



HAL
open science

Diagnostic et observation d'une classe de systèmes dynamiques hybrides. Application au convertisseur multicellulaire série

Jérémy van Gorp

► **To cite this version:**

Jérémy van Gorp. Diagnostic et observation d'une classe de systèmes dynamiques hybrides. Application au convertisseur multicellulaire série. Autre. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2013. Français. NNT : 2013VALE0033 . tel-00933659

HAL Id: tel-00933659

<https://theses.hal.science/tel-00933659v1>

Submitted on 20 Jan 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Thèse de doctorat

Pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRESIS

Discipline, spécialité selon la liste des spécialités pour lesquelles l'Ecole Doctorale est accréditée :
Automatique et Informatique Industrielle

Présentée et soutenue par Jérémy, VAN GORP.

Le 05/12/2013, à Valenciennes

Ecole doctorale :

Sciences Pour l'Ingénieur (SPI)

Equipe de recherche, Laboratoire :

Laboratoire d'Automatique, de Mécanique et d'Informatique Industrielles et Humaines (LAMIH)

DIAGNOSTIC ET OBSERVATION D'UNE CLASSE DE SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES APPLICATION AU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE

JURY

Président et rapporteur

- M. PLESTAN, Franck. Professeur, Ecole Centrale de Nantes.

Rapporteurs

- M. BARBOT, Jean Pierre. Professeur, ENSEA, Cergy.
- M. DI GENNARO, Stefano. Professeur, University of L'Aquila, Italy.

Examineurs

- M. MANAMANNI, Noureddine. Professeur, Université de Reims Champagne-Ardenne
- M. HETEL, Laurentiu. Chargé de Recherche CNRS, LAGIS Lille.

Directeur de thèse

- M. DJEMAI, Mohamed. Professeur, UVHC Valenciennes.

Encadrant

- M. DEFOORT, Michael. Maitre de conférences, UVHC Valenciennes.

Diagnostic et observation d'une classe de systèmes dynamiques hybrides

Application au convertisseur multicellulaire série

Résumé :

Cette thèse s'intéresse au diagnostic et à l'observation de systèmes linéaires à commutations et à l'application au convertisseur multicellulaire série. L'objectif est de proposer des solutions pour des sous-systèmes non-observables au sens classique et dont des fautes continues ou discrètes peuvent être présentes. Après la présentation d'un état de l'art sur les techniques d'observation et de diagnostic pour les systèmes à commutations, le mémoire est scindé en deux parties. La première partie propose, d'une part, une stratégie d'estimation des états discret et continu d'un système linéaire à commutation soumis à une entrée inconnue. Un observateur hybride basé sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur est développé. D'autre part, deux procédures de diagnostic sont présentées. La première combine un observateur hybride et un diagnostiqueur pour détecter une faute continue. Pour la seconde, un diagnostic actif est défini sur la base de la théorie du test afin de détecter et d'isoler une faute discrète. Dans la seconde partie de ce mémoire, les étapes de la réalisation d'un convertisseur multicellulaire sont détaillées. Ensuite, un chapitre est dédié à la validation des approches théoriques d'observation et de diagnostic sur le convertisseur à trois cellules. Un observateur est synthétisé afin d'estimer les tensions des capacités. Les deux procédures de diagnostic sont appliquées pour la détection d'une variation des valeurs des capacités et le diagnostic de cellules bloquées. Enfin, une commande binaire pour le convertisseur est proposée. L'application de cette stratégie permettra, par la suite, la commande tolérante aux fautes du convertisseur.

Mots-clés :

Système linéaire à commutations, Observation hybride, Diagnostic actif, Diagnostic basé observateur, Système à événements discrets, Observateur par modes glissants, Convertisseur multicellulaire série, Commande binaire, Fonction de Lyapunov.

