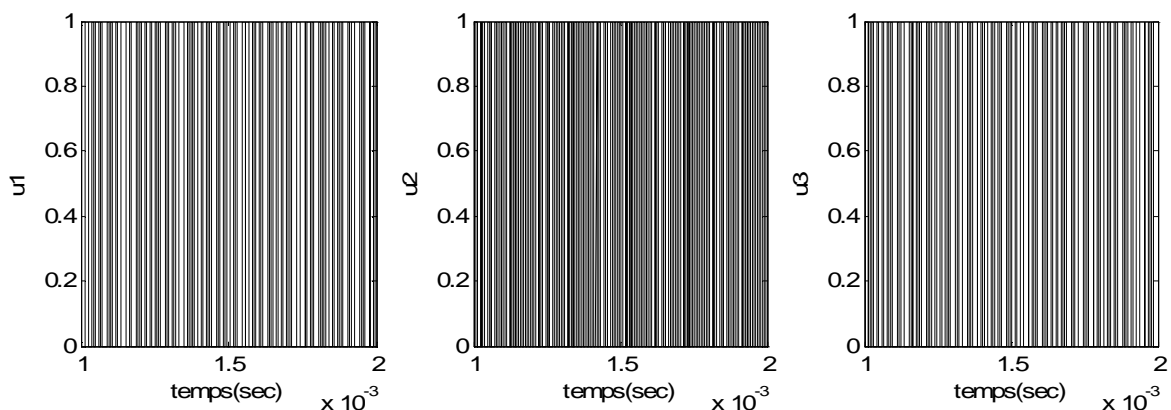


Figure II.33. Evolution des interrupteurs

II.4.4. Conclusion

Dans cette partie, nous avons appliqué la commande par mode de glissement qui est compatible par sa nature avec notre système. La régulation par cette commande a donné de bons résultats, mais son inconvénient majeur c'est la présence de l'effet *chattering* au niveau des interrupteurs qui rend la commande énergétique. Cela peut avoir un effet négatif sur les interrupteurs et peut diminuer leurs durées de vie et leurs fiabilités.

II.5. Commande par mode de glissement hybride

Dans cette section, nous allons synthétiser une commande basée sur la commande par mode glissant et ce, en utilisant le modèle hybride du convertisseur. Cette commande sera appliquée à un convertisseur à deux et à trois cellules de commutation.

II.5.1. Commande mode glissant hybride d'un convertisseur à deux cellules

Nous savons d'après la section de la commande hybride que son but est de créer une zone où les variables d'état peuvent varier afin d'atteindre leurs références. Dans ce paragraphe, on va appliquer cette idée sur les surfaces de commutation en se basant comme nous l'avons dit précédemment sur le comportement des dynamique de chaque mode qui constituent le modèle hybride du convertisseur.

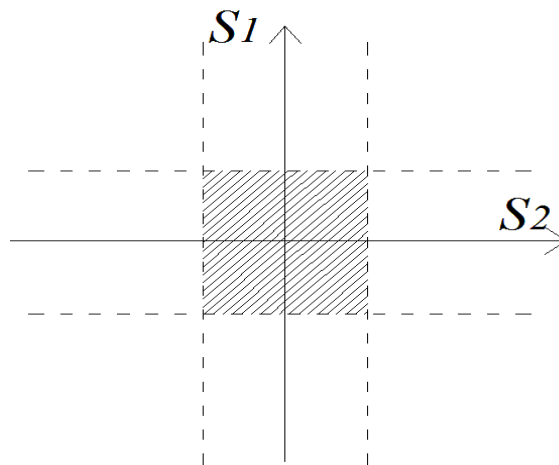


Figure II.34. La zone d'équilibre du convertisseur

On rappelle les expressions des surfaces de commutation développée dans la partie commande mode glissant.

$$\begin{cases} S_1(x) = I_{ref} Vc - V_{ref} I \\ S_2(x) = I_{ref} (E - Vc) - V_{ref} I \end{cases} \quad (II.29)$$

En faisant références aux conditions de transition vues dans la commande hybride, on peut développer l'automate *Stateflow* sous *Simulink* où la comparaison des surfaces de commutation avec l'origine deviennent les conditions de transition.

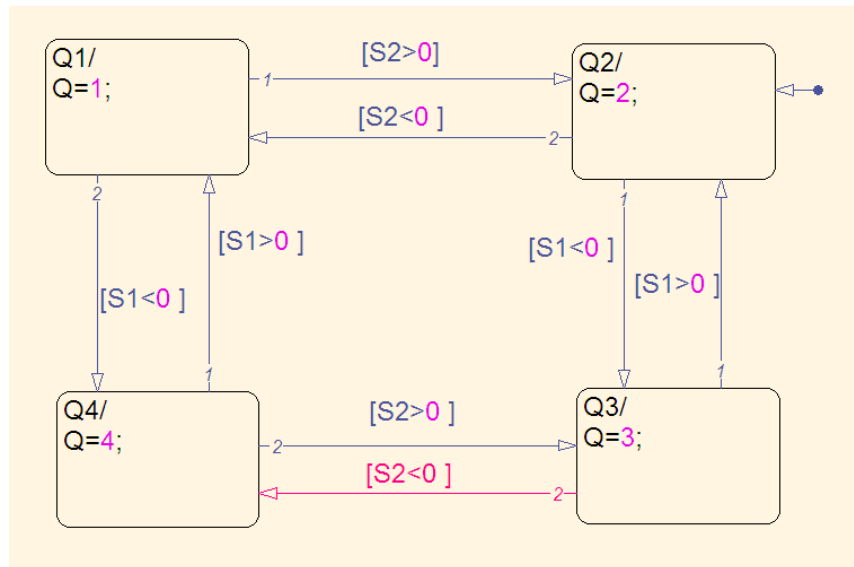


Figure II.35. Schéma Stateflow de la commande hybride+mode glissant pour un convertisseur 2 cellules

Les résultats de simulation sont résumés dans les figures II.36, II.37 et II.38.

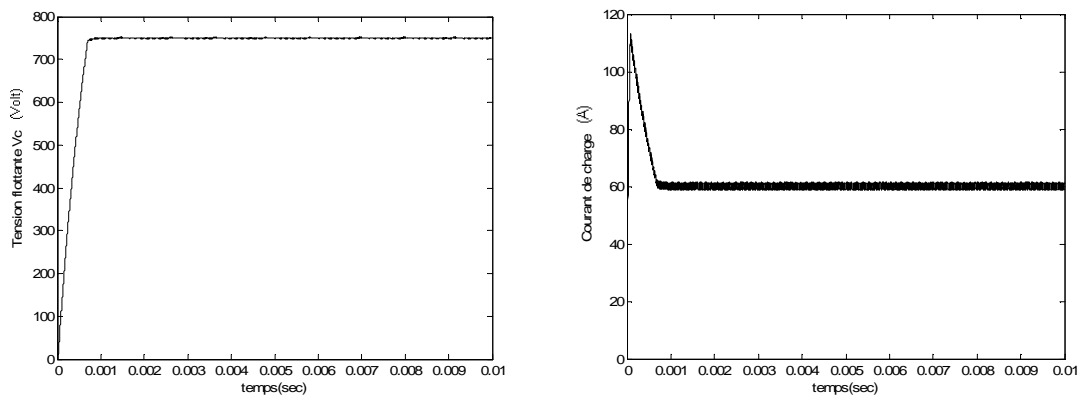


Figure II.36. Evolution des variables d'état du convertisseur

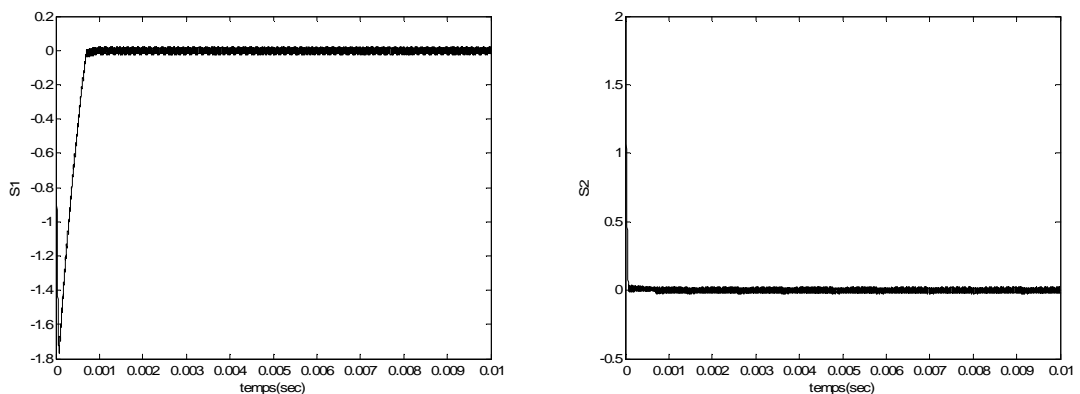


Figure II.37. Convergence des surfaces de glissement

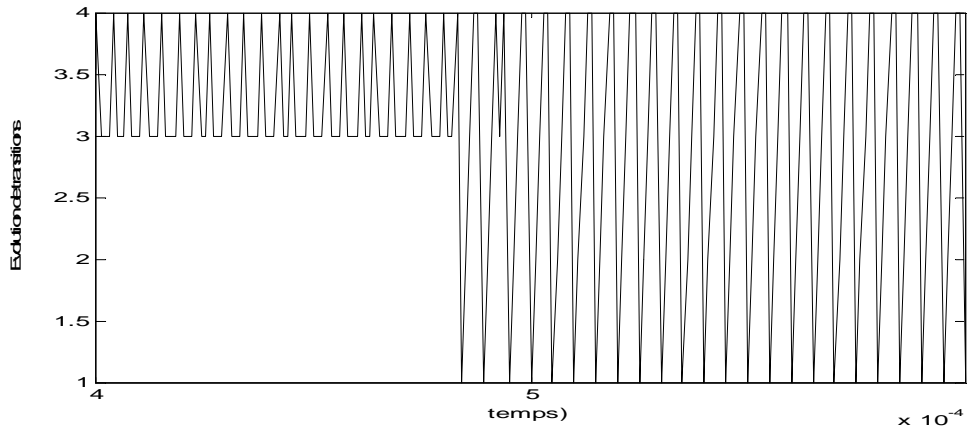


Figure II.38. Evolution des transitions

II.5.2. Commande mode glissant hybride d'un convertisseur à trois cellules

Les expressions des surfaces de commutation d'un convertisseur à trois cellules sont données par :

$$\begin{cases} S_1(x) = I_{ref} \cdot V_{c1} - V_{ref} \cdot I \\ S_2(x) = I_{ref} (V_{c2} - V_{c1}) - V_{ref} \cdot I \\ S_3(x) = I_{ref} (E - V_{c2}) - V_{ref} \cdot I \end{cases} \quad (II.30)$$

L'automate Stateflow sous Simulink qui représente les conditions de transition générées à partir des surfaces de commutation est donnée dans la figure II.39.

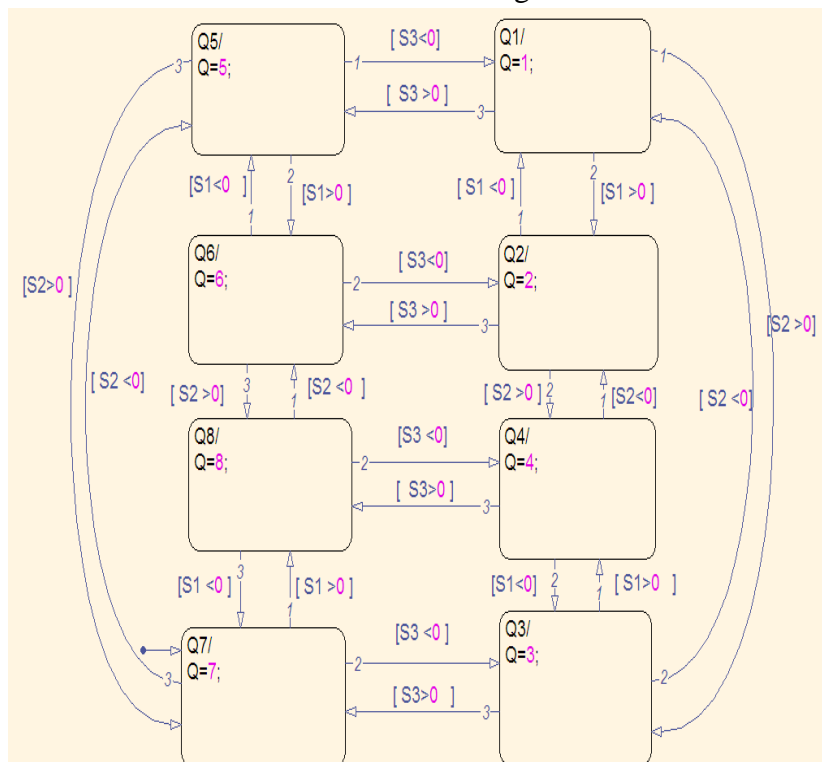


Figure II.39. Schéma Stateflow de la commande hybride+mode glissant pour un convertisseur à trois cellules

Les résultats de simulation sont résumés dans les figures II.40, II.41 et II.42.

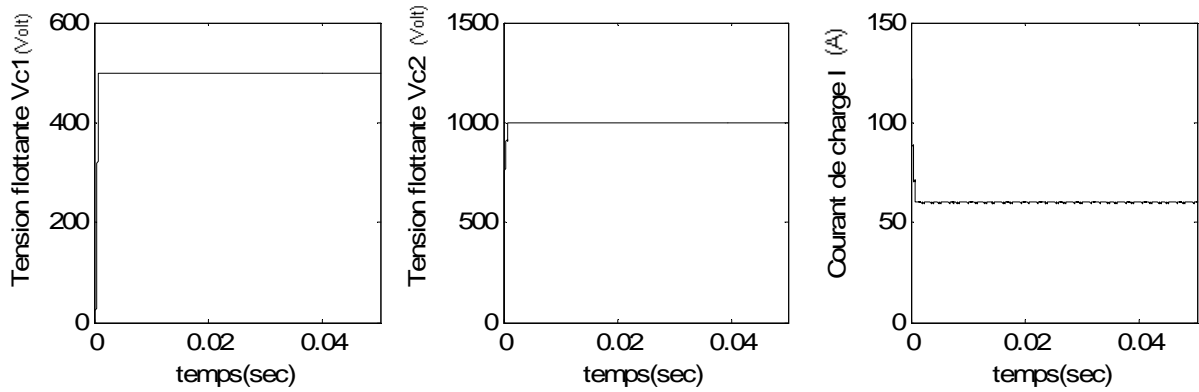


Figure II.40. Evolution des variables d'état du convertisseur

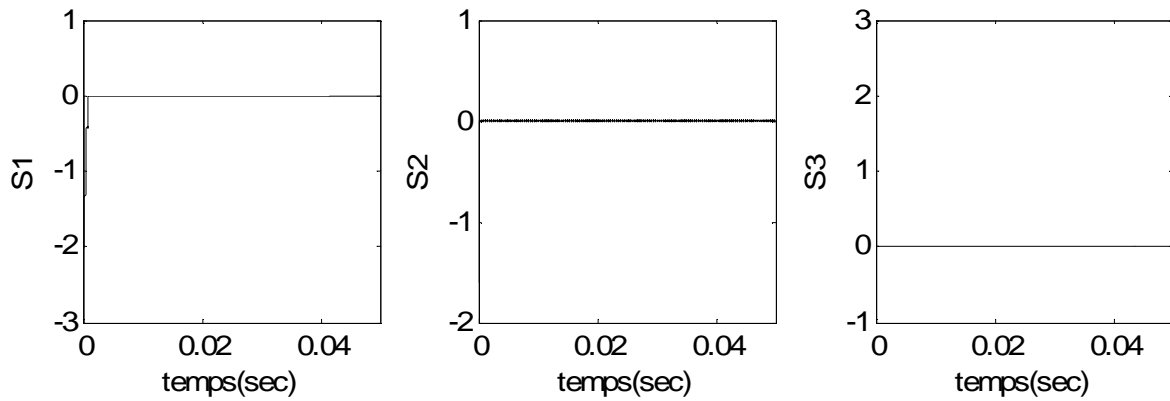


Figure II.41. Convergence des surfaces de glissement

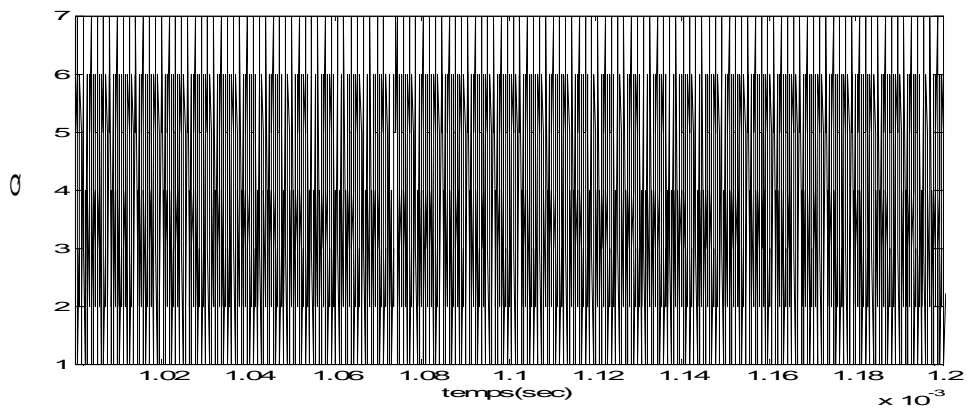


Figure II.42. Evolution des transitions

II.6. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre trois stratégies de commande des convertisseurs multicellulaires en boucle fermée. La première, c'est la commande hybride qui est basée sur la commutation entre les modes du modèle du convertisseur afin d'effectuer la régulation des tensions flottantes et le courant de charge autour de leurs références. La deuxième c'est la commande par mode glissant qui est basée sur la génération des surfaces de commutation à partir des mesures des variables d'état du convertisseur. Et la troisième, c'est la commande *glissant hybride* qui a été développée en se basant sur les deux commandes précédentes.

L'objectif du chapitre suivant sera la synthèse des observateurs d'état qui s'adaptent bien avec la structure hybride du convertisseur et qui seront par la suite utilisés pour le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaire.

Chapitre III :

Observateurs hybrides pour les convertisseurs multicellulaires

III.1. Introduction

Le commande et la supervision d'un système dynamique (procède de production, machine, installation, etc.) requièrent souvent la connaissance des grandeurs physiques non-mesurées. D'ou la nécessité de disposer d'un algorithme (capteur logiciel) pour estimer ces grandeurs inconnues à partir des signaux mesurés. Dans un cadre déterministe, les algorithmes qui estiment les variables d'état portent le nom d'*observateur* [XU02].

Dans le cas d'un convertisseur multicellulaire, les tensions flottantes des condensateurs devraient être maintenues constantes de sorte que les contraintes de tension soient dédoublées sur les interrupteurs de puissance [GAT01]. On a vu précédemment plusieurs algorithmes de commande permettant de contrôler les tensions flottantes et le courant de charge. Comme ces lois de commande sont en boucle fermée, alors la connaissance des variables d'état du convertisseur doivent être assurée à chaque instant.

Dans ce chapitre, nous proposons deux observateurs de types mode glissant basés sur le modèle hybride du convertisseur. Des résultats de simulations sont fournis pour montrer l'efficacité des approches utilisées.

III.2. Intérêt d'observer les tensions flottantes

Vu le coût élevé des capteurs des tensions flottantes qui s'accroît chaque fois le nombre des cellules augmente. Par exemple, pour un onduleur multicellulaire monophasé de dimension p , il faut disposer $p-1$ capteurs de tensions flottantes et un capteur de courant, et dans le cas d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire le problème se complique plus et on a besoin de $3(p-1)$ capteurs [BEN01].

Vu aussi l'encombrement des cartes de mesures de ce genre des capteurs, il est donc justifié d'utiliser un observateur d'état qui joue le rôle d'un capteur logiciel et qui va reconstruire les états du système à partir de la connaissance des grandeurs du signal de commande (signal d'entrée) et celle du signal de sortie (courant de charge).

III.3. Etude de l'observabilité

Un système est dit observable si à chaque instant et à partir la disponibilité des mesures de sa sortie et la connaissance de son entrée, on peut avoir une estimation de son vecteur d'état. Si une composante de ce vecteur ne peut pas être estimée, alors ce système n'est pas observable. Dans ce cas, la mesure de la sortie n'est pas suffisante pour faire la synthèse d'un observateur de ce système, ce qui nous oblige à chercher d'autres solutions comme, par exemple, ajouter des capteurs de mesures des autres variables.

Il existe plusieurs critères qui donnent information sur l'état d'observabilité d'un système. Ces critères diffèrent selon la nature du système, s'il est linéaire ou non linéaire.

III.3.1. Observabilité d'un convertisseur multicellulaire à 3 cellules

Considérons un convertisseur à trois cellules connecté à une charge R_L, le modèle instantané sous forme d'équation d'état est défini par (III.1):

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

Cette équation montre qu'il existe des états de la commande pour lesquels le système n'est plus observable. Comme par exemple, pour le cas $u_1 = u_2 = u_3 = 0$ ou $u_1 = u_2 = u_3 = 1$, le système est équivalent à un circuit RL de 1^{er} ordre.

Faisons maintenant un changement de variables au niveau de la commande ; pour cela, on pose : $q_1 = u_2 - u_1$ et $q_2 = u_3 - u_2$. On essaye ensuite de répartir les différents états de la commande sur trois périodes d'échantillonnage [GHA08].

1^{ère} période d'échantillonnage : $q_1 = 1, q_2 = 0$

Le système a tendance à charger le condensateur C_1 alors que le condensateur C_2 reste suspendu en l'air (sa dynamique devient nulle) ce qui rend la valeur de sa tension constante $V_{C_2} = cste$, donc on peut conclure que : V_{C_1} est observable, V_{C_2} est non observable.

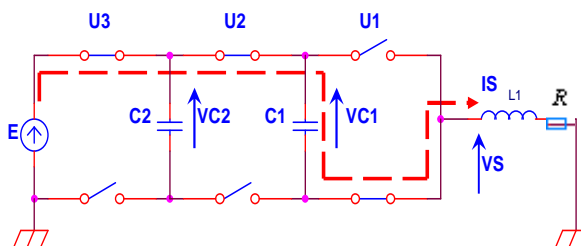


Figure III.1. Convertisseur dans le mode $Q_7(u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 1 \ 1]^T)$

$$\begin{cases} \dot{V}_{C_1} = \frac{I}{C_1} \\ \dot{V}_{C_2} = 0 \\ \dot{I} = -\frac{R}{L}I - \frac{V_{C_1}}{L} + \frac{E}{L}u_3 \end{cases} \quad (III.2)$$

2^{ème} période d'échantillonnage : $q_1 = 0, q_2 = 1$

Le système a tendance à charger le condensateur C2 alors que le condensateur C1 reste suspendu en l'air (sa dynamique devient nulle) ce qui rend la valeur de sa tension constante $V_{C1} = cste$, donc on peut conclure que : V_{C1} est non observable, V_{C2} est observable.

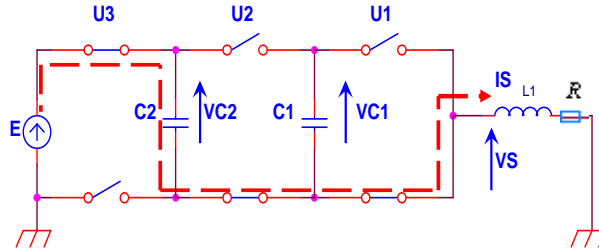


Figure III.2. Convertisseur dans le mode Q5 ($u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [0 \ 0 \ 1]^T$)

$$\begin{cases} \dot{V}_{C1} = 0 \\ \dot{V}_{C2} = \frac{I}{C_2} \\ \dot{I} = -\frac{R}{L}I - \frac{V_{C2}}{L} + \frac{E}{L}u_3 \end{cases} \quad (III.3)$$

3^{ème} période d'échantillonnage : $q_1 = -1, q_2 = 1$

Dans ce cas, le courant passe par les deux condensateurs C1 et C2. donc, les dynamiques de leurs tensions ne sont pas nulles. Dans ce cas, on peut observer la différence $V_{C1} - V_{C2}$.

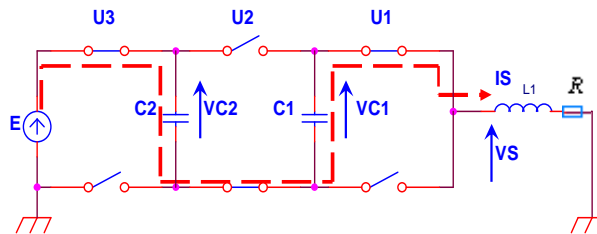


Figure III.3. Convertisseur dans le mode Q6 ($u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [1 \ 0 \ 1]^T$)

$$\begin{cases} \dot{V}_{C1} = -\frac{I}{C_1} \\ \dot{V}_{C2} = \frac{I}{C_2} \\ \dot{I} = -\frac{R}{L}I - \frac{V_{C2} - V_{C1}}{L} + \frac{E}{L}u_3 \end{cases} \quad (III.4)$$

Conclusion :

D'après les étapes suivies précédemment, on peut conclure que seule la quantité : $q_1 V_{C1} + q_2 V_{C2}$ est observable à partir de la mesure du courant de charge.

Remarques :

- 1) La conclusion obtenue reste valable pour les modes du système en état de décharge.
- 2) En utilisant le critère d'observabilité des systèmes non linéaires et en l'appliquant sur le modèle (III.1), on obtient : $Max \{rank(dh, dL_f h, dL_f^2 h)\} = 2$ (L_f : représente la dérivée de Lie). On obtient le même résultat pour un convertisseur d'ordre p .

III.3.2. Modélisation hybride en vue de l'observation des tensions flottantes

L'étude menée dans la section précédente montre qu'on ne peut pas avoir l'observabilité des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} en même temps ; par conséquent, le modèle instantané n'est pas valable pour construire un observateur capable de reconstruire les variables d'état du convertisseur.

Pour remédier le problème d'observabilité, on doit utiliser la forme compacte du modèle du convertisseur de façon à ce que le système est observable [BEN09]. On parle alors d'un observateur hybride qui dépend non seulement de la commande et la sortie de mesure mais aussi de l'état de la commande qui définit les modes du système.

Considérons des modèles affines d'ordre 2 interconnectés du modèle du convertisseur [GHA08]:

$$\begin{cases} \dot{V}_{c1} = q_1 \frac{I}{C_1} \\ \dot{I} = -\frac{R}{L}I - q_1 \frac{V_{c1}}{L} + \frac{E}{L}u_3 - q_2 \frac{V_{c2}}{L} \end{cases} \quad (III.5)$$

$$\begin{cases} \dot{V}_{c2} = q_2 \frac{I}{C_2} \\ \dot{I} = -\frac{R}{L}I - q_2 \frac{V_{c2}}{L} + \frac{E}{L}u_3 - q_1 \frac{V_{c1}}{L} \end{cases} \quad (III.6)$$

On peut écrire les deux ensembles d'équations précédentes sous la forme :

$$\sum_{(3)} : \begin{cases} \dot{X}_1(t) = A(q_1)X_1(t) + B_1(q, u, y) + H_1(q, X) \\ \dot{X}_2(t) = A(q_2)X_2(t) + B_2(q, u, y) + H_2(q, X) \\ y(t) = CX_i(t), i = 1, 2. \end{cases} \quad (III.7)$$

Avec

$$X_i = \begin{bmatrix} V_{c_i} \\ I \end{bmatrix}, \quad A(q_i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -q_i/L & 0 \end{bmatrix}, \quad H_1(q, X) = -\frac{q_2}{L} [0 \quad V_{c_2}]^T, \quad H_2(q, X) = -\frac{q_1}{L} [0 \quad V_{c_1}]^T \quad (III.8)$$

$$B_i(q, u, y) = \begin{bmatrix} q_i \frac{1}{C_i} \\ \frac{R}{L}I + \frac{E}{L}u_3 \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \quad C = [0 \quad 1] \quad (III.9)$$

Pour un convertisseur d'ordre p , la forme compacte prend l'ensemble des équations suivantes :

$$\sum_{(p)} : \begin{cases} \dot{X}_1(t) = A(q_1)X_1(t) + B_1(q, u, y) + H_1(q, X) \\ \dot{X}_2(t) = A(q_2)X_2(t) + B_2(q, u, y) + H_2(q, X) \\ \vdots \\ \dot{X}_{p-1}(t) = A(q_{p-1})X_{p-1}(t) + B_{p-1}(q, u, \hat{y}) + H_{p-1}(q, X) \\ y(t) = CX_i(t) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec

$$X_i = \begin{bmatrix} Vc_i \\ I \end{bmatrix}, A(q_i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -q_i/L & 0 \end{bmatrix}, q_i = u_{i+1} - u_i, i = 1, p-1 \quad (\text{III.11})$$

$$B_i(q, u, y) = \begin{bmatrix} q_i \frac{1}{C_i} \\ \frac{R}{L}I + \frac{E}{L}u_p \end{bmatrix}, H_i(q, X) = -\frac{1}{L} \left[0 \quad \sum_{j=1, j \neq i}^{p-1} q_j Vc_j \right]^T \quad (\text{III.12})$$

$$C = [0 \quad 1] \quad (\text{III.13})$$

III.3.3. Modèle de l'observateur hybride

En utilisant la forme compacte générale d'un convertisseur multicellulaire, on peut construire l'observateur qui prend l'ensemble des équations [GHA08]:

$$OBS : \begin{cases} \dot{\hat{X}}_1(t) = A(q_1)\hat{X}_1(t) + \hat{B}_1(q, u, \hat{y}) + H_1(q, \hat{X}) + \Phi_1(y - \hat{y}) \\ \dot{\hat{X}}_2(t) = A(q_2)\hat{X}_2(t) + \hat{B}_2(q, u, \hat{y}) + H_2(q, \hat{X}) + \Phi_2(y - \hat{y}) \\ \vdots \\ \dot{\hat{X}}_{p-1}(t) = A(q_{p-1})\hat{X}_{p-1}(t) + \hat{B}_{p-1}(q, u, \hat{y}) + H_{p-1}(q, \hat{X}) + \Phi_{p-1}(y - \hat{y}) \\ \hat{y}(t) = C\hat{X}_i(t) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec

$$\hat{X}_i = \begin{bmatrix} \hat{V}c_i \\ \hat{I} \end{bmatrix}, A(q_i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -q_i/L & 0 \end{bmatrix}, q_i = u_{i+1} - u_i, i = 1, p-1 \quad (\text{III.15})$$

$$\hat{B}_i(q, u, \hat{y}) = \begin{bmatrix} q_i \frac{1}{C_i} \\ \frac{R}{L}\hat{I} + \frac{E}{L}u_p \end{bmatrix}, H_i(q, X) = -\frac{1}{L} \left[0 \quad \sum_{j=1, j \neq i}^{p-1} q_j \hat{V}c_j \right]^T \quad (\text{III.16})$$

$$C = [0 \quad 1] \quad (\text{III.17})$$

$\Phi_i(y - \hat{y})$: représente la fonction gain de l'observateur choisi.