Diagnosis and observation of a class of hybrid dynamical systems

Application to the multicellular converter

Abstract:

This thesis deals with the diagnosis and the observation of a large class of switched linear systems with an application to the multicellular converter. The objective is to provide solutions for non-observable subsystems in the classical sense which can be influenced by continuous or discrete faults. After presenting a state of the art for the observation and diagnostic techniques for switched systems, the report is divided into two parts. The first part provides, in one hand, a strategy for the discrete and continuous states estimation for linear switched system with unknown input. A hybrid observer based on higher order sliding mode is developed. On the other hand, two diagnostic procedures are presented. The first one combines a hybrid observer and a discrete diagnoser to detect a continuous fault. In the second one, an active diagnosis is defined based on the testing theory to detect and isolate a discrete fault. In the second part of this thesis, the different steps to create a multicellular converter are detailed. Then, a chapter is dedicated to the validation of the theoretical approaches for the observation and diagnosis of the three cells converter. An observer is designed to estimate the capacitor voltages. The two proposed diagnosis procedures are applied to detect a change in the capacitance values and to diagnose locked cells. Finally, a binary control for the converter is proposed. The implementation of this strategy will allow, in the future, the fault tolerant control of the converter.

Keywords:

Switched linear system, Hybrid observation, Active diagnosis, Diagnosis based observer, Discrete event system, Sliding mode observer, Multicellular converter, Binary control, Lyapunov function.

Table des matières

Remerciements	11
Notations	13
Introduction générale	15
1 État de l'art	21
1.1 Généralités sur les Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH)	21
1.1.1 Contexte	21
1.1.2 Modélisation des SDH	22
1.2 Généralités sur les systèmes à commutations	22
1.2.1 Contexte et modélisation	22
1.2.2 Observation	25
1.2.3 Diagnostic	31
1.3 Convertisseur Multicellulaire Série	35
1.3.1 Contexte et applications	35
1.3.2 Structure et modélisation	36
1.3.3 Commande du convertisseur	39
1.3.4 Observation du convertisseur	40
1.3.5 Diagnostic du convertisseur	41
1.4 Conclusion	42
I Observation et diagnostic d'une classe de systèmes dynamiques hybrides	43
2 Observation d'un système à commutations	45
2.1 Présentation du problème	45
2.2 Identification de l'état discret	47
2.3 Estimation de l'état continu	50
2.3.1 Préliminaires	51

2.3.2	Conception d'un observateur pour l'estimation de l'état continu $x(t)$	51
2.4	Estimation de l'entrée inconnue	59
2.5	Résultats de simulation	59
2.5.1	Modélisation du système à commutations	60
2.5.2	Identification du mode actif	61
2.5.3	Estimation de l'état continu	61
2.5.4	Estimation de l'entrée inconnue	65
2.6	Conclusion	66
3	Diagnostic d'un système à commutations	69
3.1	Détection de fautes continues	70
3.1.1	Modélisation du système par représentation d'état hybride en présence de fautes continues	70
3.1.2	Estimation d'un vecteur de résidus	71
3.1.3	Modélisation par machine à états finis et diagnostiqueur	76
3.1.4	Procédure de détection des fautes continues	81
3.2	Diagnostic de fautes discrètes	82
3.2.1	Modélisation du système en présence de fautes discrètes par automate hybride	82
3.2.2	Principe de la détection des fautes discrètes	83
3.2.3	Isolation par une approche active	84
3.3	Résultats de simulation	87
3.3.1	Présentation du système	87
3.3.2	Estimation du vecteur de résidus pour la détection de faute continue	89
3.3.3	Détection d'une faute continue	92
3.3.4	Diagnostic actif de fautes discrètes	95
3.4	Conclusion	101
II	Application au convertisseur multicellulaire série	105
4	Réalisation d'un convertisseur multicellulaire	107
4.1	Objectifs et présentation générale	107
4.1.1	Objectifs	107
4.1.2	Présentation générale du système	108
4.2	Description de la maquette	109
4.2.1	Partie dSPACE	109
4.2.2	Partie puissance	111
4.2.3	Partie commande	114