En général, un observateur hybride est un système dynamique auxiliaire dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer, et dont le vecteur de sortie \hat{x} constitue l'état estimé et l'état des interrupteurs \hat{q} , (figure III.4).

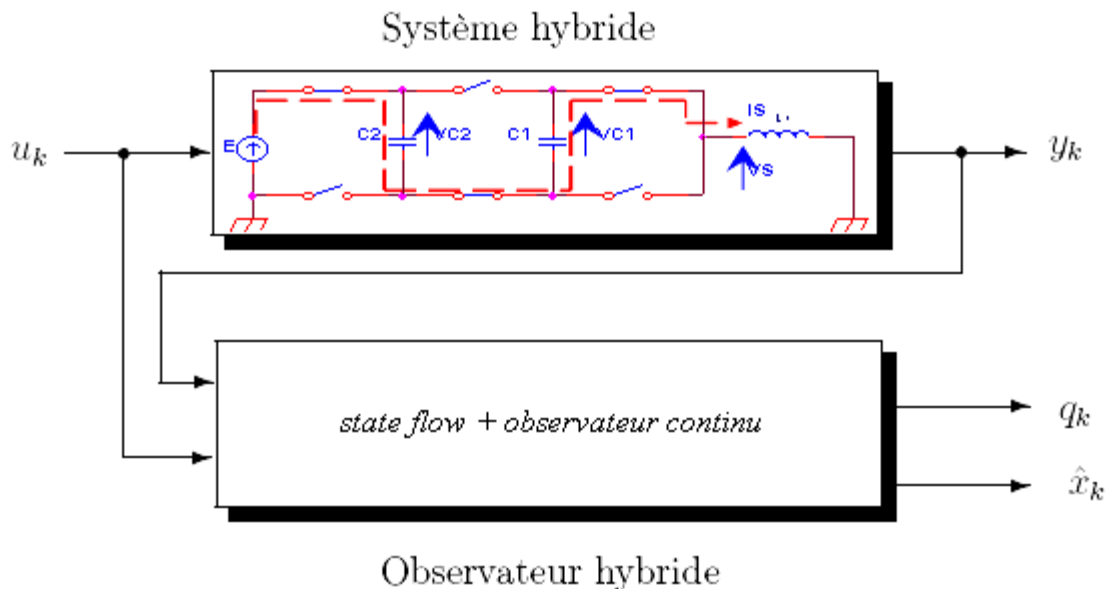


Figure III.4. Schéma bloc d'un observateur hybride

III.4. Synthèse d'observateurs par mode glissant hybride

Les observateurs à modes glissants sont issus de la théorie des systèmes à structure variable. Ces observateurs s'appliquent à une très large classe de systèmes non linéaires, ils sont réputés pour leurs robustesses face aux erreurs paramétriques et pour leurs simplicités de mise en œuvre. L'objectif donc est de restituer les tensions aux bornes des capacités flottantes en utilisant l'information de la mesure du courant.

III.4.1. Principes et étapes de conception

Tout comme la commande par modes glissants, le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide des 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 [BEN01]:

- 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 la littérature on trouve plusieurs observateurs, nous présentons dans ce qui suit deux types d'observateurs.

III.4.2. Observateur par mode de glissement d'ordre 1

Dans ce cas, le choix de la surface de glissement et la fonction gain de l'observateur sont donnée par les équations :

$$S = I - \hat{I} \quad (\text{III.18})$$

$$\Phi_i(y - \hat{y}) = \lambda \text{sign}(S), \text{ avec } \lambda = [0 \quad \lambda_1]^T \quad (\text{III.19})$$

λ_1 : représente un gain positif de valeur très importante afin de garantir la convergence de la surface de glissement et donc la convergence de l'erreur d'observation [BEN09].

III.4.2.1. Application à un convertisseur à trois cellules

L'observateur par mode de glissement d'ordre 1 s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c_1} = q_1 \frac{I}{C_1} \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \hat{I} - q_1 \frac{\hat{V}_{c_1}}{L} + \frac{E}{L} u_3 - q_2 \frac{\hat{V}_{c_2}}{L} + \lambda_1 \text{sign}(I - \hat{I}) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c_2} = q_2 \frac{I}{C_2} \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \hat{I} - q_2 \frac{\hat{V}_{c_2}}{L} + \frac{E}{L} u_3 - q_1 \frac{\hat{V}_{c_1}}{L} + \lambda_1 \text{sign}(I - \hat{I}) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

III.4.2.2. Résultats de simulation

Dans cette section, le cas idéal est considéré, i.e, les paramètres du convertisseur et de la charge sont connus et la mesure du courant de charge n'est pas bruitée. La commande est en boucle ouverte de type fonctionnement hacheur. Les paramètres du convertisseur et de la charge qui sont utilisés pour la simulation sont les suivant :

$$\begin{aligned} E &= 1500 \text{ V} ; L = 0.5 \text{ mH} ; R = 10 \text{ } \Omega ; C_1 = C_2 = 40 \text{ } \mu\text{F} \\ V_{c1ref} &= E/3 \text{ volt} ; V_{c2ref} = 2E/3 \text{ volt} ; \end{aligned}$$

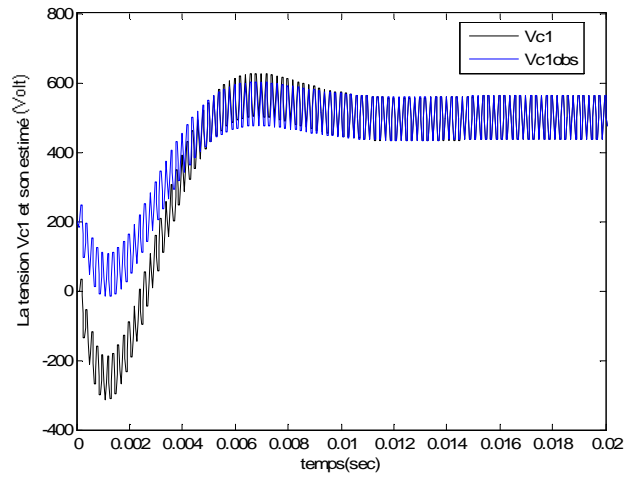


Figure III.5.a. Tension V_{c1} et son estimation

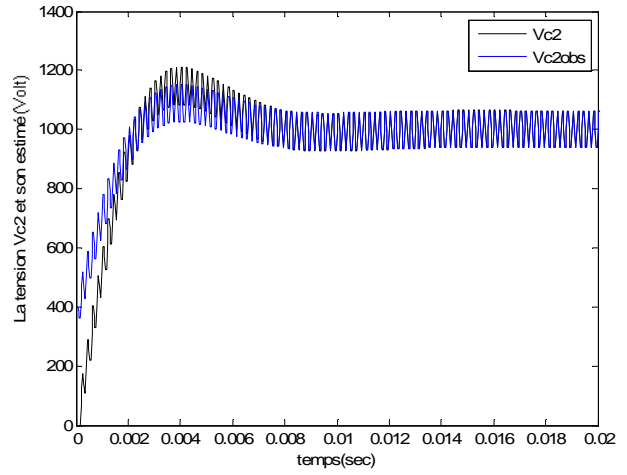


Figure III.5.b. Tension V_{c2} et son estimation

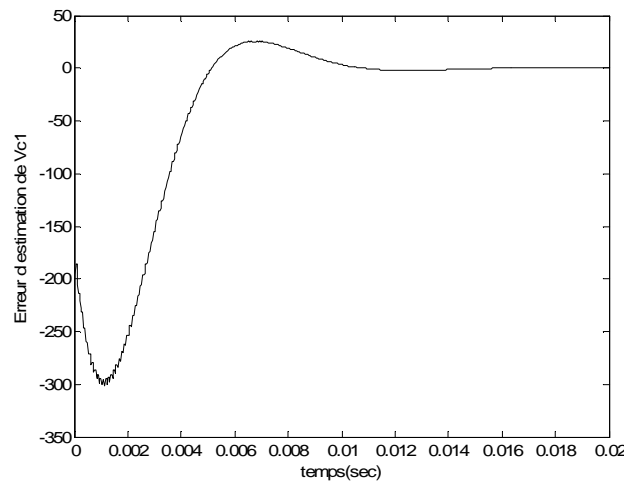


Figure III.6.a. Erreur d'estimation de V_{c1}

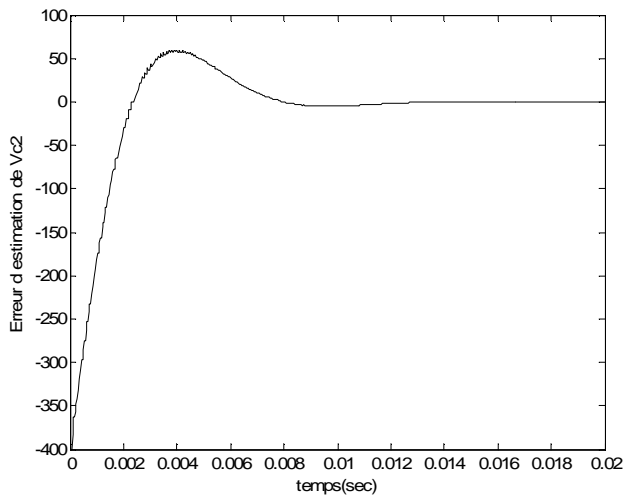


Figure III.6.b. Erreur d'estimation de V_{c2}

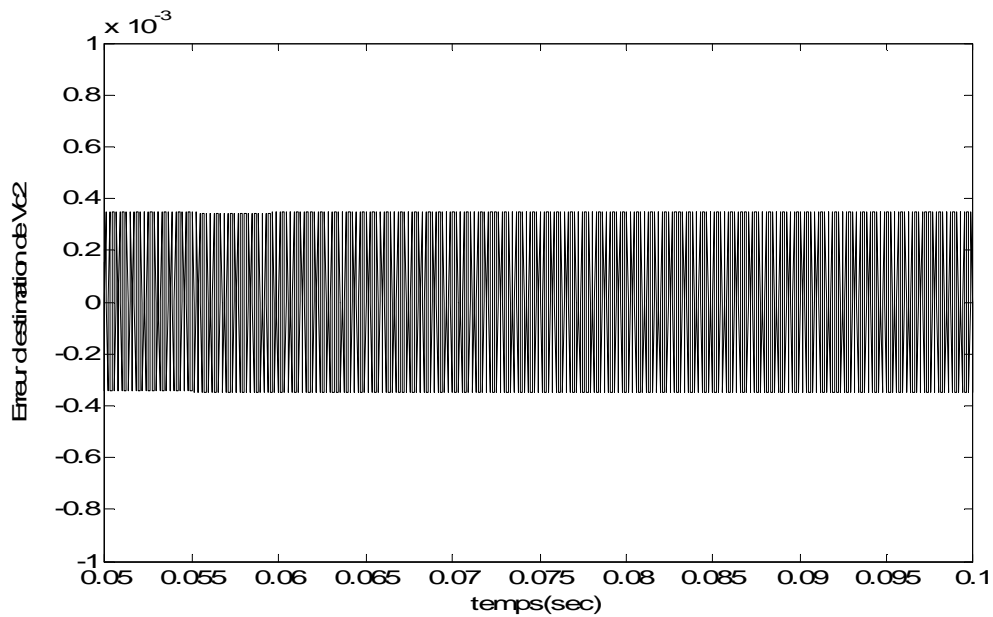


Figure III.7. Zoom sur l'erreur d'estimation de V_{c2}

Les figures III.5, III.6 et III.7 donnent les résultats de l'utilisation de l'observateur à mode glissant d'ordre 1 et montrent que le phénomène *Chattering* apparaît comme des oscillations à haute fréquence autour du point d'équilibre. Ces oscillations peuvent être réduites en diminuant la valeur du gain de l'observateur ou en remplaçant la fonction *sign* par une fonction continue (*sat* ou *sinh*) dans ce cas les propriétés de robustesse du mode glissant sont réduites [BEN01].

III.4.3. Observateur par mode de glissement d'ordre deux 'Super Twisting'

Pour garder la robustesse et réduire en même temps le phénomène de *chattering* les chercheurs ont proposés d'utiliser l'observateur 'super twisting' qui réalise un régime de glissement d'ordre deux. Dans ce cas le terme de correction est donné par [BEN09]:

L'observateur par mode de glissement d'ordre 2 s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = q_1 \frac{I}{C_1} + \lambda_{211} \text{sign}(I - \hat{I}) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \hat{I} - q_1 \frac{\hat{V}_{c1}}{L} + \frac{E}{L} u_3 - q_2 \frac{\hat{V}_{c2}}{L} + \lambda_{121} |I - \hat{I}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(I - \hat{I}) \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c2} = q_2 \frac{I}{C_2} + \lambda_{212} \text{sign}(I - \hat{I}) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \hat{I} - q_2 \frac{\hat{V}_{c2}}{L} + \frac{E}{L} u_3 - q_1 \frac{\hat{V}_{c1}}{L} + \lambda_{122} |I - \hat{I}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(I - \hat{I}) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Dans ce cas, le choix de la surface de glissement et la fonction gain de l'observateur sont donnés par :

$$S = I - \hat{I} \quad (\text{III.24})$$

$$\Phi_i(y - \hat{y}) = \lambda_{1i} |I - \hat{I}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(I - \hat{I}) + \lambda_{2i} \text{sign}(I - \hat{I}), \text{ avec } \lambda_{1i} = [0 \quad \lambda_{12i}]^T, \lambda_{2i} = [\lambda_{21i} \quad 0]^T \quad (\text{III.25})$$

III.4.3.1. Résultats de simulation

Les paramètres du convertisseur et de la charge qui sont utilisés pour la simulation sont les suivants :

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

$$V_{c1ref} = E/3 \text{ volt}; V_{c2ref} = 2E/3 \text{ volt};$$

On fait un changement du niveau de l'alimentation à l'instant 0.02 second pour voir la réaction des variables d'état et des erreurs d'estimation.

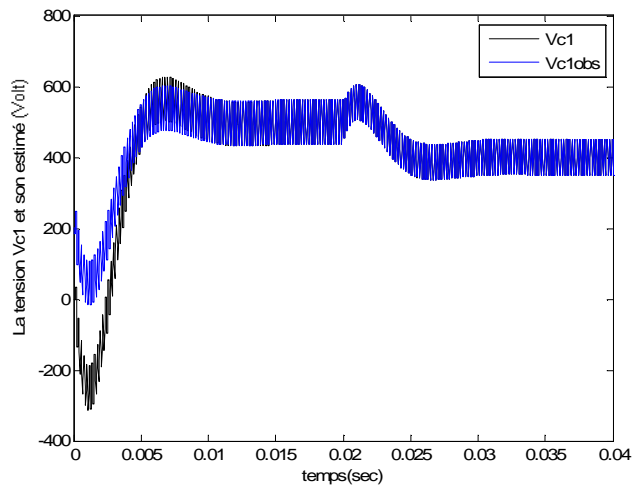


Figure III.8.a. Tension V_{c1} et son estimation

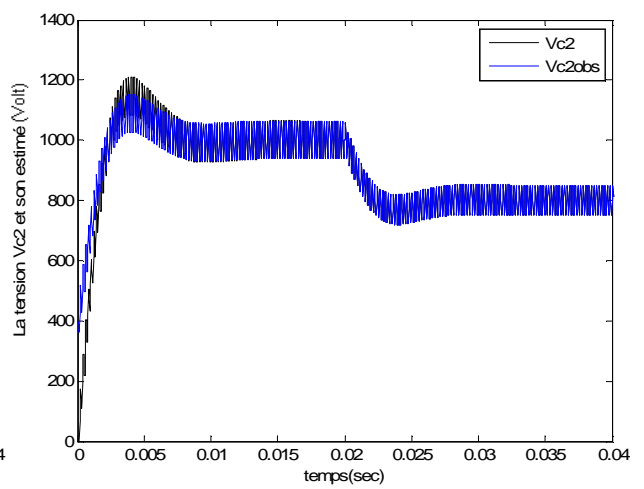


Figure III.8.b. Tension V_{c2} et son estimation

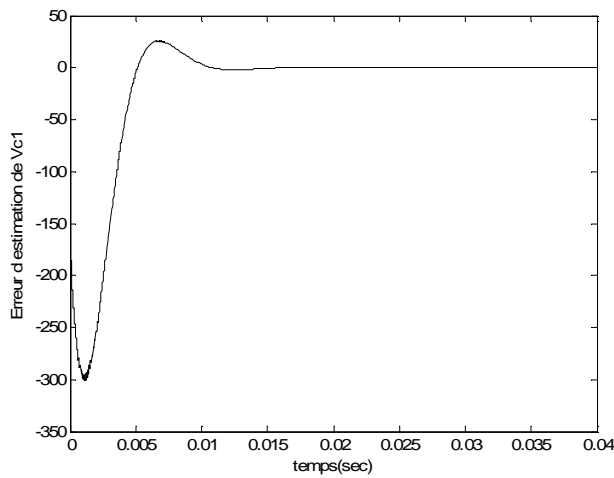


Figure III.9.a. Erreur d'estimation de V_{c1}

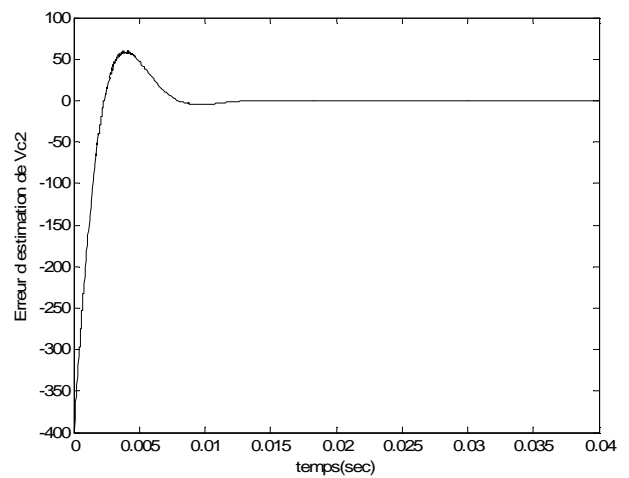


Figure III.9.b. Erreur d'estimation de V_{c2}

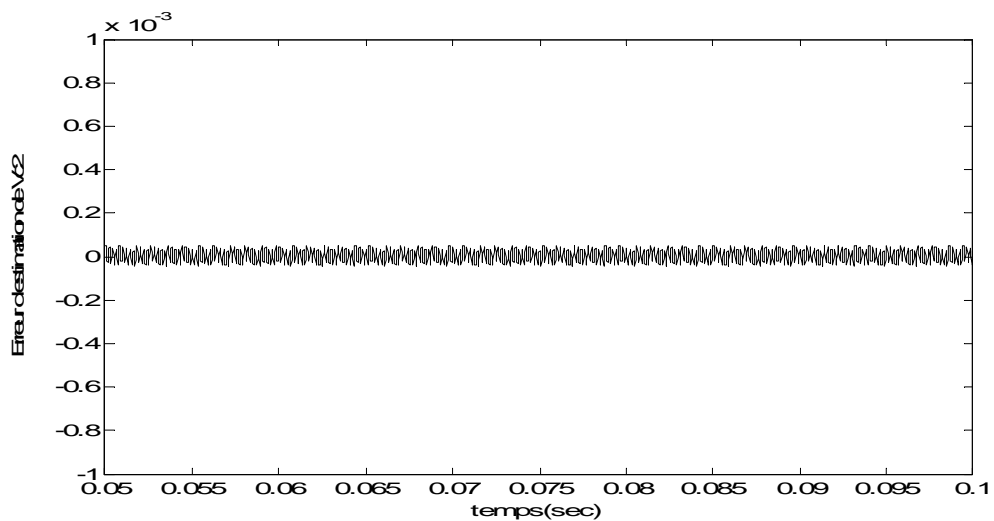


Figure III.10. Zoom sur l'erreur d'estimation de V_{c2}

Les figures III.8, III.9 et III.10 donnent les résultats de l'observateur super twisting , on note la réduction du *chattering* et les bonnes performances.

III.4.3.2. Test de robustesse de l'observateur par mode de glissement d'ordre deux 'Super Twisting'

Lors de la modélisation du convertisseur multicellulaire, nous avons considéré, que ces paramètres sont parfaitement connus. Alors qu'en pratique, ces paramètres physiques subissent des changements au cours du temps à cause, par exemple de l'échauffement et du vieillissement. Pour cette raison, on est obligé de faire un test de robustesse en faisant une variation sur les valeurs de ces paramètres. Dans cette partie, on va varier le paramètre de la résistance de la charge de moins 30% de sa valeur, et ce afin de voir la manière dont laquelle l'observateur va se réagir à ces changements.

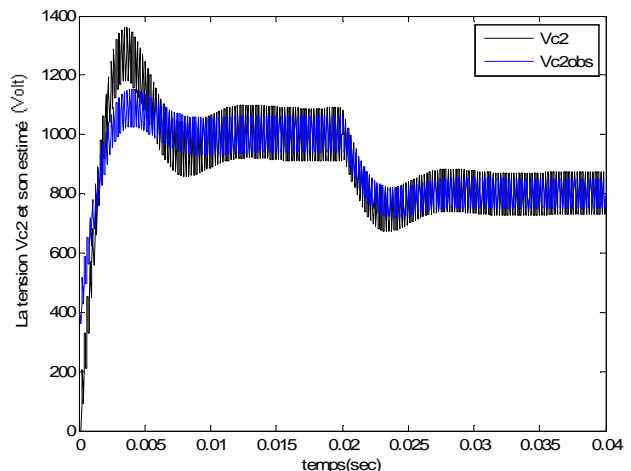
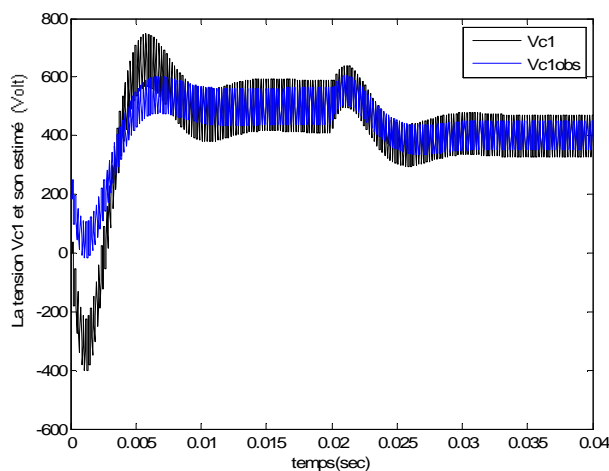


Figure III.11.a. Tension V_{c1} et son estimation **Figure III.11.b.** Tension V_{c2} et son estimation

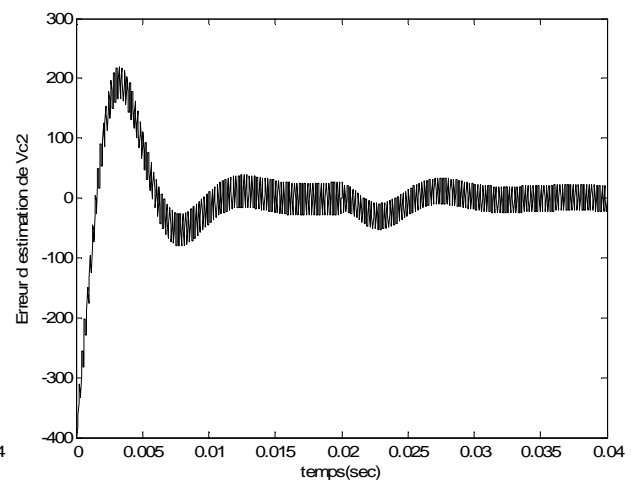
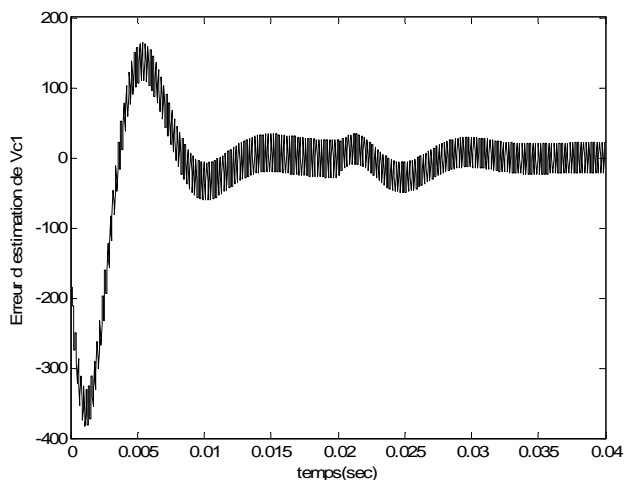


Figure III.12.a. Erreur d'estimation de V_{c1}

Figure III.12.b. Erreur d'estimation de V_{c2}

D'après les figures des erreurs d'estimation, on s'aperçoit que l'effet des variations paramétriques est annulé par l'action de l'observateur, ce qui montre que l'observateur par mode de glissement d'ordre deux 'Super Twisting' n'a pas perdu sa robustesse en réduisant l'effet de *chattering*.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la synthèse de deux observateurs de type mode glissant. Les observateur par mode glissant sont basé sur la génération des surfaces de glissant qu'on a choisisses comme étant la différence entre les signaux de sortie et celle de l'observateur. Les résultats de simulation montrent que l'observateur à mode glissant d'ordre supérieur est mieux choisis pour faire l'estimation des tensions flottantes du convertisseur qui doivent être régulé à leurs références. Ces résultats vont être appliqués dans le chapitre prochain du diagnostic des défauts de notre système qui va être basé sur l'utilisation des observateurs (*Observer – based diagnosis*).

Chapitre IV :

*Diagnostic des convertisseurs
multicellulaires*

IV.1. Introduction

Il est connu que l'accroissement de la complexité d'un système s'accompagne d'une grande vulnérabilité aux différentes défaillances pouvant survenir sur chacun de ses constituants, ce qui entraîne généralement une perte de la disponibilité de l'installation. Cette perte de disponibilité a des conséquences économiques évidentes. D'autre part, l'amélioration des performances dynamiques conduit à des sollicitations plus importantes et plus fréquentes des différents composants de l'installation et donc à un accroissement du risque de défaillance, d'où vient la nécessité de développer des outils capables d'agir en présence de cet environnement [TOS05].

Le mot diagnostic peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. On peut trouver ce concept par exemple dans la médecine où le diagnostic veut dire la reconnaissance des maladies d'après leurs symptômes. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de chercher la cause d'une défaillance ou d'un défaut dans ce procédé ou dans une partie de lui. L'une de ces définitions adoptée par les organisations internationales de normalisation est la suivante : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test » [ZWI95].

Le diagnostic tout au début était manuel mais avec l'apparition des calculateurs numériques, il est devenu automatique puis il s'est évolué comme tous les domaines de la discipline automatique. Les travaux de recherche concernant le diagnostic basé sur un modèle ont été intensifiés pendant les années 80 et les années 90. Aujourd'hui, c'est toujours un secteur de recherche en expansion avec beaucoup de questions non résolues. On peut trouver les principaux travaux de référence dans le secteur les ouvrages [PAT89], [BAS93], [GER98] et [CHE99] [FRA08].

Le diagnostic peut être destiné à faire la supervision des processus industriels et a objectif d'alermer le personnel qui travaille sur ces installations qu'il y a un mauvais fonctionnement du système et qui doit provoquer l'intervention urgente où même l'arrêt totale du procédé. On trouve ce type de diagnostic surtout dans les procédés chimiques et nucléaires qui représentent des risques potentiels en termes de sécurité et de l'environnement. Il y a d'autres processus qui ne se limitent pas par cette fonction de surveillance, mais ils peuvent être utilisés pour faire de la commande. On parle ici de la commande tolérante aux défauts qui peut s'adapter avec la présence du mode de défaillance lorsqu'un défaut se produit dans le système.

Dans ce chapitre, on va parler dans un premier temps sur les concepts et la terminologie du diagnostic, puis on passe directement au diagnostic des convertisseurs multicellulaires qui représentent une bonne application du diagnostic à cause de sa structure bien déterminée, que ce soit au niveau de son modèle ou bien son architecture matérielle basée sur des cellules de commutation. On rappelle ici que la méthode de diagnostic des convertisseurs multicellulaire sera basée sur un modèle mathématique et plus précisément sur les observateurs.

IV.2. Terminologie

On propose ici une liste de terminologie qu'on va utiliser tout au long de la suite de cette thèse. La liste suivante présente des définitions [FRA08];

- **Un symptôme** est un caractère distinctif d'un état fonctionnel ou comportemental anormal.
- **Une panne** est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance.
- **Défaillance** : Une interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiées.
- **Défaut** : Un écart non permis d'au moins une propriété structurale ou d'un paramètre caractéristique du système par rapport au comportement nominal (usuel ou acceptable).
- **Détection de défaut** : La détermination de la présence de défauts et de l'instant de leurs occurrences.
- **Isolation de défaut** : La détermination du type, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut.
- **Identification** : La détermination de la taille et du comportement temporel d'un défaut.
- **Effet de défaillance** : La conséquence d'un mode de défaillance sur l'opération, la fonction, ou le statut d'une variable.
- **Modélisation du défaut** : Détermination d'un modèle mathématique pour décrire un effet spécifique du défaut.
- **Reconfiguration** : Changement de la structure et des paramètres du contrôleur. L'objectif original de commande est atteint bien que l'exécution puisse être dégradée.
- **Redondance analytique** : Détermination d'une variable par la mesure ou par l'utilisation d'un modèle mathématique du processus considéré.
- **Résidu** : Les signaux portants de l'information, basés sur l'écart entre les mesures et les calculs basés sur le modèle.
- **Seuil** : La valeur limite de l'écart d'un résidu avec le zéro, ainsi s'il est dépassé, un défaut est déclaré comme détectée.

IV.3. Classification des défauts

Comme les systèmes de commande sont constitués de trois parties essentielles qui sont le procédé lui-même, les actionneurs et les capteurs, alors les types de défauts sont répartis sur ces parties là.

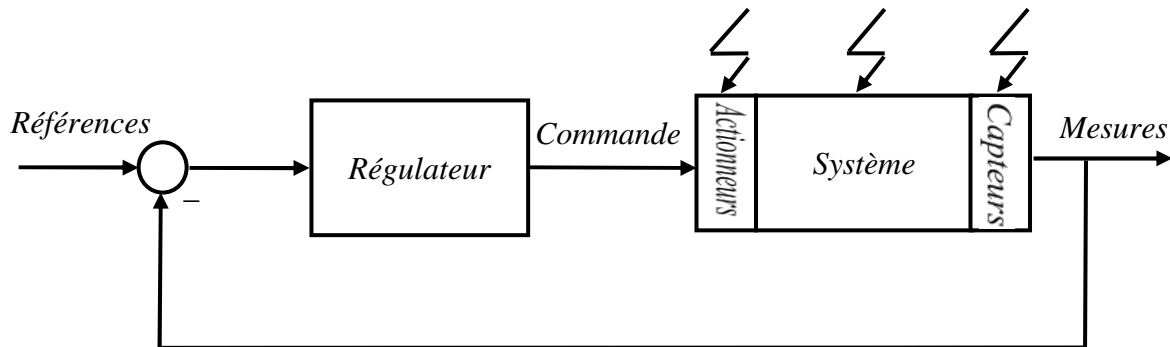


Figure IV.1. Type de défauts dans un système

IV.3.1. Défauts d'actionneurs

Ils représentent la perte partielle ou totale (complète) de l'action de commande. L'actionneur ne peut pas donc transformer les ordres de commande en une action sur le système malgré les entrées qu'on lui applique. La raison d'un tel défaut peut être, par exemple un câblage coupé ou brûlé... Il peut résulter, par exemple, d'une fuite hydraulique ou pneumatique, résistance accrue ou chute dans la tension d'alimentation [FRA08]. Multiplier les actionneurs dans le système afin d'assurer la tolérance aux défauts n'est souvent pas une bonne solution à cause de leurs prix élevés et du volume qu'ils occupent sauf pour les actionneurs qui représentent un pourcentage non considérable du coût totale du procédé, comme c'est le cas pour les convertisseurs multicellulaire où les interrupteurs représentent l'actionneur du système.

IV.3.2. Défauts capteurs

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système et représente la mesure incorrecte de ces variables. Ils peuvent également être subdivisés en partiel et total. Dans le cas d'un défaut total, le capteur donne une valeur complètement erronée de la mesure, par contre un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable mesurée. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, 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 [CHA06]. En raison de leurs petites tailles, les capteurs peuvent être multipliés dans le système pour assurer la tolérance aux défauts. Cette approche implique habituellement l'augmentation significative en coûts relatifs [FRA08].

IV.3.3. Défauts de composants

Ce sont les défauts qui prennent lieu dans les composants du système lui-même, c-à-d, tous les défauts qui ne peuvent pas être classés parmi les défauts de capteurs ou d'actionneurs, sont groupés dans la catégorie des défauts de composants. 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 [FRA08].

IV.4. Procédures de détection et de localisation des défauts

La figure suivante montre le schéma bloc d'un procédé avec un système à détection de défauts.

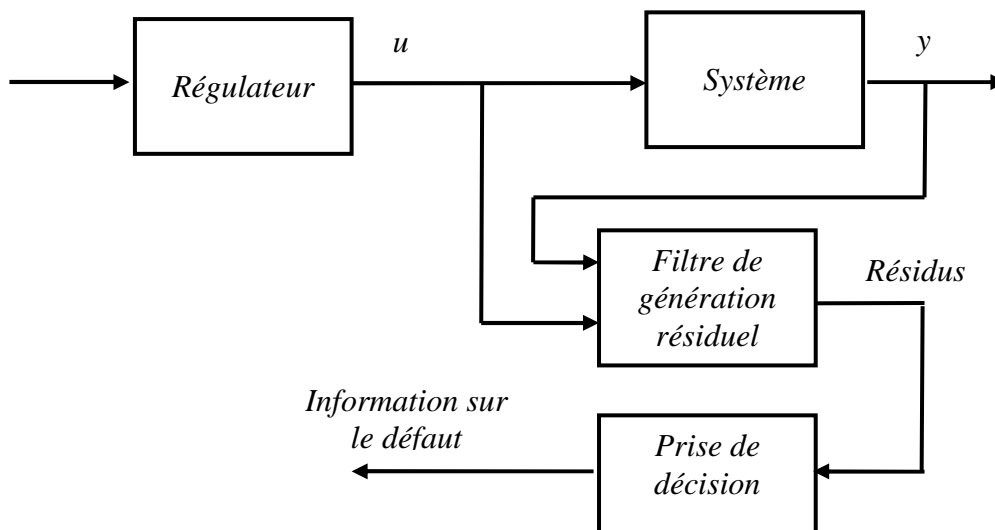


Figure IV.2. Etapes de diagnostic

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

- Génération de résidus : cette étape consiste à générer des résidus, c-à-d des signaux qui peuvent avoir plusieurs états qui définissent la présence ou non du (ou des) défauts à partir de la différence existante entre la mesure de la sortie du système et sa valeur désirée.
- Prise de décision : Cette deuxième étape définit ce qu'on appelle l'approche détection et localisation de défaut (en anglais : *Fault Detection and Isolation*). Le bloc générateur de résidus définit un vecteur de signaux qui donnent des informations capables de détecter le défaut et en plus, le localiser.

La procédure de détection et de localisation des défauts passe par trois étapes essentielles [LOO01] (voir figure (IV.3)):

IV.4.1. La détection : C'est l'étape qui décide si le système est soumis à un défaut ou pas. Elle consiste dans la plus part des cas à générer le vecteur résidu, qui est nul en fonctionnement normal et est comparé en ligne aux signatures de pannes. La détection est réalisée en vérifiant le dépassement d'un seuil par les résidus.

IV.4.2. La localisation : Cette étape permet de localiser le défaut et donc de déterminer quelle partie du système est affectée par l'anomalie.

IV.4.3. L'identification : Cette dernière étape consiste à déterminer les causes qui ont mené à une situation anormale peuvent être internes (sous-ensembles défaillants faisant partie de l'équipement), ou bien externes à l'équipement.

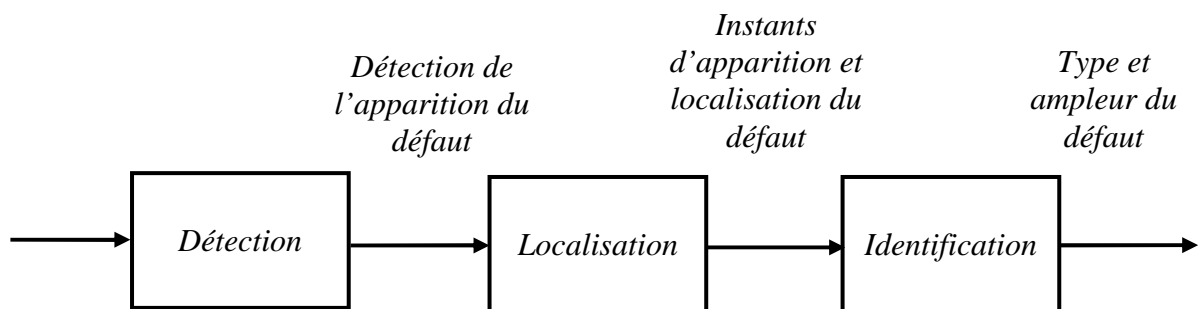


Figure IV.3. Procédure de détection et de localisation des défauts (FDI)

IV.5. Principe du diagnostic des défauts

Le principe de base du diagnostic des défauts repose sur la notion de redondance qui est subdivisée en deux types, matérielle (ou physique) et analytique.

- La première est dite traditionnelle et consiste à ajouter des capteurs afin d'obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système. C'est la redondance matérielle [MEZ00].

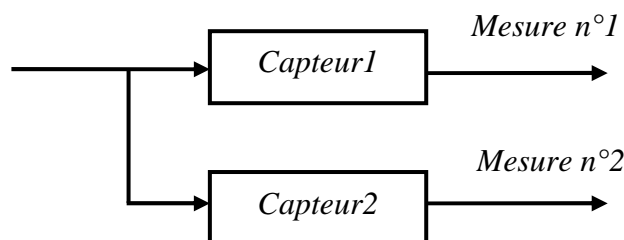


Figure IV.4. Schéma représentant la redondance matérielle.

Cette méthode par redondance physique a l'avantage d'être conceptuellement simple mais elle est coûteuse à être mise en œuvre et conduit à des installations encombrantes. Elle est, par conséquent, utilisée uniquement pour la surveillance des sous-ensembles critiques d'un système.

Un autre inconvénient est que les composants identiques fabriqués dans la même série peuvent se dégrader de la même façon et tomber en panne en même temps [ZEM03].

- La deuxième approche consiste à développer des algorithmes de détection et de localisation des défauts en utilisant les mesures disponibles sur le système et nécessite donc un modèle du système à surveiller. Une équation de redondance analytique est une équation dont laquelle toutes les variables sont connues. Pour éviter les fausses alarmes ou les manques de détection, ces algorithmes doivent tenir compte des bruits de mesure, des perturbations ainsi que des erreurs de modélisation. Les méthodes basées sur cette approche sont plus simples, plus flexibles, moins coûteuses et plus écologiques que l'approche traditionnelle [LEU02].

IV.6. Classification des méthodes de diagnostic

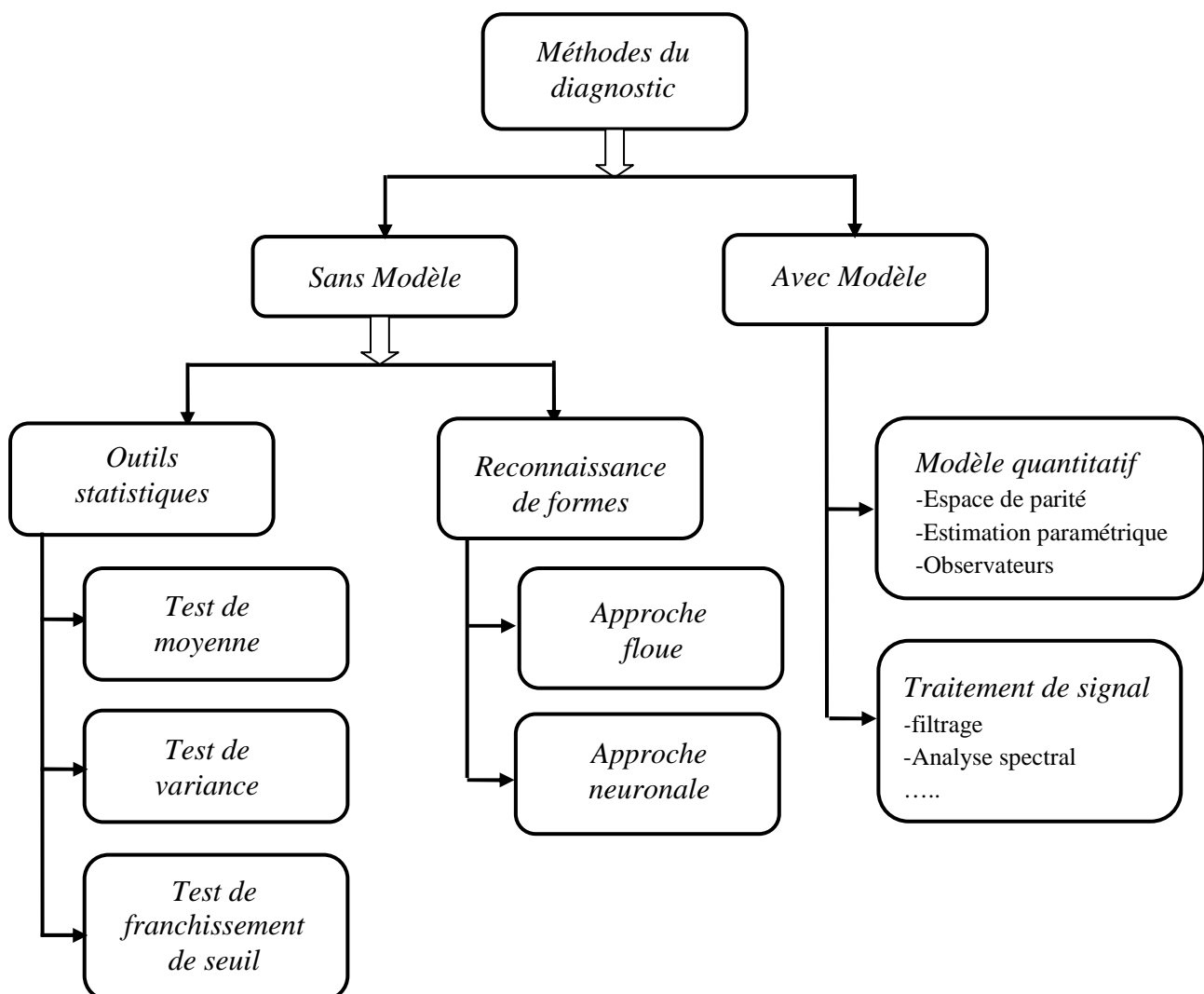


Figure IV.5. Méthodes de diagnostic des défauts

La figure IV.5 montre les différentes méthodes de diagnostic les plus utilisées [ZEM03]. Les méthodes de diagnostic sont classées en deux catégories selon la disponibilité ou non du modèle.

Les méthodes qui ne sont pas basées sur un modèle mathématique se reposent sur l'information de mesure telle que l'état de ces mesures change ces caractéristiques, soit sa moyenne ou sa variance, on parle alors des méthodes basées sur des outils statistiques, soit elle change sa dynamique ou bien celle de sa dérivée première ou secondaire, on parle alors des méthodes basées sur la reconnaissance de formes. On peut trouver dans cette sous-catégorie plusieurs approches comme la logique floue et les réseaux neurones.

Les méthodes qui sont basées sur un modèle utilisent en générale le principe de la redondance physique et analytique, on peut trouver plusieurs approches, telle que, les méthodes de l'espace de parité, estimation paramétrique, observateurs, méthodes basées sur le traitement de signal, ect... Pour notre application, on s'intéresse aux méthodes de diagnostic à base d'observateurs.

IV.6.1. Méthodes de diagnostic à base d'observateurs

Les méthodes de diagnostic des défauts à base d'observateurs sont basées sur le principe de génération de résidus en comparant les grandeurs disponibles du système réel aux grandeurs estimées (issues de l'observateur). Cette technique se voit donner une importance grandissante car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles. De très nombreux travaux ont été développés concernant la synthèse d'observateurs pour le diagnostic des systèmes physiques.

IV.6.2. Génération des résidus

Le résidu prend l'expression suivante; $r_i = R(y_i - \hat{y}_i)$ où r_i dénote le $i^{\text{ème}}$ résidu ; R représente un opérateur mathématique (norme, moyenne, dérive, comparaison, etc.), y_i est la $i^{\text{ème}}$ sortie mesurée du système, \hat{y}_i est la $i^{\text{ème}}$ sortie estimée du système. Les résidus sont conçus pour être égaux ou converger vers zéro, dans le cas sans défaut $r_i = 0$ et quitter de manière significative la valeur zéro après l'occurrence d'un défaut [FRA08]. Par conséquent, il est important d'obtenir une *structure du résidu* permettant son évaluation correcte.

IV.6.3. Evaluation du résidu

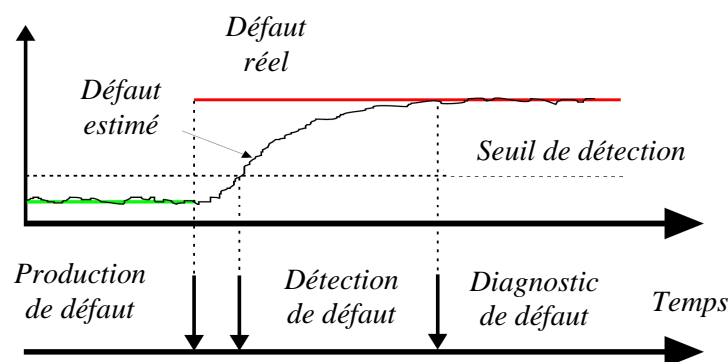


Figure IV.6. Visualisation du retard dans la procédure FDI

La figure IV.6 visualise le processus de détection où le vrai signal de défaut change à l'instant de l'apparition du défaut. Après l'apparition du défaut le bloc *FDI* prend quelques temps pour détecter le défaut qui est atteint en faisant un test de seuil (en anglais : *threshold*) et il nécessite encore un temps supplémentaire pour que le diagnostic soit effectif afin de collecter des données entrées - sorties suffisantes pour prendre une décision [STO06]. On note ici, que ce niveau doit être significatif par rapport les signaux de bruit et de perturbation. Un bon diagnostic doit minimiser l'intervalle entre le moment de l'apparition du défaut et celui de la prise de décision.

IV.7. Critère de performance d'un système de diagnostic

Un système de diagnostic doit vérifier un ensemble de caractéristiques. Il doit permettre [TOS05].

- **La détectabilité**

Pouvoir détecter une défaillance particulière

- **La localisation**

C'est l'aptitude de la procédure de détection à distinguer (c'est à dire localiser) plusieurs fautes sous réserve que ces fautes soit détectables.

- **La sensibilité**

Elle caractérise l'aptitude de la procédure à détecter des fautes d'amplitude donnée. Elle dépend surtout de l'amplitude relative du bruit de mesure par rapport à celle du défaut à détecter.

- **La robustesse**

C'est l'aptitude de la procédure à détecter les fautes indépendamment des erreurs de modèle du processus et des perturbations extérieures.

- **La rapidité de la détection**

Elle se définit d'elle-même ; c'est un impératif à prendre en compte lorsque le diagnostic doit être établi en temps réel.

IV.8. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires

Les convertisseurs multicellulaires comme tous les convertisseurs de puissance sont constitués d'éléments actifs à semi-conducteurs (diodes, MOSFET, IGBT, GTO) et d'éléments de stockage d'énergie (inductances et condensateurs). Bien que les études soient rares, il apparaît que les premiers et particulièrement les interrupteurs commandés sont les plus sujets à défaillance. Cela peut venir de leur commande comme un défaut physique toujours lié à un problème thermique provoqué par une surcharge qui est lié à un empiètement de commande ou

une surtension provoquent une avalanche. Ce qui provoque l'augmentation de la température interne de l'interrupteur de puissance. [BET05]

Pour bien illustrer les causes principales, voici l'arbre de défaillance d'une cellule de commutation d'un transistor de type IGBT.

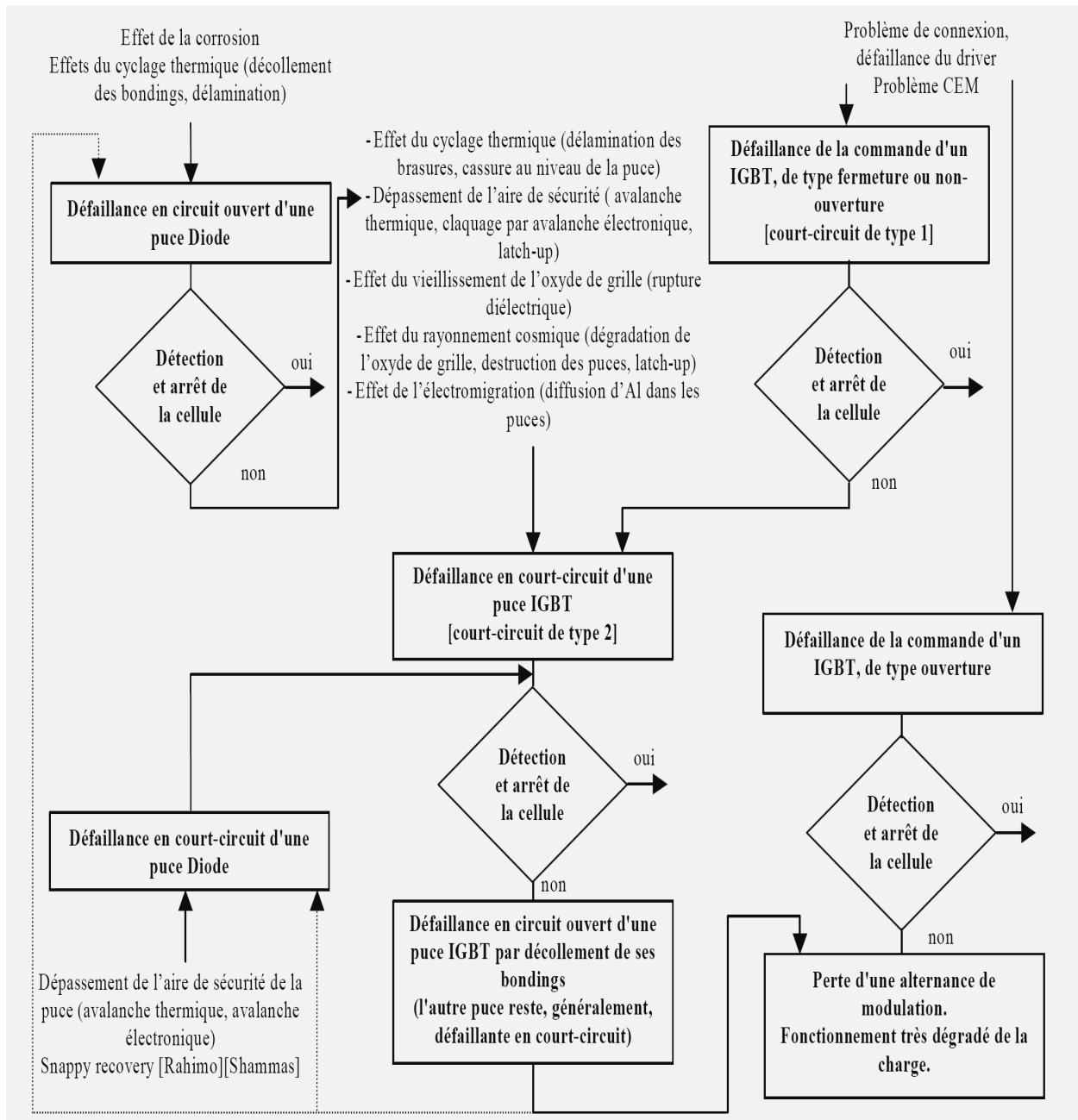


Figure IV.7. Arbre de défaillance d'une cellule de commutation à IGBT [VAL03] [MAV07]

IV.8.1. Types de défaillances dans les transistors

Pour modéliser les défauts qui se produisent dans une cellule de commutation, on mentionne ici quelques types de défaillances dans les transistors [MAV07].

IV.8.1.1. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur.

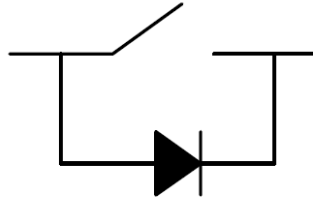


Figure IV.8. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor

IV.8.1.2. Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor

Une défaillance physique ou une imperfection de commande d'un transistor résultant en un état de basse impédance est nettement plus critique car la cellule de commutation se trouve court-circuitée.

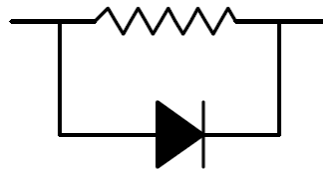


Figure IV.9. Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor

IV.8.1.3. Défaut asymétrique croisé

Ce mode de défaut résulte de la défaillance de type "basse impédance" de deux transistors de niveaux différents. Dans ce travail on s'intéresse aux défauts produisant au niveau des cellules. 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 $u = 1$.

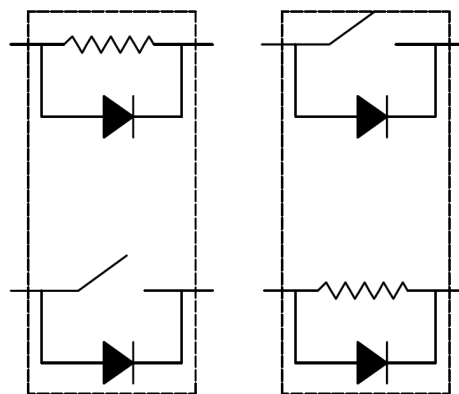


Figure IV.10. Défaillance de type "asymétrique croisé" ($u = 0$ ou $u = 1$)

IV.8.2. Diagnostic de défaut cellule des convertisseurs multicellulaires à base d'observateur

Dans cette partie, l'approche basée sur l'utilisation des observateurs pour détecter et localiser les défauts de type cellule est utilisée, et ce, en utilisant un observateur hybride. Pour générer les résidus, on commence par faire un apprentissage sur le comportement dynamique des variables d'état du convertisseur. La détection d'un défaut se traduit par un déplacement de l'erreur d'observation de ces variables de l'origine. Par contre pour réussir à faire localiser le défaut, c-à-d savoir où exactement le défaut se produit et savoir son état, il faut tester tout les cas possibles de la variation des erreurs d'estimation puis sortir avec un bloc localisateur de défauts ou un générateur de résidu.