4.2.4	Partie mesure	116
4.3	Conception du montage	118
4.4	Conclusion	119
5	Observation et diagnostic d'un convertisseur 3 cellules	121
5.1	Observation de l'état continu du convertisseur	121
5.1.1	Modélisation du système	122
5.1.2	Analyse de l'observabilité	123
5.1.3	Implémentation de l'observateur hybride	124
5.1.4	Résultats de simulations	125
5.2	Diagnostic du convertisseur	128
5.2.1	Diagnostic de fautes continues	129
5.2.2	Diagnostic de fautes discrètes	135
5.3	Conclusion	143
6	Commande d'un convertisseur multicellulaire	145
6.1	Présentation du problème	145
6.1.1	Modélisation hybride du convertisseur	146
6.1.2	Objectif de commande	146
6.2	Conception d'une commande binaire	146
6.2.1	Stratégie de commande	147
6.2.2	Contraintes d'adjacence sur le modèle hybride	148
6.3	Résultats de simulation	151
6.3.1	Résultats de simulation avec une commande MLI bouclée	151
6.3.2	Résultats de simulation avec la commande binaire proposée	153
6.4	Résultats expérimentaux	155
6.4.1	Résultats expérimentaux avec paramètres estimés	155
6.4.2	Résultats expérimentaux avec incertitude paramétrique	158
6.5	Conclusion	159
	Conclusion générale et perspectives	161
	A Observateur par modes glissants pour le convertisseur	169
	Bibliographie	171

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au Laboratoire d'Automatique, de Mécanique, d'Informatique industrielles et Humaines (LAMIH) de l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis et en particulier au sein de l'équipe Automatique, Système Homme-Machine (ASHM).

Je souhaite exprimer d'abord ma reconnaissance à mon directeur et à mon encadrant de thèse, Mohamed Djemai et Michael Defoort pour tout ce qu'ils m'ont apporté pendant ces trois années. Merci de m'avoir permis d'effectuer cette thèse, de m'avoir soutenu et conseillé tout au long de ce travail. Je vous remercie également pour vos nombreuses remarques et corrections qui ont pu améliorer la qualité de mon travail.

Je tiens à remercier ensuite Franck Plestan, Professeur de l'Ecole Centrale de Nantes, Stefano Di Gennaro, Professeur de l'Université de L'Aquila, et Jean-Pierre Barbot, Professeur de l'ENSEA, d'avoir accepté d'être les rapporteurs de mon travail de thèse. Je les remercie également pour les différentes remarques très intéressantes qu'ils ont pu apporter.

Je souhaite également remercier en particulier Sébastien Paganelli, ingénieur de recherche au LAMIH, pour tout ce qu'il a pu apporter à la plateforme du convertisseur. Merci d'avoir partagé ton expérience et ton savoir faire. Toute ton implication a permis d'améliorer la maquette et je suis sincèrement fier du résultat.

Un grand merci aux collègues de l'équipe dont je fais parti et à ceux qui ont partagé avec moi de très bon moment durant cette thèse, en particulier Tran Anh Tu Nguyen, Boussaad Soualmi, Rémi Losero, Alaa Marouf, Milka Uzunova, Raymond Ghandour. Désolé à ceux que j'ai oublié de citer mais en tout cas merci pour cette ambiance chaleureuse et ces bons moments de complicité sans quoi ma thèse n'aurait pas été pareille.

Je tiens à remercier également les secrétaires du LAMIH d'avoir assuré les nombreuses et grosses commandes de matériel pour le convertisseur et gérer leurs réceptions.

Enfin, mes remerciements vont à ma famille. Merci à mes parents de m'avoir toujours soutenu dans mes études et de croire en moi. Merci à toi Adrien pour ton écoute exceptionnelle, ton soutien moral et tous tes conseils.

Notations

- \mathbb{R} : ensemble des nombres réels.
- \mathbb{R}^+ : ensemble des nombres réels positifs ou nuls.
- \mathbb{R}^{+*} : ensemble des nombres réels strictement positifs.
- \mathbb{R}^n : espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels.
- \mathbb{N} : ensemble des nombres entiers naturels.
- $t \in \mathbb{R}$: variable temporelle.
- $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$: dérivée de la variable x par rapport au temps.
- $\ddot{x} = \frac{d^2x}{dt^2}$: seconde dérivée de la variable x par rapport au temps.
- $x^{(j)} = \frac{d^{(j)}x}{dt^{(j)}}$: $j^{\text{ème}}$ dérivée de la variable x par rapport au temps.
- x^T : transposé du vecteur x .
- $\cdot \wedge \cdot$: conjonction logique de deux éléments ("et").
- $|\cdot|$: valeur absolue d'un nombre réel.
- $\|\cdot\|$: norme euclidienne sur \mathbb{R}^n .
- $\ker(A)$: noyau de l'application A avec $\ker(A) = A^{-1}\{0\}$.
- $(A)^\dagger$: pseudo-inverse à gauche de A telle que $(A)^\dagger = (A^T A)^{-1} A^T$.
- $(A)^\perp$: sous-espace orthogonal à A .
- $\text{Im}(A)$: image de la transformation associée à A telle que $\text{Im}(A^T) = (\ker(A))^\perp$.
- $\text{diag}(x)$: matrice diagonale dont $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des éléments diagonaux.
- $\text{sign}(a)$: fonction signe réelle définie par :

$$\text{sign}(a) = \begin{cases} -1 & \text{si } a < 0 \\ 1 & \text{si } a > 0 \end{cases}$$

Par extension, $\text{sign}(x)$ où $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ sera le vecteur de composantes $\text{sign}(x_j)$.

- $\prod_{i=j}^k A_i$: le produit des matrices A_i tel que :

$$\prod_{i=j}^k A_i := A_j A_{j+1} \dots A_k$$

lorsque $j < k$ et

$$\prod_{i=j}^k A_i := A_j A_{j-1} \dots A_k$$

lorsque $j > k$.

Acronymes

- SDH : Système Dynamique Hybride
- MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
- SED : Système à Événements Discrets
- FSM : Finite State Machine
- DFA : Deterministic Finite Automata
- MM : Machine de Mealy

Introduction générale

Ces dernières années, de nouveaux outils théoriques permettant une description plus fine des systèmes complexes ont vu le jour comme les systèmes dynamiques hybrides (SDH). De nombreux travaux allant de la modélisation à la stabilisation se sont focalisés sur l'étude de cette classe de systèmes. Ces recherches sont motivées non seulement parce que la commande de certains systèmes se met en place par l'intermédiaire de combinaison des lois de commande continue avec une logique discrète de commutations mais également parce qu'une large gamme de systèmes physiques et de l'ingénierie présente des comportements hybrides. Parmi les problèmes à traiter, ceux de l'observation et du diagnostic sont particulièrement importants en vue de toujours améliorer l'efficacité des systèmes en termes notamment de rendement et de durée de vie.

Par exemple, pour un bras manipulateur, qui est un système robotique largement utilisé en industrie, le problème du suivi de trajectoire dépend de l'inertie du robot qui peut rapidement changer selon les mouvements. Une stratégie de commande continue avec une logique de commutations discrète peut alors être employée pour stabiliser les dynamiques du robot. Le système peut se modéliser sous forme d'un système dynamique hybride. En outre, l'application de la théorie de l'observation offre une alternative à l'installation de nombreux capteurs de position. En effet, par une approche hybride, un observateur peut reconstruire la position des articulations du robot. Cette solution offre des avantages d'un point de vue économique et aussi au niveau de l'encombrement généré par l'installation des capteurs. Une procédure de diagnostic peut également suivre les mouvements du robot, afin de contrôler la qualité de la pièce manipulée ou de savoir si celle-ci est endommagée. On peut ainsi facilement comprendre les enjeux, engagés sur une chaîne de production, auxquels peuvent répondre les théories de l'observation et du diagnostic pour les SDH.