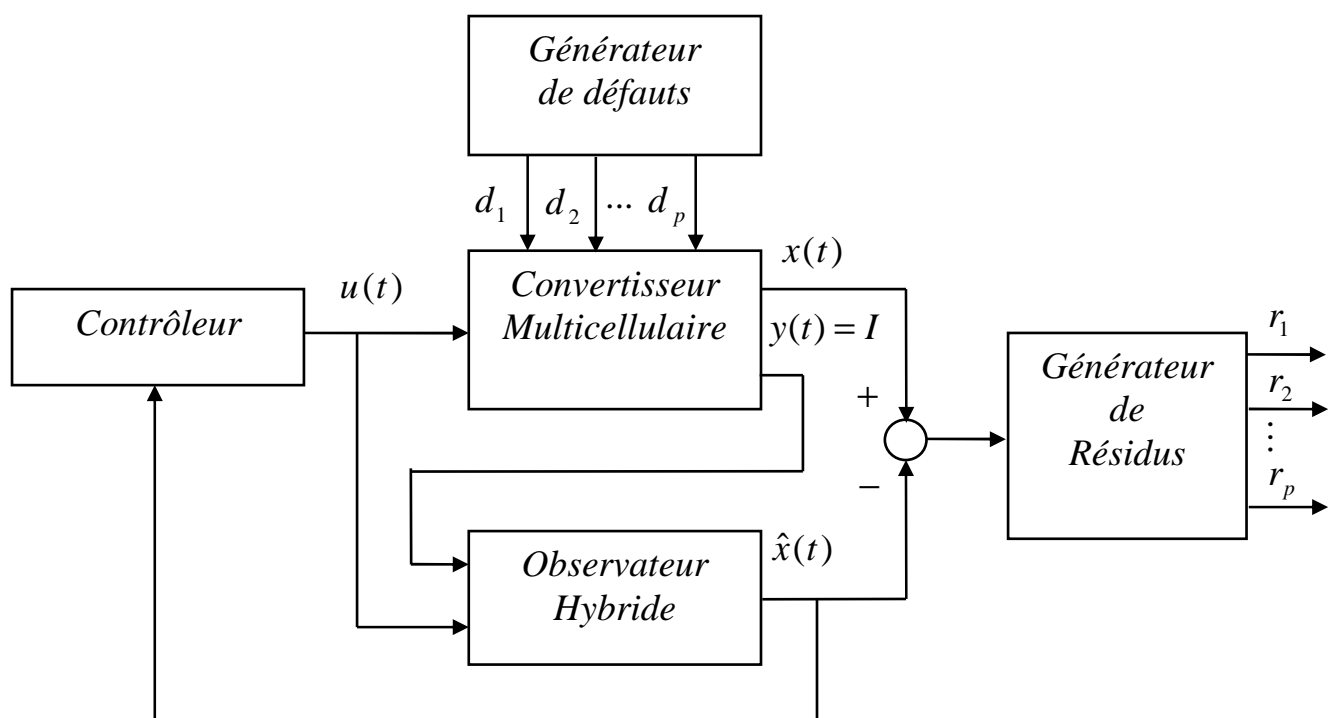


Figure IV.11. Bloc générateur de défauts et localisateur de défaut

IV.8.2.1. Application : diagnostic d'un convertisseur à trois cellules

IV.8.2.1.1. Equivalence de la commande en présence d'un défaut

Pour concevoir un bon système générateur de résidu, il faut comprendre le fonctionnement de la loi de commande et aussi de l'observateur des états du système. D'après le 2^{ème} chapitre, on sait que la commande d'un convertisseur à trois cellules peut prendre huit états binaires vu qu'il y a trois bits, donc la commande résultante en présence d'un défaut est équivalente à un automate à quatre états, par la suite, on se retrouve au cas d'un convertisseur à deux cellules.

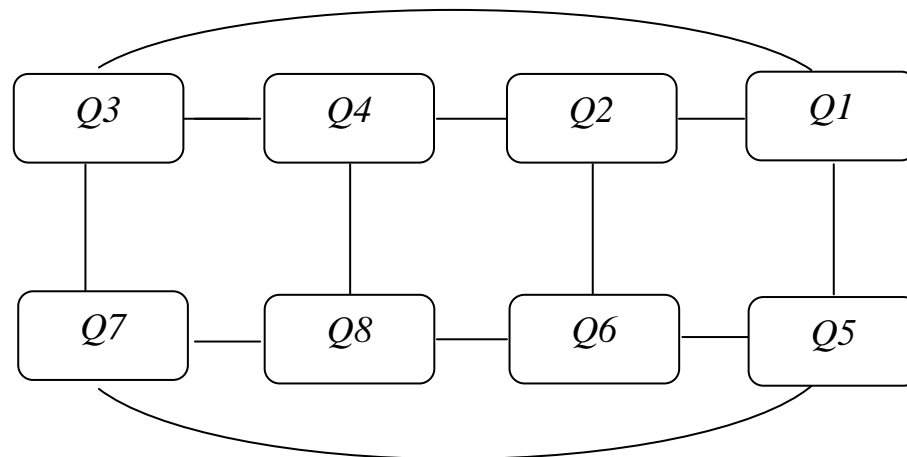


Figure IV.12. Automate d'un convertisseur à trois cellules

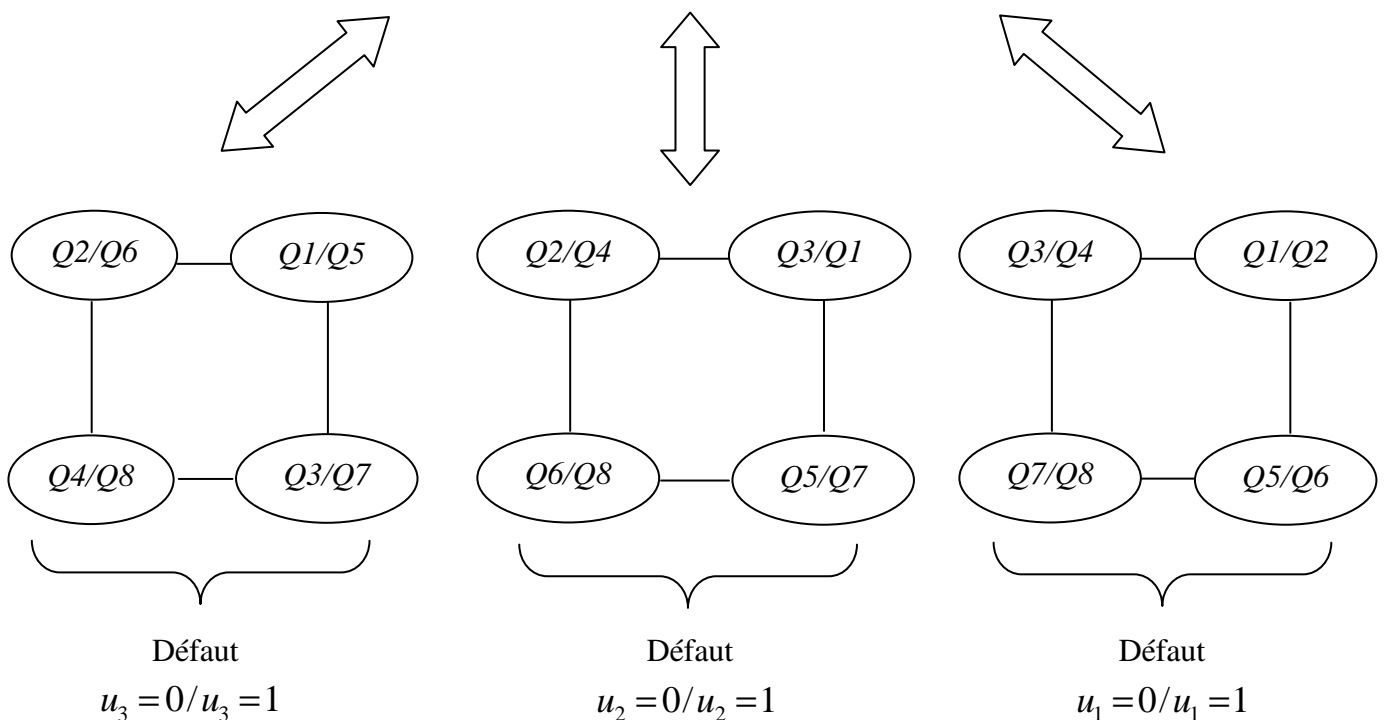


Figure IV.13. L'automate équivalent en présence d'un défaut

IV.8.2.1.2. Apprentissage

L'apprentissage sert à voir la réaction des états continus du système en présence d'un défaut. Après tester tout les cas possibles de défauts, on sort d'un modèle d'expertise et ce afin de trouver une solution qui peut aller jusqu'à localiser le défaut sachant le comportement dynamique de chaque cas. Pour faire l'apprentissage, on a utilisé un observateur hybride à mode glissant décrit dans le chapitre précédent combiné avec une commande de type mode glissant aussi développée dans le chapitre commande. On prend comme valeur de la source d'alimentation $E=400V$ et comme référence des tensions flottantes et courant de charge

référence $V_{c1}=E/3$, $V_{c2}=2E/3$, $I=10A$. On suppose tout au long de cette étude qu'il y a un et un seul défaut qui se produit à la fois car la production de plusieurs défauts en même temps est rarement réalisable. Les figures suivantes représentent les erreurs d'estimation des états du système. Les défauts sont introduits à l'instant à $t=0.1$ sec.

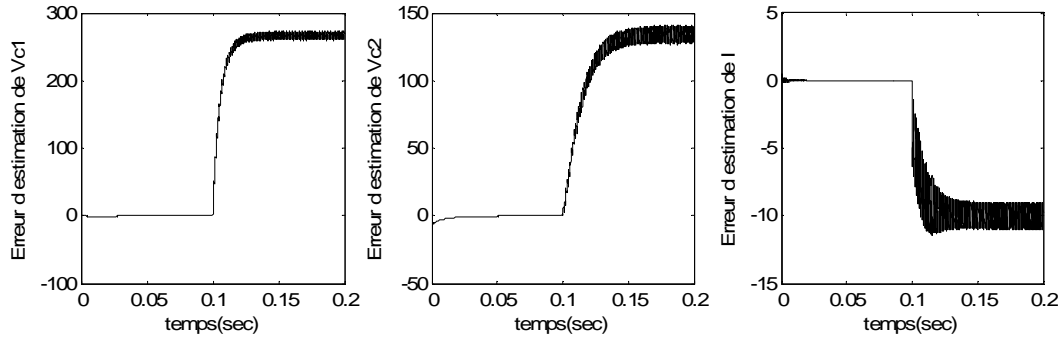


Figure IV.14. Test 1, Blocage de $u_1 = 0$

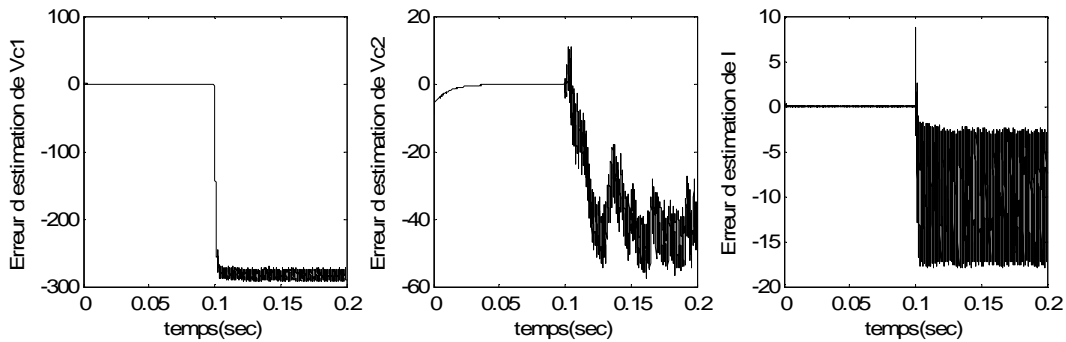


Figure IV.15. Test, Blocage de $u_1 = 1$

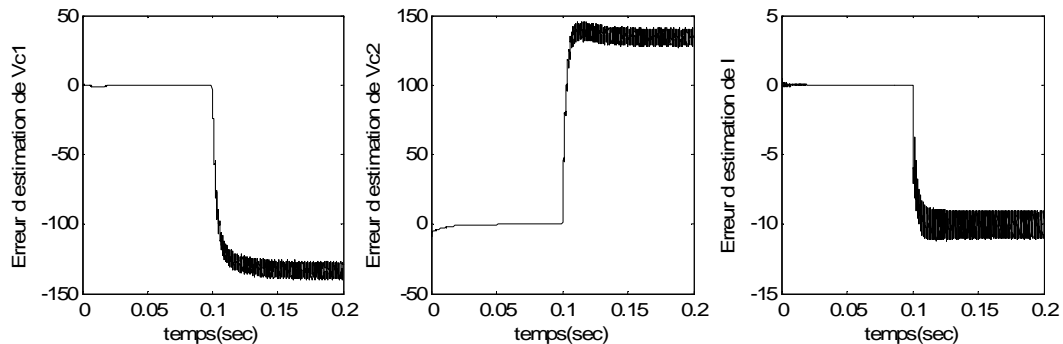


Figure IV.16. Test 3, Blocage de $u_2 = 0$

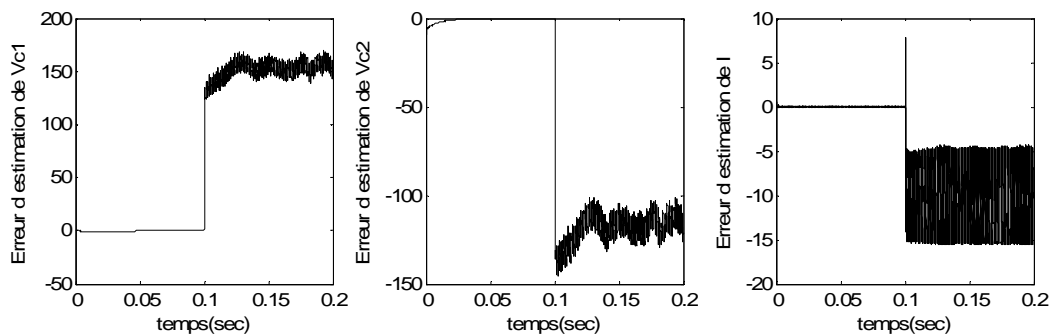


Figure IV.17. Test 4, Blocage de $u_2 = 1$

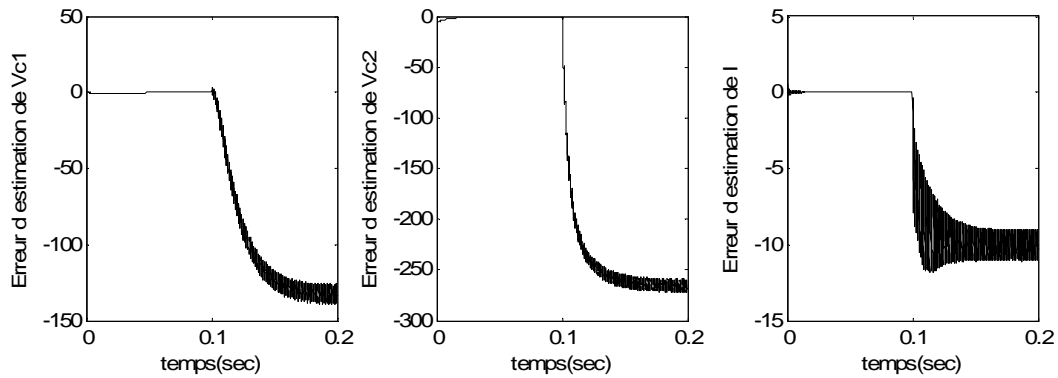


Figure IV.18. Test 5, Blocage de $u_3 = 0$

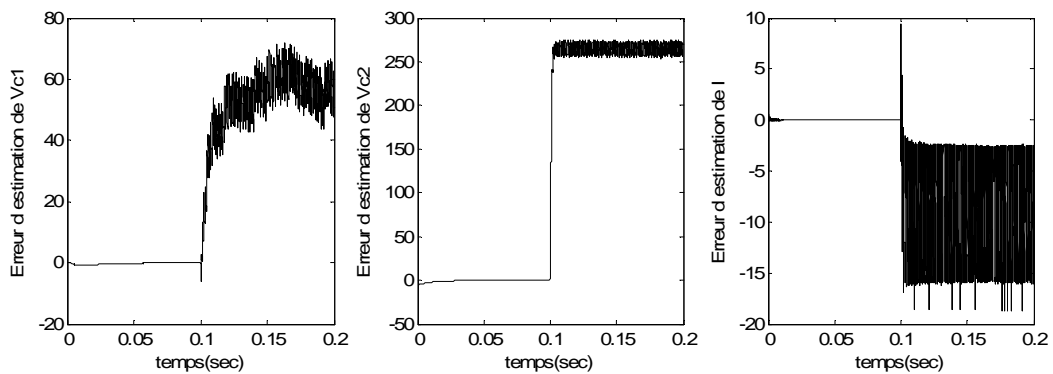


Figure IV.19. Test 6, Blocage de $u_3 = 1$

Les résultats obtenus peuvent être résumés dans le tableau de signature IV.1 qui donne les conséquences de l'introduction des défauts afin de modéliser le vecteur des résidus.

| Etat de défaut | Evolution de l'erreur d'estimation de V_{c1} | Evolution de l'erreur d'estimation de V_{c2} | Evolution de l'erreur d'estimation de I |
|----------------|--|--|---|
| $u_1 = 0$ | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> |
| $u_1 = 1$ | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Augmente puis diminue</i> |
| $u_2 = 0$ | <i>Diminue</i> | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> |
| $u_2 = 1$ | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> | <i>Augmente puis diminue</i> |
| $u_3 = 0$ | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> |
| $u_3 = 1$ | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Augmente puis diminue</i> |

Table IV.1. Table de Signature en présence d'un défaut

A partir des figures et du tableau précédents, il est apparent que la génération d'un défaut provoque un changement des dynamique des variables d'état du convertisseur et donc celles des

erreurs d'estimation. Un simple test de comparaison entre les erreurs d'estimation et des seuils prédéfinis donne une information sur la présence d'un défaut ou non. Maintenant pour localiser le défaut, c-à-d savoir exactement l'endroit de la production du défaut de l'interrupteur et sa nature (bloqué en fermeture ou en ouverture) on s'appuie sur les informations tirées de la table de signature précédente sachant que l'objectif final du diagnostic est de l'utiliser pour appliquer la commande tolérante (*FTC*), donc la procédure de diagnostic doit être le plus rapidement possible.

On peut remarquer d'après les signatures que les dynamiques des tensions flottantes se ressemblent pour plusieurs cas de défauts. Par exemple les défauts $u_1 = 0$ et $u_3 = 1$ provoquent tout les deux une dynamique croissante des erreurs des tensions V_{c1} et V_{c2} , pour prendre la bonne décision et différencier les deux cas l'un de l'autre, on constate que les dynamiques de l'erreur d'estimation du courant de charge des deux cas sont différentes. Pour le cas $u_1 = 0$ le courant diminue alors que pour $u_3 = 1$ le courant augmente puis diminue. Donc on se sert de cette augmentation du courant de charge pour la localisation du défaut.

On définit alors les erreurs d'observations des tensions flottantes et du courant de charge comme indicateurs aux résidus.

$$\begin{cases} e_1 = V_{c1} - \hat{V}_{c1} \\ e_2 = V_{c2} - \hat{V}_{c2} \\ e_3 = I - \hat{I} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

On définit donc trois résidus r_i associés à chaque interrupteur u_i , avec $i=1,3$. Ces résidus sont générés en faisant un test de seuil des erreurs d'estimation et peuvent prendre trois états $0, -1, 1$. L'état 0 pour indiquer qu'il n'y a pas défaut, l'état -1 pour un interrupteur en défaut bloqué en ouverture ($u_i = 0$) et l'état 1 pour un interrupteur en défaut bloqué en fermeture ($u_i = 1$). Le tableau IV.2 résume les allocations de résidu de chaque interrupteur.

| r_3 | r_2 | r_1 | Interrupteur bloqué |
|-------|-------|-------|---------------------------|
| 0 | 0 | 0 | <i>Pas de défauts</i> |
| 0 | 0 | -1 | u_1 bloqué en ouverture |
| 0 | 0 | 1 | u_1 bloqué en fermeture |
| 0 | -1 | 0 | u_2 bloqué en ouverture |
| 0 | 1 | 0 | u_2 bloqué en fermeture |
| -1 | 0 | 0 | u_3 bloqué en ouverture |
| 1 | 0 | 0 | u_3 bloqué en fermeture |

Table IV.2. Allocation des résidus

IV.8.2.1.3. Simulation

Les résultats de simulation en utilisant l'outil de simulation *Matlab-Simulink* sont donnés sur les figures :

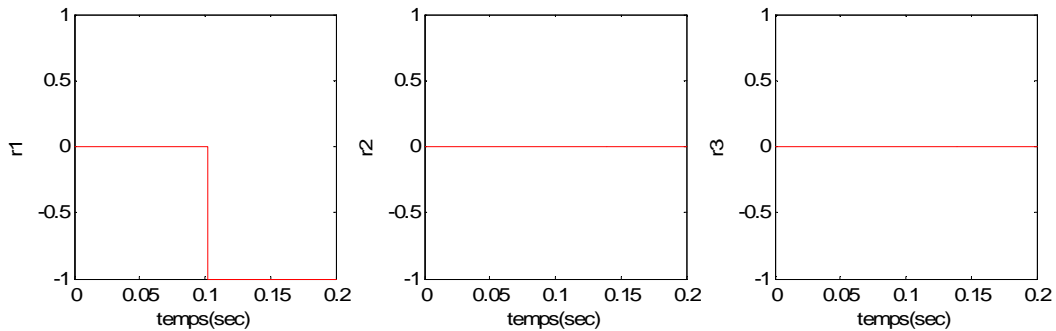


Figure IV.20. Résidus pour blocage de $u_1 = 0$

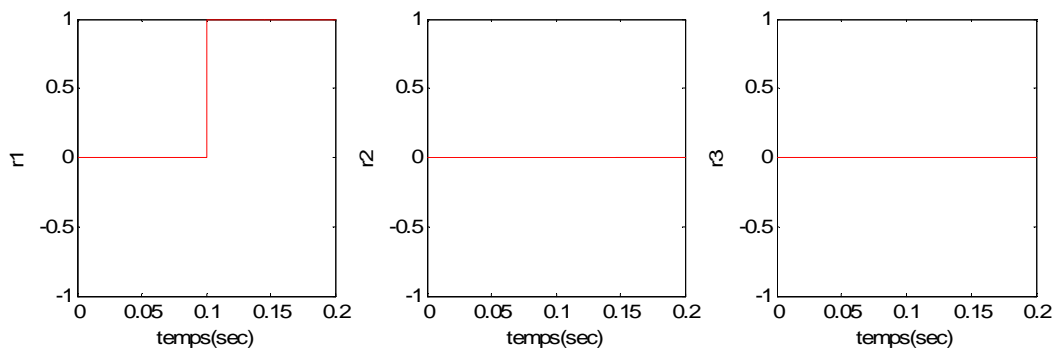


Figure IV.21. Résidus pour blocage de $u_1 = 1$

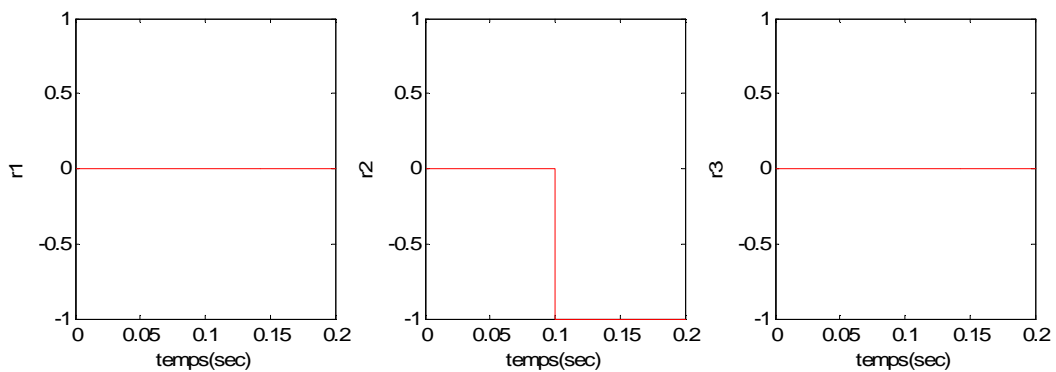


Figure IV.22. Résidus pour blocage de $u_2 = 0$

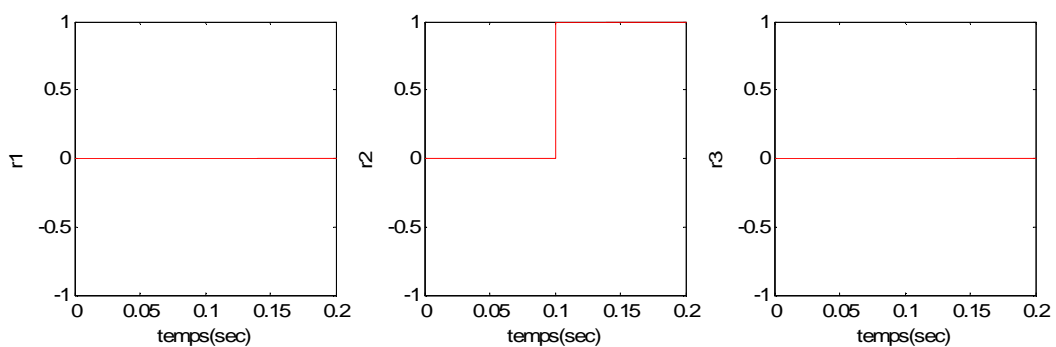


Figure IV.23. Résidus pour blocage de $u_2 = 1$

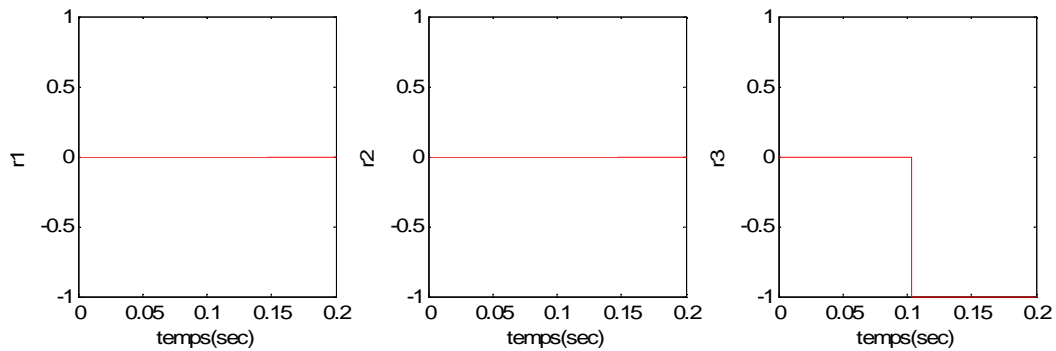


Figure IV.24. Résidus pour blocage de $u_3 = 0$

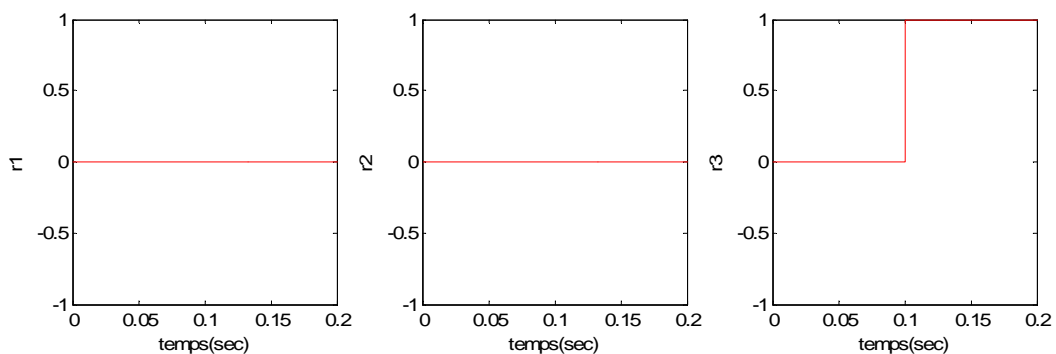


Figure IV.25. Résidus pour blocage de $u_3 = 1$

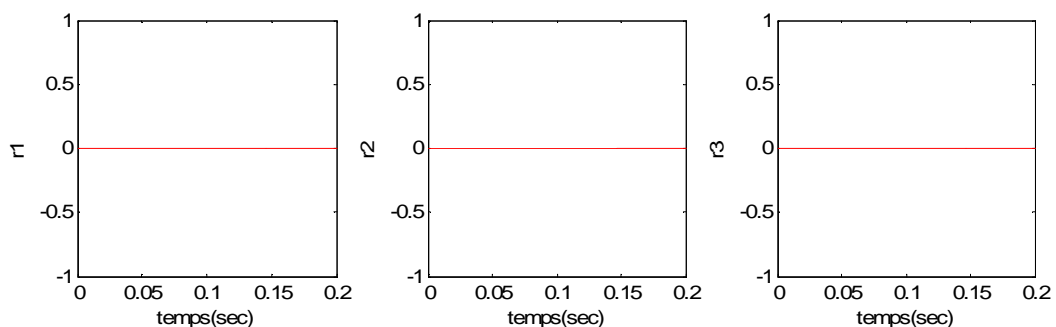


Figure IV.26. Résidus pour le cas sans défaut

Les simulations montrent que les états des résidus générés se coïncident exactement avec les états des défauts générés avec un temps de prise très court; ce qui valide les règles de décision choisies. Si on fait une comparaison entre les divers tests, on peut constater qu'il existe des résidus plus rapides que d'autres. C'est le cas, par exemple pour les résidus de $u_3 = 0$ et $u_3 = 1$, ce qui est justifié par le fait que les dynamiques des tensions flottantes et du courant de charge prennent des dynamiques différentes en terme de croissance et de décroissance et aussi en terme de rapidité selon le cas de défaut. Donc on peut dire qu'en absence de défaut, les résidus sont nuls et en présence d'un défaut, les résidus évoluent conformément à la table de signatures désirées. Donc on peut arriver à la conclusion suivante que la détection et la localisation du défaut peuvent être réalisées à l'aide d'un seuillage des erreurs d'observation.