De même, le convertisseur multicellulaire série, qui est un système de gestion de l'énergie électrique, présente par sa structure un comportement hybride. En effet, il est composé de cellules de commutations, disposées en série, entre lesquelles des condensateurs flottants peuvent être chargés ou déchargés selon les configurations. Un modèle hybride résulte de l'expression des dynamiques continues des tensions des condensateurs et du courant de sortie en fonction des variables discrètes associées aux états des cellules de commutations. La commande hybride d'un tel système consiste à déterminer l'évolution de l'état discret afin d'asservir chaque tension des condensateurs et le courant de sortie. Cependant, il est indispensable de connaître les tensions des capacités et l'utilisation de capteurs augmente le

coût et la complexité du système. L'estimation des tensions par un observateur est donc une stratégie intéressante car seule la mesure du courant de sortie est alors nécessaire. Nous pourrions mettre en évidence que pour cette classe de systèmes à commutations, les observateurs classiques ne peuvent pas être appliqués, car les composantes de l'état sont uniquement partiellement observables quelle que soit la configuration des cellules de commutations. Le convertisseur multicellulaire est intéressant puisqu'il permet de mieux gérer l'énergie électrique que les convertisseurs classiques (hacheurs), notamment en réduisant le contenu harmonique sur le courant de sortie. Cependant, il est composé d'autant de composants que de sources de pannes potentielles. C'est pourquoi, un diagnostic du système est important afin de protéger son environnement de fonctionnement (la charge alimentée, l'utilisateur, ...). De plus, si une faute peut être détectée puis isolée, grâce à sa structure, une stratégie de commande tolérante aux fautes peut continuer à asservir le convertisseur en mode dégradé sans créer d'interruption. Les approches classiques de diagnostic basées sur un observateur ne peuvent pas répondre au problème car l'état continu est partiellement observable. Des approches discrètes, fondées sur le concept de la diagnosticabilité, ont permis de développer un outil de diagnostic, basé sur un automate du système, appelé diagnostiqueur. Ce concept définit la capacité à détecter et isoler une faute (ou identifier la présence et l'origine d'une faute) par l'enregistrement des séquences d'événements discrets générées. Mais le diagnostiqueur classique, associé au convertisseur, ne vérifie pas cette condition de diagnosticabilité. Bien que les théories de l'observation et du diagnostic, dans le domaine des SDH, aient atteint une certaine maturité, beaucoup de points méritent d'être approfondis pour traiter une plus large gamme de systèmes dans des conditions peu restrictives.

Ce mémoire contribue, d'une part, à l'observation hybride (estimation des états discret et continu) d'un système à commutations soumis à une entrée inconnue dont les sous-systèmes ne vérifient pas nécessairement les conditions d'observabilité au sens classique. D'autre part, il apporte une solution à la détection de fautes continues d'une large classe de systèmes à commutations (les sous-systèmes ne vérifient pas nécessairement la condition d'observabilité au sens classique et les conditions de découplage des fautes) et au diagnostic de fautes sur l'état discret d'une large classe de SDH (le diagnostiqueur discret associé ne satisfait pas nécessairement la condition de diagnosticabilité). Enfin, une validation des approches théoriques sur un convertisseur multicellulaire série est également proposée. En effet, des simulations et expérimentations abordent les points suivants :

- Observation des tensions internes des condensateurs par un observateur hybride lorsque le signal de commutations est connu et qu'aucune entrée inconnue n'est considérée.
- Détection d'une variation de la valeur des capacités (fautes continues) et diagnostic actif de cellules de commutations bloquées (fautes discrètes).
- Commande binaire du convertisseur suivant un modèle instantané hybride et pouvant, par la suite, être utilisée comme commande tolérante aux défauts.

Organisation du mémoire de thèse

Le Chapitre 1 fournit d'abord une présentation de la classe des systèmes étudiés. Ensuite, un état de l'art sur les techniques d'observation et de diagnostic est développé pour les SDH. Enfin, la modélisation du convertisseur multicellulaire ainsi qu'une étude bibliographique, associée à la commande, à l'observation et au diagnostic de celui-ci, sont présentées.

Le mémoire est ensuite divisé en deux parties. La première est consacrée aux développements théoriques d'un observateur hybride et d'une procédure de diagnostic pour un système à commutations (Chapitres 2 et 3). La seconde se concentre sur l'application des techniques proposées et la commande d'un convertisseur multicellulaire série (Chapitres 4, 5 et 6).