IV.8.2.2. Application : diagnostic d'un convertisseur à 4 cellules

IV.8.2.2.1. Equivalence de la commande en présence d'un défaut

La commande d'un convertisseur à quatre cellules peut prendre seize états binaires du fait qu'il y a quatre bits, donc la commande résultante en présence d'un défaut est équivalente à un automate à huit états, donc on se retrouve au cas d'un convertisseur à trois cellules.

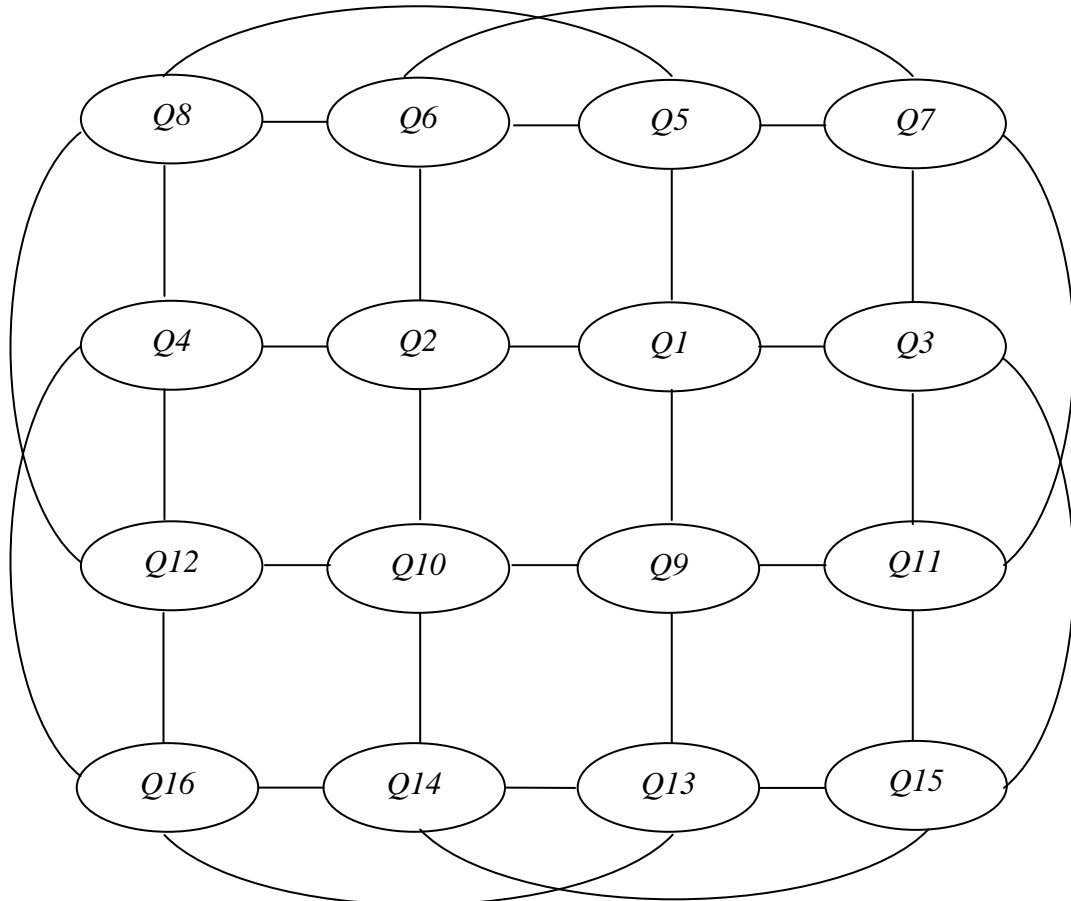
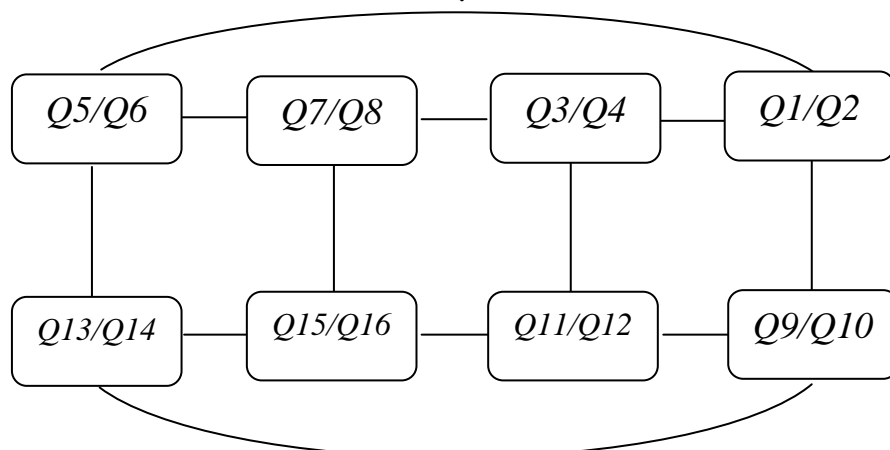
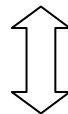
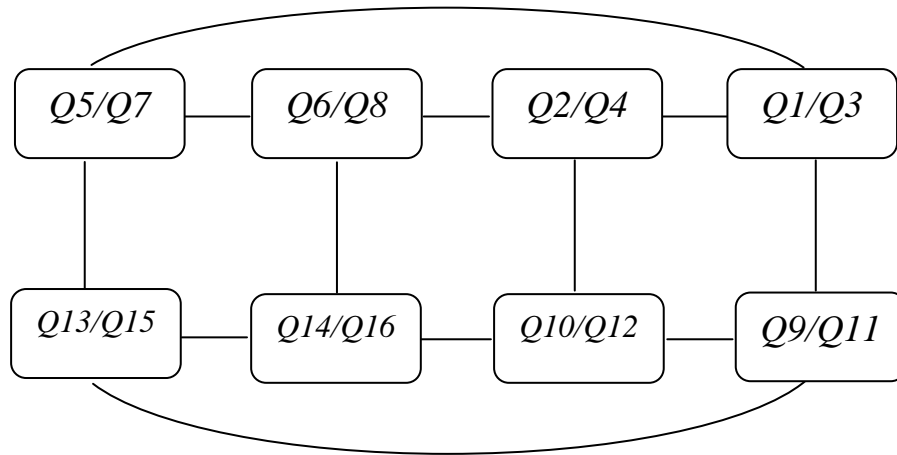


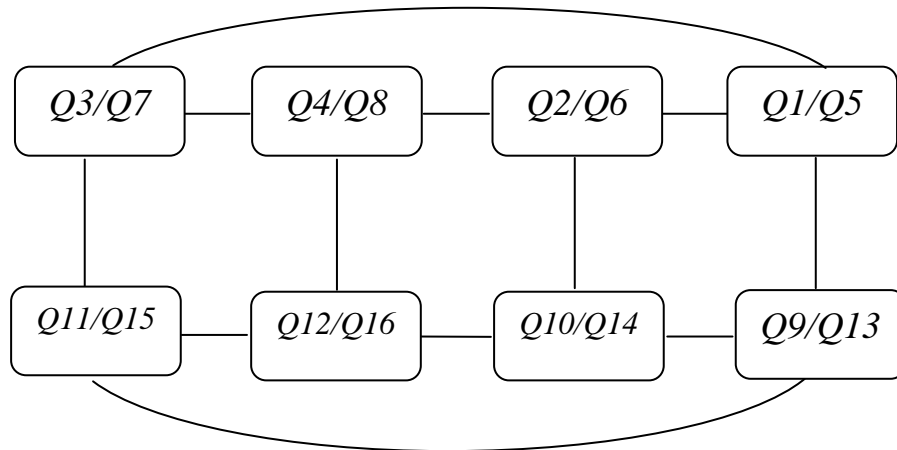
Figure IV.27. Automate d'un convertisseur à quatre cellules



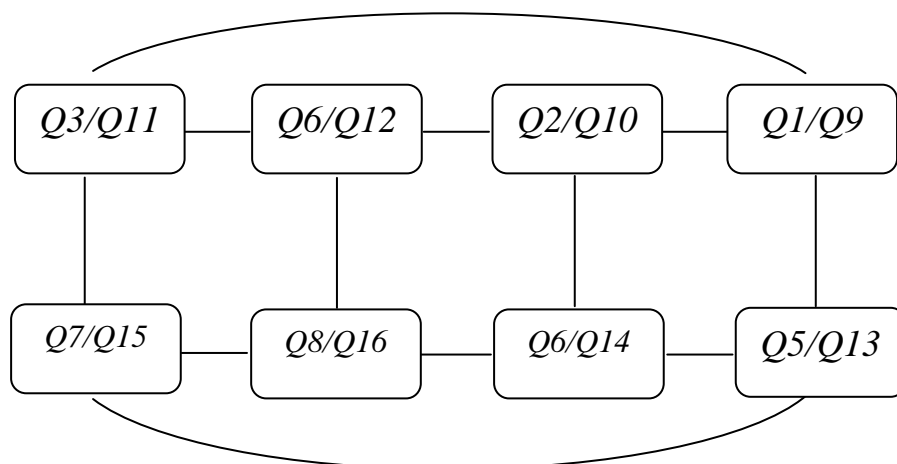
Défaut $u_1 = 0 / u_1 = 1$



Défaut $u_2 = 0/u_2 = 1$



Défaut $u_3 = 0/u_3 = 1$



Défaut $u_4 = 0/u_4 = 1$

Figure IV.28. L'automate équivalent en présence d'un défaut

IV.8.2.2.2. Apprentissage

On suit les mêmes étapes suivies lors de l'application du diagnostic à un convertisseur à trois cellules. Pour faire l'apprentissage, on a utilisé aussi un observateur hybride à mode glissant avec une commande de type mode glissant. On prend comme valeur de la source d'alimentation $E=400V$ et comme référence des tensions flottantes et courant de charge référence $V_{c1}=100V$, $V_{c2}=200V$, $V_{c3}=300V$, $I=10A$. On suppose aussi qu'il y a un et un seul défaut qui se produit à la fois. Les défauts sont introduits à l'instant $t=0.1\text{ sec}$.

Les résultats obtenus peuvent être résumés dans la table de signature IV.3 qui donne les conséquences de l'introduction des défauts et pour modéliser le vecteur des résidus.

| Etat de l'interrupteur bloqué | Evolution de l'erreur d'estimation de V_{c1} | Evolution de l'erreur d'estimation de V_{c2} | Evolution de l'erreur d'estimation de V_{c3} | Evolution de l'erreur d'estimation de V_{c3} |
|-------------------------------|--|--|--|--|
| $u_1 = 0$ | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> |
| $u_1 = 1$ | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Augmente puis diminue</i> |
| $u_2 = 0$ | <i>Diminue</i> | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> |
| $u_2 = 1$ | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Augmente puis diminue</i> |
| $u_3 = 0$ | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> |
| $u_3 = 1$ | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Diminue</i> | <i>Augmente puis diminue</i> |
| $u_4 = 0$ | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> | <i>Diminue</i> |
| $u_4 = 1$ | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Augmente</i> | <i>Augmente puis diminue</i> |

Table IV.3. Table de Signature de fonctionnement avec défaut

Les mêmes remarques déduites précédemment pour le cas du convertisseur à trois cellules sont présentes ici aussi. La décision pour la localisation du défaut est donc prise à partir l'information de la dynamique du courant de charge après l'apparition du défaut.

On définit donc les erreurs d'observations des tensions flottantes et du courant de charge comme indicateurs aux résidus.

$$\begin{cases} e_1 = V_{c1} - \hat{V}_{c1} \\ e_2 = V_{c2} - \hat{V}_{c2} \\ e_3 = V_{c3} - \hat{V}_{c3} \\ e_4 = I - \hat{I} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

On définit alors quatre résidus r_i associés à chaque interrupteur u_i , avec $i=1,4$. Ces résidus sont générés en faisant un test de seuil des erreurs d'estimation et peuvent prendre trois états $0, -1, 1$. L'état 0 pour indiquer qu'il n'y pas défaut, l'état -1 pour un interrupteur en défaut bloqué en ouverture ($u_i = 0$) et l'état 1 pour un interrupteur en défaut bloqué en fermeture ($u_i = 1$).

Le tableau IV.4 résume tout les états possibles des résidus générés qui prend chacun d'entre eux trois états, état sans défaut, état défaut en ouverture et état défaut en fermeture.

| r_4 | r_3 | r_2 | r_1 | Interrupteur bloqué |
|-------|-------|-------|-------|---------------------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | <i>Pas de défauts</i> |
| 0 | 0 | 0 | -1 | u_1 bloqué en ouverture |
| 0 | 0 | 0 | 1 | u_1 bloqué en fermeture |
| 0 | 0 | -1 | 0 | u_2 bloqué en ouverture |
| 0 | 0 | 1 | 0 | u_2 bloqué en fermeture |
| 0 | -1 | 0 | 0 | u_3 bloqué en ouverture |
| 0 | 1 | 0 | 0 | u_3 bloqué en fermeture |
| -1 | 0 | 0 | 0 | u_4 bloqué en ouverture |
| 1 | 0 | 0 | 0 | u_4 bloqué en fermeture |

Table IV.4. Allocation de résidu

IV.8.2.2.3. Simulation

Les résultats de simulation en utilisant l'outil de simulation *Matlab-Simulink* sont donnés dans les figures :

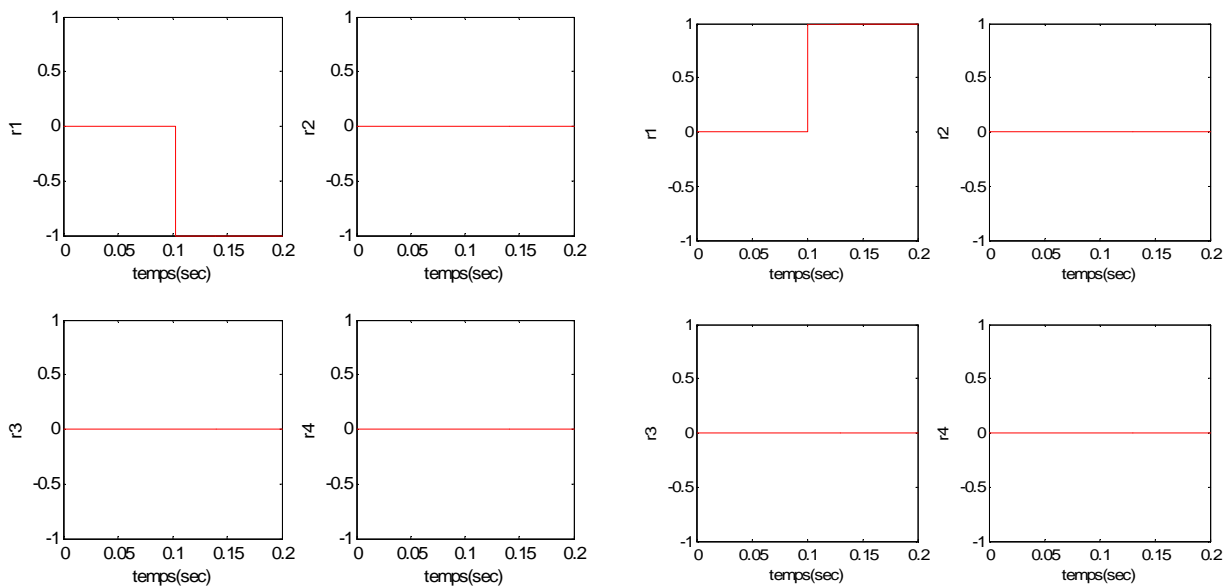


Figure IV.29.a. Résidus pour blocage de $u_1 = 0$

Figure IV.29.b. Résidus pour blocage de $u_1 = 1$

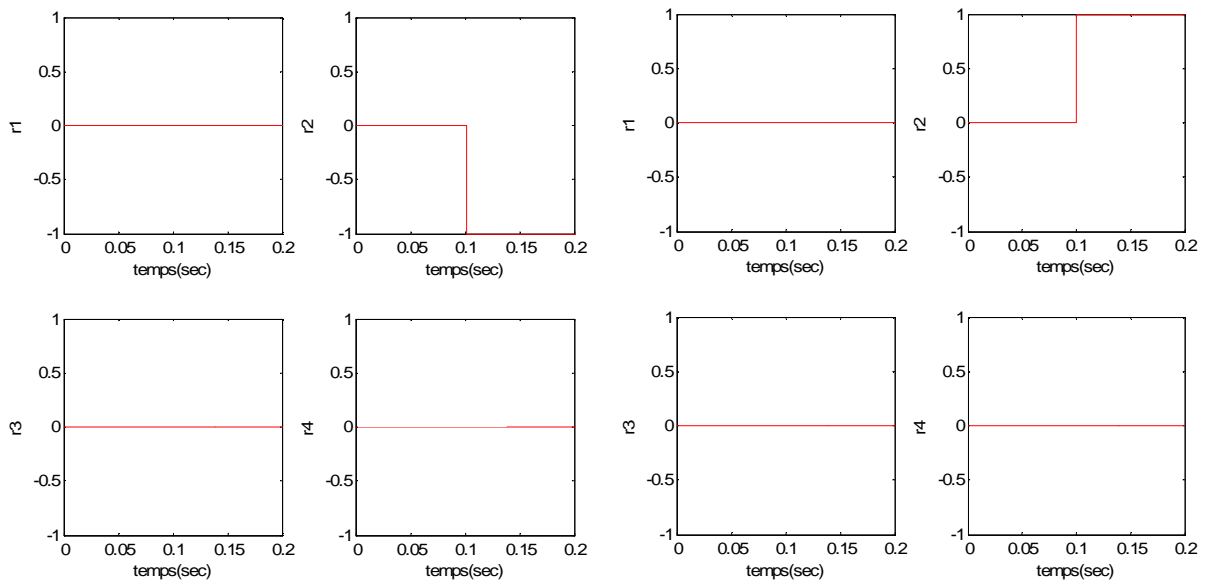


Figure IV.30.a. Résidus pour blocage de $u_2 = 0$

Figure IV.30.b. Résidus pour blocage de $u_2 = 1$

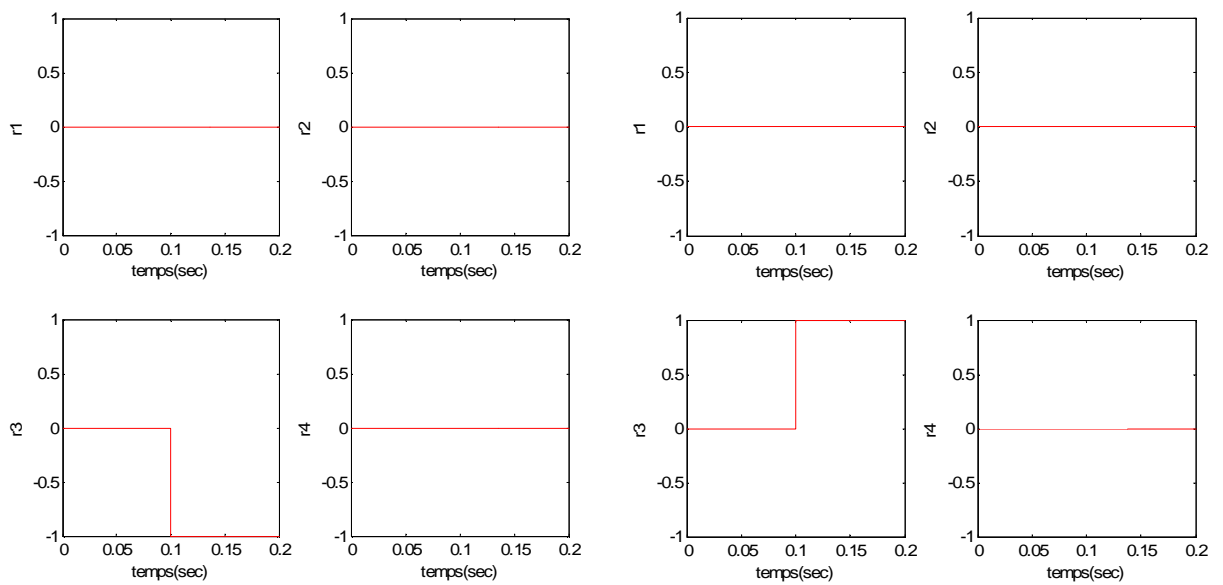


Figure IV.31.a. Résidus pour blocage de $u_3 = 0$

Figure IV.31.b. Résidus pour blocage de $u_3 = 1$

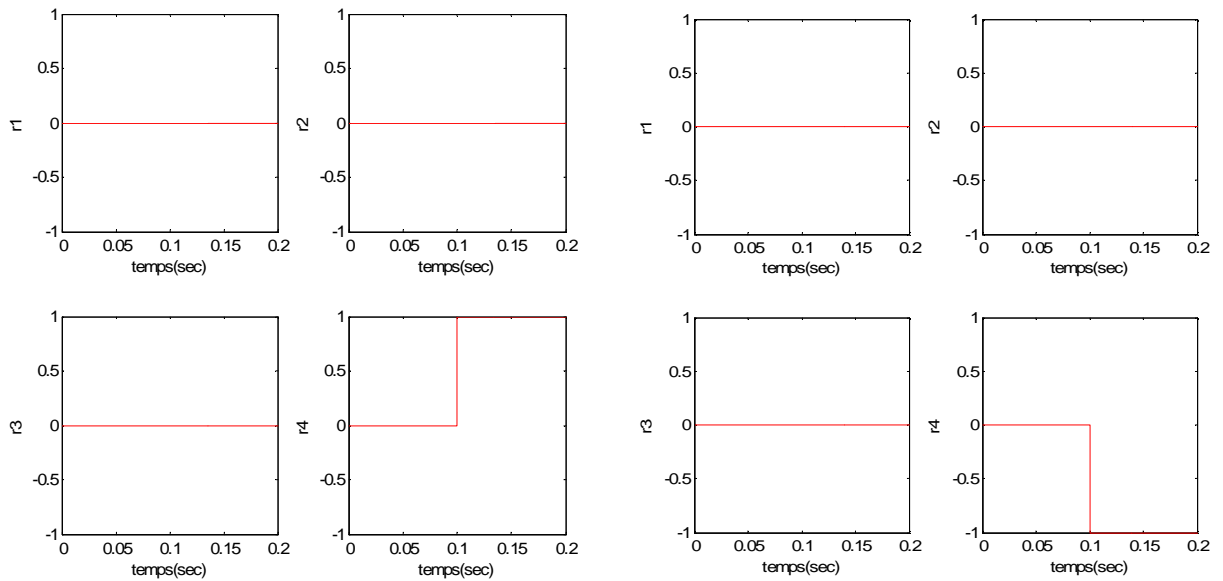


Figure IV.32.a. Résidus pour blocage de $u_4 = 0$

Figure IV.32.b. Résidus pour blocage de $u_4 = 1$

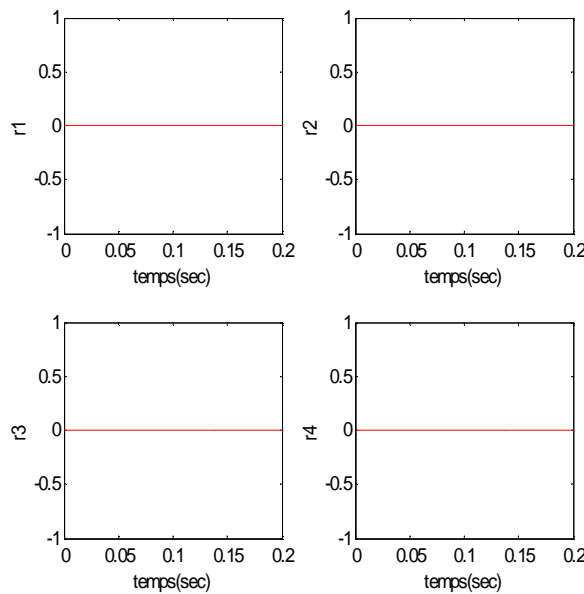


Figure IV.33. Résidus pour sans défaut

En simulant successivement l'apparition des défauts des interrupteurs à l'instant $t=0.1s$, on obtient la table des résidus souhaité. Les figures des simulations montrent que les états des résidus générés se coïncident exactement avec les états des défauts générés avec un temps de prise très court ce qui valide les règles de décision choisies.

IV.9. Conclusion

Nous avons appliqué dans ce chapitre la technique de diagnostic basée sur le bloc *Fault Detection and Isolation*, sur la structure de conversion multicellulaire. Le principe c'était, de générer des résidus qui ont la fonction, de détecter la cellule dont le défaut s'est produit, puis savoir la nature de ce défaut, s'il représente un blocage en fermeture ou en ouverture. Pour cela on a utilisé un observateur hybride qui joue le rôle d'un témoin sur la présence d'un défaut ou non. Un fonctionnement normal (sans défaut) est caractérisé par la concordance des variables états du convertisseur avec celles de l'observateur. La présence d'un défaut est traduite par la déviance de ces de ces variables du celles de l'observateur. Pour cela, on a utilisé cette information du changement de la dynamique des erreurs d'observation pour détecter le défaut puis le localiser et ce afin de nous servir dans le prochain chapitre dédiée à la synthèse d'une commande tolérante aux défauts.

Chapitre V :

*Commande tolérante aux défauts des
convertisseurs multicellulaires*

V.1. Introduction

Avec l'apparition des calculateurs numériques, les processus industriels automatisés sont de plus en plus complexes en termes d'augmentation du nombre des composants technologiques tels que les capteurs et les actionneurs et aussi les composants logiciels qui sont intégrés dans ces calculateurs. La fonction de tolérance aux défauts est devenue très demandée et représente une préoccupation majeure pour les chercheurs qui travaillent dessus dans le but de développer des algorithmes qui tiennent en compte la nature du système et les limites qu'il présente.

Les thématiques qui traitent les techniques et les approches de détection des anomalies et la prise de décision pour faire la reconfiguration du système de réglages en présences de ces conditions de fonctionnement anormales, sont souvent abordés par le domaine de la commande tolérante aux défauts (en anglais *Fault Tolerant Defaults* ou tout court *FTC*). Ce domaine qui trouvent pas mal d'applications dont la sécurité est un facteur crucial telles que les applications aéronautiques et spatiales et d'autre. Dans ces domaines là, la redondance physique des capteurs et même des actionneurs est justifiable puisqu'ils ne représentent pas un pourcentage important dans le coût global de réalisation de ces projets.

Il existe plusieurs travaux qui ont traité le domaine de la commande tolérante aux défauts qui sont divisés en deux catégories principales, l'approche passive et l'approche active. La première approche repose sur des techniques classiques basées sur la commande robuste qui peut s'adapter dans un domaine bien défini en présence des perturbations, des incertitudes du modèle et des défauts. Cette approche est limitée du fait que les défauts ne sont pas toujours modélisables et en même temps ils peuvent sortir le système du domaine de robustesse de la commande robuste. La deuxième approche est caractérisée par l'utilisation des blocs de diagnostic *FDI* vu dans le chapitre précédent. Cette procédure de synthèse est basée sur la mise en œuvre et l'évaluation des indicateurs de performance des modules de diagnostic et de commande. La majorité des approches actives qui traitent le problème de la commande *FTC*, modifient partiellement ou complètement la loi de commande déjà en place pour mettre en œuvre une loi de commande *FTC*. Dans cette méthodologie, le régulateur *FTC* n'intervient que lors de l'apparition d'une information confirmée du module de diagnostic [CIE07].