Le Chapitre 2 aborde le problème de l'observation hybride d'un système à commutations soumis à une entrée inconnue. On considère dans cette étude que le signal de commutations est inconnu et que les sous-systèmes ne vérifient pas nécessairement la condition classique d'observabilité. Un découplage du système permet de définir deux sous-systèmes et de faire la synthèse de deux observateurs en interaction. Dans un premier temps, un observateur par modes glissants d'ordre deux est synthétisé, grâce au sous-système dépendant de l'entrée inconnue, afin d'identifier le mode actif. Dans un second temps, un observateur hybride utilise les techniques d'observation par modes glissants d'ordre supérieur pour estimer les informations partielles disponibles sur l'état continu afin de le reconstruire. Enfin, en prenant en compte les états discret et continu reconstruits, le premier observateur est réutilisé pour estimer l'entrée inconnue. Des résultats de simulation, sur un exemple académique qui ne peut pas être traité par une approche classique, valident les différentes approches proposées.

Le Chapitre 3 s'intéresse au diagnostic d'un système à commutations. Il présente d'une part, une procédure de détection basée sur la combinaison de l'observateur hybride, du chapitre précédent, et d'un diagnostiqueur. Celle-ci doit permettre de détecter des fautes continues d'une large classe de SDH (les sous-systèmes ne vérifient pas nécessairement la condition d'observabilité au sens classique et les conditions de découplage des fautes). Un vecteur de résidus est estimé et son évolution est représentée qualitativement par le diagnostiqueur. D'autre part, un algorithme de diagnostic actif, basé sur une représentation par une Machine de Mealy et un diagnostiqueur, est proposé pour détecter et isoler des fautes discrètes d'un système à commutations. Cette représentation est utilisée afin d'améliorer la procédure de détection par rapport aux approches classiques. Une séquence d'isolation de faute peut être appliquée, si nécessaire, pour assurer l'isolation de la faute. Dans ces deux approches, la détection d'une faute conduit à l'arrêt de la commande du système. Des résultats de simulation, sur le modèle du convertisseur à deux cellules, illustrent le fonctionnement et l'efficacité des procédures proposées. Les deux types de fautes ont été correctement détectés avec rapidité et les fautes discrètes ont toutes

été isolées.

Le Chapitre 4 présente les différentes étapes de conception d'un convertisseur multicellulaire série. L'objectif est de réaliser un convertisseur de puissance, de type industriel, pour la validation expérimentale des techniques d'observation et de diagnostic proposées. Également, il doit être adapté pour des applications en faible ou forte puissance et pour l'expérimentation d'une commande tolérante aux défauts. Le courant maximal admissible est de 40A avec une tension d'alimentation de 600V.

Le Chapitre 5 est consacré à la validation, à partir de simulations et expérimentations, des approches théoriques développées dans cette thèse, sur le système du convertisseur multicellulaire série à trois cellules associé à une charge RL. En effet, le modèle du convertisseur est un système à commutations contrôlées dont les modes de fonctionnement ne sont pas observables au sens classique. De plus, d'une manière classique, le diagnostiqueur associé ne vérifie pas la condition de diagnosticabilité. Dans un premier temps, l'observateur hybride, du chapitre 2, est implémenté afin de reconstruire l'état continu du convertisseur. On suppose, dans cette étude, que le signal de commutations est connu et qu'aucune entrée inconnue n'est présente. L'objectif est donc uniquement de reconstruire les tensions des capacités en fonction de la mesure du courant de sortie et du mode actif connu. Une étude comparative avec un observateur par modes glissants met en évidence l'efficacité de l'approche proposée. Dans un second temps, la détection de fautes continues et le diagnostic de fautes discrètes sur le convertisseur sont abordés. D'une part, une variation de la valeur des capacités est considérée comme une faute continue. L'observateur hybride, du chapitre 3, est implémenté afin d'estimer un vecteur de résidus. Un diagnostiqueur, modélisé par une Machine de Mealy, permet de mettre en évidence la présence ou non d'une faute continue. Des résultats de simulation présentent l'efficacité de l'approche proposée. D'autre part, une faute discrète est représentée par un blocage d'une cellule de commutations. L'algorithme de diagnostic actif, du chapitre 3, est implémenté. Un diagnostiqueur, représenté par une Machine de Mealy, associé à un algorithme de test assure la détection et l'isolation des fautes discrètes. Des résultats de simulation et d'expérimentation montrent le fonctionnement de l'algorithme.

Le Chapitre 6 propose la synthèse d'une commande binaire pour le convertisseur multicellulaire série. L'objectif est de contrôler directement les cellules de commutations pour assurer une bonne régulation du courant de sortie et la distribution des tensions des condensateurs. Un algorithme, basé sur une fonction de Lyapunov associée à des conditions d'adjacence, est développé. Des résultats expérimentaux et une comparaison avec une commande MLI en boucle fermée présentent le fonctionnement et l'efficacité de l'approche proposée. Étant donné que cet algorithme peut être appliqué quel que soit le nombre de cellules de commutations, celui-ci pourra notamment être utilisé comme commande tolérante aux fautes sur le convertisseur dans le cas où une faute discrète serait représentée par le blocage d'une cellule.

Références personnelles

Chapitres de livre

- J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai, N. Manamanni and N. Messai, *Diagnosis of systems with multiple operating modes*, dans N. Matta, Y. Vanderboomgaerde, J. Arlat, *Supervision and Safety of Complex Systems*, Wiley-ISTE, 2012.
- J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai, N. Manamanni and N. Messai, *Diagnostic de systèmes à modes multiples de fonctionnement*, dans N. Matta, Y. Vanderboomgaerde, J. Arlat, *Supervision, surveillance et sûreté de fonctionnement des grands systèmes*, Hermès, pp. 115-154, 2012.

Revue internationale avec comité de lecture

- J. Van Gorp, M. Defoort, K.C. Veluvolu and M. Djemai, *Hybrid observer for switched linear systems with unknown inputs*, *Journal of the Franklin Institute* (2ème soumission).
- J. Van Gorp, A. Giua, M. Defoort, M. Djemai and S. Paganelli, *Fault detection and isolation for a class of switched systems*, *IEEE Transactions on Power Electronics* (soumis).
- J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai, N. Manamanni and K.C. Veluvolu, *Binary control of flying capacitor converter*, *Control Engineering Practice* (soumis).

Conférences internationales et nationales avec comité de lecture

- F. Arichi, J. Van Gorp, M. Djemai, M. Defoort and B. Cherki, *Hybrid state estimation for a class of switched system using Petri Nets*, *IEEE European Control Conference*, 2014 (soumis).
- J. Van Gorp, A. Giua, M. Defoort and M. Djemai, *Active diagnosis for a class of switched systems*, *IEEE Conference on Decision and Control*, Florence, 2013 (acceptée, à paraître).
- J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai and N. Manamanni, *Hybrid observer for the multicellular converter*, *IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems*, Eindhoven, pp. 259-264, 2012.
- M. Uzunova, J. Van Gorp, B. Ould Bouamama and M. Djemai, *Modélisation hybride en vue de diagnostic par l'approche hybride de Bond Graph, application à un convertisseur multicellulaire*, *Conférence Internationale Francophone d'Automatique*, Grenoble, 2012.

- J. Van Gorp, M. Defoort and M. Djemai, *Observateur hybride pour une classe de systems à commutation : Application au convertisseur multicellulaire*, Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Grenoble, 2012.
- M. Defoort, J. Van Gorp, M. Djemai and K.C. Veluvolu, *Hybrid observer for switched linear systems with unknown inputs*, IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapour, pp. 594-599, 2012.
- J. Van Gorp, M. Defoort and M. Djemai, *Binary signals design to control a power converter*, IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference, Orlando, pp. 6794-6799, 2011.
- M. Defoort M. Djemai and J. Van Gorp, *Sliding mode control of switching electrical power converters associated to an inductive load*, 18th IFAC World Congress, Milan, pp. 2809-2814, 2011.
- J. Van Gorp, M. Defoort and M. Djemai, *Commande binaire d'un système à commutation : application à un convertisseur*, Journées Doctorales MACS, Marseille, 2011.