Dans ce chapitre, la classification des méthodes de la commande tolérante aux défauts est présentée. Puis on va directement vers la synthèse d'une loi de commande par l'approche *FDI/FTC* appliquée aux convertisseurs multicellulaires. Cette structure de conversion qui, en plus des avantages qu'elle présente, elle est basée sur un modèle qui dépend de l'ordre du convertisseur (le nombre de cellules). Donc la présence d'un défaut au niveau de ces interrupteurs peut être tolérée par une reconfiguration du modèle du convertisseur et donc de la loi de commande utilisée. Le bloc *FDI* développé dans le chapitre précédent basé sur l'utilisation d'observateur est appliqué dans ce chapitre, pour la prise de décision sur le défaut et il sera la source d'information du bloc *FTC* qui maintient la commande en fonctionnement normal, et qui va basculer cette commande pour être compatible avec le changement produisant sur le système dans son fonctionnement anormal.

V.2. Classification des approches FTC

La figure ci-dessous montre le diagramme de la classification des approches de la commande tolérante aux défauts qui sont groupé en deux catégories, les méthodes passives et les méthodes actives.

Les méthodes passives sont équivalentes aux méthodes de synthèse de loi de commande robuste. Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système [CIE07].

L'accommodation de défauts implique l'utilisation des même entrées et sorties du système qui restent inchangeables dans le cas d'un défaut. Cette approche est de sa part divisée en deux classes, une classe à base de projection qui est basée sur la sélection de la loi de commande à partir d'un ensemble de correcteurs pré-calculés hors ligne (hors fonctionnement). L'autre classe est basée sur la reconception en ligne (en fonctionnement) de la loi commande dont les paramètres sont reconfigurables suivant la variation des paramètres du système.

Dans la reconfiguration du système, la structure du système à contrôler est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut (utilisation de redondance matérielle, logicielle...). En d'autres termes, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler sont modifiées à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande [CIE07].

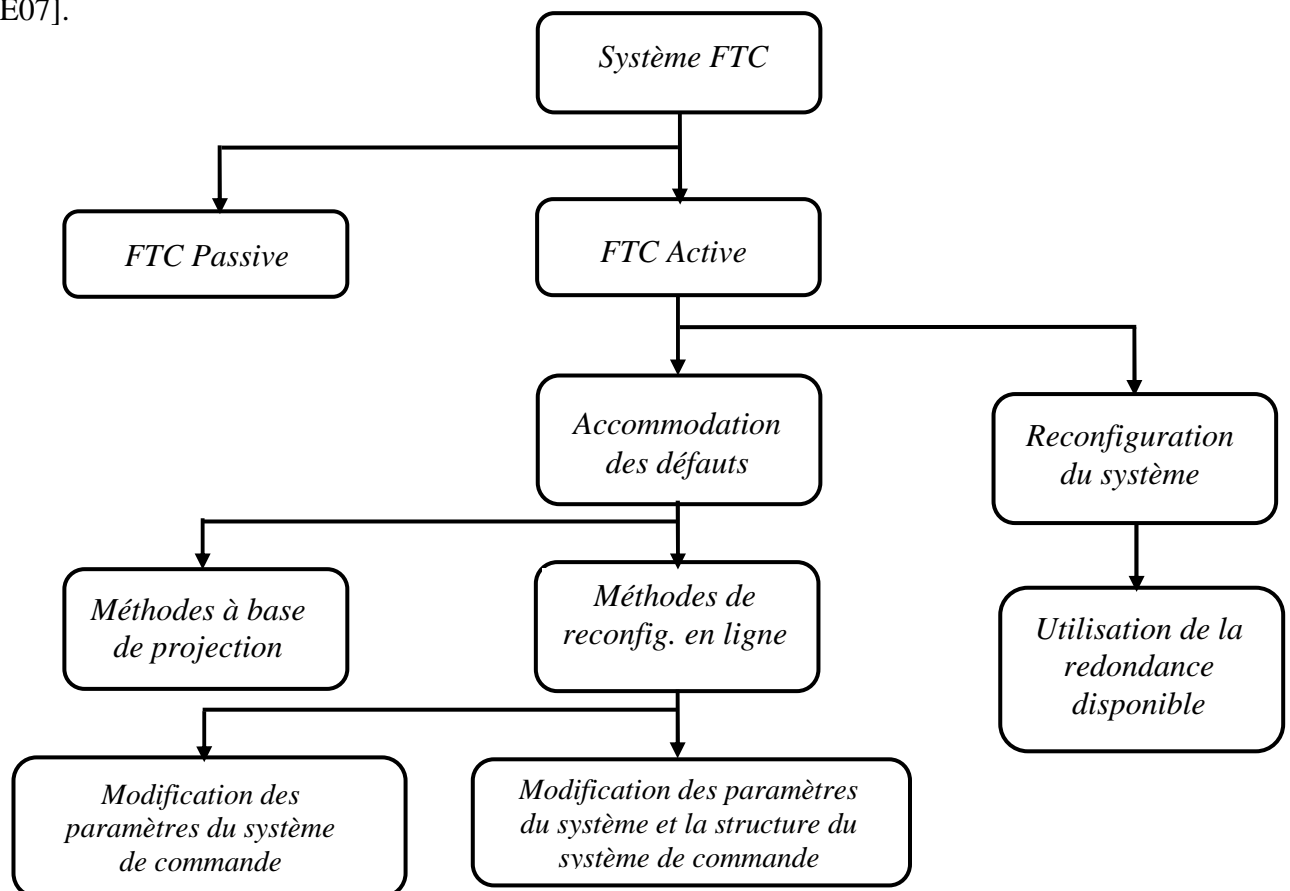


Figure V.1. Classification des approches FTC

V.2.1. Approches passives de la commande FTC

Dans l'approche passive, les techniques de contrôle robuste sont utilisées de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu de défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information en ligne des défauts sur le système [CHE01],[NIE03],[OUD08]. Les défauts sont alors pris en compte dans la conception du système de commande. La méthode est basée sur l'idée simple que les défauts représentent des perturbations que la loi de commande doit prendre en considération dès sa conception initiale. Elle utilise les techniques de commande robuste par rapport aux incertitudes paramétriques et perturbations extérieures (commande H_∞ , commande à mode glissant . . .). Pour une vue globale des méthodes des commandes robustes, le lecteur pourra se référer à [ZHO98], [OUD08].

Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement, il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement. De plus, il apparaît évident que plus l'ensemble des défauts prédéfini sera grand et/ou plus l'impact de ces défauts est jugé important sur le niveau de performances pouvant être atteints, plus le comportement en situation normale sera dégradé. Ainsi, les systèmes FTC passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes [CIE07].

V.2.1.1. Commande fiable (Reliable control)

L'objectif de cette technique est de rendre le système en boucle fermée fiable, de manière à ce qu'il maintienne la stabilité et les performances pour tous les défauts préconfigurés. Le but est de chercher un régulateur qui optimise (au sens LQR ou H_∞) les performances dans la situation la plus dégradée (worst fault performance). Cette approche suppose qu'un défaut total apparaît dans un ensemble précis des capteurs et actionneurs du système [HSI02], [NIE02], [CHA06], [STO06].

V.2.1.2. Commande Robuste

La commande robuste est une autre technique FTC passive ayant pour objectif la conception d'un régulateur robuste garantissant les performances désirées dans des conditions normales mais aussi en présence de certains défauts. Ces techniques sont basées en générale sur *la théorie de l'asservissement quantitative* (quantitative feedback theory) [KEA97], [NIK02] ou bien elles sont basées sur la conception d'un régulateur robuste au sens H_∞ [CHE01], [NIE03], [CHA06], [STO06].

V.2.2. Approches actives de la commande FTC

La figure (V.2) montre le schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

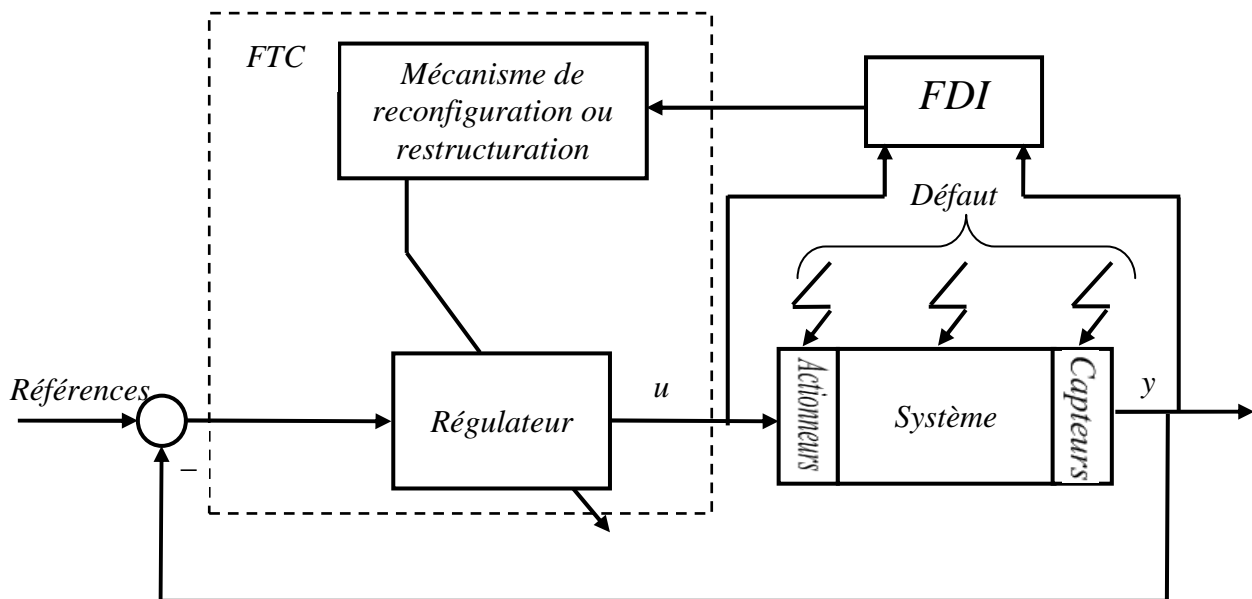


Figure V.2. Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

Dans l'approche active de la commande FTC, le mécanisme de détection et de localisation de défaut FDI est associé à la structure de commande qui peut être reconfigurée suivant la décision prise par ce bloc FDI. Dès que le défaut se produit la stratégie de la commande FTC devient active et change sa nature configuration dans le but de s'adapter avec la présence de ce défaut.

V.2.2.1. Reconfiguration

Les approches dites de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de redondance de chaînes de mesures et/ou d'actionneurs. L'idée consiste à détecter et à isoler convenablement les défauts, et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et/ou capteurs redondants sains. Dans ce contexte, la véritable problématique de la reconfiguration du système est donc une problématique de diagnostic. Ce type de techniques est utilisé par exemple dans le domaine spatial, où des mécanismes de redondances « hot » (fonctionnel redundancy) ou « cold » (full redundancy) sont mis en place [CIE07].

V.2.2.2. Accommodation

Lorsqu'un recours à des chaînes redondantes d'actionneurs et/ou capteurs n'est pas possible, l'objectif est alors de concevoir des stratégies d'accommodation de défauts permettant de compenser complètement ou partiellement l'effet du défaut en utilisant les ressources disponibles. De très bons états de l'art sur l'analyse de ces méthodes peuvent être trouvés dans la liste non exhaustive des références suivantes : [AST00], [BLA01], [STA03], [BLA03]. Dans ces

références, on peut identifier les principales méthodologies pour la conception de stratégies d'accommodation de défauts.

V.2.2.2.1. Méthode du pseudo inverse

Soit le système en boucle fermée, dont le modèle en représentation d'état est défini par les équations suivantes :

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

En appliquant une commande en retour d'état linéaire $u = -Kx$. Le modèle du système change par la production d'un défaut et prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_f = A_f x_f + B_f u_f \\ y_f = C_f x_f \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

La méthode de la pseudo inverse consiste à calculer une nouvelle matrice de gain K_f de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée soit approximativement égale à celle du système nominal en boucle fermée. i.e :

$$u_f = -K_f x_f, \text{ tel que : } A - BK = A_f - B_f K_f \quad (\text{V.3})$$

D'où :

$$K_f = B_f^+ (A_f - A + BK) \quad (\text{V.4})$$

B_f^+ étant la matrice pseudo inverse de B_f .

Cette technique présente des avantages, telle que la simplicité de l'implémentation en ligne et la possibilité d'exprimer le changement dans toutes les matrices d'état en cas de défaut.

Mais, elle présente un inconvénient principal réside sur le fait que la loi de commande optimale ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée du système défaillant [GAO91]. Pour palier ce problème, la méthode pseudo-inverse modifiée a été développée [GAO92]. D'autres modifications et améliorations de cette méthode ont été par la suite proposées dans la littérature (voir par exemple [STA05], [CIU06]), [MEK09].

V.2.2.2.2. Modèle de référence

Dans cette méthode, on considère un modèle de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_M = A_M x_M + B_M r \\ y_M = x_M \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

Où r est une trajectoire de référence. L'objectif est de calculer les matrices K_r et K_x dans la commande qui prend l'expression $u = K_r r + K_x x$ de telle façon à ce que le modèle de référence et celui du système en boucle fermée seront écrit:

$$\begin{cases} \dot{y}_M = A_M x_M + B_M r \\ \dot{y} = (CA + CBK_x)x_M + CBK_r r \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

Tel que la poursuite parfaite du modèle de référence est assurée, en supposant que le système est carré et que la matrice CB n'est pas singulière - lorsque :

$$\begin{cases} K_x = (CB)^{-1}(A_M - CA) \\ K_r = (CB)^{-1}B_M \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

Lorsque les matrices A , B ne sont pas exactement connues, on peut les remplacer par des estimations (\hat{A}, \hat{B}) et on obtient la méthode dite indirecte (*explicite*) [BOD97]. La méthode indirecte ne garantit pas la stabilité en boucle fermée, et la matrice CB peut ne pas être inversible. Pour éviter l'estimation des paramètres du système, on emploie la méthode directe (*implicite*) qui estime directement les matrices gains K_r et K_x d'une manière adaptative. Deux approches directes existent : l'une basée sur les erreurs en entrée et l'autre sur les erreurs en sortie. [BOS00], [ZHA02].

Les méthodes à base de modèle de référence ont l'avantage de ne pas nécessiter un bloc FDI. Un inconvénient majeur est cependant qu'elles ne sont pas applicables aux défauts de capteurs en plus au fait qu'elles ne prennent pas en compte les incertitudes du modèle [CHA06].

V.2.2.2.3. Commande multi-modèle

C'est une autre approche FTC active qui attire l'attention des chercheurs pour la résolution du problème de l'accommodation pour les systèmes non linéaires. En effet, cette technique permet de commander un système non linéaire sur une large zone de fonctionnement, décomposée en plusieurs zones linéaires autour de différents points de fonctionnements. Il est alors possible d'appliquer les techniques linéaires pour les systèmes non linéaires. La loi de commande globale, dans ce cas, est déterminée à partir de n lois de commandes calculées pour toutes les situations possibles du système, décrites par un ensemble de n modèles. Le premier modèle correspond au fonctionnement nominal du système. Les autres situations prennent en compte l'apparition d'un défaut particulier, entraînant le système en dehors de sa zone de fonctionnement nominal [MEK09].

V.2.2.2.4. Commande adaptative (Adaptive Control)

La commande adaptative représente une méthode très compatible avec la FTC active grâce à sa capacité d'adaptation aux changements des paramètres du système, cette est surnommées « Auto configurables ». Ceci est cependant vrai généralement pour des défauts de composants et des défauts d'actionneurs mais pas pour certains défauts de capteurs. Si on utilise par exemple une technique de commande adaptative basée sur le retour de sortie pour compenser les défauts au niveau des capteurs, celle-ci va forcer les mesures erronées (au lieu du signal réel)

à suivre la référence ce qui peut déstabiliser le système. En effet, en cas de défaut total du capteur, un régulateur adaptatif augmente le signal de commande pour égaliser le signal mesuré au signal de référence et ce n'est pas possible à cause du défaut total du capteur. Dans des cas pareils, un bloc FDI est employé pour détecter les défauts capteurs et un mécanisme de reconfiguration prend en charge la mise à jour des paramètres du régulateur adaptatif. Notons ici que les méthodes à modèle de référence (l'approche directe) et les méthodes à modèle multiples appartiennent elles aussi à la classe des commandes FTC adaptatives [CHA06], [STO06].

V.2.2.2.5. Commande prédictive

La commande prédictive est une stratégie de commande très répandue dans l'industrie et qui a reçu beaucoup d'intention récemment. A cause de son principe d'optimisation qui a besoin d'être exécutée à chaque instant, c'est une méthode attractive principalement pour les procédés qui possèdent une dynamique lente, c'est le cas pour l'industrie chimique. Cette optimisation est basée sur le rassortiment de la sortie du système avec une trajectoire de référence désirée [STO06].

Tout le potentiel de la commande prédictive à résoudre le problème de l'accommodation aux défauts à été montré par Maciejowki [KRS94]. Elle consiste à résoudre, à chaque pas de temps, un problème de commande optimale, c'est-à-dire déterminer l'action de commande qui minimise l'écart entre une prédiction de la sortie du système et la trajectoire de référence désirée. En plus, la commande prédictive offre la possibilité de traiter explicitement les contraintes sur les entrées et l'état du système en les introduisant dans le problème d'optimisation. L'intérêt de cette méthode dans un contexte FTC est de pouvoir modifier en ligne les différentes contraintes de contrôle de façon à garantir un niveau de performance acceptable. On notera tout de même que l'utilisation de la commande prédictive nécessite une optimisation en ligne, exigeant une grande puissance de calcul. Avec sa caractéristique d'auto-reconfiguration, la commande prédictive est très convenable à la conception d'une commande FTC. Cependant, la plupart de ces méthodes sont valables sous certaines hypothèses: le modèle des défauts (et leurs effets sur le système) doit être parfaitement connu, les défauts considérés doivent être de faible amplitude de telle sorte que les objectifs à atteindre par le système puissent rester inchangés après l'apparition des défauts [CHA06].

En plus de ses méthodes il existe d'autres méthodes qui ont été développées ou en cours de développement pour enrichir le domaine de la FTC qui représente une nouvelle discipline dans l'automatique.

V.3. Intérêt de la commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires

Les convertisseurs servent à être des interfaces entre la source de l'énergie électrique et les machines électriques qui sont répandus pratiquement dans tous les domaines industriels tels que l'industrie de production de l'énergie électrique, l'aéronautique, le bâtiment, l'industrie pétrolière et d'autres. Donc maintenir ces processus industriels en fonctionnement permanent est

un sujet délicat vu que le matériel industriel incluant les systèmes de commande souvent subit des pannes ou des défauts qui engendrent l'arrêt total ou partiel de ces procédés. Donc l'idée de faire la conception d'une commande qui est capable de s'adapter avec la production de défauts est justifiable. Cette partie du chapitre va être dédiée à conception de la commande tolérante aux défauts appliquée aux convertisseurs multicellulaires à quatre cellules puis à trois cellules.

V.3.1. Test de commandabilité en présence d'un défaut

Le test de commandabilité montre que le convertisseur équivalent lors de l'introduction d'un défaut ne perd pas sa caractéristique de contrôlabilité par contre, il perd la structure d'un convertisseur multicellulaire et donc ses caractéristique principales et par la suite perdre les avantages de cette structure. La meilleure solution est de trouver une méthode qui nous ramène à une structure équivalente même avec moins de nombre de cellules. Cela n'est réalisable que si cette solution est matérielle. On propose la solution matérielle décrite sur la figure V.3 :

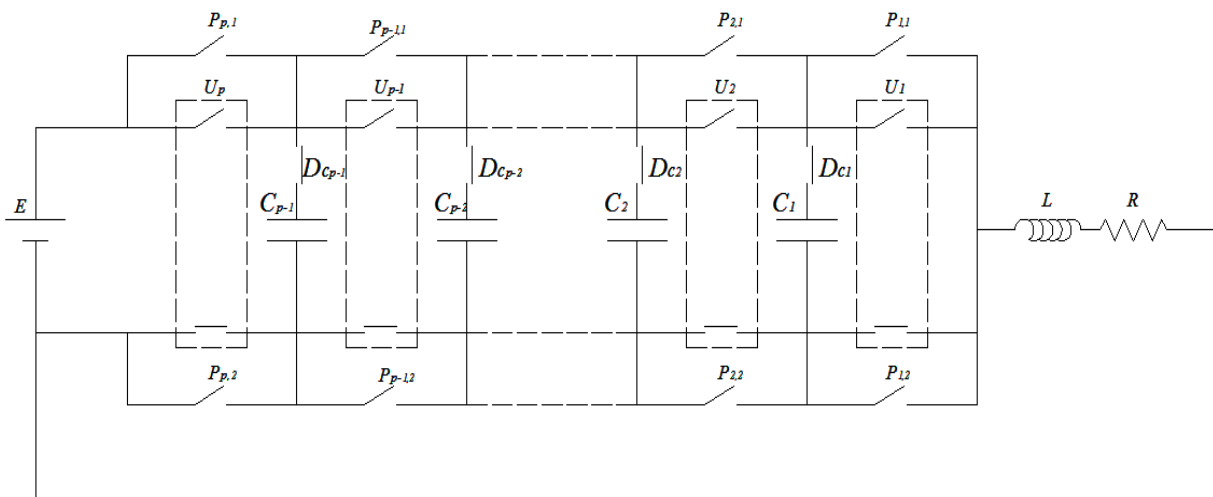


Figure V.3. Solution matérielle pour la FTC des convertisseurs multicellulaires

Avec

$$\begin{cases} P_{k,1} = \bar{u}_k \\ P_{k,2} = u_k \end{cases}, k = 1, p \text{ et } p > 2 \tag{V.8}$$

$$\begin{cases} \bar{D}_{C_k} = u_{k+1} \vee \bar{u}_{k+1} = 1 \\ \bar{D}_{C_1} = u_1 \vee \bar{u}_1 \vee u_2 \vee \bar{u}_2 = 1 \end{cases}, k = 2, p - 1 \tag{V.9}$$

Tels que

u_k : représente l'état de défaut du l'interrupteur

\bar{u}_k : représente l'état complémentaire du défaut de l'interrupteur

Les interrupteur $P_{i,j}$ sont des interrupteurs qui sont ouverts lorsqu'il n y a pas défaut et changent leurs états lors de l'apparition d'un défaut suivant sa nature.

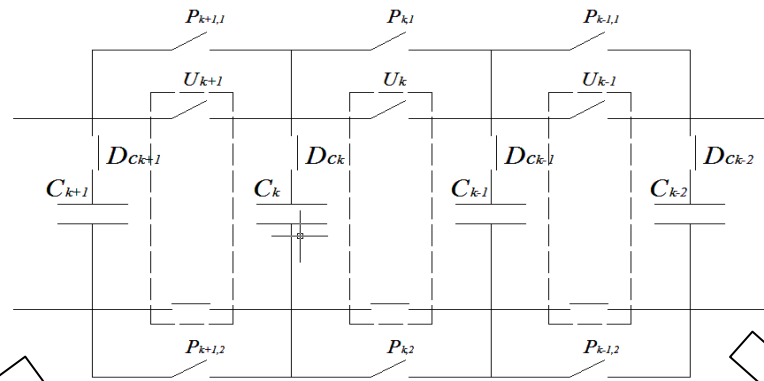


Figure V.4. Fonctionnement normal

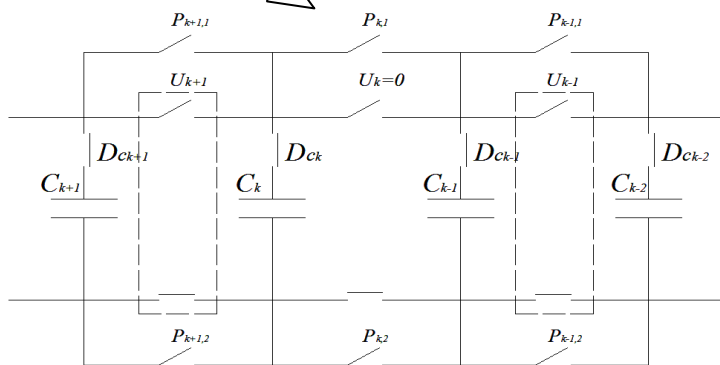


Figure V.5.a. Production d'un défaut $u_k=0$

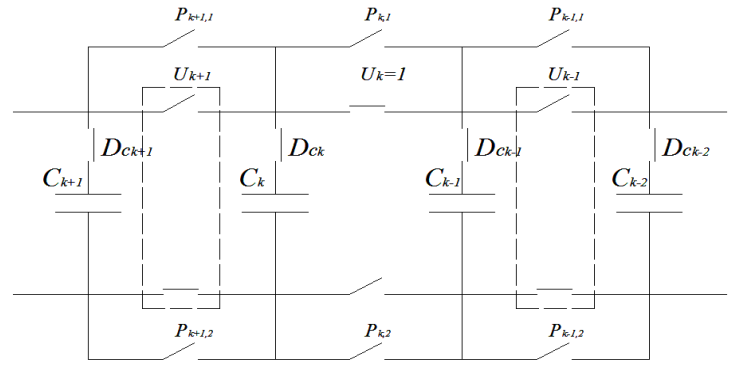


Figure V.6.a. Production d'un défaut $u_k=1$

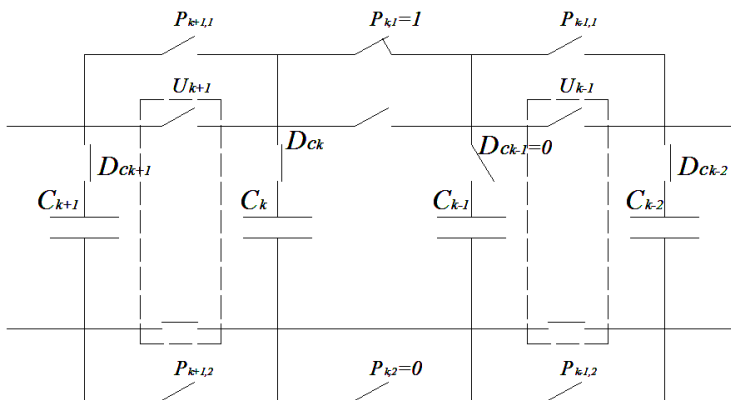


Figure V.5.b. fonctionnement des interrupteurs auxiliaires

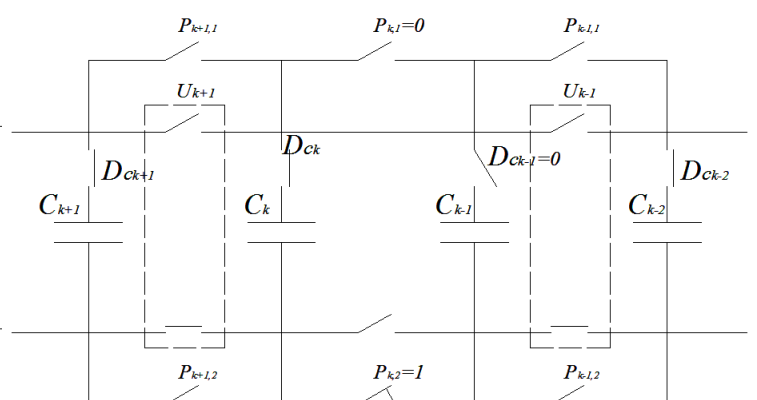


Figure V.6.b. fonctionnement des interrupteurs auxiliaires

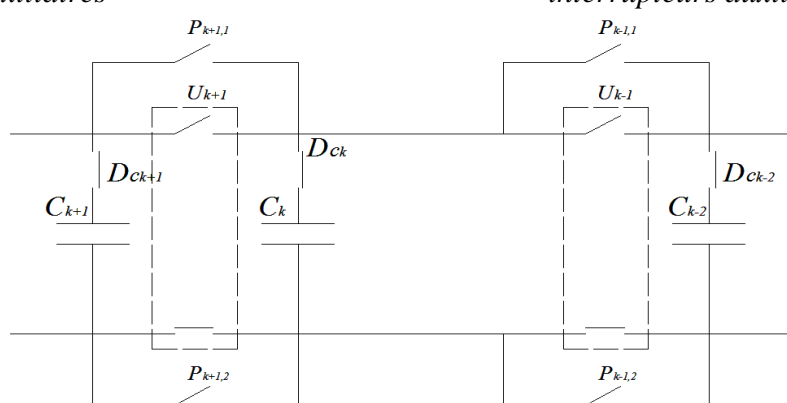


Figure V.7. Suppression d'une cellule

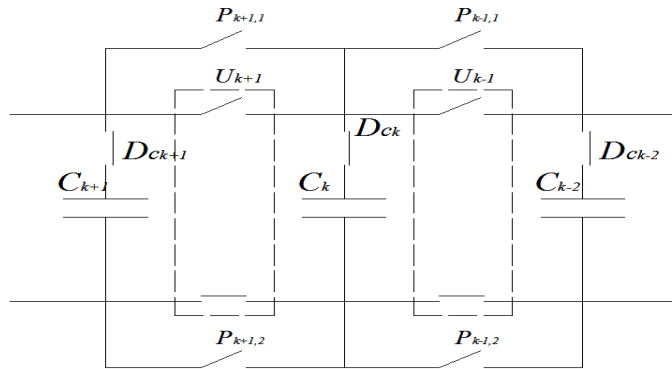


Figure V.8. Structure du convertisseur équivalent

Les figures précédentes montrent le fonctionnement du circuit auxiliaire composé des interrupteurs $P_{i,j}$ et D_{ck} en présence d'un défaut soit en fermeture ou en ouverture dans la cellule k . Le changement des états de ces interrupteurs mènent à la fin, à la suppression de la cellule subite par le défaut, et à la décroissance du nombre des cellules et par la suite la diminution de l'ordre du système.

Le schéma qui se suit représente l'implémentation de la commande tolérante aux défauts sur le convertisseur multicellulaire. Ce schéma est équivalent au schéma du diagnostic vu précédemment mais la différence se trouve dans le fait que tous les blocs du schéma sont reconfigurables. Les décisions à prendre lors de l'exploitation et lors de leur reconfiguration sont engendrées par le bloc générateur de résidus qui maintient l'état des blocs contrôleur et observateur initiale en cas de fonctionnement normal, c-à-d sans défaut, et bascule l'état de ces blocs en cas de défaut qui va ramener le convertisseur à une structure équivalente en utilisant la redondance matérielle.

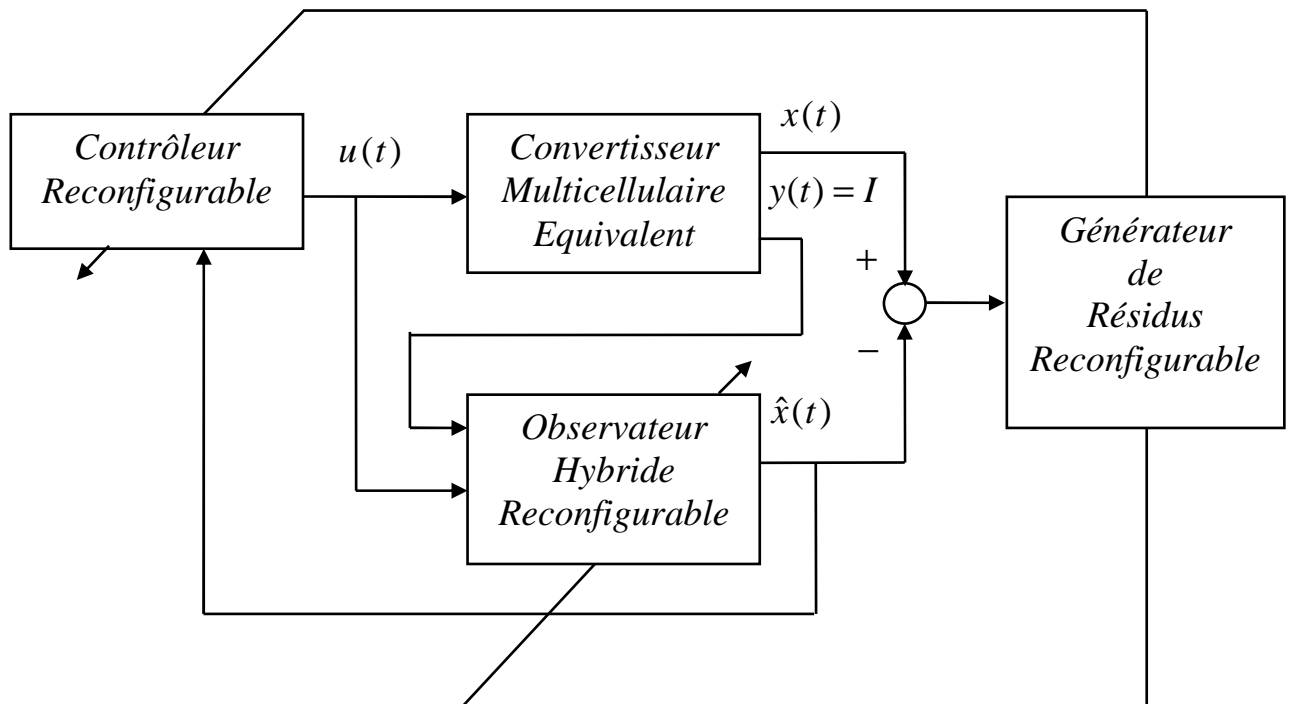


Figure V.9. Schéma bloc de la commande tolérante aux défauts d'un convertisseur multicellulaire

V.3.2. Simulation

Des simulations ont été effectuées sur *Matlab-Simulink* afin d'implémenter une commande tolérante aux défauts sur un convertisseur à quatre cellules puis sur un convertisseur à trois cellules.

Les figures V.10, V.11, V.12, et V.13 représentent comme d'habitude les tensions flottantes et les courant de charge du convertisseur en introduisant un défaut à l'instant $t=0.1s$.

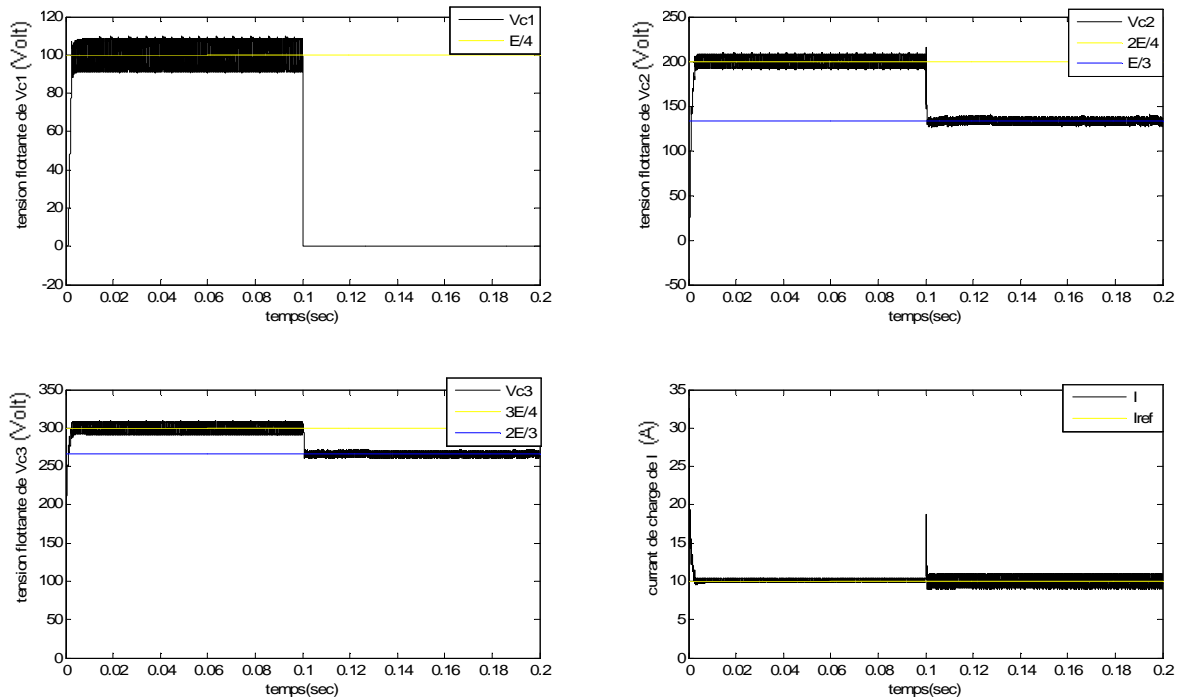


Figure V.10. défaut $u1=1$

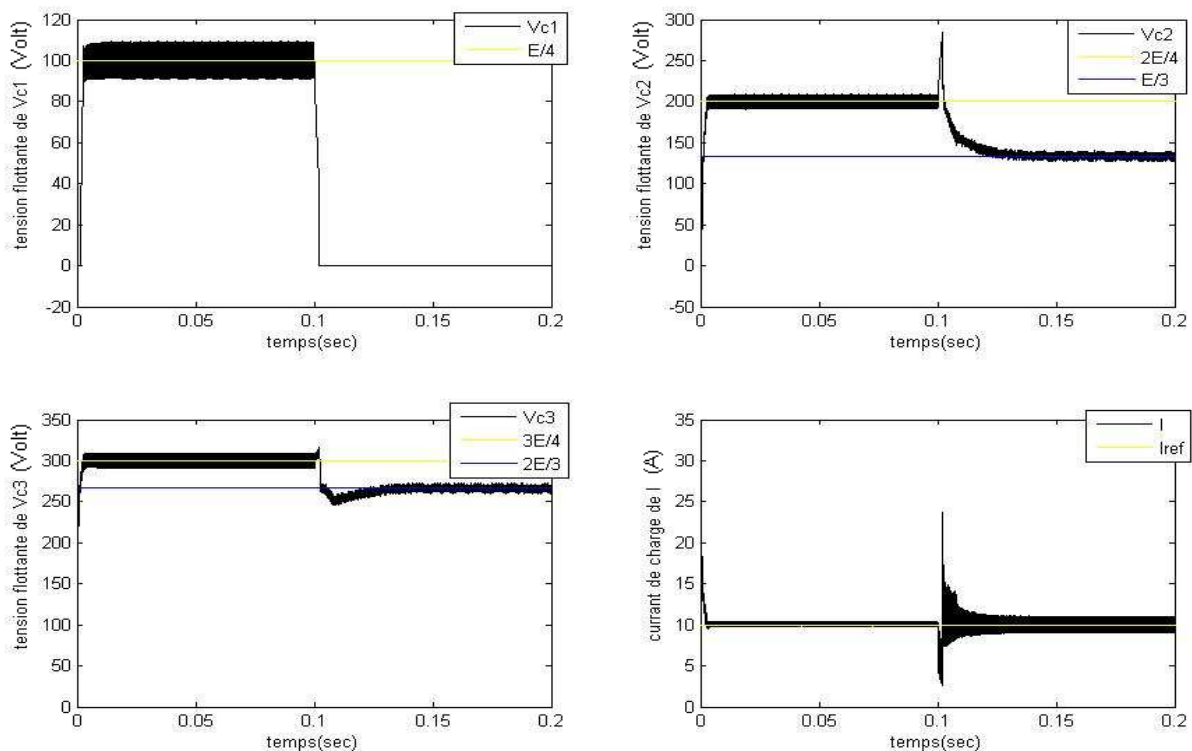


Figure V.11. défaut $u2=-1$

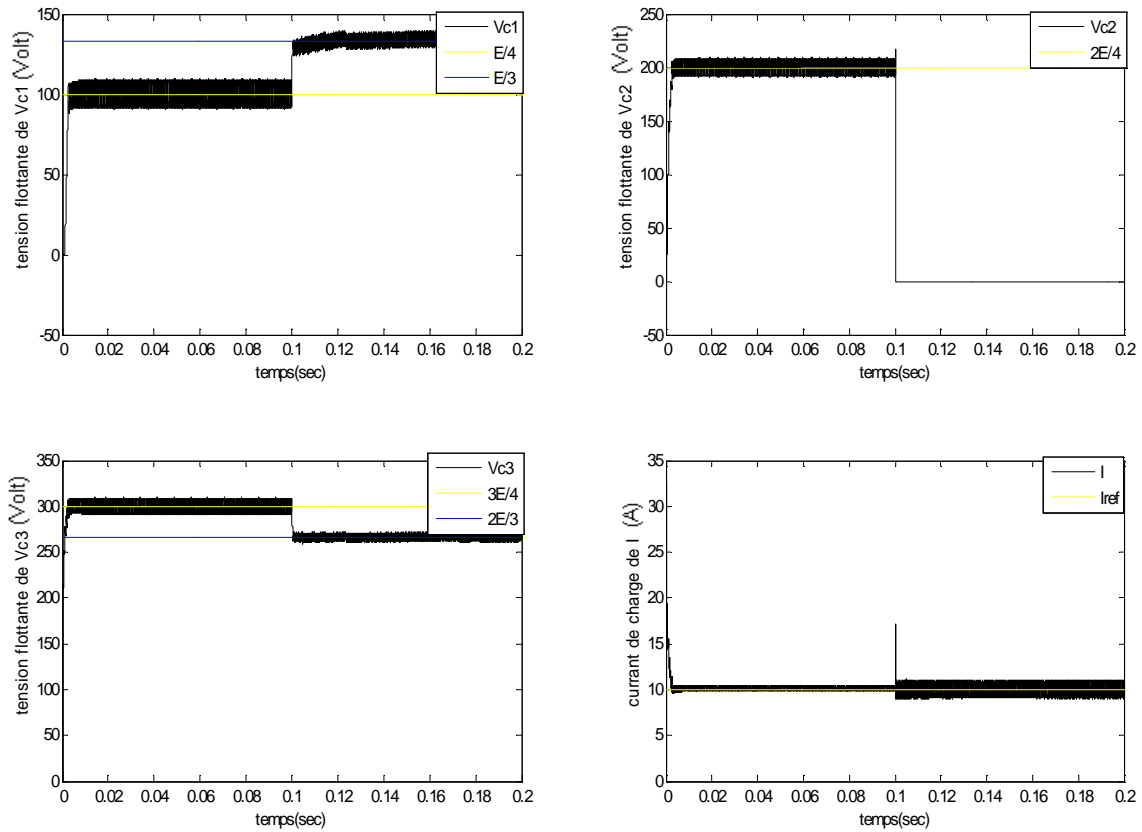


Figure V.12. défaut $u_3=1$

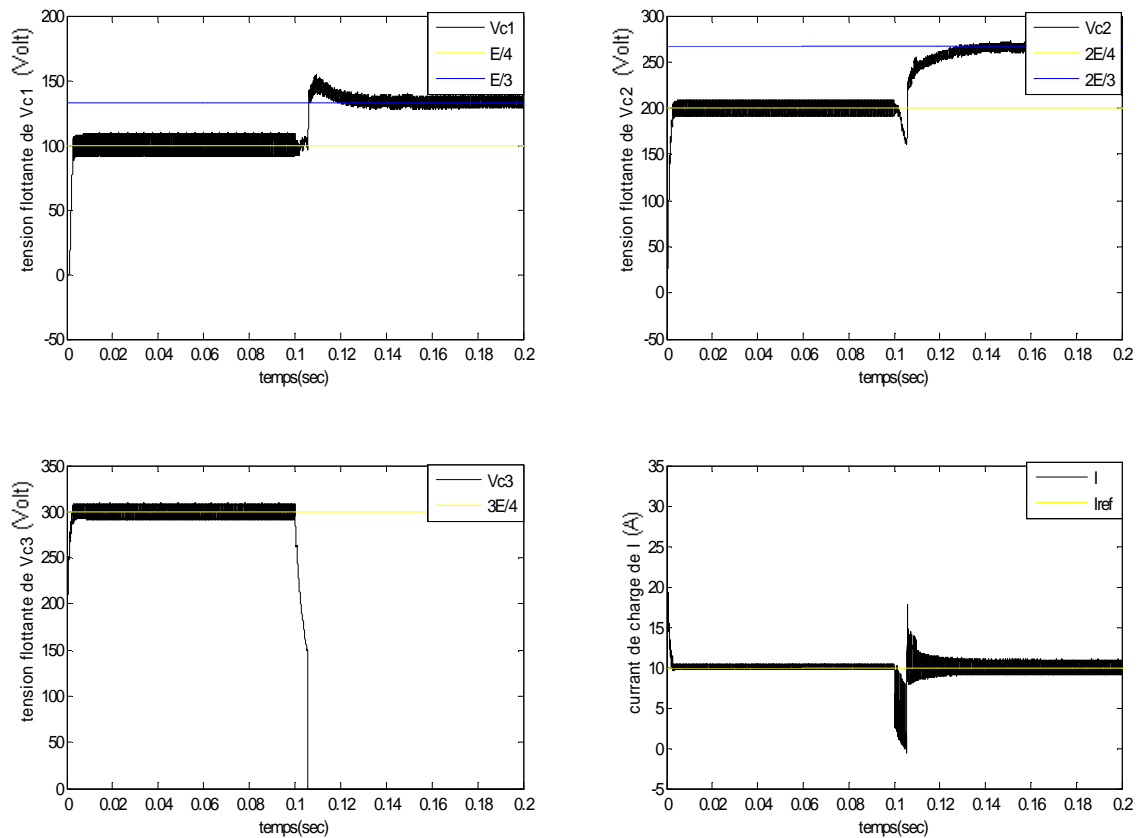


Figure V.13. défaut $u_4=-1$

V.3.3. Interprétations des résultats de simulation

Les figures de simulation montrent que le convertisseur à quatre cellules fonctionne de façon normale jusqu'à ce que le défaut apparaisse où cette structure devient équivalente à un convertisseur à trois cellules, à cette étape on fait une commutation au niveau du contrôleur et de l'observateur afin de s'adapter au changement de l'ordre du convertisseur. On remarque pour le cas d'un défaut qu'une des tensions flottantes devient nulle, ce qui est normal puisque cette variable d'état perd sa dynamique par la mise en œuvre de la solution matérielle.

Nous allons maintenant faire des simulations de la commande tolérante aux défauts sur un convertisseur à trois cellules. Les figures V.14, V.15 et V.16 représentent la réaction des tensions flottantes et les courant de charge du convertisseur en introduisant un défaut à l'instant $t=0.1s$.

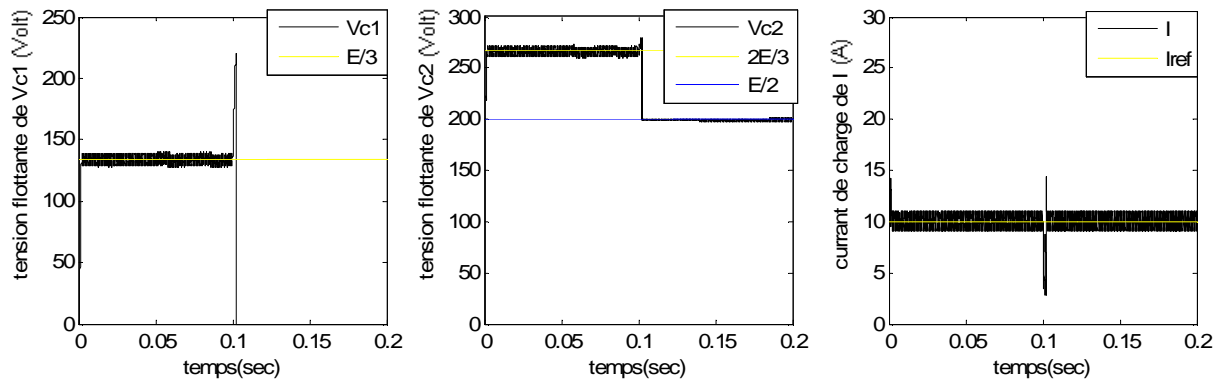


Figure V.14. défaut $u1=-1$

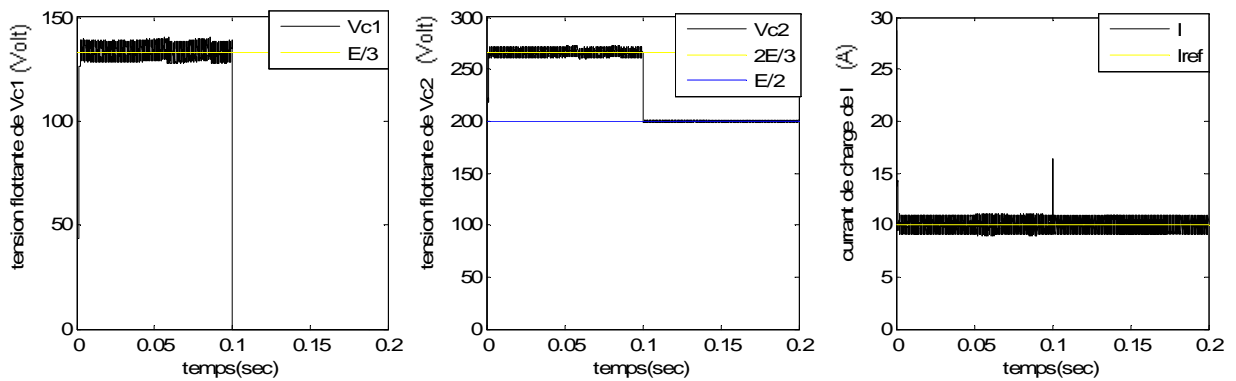


Figure V.15. défaut $u2=1$

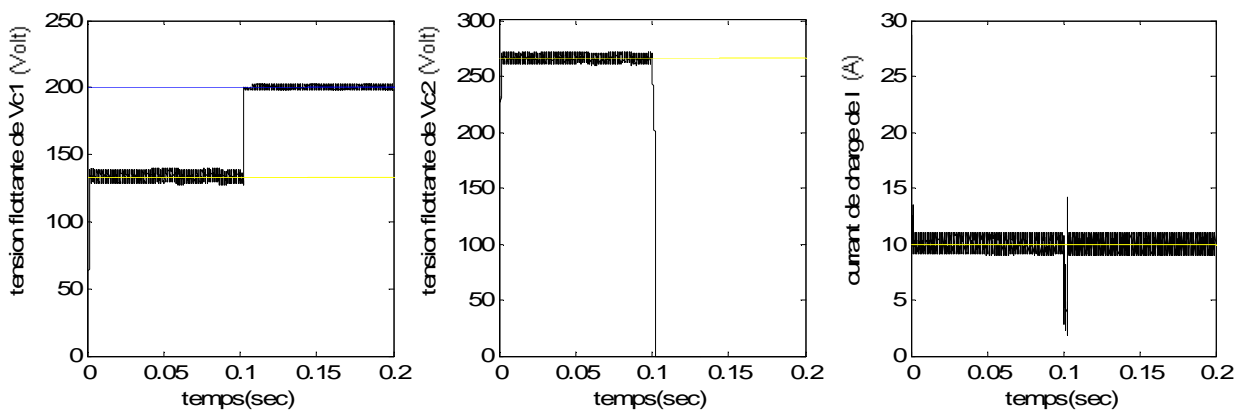


Figure V.16. défaut $u3=-1$

Les mêmes remarques qu'on a trouvées tout à l'heure sont présentes ici, le convertisseur à trois cellules devient équivalent à un convertisseur à deux cellules. Les consignes des tensions flottantes aussi changent leurs valeurs. Après avoir été $E/3$ et $2E/3$, ils deviennent $E/2$. D'autre part, on garde la même valeur du courant qui est égale à $10A$. Une remarque supplémentaire qu'on peut ajouter ici, c'est que lors du fonctionnement de la *FTC*, on n'applique pas un observateur hybride pour reconstituer les états du convertisseur à deux cellules du fait que ce dernier possède quatre états de commande seulement, et en supprimant deux états, on a pas la satisfaction de la condition de l'observabilité ; on peut pas donc concevoir un observateur hybride à base de deux états des interrupteurs. Pour cette raison, on utilise directement les mesures de la tension flottante et du courant de charge pour le fonctionnement du contrôleur.

V.4.Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé à l'utilisation de la technique *FDI* de détection et de localisation des défauts au profit de la commande tolérante aux défauts *FTC*, pour les appliquer aux convertisseurs multicellulaires. Dans un premier lieu, on a présenté les diverses approches de la commande tolérante aux défauts, puis on a appliqué l'approche basée sur la reconfiguration du système, de l'observateur et du contrôleur pour pouvoir implémenter une commande *FTC* capable de maintenir le fonctionnement du convertisseur en présence de défauts en utilisant une solution matérielle ce qui représente un avantage supplémentaire pour cette structure de conversion.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail représente une contribution aux travaux précédents qui ont traité ce sujet de recherche qui appartient au domaine des convertisseurs statiques et qui représente une bonne application des outils de l'automatique tels que la commande et l'observation des systèmes.

Le travail présenté dans ce mémoire a pour but l'étude de diagnostic et la conception de la commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaires.

En premier lieu, nous avons rappelé les différents aspects de la structure des convertisseurs multicellulaires et l'intérêt qu'elle présente ainsi son principe de fonctionnement. Des modèles ont été proposés afin d'appliquer une commande en boucle ouverte en fonctionnement hacheur et onduleur pour assurer l'équilibrage des tensions des condensateurs intermédiaires.

Le modèle instantané utilisé représente la dynamique instantanément ce qui nous a poussé à utiliser d'autre forme de modélisation hybride qui représente mieux le modèle du convertisseur. La commande en boucle fermée est présentée par l'utilisation de la commande hybride basée sur la connaissance des dynamiques de chaque mode du modèle du convertisseur ; et la commande par mode glissant synthétisé par la théorie de la stabilité des systèmes non linéaires de *Lyapunov*. Une bonne analyse de ces deux lois de commande, nous a permis de développer une commande qui combine les deux.

L'étape suivante c'était faire la synthèse des observateurs hybrides de type mode glissant qui s'adapte mieux aux systèmes de nature discrète. Pour cela, on a utilisé la forme compacte du modèle du convertisseur afin de satisfaire la condition d'observabilité. On a présenté deux observateurs d'ordre 1 et 2 et nous avons vu que le deuxième est plus intéressant puisqu'il assure la réduction de l'effet de *chattering* avec la conservation de sa robustesse en présence des variations paramétriques dans le modèle.

Les observateurs développés sont utilisés pour faire le diagnostic de défaut de type cellule en utilisant l'approche *Fault Detection Isolation* afin de détecter et localiser ce défaut. Pour cela, on a fait plusieurs tests pour construire un bloc d'expertise qui donne information sur la production ou non de défaut.

Le dernier point traité dans ce mémoire, c'est la tolérance aux défauts qui a pour but la conservation du fonctionnement du convertisseur en présence de défaut en utilisant une reconfiguration sur le modèle.

Les perspectives attendues dans le futur, c'est faire l'expérimentation des résultats obtenus dans ce travail tels que, la commande *glissant hybride*, le diagnostic et la commande tolérante aux défauts tout en étudiant la stabilité du système avec l'observateur et voir l'effet des choix des conditions initiales des variables d'état de l'observateur sur l'opération de la tolérance aux défauts; ainsi élargir la zone d'étude en s'intéressant aux convertisseurs multicellulaires triphasés.

Annexes

Annexe - A : Stateflow

Stateflow est destiné à la représentation des systèmes à événements discrets et à la simulation de leur fonctionnement. Il communique parfaitement avec Simulink dont il renforce la capacité de prise en compte des séquences logiques. D'ailleurs, le bloc Stateflow n'est autre qu'un bloc Simulink masqué. Stateflow s'utilise de manière analogue à Simulink.

On construit tout d'abord le schéma en plaçant, grâce à un éditeur, les différents éléments du diagramme (chart) à construire et qui sont essentiellement :

- Les états (states) ;
- leurs liaisons (transitions) ;
- ainsi que les libellés attribués aux événements (events) et aux actions.

Comment utiliser l'outil stateflow de Simulink :

- 1) Ouvrir un fichier simulink
- 2) Dans Simulink Library cliquer sur Stateflow et copier Chart vers le fichier Simulink

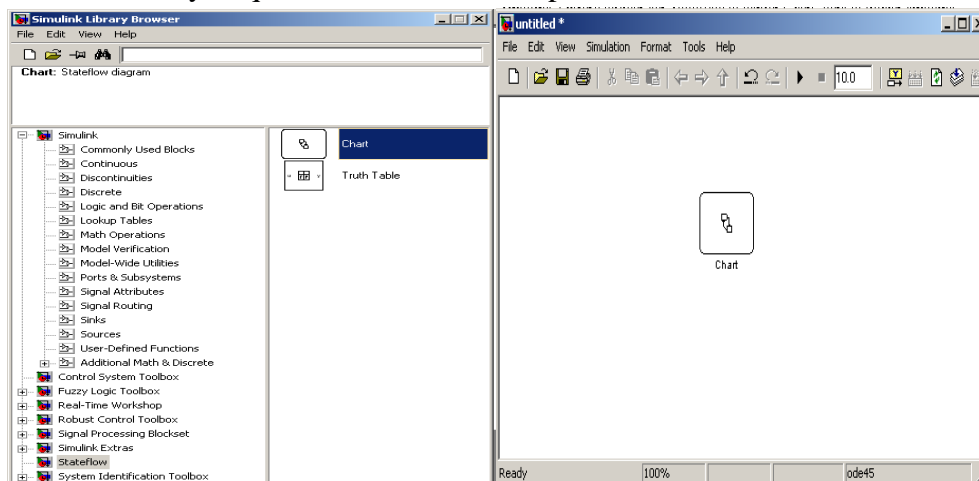


Figure A.1. Création d'un bloc Chart sous Simulink

Chart a des entrées et des sorties de types booléennes (0 ou/et 1) ou numériques. Pour créer des entrées, on fait :

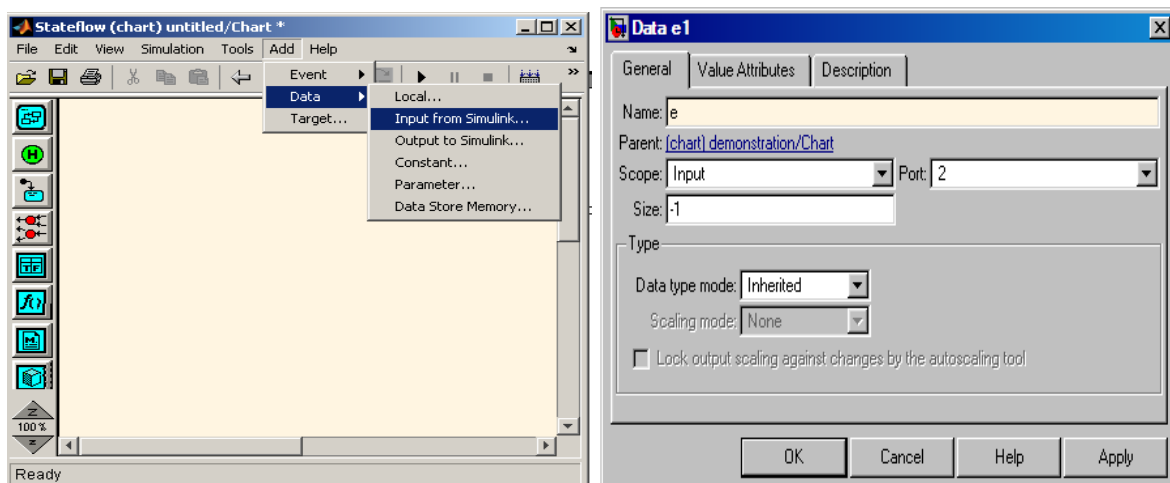


Figure A.2. Création des entrées sous Stateflow

Soit cette entrée e, on répète l'opération le nombre des entrées qu'on a.

De même pour les sorties, pour les créer on procède:

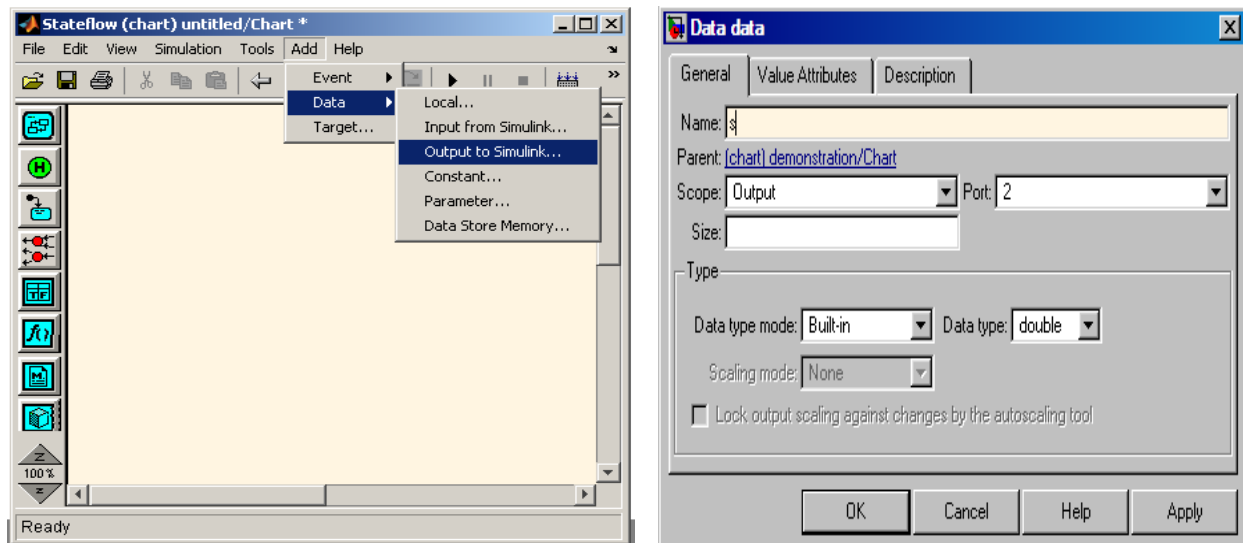




Figure A.3. Création des entrées sous Stateflow

On va construire un bloc Stateflow avec deux états, une entrée et une sortie.

Pour créer un état on utilise le bouton  et par la souris on crée des flèches entre les transitions.

La flèche montre le point de départ, c'est l'initialisation. Pour la créer on a le bouton  :

Si on clique sur la flèche entre deux états, un point d'interrogation apparaît, on clique sur lui et on écrit les conditions de transitions.

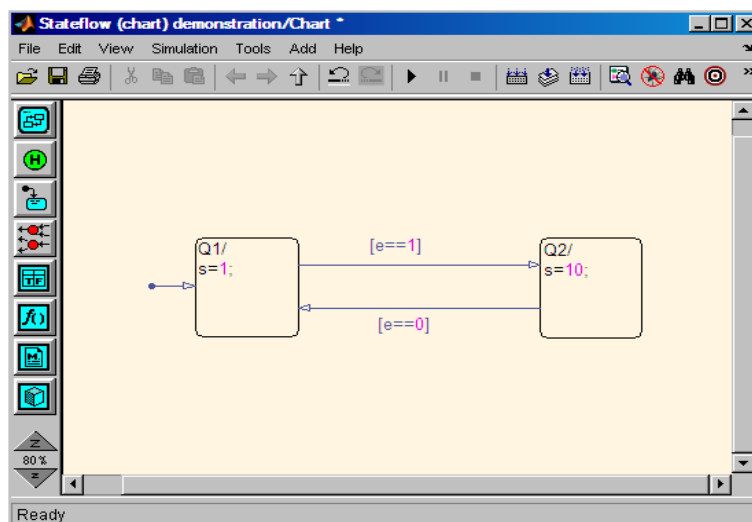


Figure A.4. Exemple d'un programme sous Stateflow

Ici nous avons deux états, $Q1$ et $Q2$. La transition d'un état à un autre se fait que si la condition de sa transition est vérifiée. Sinon on reste dans l'état initial.

Annexe - B : Commande par mode glissant hybride à un convertisseur à quatre cellules

On rappelle que le modèle mathématique qui décrit le système est:

$$\begin{cases} \frac{dVc_1}{dt} = \frac{1}{C_1} (u_2 - u_1) I \\ \frac{dVc_2}{dt} = \frac{1}{C_2} (u_3 - u_2) I \\ \frac{dVc_3}{dt} = \frac{1}{C_3} (u_4 - u_2) I \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} I - (u_2 - u_1) \frac{Vc_1}{L} - (u_3 - u_2) \frac{Vc_2}{L} - (u_4 - u_3) \frac{Vc_3}{L} + u_3 \frac{E}{L} \end{cases}$$

Les surfaces de glissement sont données par l'équation

$$\begin{cases} S_1(x) = I_{ref} Vc_1 - \frac{E}{4} I \\ S_2(x) = I_{ref} (Vc_2 - Vc_1) - \frac{E}{4} I \\ S_3(x) = I_{ref} (Vc_3 - Vc_2) - \frac{E}{4} I \\ S_4(x) = I_{ref} (E - Vc_3) - \frac{E}{4} I \end{cases}$$

Le bloc stateflow correspondant est illustré sur la figure B.1 :

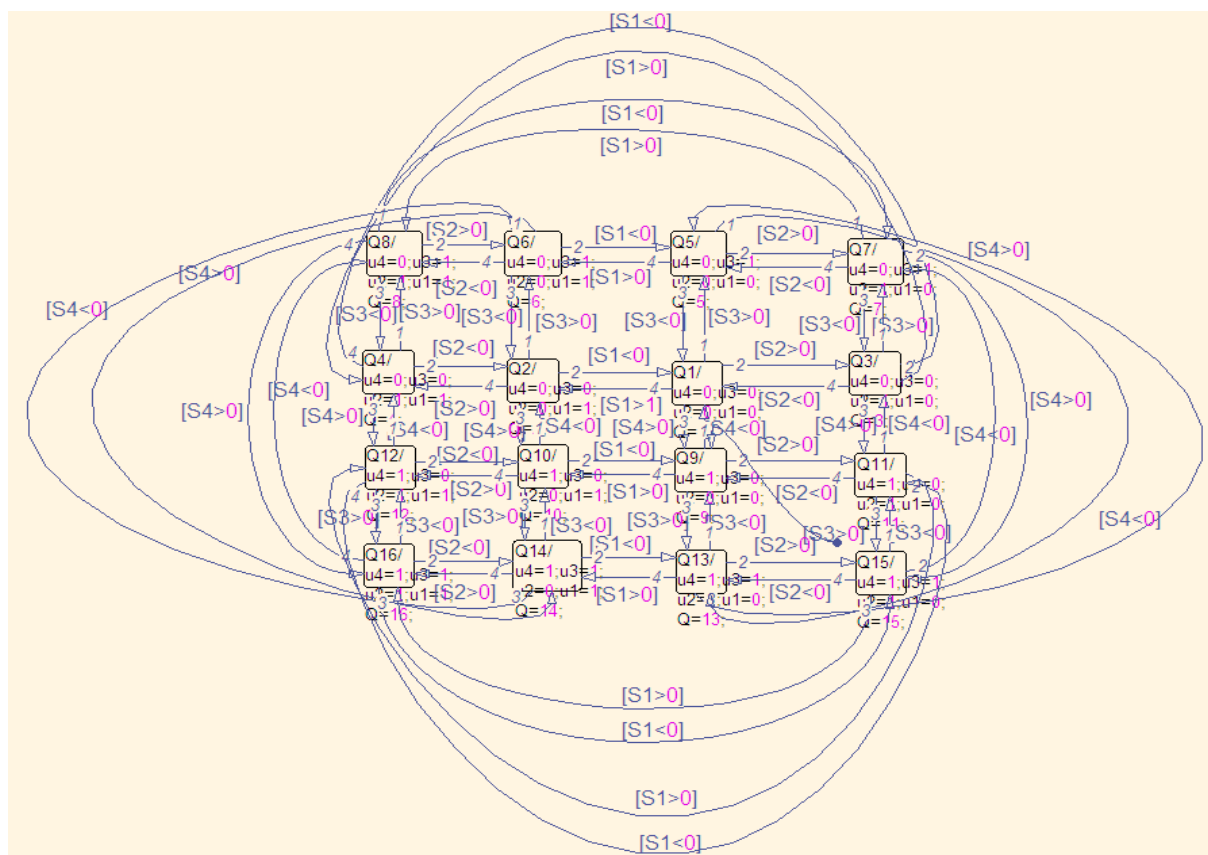


Figure B.1. Schéma Stateflow de la commande mode glissant hybride pour un convertisseur à 4 cellules

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

$$V_{c1ref}=E/4; V_{c2ref}=2*E/4; V_{c3ref}=3*E/4;$$

Les paramètres choisis sont : $E=2000$; $C1=0.00004$; $C2=C1$; $C3=C2$; $L=0.0005$; $R=10$; $I_{ref}=100$;
Les résultats de simulation sont représentés dans les figures

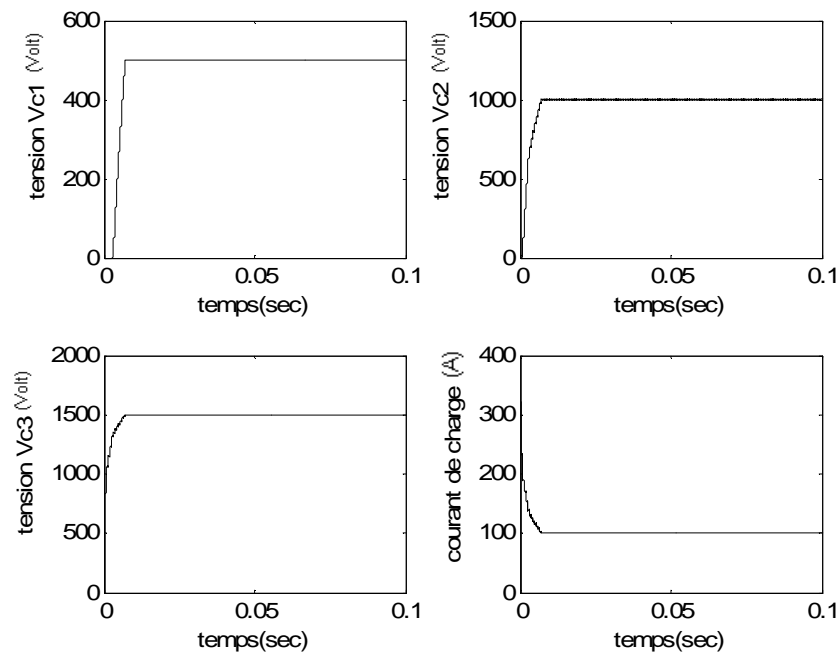


Figure B.2. Tensions flottantes et courant de charge

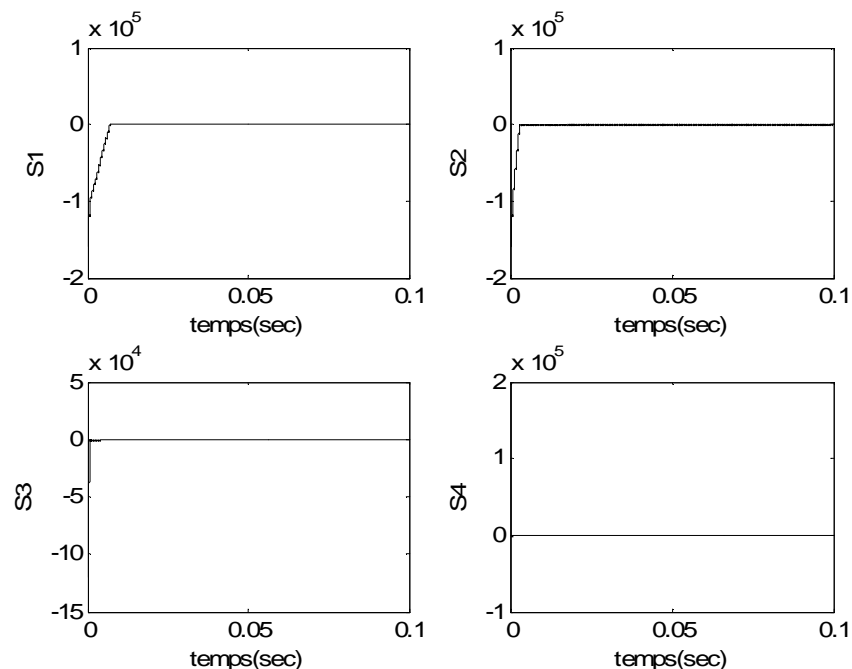


Figure B.2. Surfaces de commutation

Ces résultats montrent que les conditions de commutation convergent vers l'origine, et par la suite les variables d'état atteignent leurs références.

Annexe - C : Commande par mode glissant d'un convertisseur à quatre cellules en utilisant l'outil SimPowerSystems

On peut construire notre convertisseur à l'aide de l'outil SimPowerSystems de Simulink en utilisant les éléments actifs (résistance, inductance, capacité), l'alimentation et les interrupteurs (blocs IGBT/Diodes).

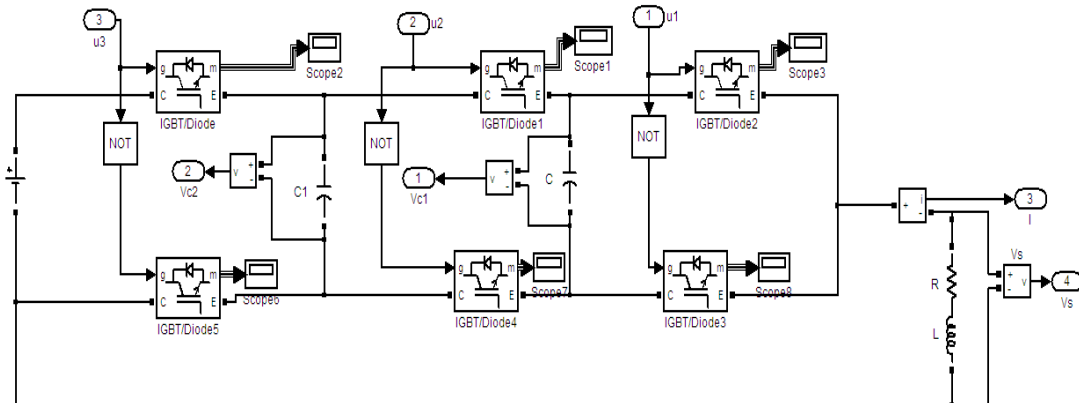


Figure C.1. Convertisseur à trois cellule avec une charge R-L sous SimPowerSystems

Les résultats de simulations sont fournis sous les figures C.2, C.3, C.4 et C.5.

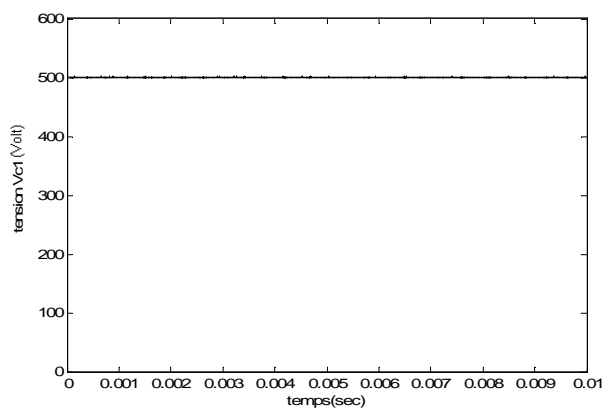


Figure C.2. Tension flottante V_{c1}

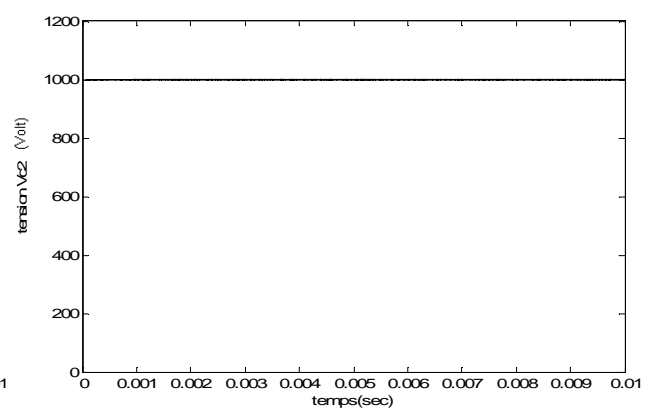


Figure C.3. Tension flottante V_{c2}

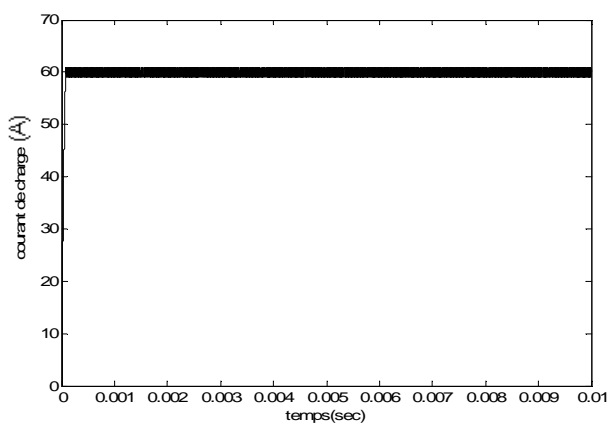


Figure C.4. Le courant de charge I

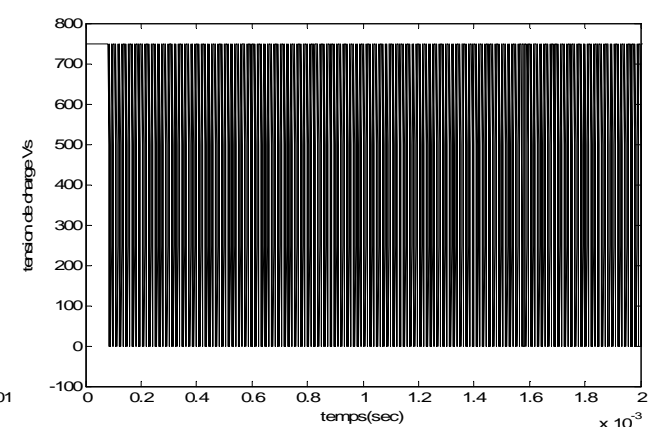


Figure C.5. La tension de charge V_s

Ces résultats valident le modèle du convertisseur ainsi la commande par mode glissant synthétisé dans le chapitre II.

Bibliographie

Bibliographie

[AIM 03] M. Aimé. « Evaluation et Optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.

[AST00] Astrom K., Albertos P., Blanke M., Isidori A., Schaufelberger W., Sanz R. « Control of Complex Systems. Springer Verlag », 2000.

[BAS93] Basseville, M. and I. V. Nikiforov. « Detection of Abrupt Changes: Theory and Application ». Information and System Science, Prentice Hall, New York, 1993.

[BEN 01] R. Bensaid. « Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires séries ». Ph.D. Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.

[BEN 03] K. Benmansour, H. rezine, M.S. Boucherit, S. Barkati, O. Bouchhida, A. Tlemçani. « Robust control of a permanent magnet synchronous machine » *International Conference SSD03, IEEE* 2003, Tunis.

[BEN09] K. Benmansour. «Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride». Thèse de Doctorat, l'Université de Cergy Pontoise, 2009.

[BOU 08] F. Bounkar. « Conception de stratégies de commande et d'observation pour un convertisseur multicellulaire. Approche hybride série ». Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2005.

[BET05] O. Bethoux. « Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Science Et Ingénierie de l'Université de Cergy-Pontoise, 2005.

[BLA01] Blanke M., Staroswiecki M., Wu N. E. « Concepts and methods in fault-tolerant control ». In: Tutorial in American Control Conference. Arlington, VA, USA, 2001.

[BLA03] Blanke M., Kinnaert M., Lunze M. and Staroswiecki M. « Diagnosis and fault tolerant control ». Springer, New York, 2003.

[BOD97] Bodson, M., Groszkiewicz, J. « Multivariable adaptive control algorithms for reconfigurable flight control ». IEEE Transactions on Control Systems Technology 5(2), 1997.

[BOS00] Boskovic, J., Li, S., Mehra, R. « A decentralized fault-tolerant scheme for flight control applications ». In: Proceedings of the American Control Conference (ACC'00). Chicago, Illinois, USA, 2000.

[CHA06] M. CHAKIR. « Commande Robuste Tolérante aux Défauts - Application à la MSAP ». Thèse de Magistère à L'Ecole Nationale Polytechnique, 2006.

[CHE01] J. Chen et R.J. Patton. « Fault-tolerant control systems design using the linear matrix inequality approach ». European Control Conference, 10, 2001.

[CHE99] Chen, J. and R. J. Patton. « Robust Model-based Fault Diagnosis for Dynamic Systems ». Kluwer Academic Publishers, 1999.

[CIE07] J. CIESLAK, Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts – Application à un système aéronautique ».Thèse de doctorat à L'UNIVERSITÉ BORDEAUX I, 2007.

[CIU06] Ciubotaru, B., Staroswiecki, M., Christophe, C. « Fault tolerant control of the Boeing 747 short-period mode using the admissible model matching technique ». 6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS'06), P.R. China, Beijing, 2006.

[FRA08] D. FRAGKOULIS. « Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs : application sur un système non linéaire ». thèse de doctorat à l'université de Toulouse, 2008.

[GAT97] G. Gateau. « Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série, Commande non linéaire et commande floue ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.

[GAT 01] G. Gateau, T. A. Meynard and H. Foch. « Stacked Multicell Converter (SMC): Topology and Control », EPE 2001, Graz, Austria, August 2001.

[GAO91] Gao, Z., Antsaklis, P. « Stability of the pseudo-inverse method for reconfigurable control ». International Journal of Control 53(3), 717–729, 1991.

[GAO92] Gao, Z., Antsaklis, P. « Reconfigurable control system design via perfect model following ». International Journal of Control 56(4), 783–798. , 1992.

[GER95] Gertler, J. J. « Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems ». Marcel Dekker Inc, 1998.

[GHA08] M. GHANES. « Observateur adaptative pour un convertisseur multicellulaire série ». Journée Inter GDR CE2/Obs-Diag-Com , Paris, 2008

[HSI02] Hsieh, C. « Performance gain margins of the two-stage LQ reliable control ». Automatica 38(11), 2002.

[JAM03] 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 Nancy, 2003.

[KEA97] Keating, M., Pachter, M., Houppis, C. « Fault tolerant flight control system: QFT design ». International Journal of Robust and Non-Linear Control 7(6), 1997.

[KRS94] Krstic, M., Kokotovic, P. « Observer-based schemes for adaptive nonlinear state-feedback control ». International Journal of Control, 59, 1373-1381, 1994.

[LEU02] M.L. Leuschen, I.D. Walker et J.R. Cavallaro. « Nonlinear Analytical Redundancy for Fault Detection ». IEEE Transactions on Automatic Control, 2002.

[LIE 06] A. M. Lienhardt. « Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé) ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

[LOO01] T. F. Lootsma. « Observer-based Fault Detection and Isolation for Nonlinear Systems ». Thèse de Ph.D, Department of Control Engineering, Aalborg University, Denmark, 2001.

[MAV07] Jérôme MAVIER. « Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique ». Thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2007.

[MEK09] H. MEKKI. « Commande Tolérante aux Défauts Application à la MAS ». Thèse de magistère à l'Ecole Nationale Polytechnique, 2009.

[MEY 91] T. A. Meynard, H. Foch. « Brevet français n°91.09582, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) n°92/00652 du 8 juillet 1992 », 1991.

[MEY 92] T. A. Meynard, H. Foch. « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters ». P.E.S.C'92, Toledo, Spain. Conference proceedings, pp.397-403.

[MEZ00] A. MEZHOU. « Détection et Localisation des Pannes dans les Systèmes de Commande : Approche à base d'observateurs ». Thèse de Magister, ENP, Alger, 2000.

[NIE02] Niemann, H., Stoustrup, J. « Reliable control using the primary and dual Youla parameterizations ». In: Proceedings of the 41th IEEE Conference on Decision and Control (CDC'02). Las Vegas, Nevada, USA, pp. 4353-4358, 2002.

[NIE03] H. Niemann et J. Stoustrup. « Passive fault tolerant control of double inverted pendulum-a case study example ». Symposium Safeprocess, 10 :1029-1034, 2003.

[NIK02] Niksefat, N., Sepehri, N., 2002. A QFT fault-tolerant control for electro hydraulic positioning systems. IEEE Transactions on Control Systems Technology 10(4), 626-632.

[OUD08] Mohammed OUDGHIRI. « Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile ». thèse de doctorat à L'UNIVERSITE DE PICARDIE JULES VERNE, 2008.

[PAT89] Patton, R., P. Frank and R. Clark. « Fault diagnosis in Dynamic systems, Systems and Control Engineering ». Prentice Hall, 1989.

[PIN 00] D. Pinon. « Commande des convertisseurs multicellulaires par mode glissant ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.

[SLO 91] J.-J. E. Sloting, W. Li. «Applied Nonlinear Control », Prentice Hall (New Jersey) ISBN 3-540-50601-2. 1991

[STA03] Staroswiecki M. Fault Tolerant Control. Aalborg seminar, 2003.

[STA05] Staroswiecki, M. « Fault Tolerant Control using an admissible model matching approach ». Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, Séville, 2005.

[STO06] K.STOYAN. « Robust Fault-Tolerant Control ». Technical University of Delft, 2006.

[TAC 98] O.Tachon. « Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Modélisation, synthèse et expérimentation ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.

[TOS05] R. TOSCANO. « Commande et diagnostic des systèmes dynamiques ». Ellipses, Paris, 2005.

[VAL03] J. Vallon. « Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes ». Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2003.

[ZEM03] M.R. ZEMOURI. « Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la e-maintenance ». Thèse de doctorat à L'UFR des Sciences et Techniques de l'Université de Franche-Comté, 2003.

[ZHA02] Zhang, Y., Jiang, J. « Design of restructurable active fault-tolerant control systems ». In: Proceedings of the 15th Triennial World Congress of IFAC (b'02). Barcelona, Spain, 2002.

[ZHO98] K. Zhou et J. C. Doyle. « Essentials of robust control ». Prentice Hall, 1998.

[ZWI95] G. Zwingelstrein, «Diagnostic des défaillances, Théorie et pratique pour les systèmes industriels ». Edition Hermès, 1995.

[XU02] A. XU. « Observateurs adaptatifs non-linéaires et diagnostic de pannes ». Thèse de doctorat, l'Université de Rennes 1, 2002.