Chapitre 1

État de l'art

Le travail développé dans cette thèse s'intéresse particulièrement à la classe des systèmes à commutations. Le convertisseur multicellulaire est un système dynamique hybride appartenant à cette classe. Il permet une application et une validation des techniques développées. Ce chapitre présente dans une première partie quelques généralités sur les systèmes dynamiques hybrides. Une modélisation par automate hybride permet d'illustrer le fonctionnement de la classe considérée. Ensuite, un état de l'art sur les techniques d'observation et de diagnostic des systèmes à commutations est développé. La structure et la modélisation du convertisseur sont présentées dans la dernière partie de ce chapitre.

1.1 Généralités sur les Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH)

1.1.1 Contexte

Le développement des nouvelles technologies (dans les domaines électrique, mécanique, hydraulique par exemple) a suscité un intérêt grandissant pour le développement des techniques de contrôle, d'observation et de diagnostic. Afin d'étudier ces systèmes, leurs caractéristiques physiques doivent être représentées par des modèles mathématiques. Certains sont plutôt associés à des variables continues, comme la vitesse d'un moteur électrique, la température d'un four ou la tension aux bornes d'une pile. D'autres sont plutôt à caractère événementiel et font intervenir des variables discrètes, comme l'état d'un interrupteur (ouvert ou fermé) ou le mode de fonctionnement d'une machine à laver (lavage, rinçage, essorage, vidange). De nombreuses études ont d'abord été abordées par des approches continues ou discrètes afin de concevoir des outils d'analyse pour la commande, l'observation et le diagnostic. Cependant, ces techniques (continues ou discrètes) ne sont pas toujours adaptées pour des systèmes dont les parties continues et discrètes ont une forte interaction. Une approche hybride a donc été considérée afin de représenter une gamme plus large de systèmes.

Un Système Dynamique Hybride (SDH) est un système dont le comportement est représenté à la fois par des variables continues et discrètes. Ce type de modélisation a permis de mieux représenter

les systèmes et d'approfondir leur étude en combinant les outils théoriques issus des systèmes continus et événementiels. Les systèmes dynamiques hybrides ont été répertoriés en quatre principales classes : les systèmes à commutations autonomes ou contrôlées et les systèmes à sauts autonomes ou contrôlés [136].

1.1.2 Modélisation des SDH

Afin d'étudier les SDH, les différentes approches développées pour le continu et le discret ont pu être combinées pour définir une modélisation hybride. D'une part, les équations différentielles (linéaires ou non linéaires), liées au processus physique, permettent de représenter l'état continu. D'autre part, un automate ou un réseau de Pétri modélise l'état discret du système. Généralement, afin de concevoir une loi de commande, un observateur ou un algorithme de diagnostic pour un SDH, une modélisation par un automate hybride peut être utilisée [62, 77]. Un automate hybride se définit (d'une manière non formelle) par un ensemble fini d'états discrets appelés modes. Chaque mode est associé aux équations différentielles propres au type de fonctionnement du système. Un ensemble fini de transitions, entre les modes, est défini pour traduire les possibles passages d'un mode à un autre. Le franchissement d'une transition est géré par une loi de commutations.

Exemple 1.1 La figure 1.1 présente un exemple simple d'automate hybride.

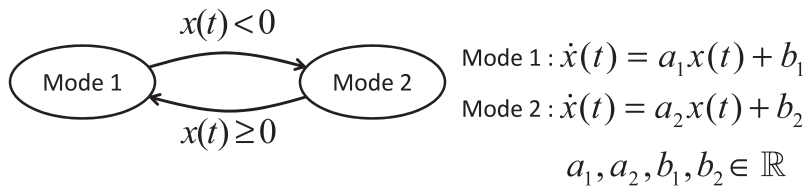


FIGURE 1.1 – Exemple simple d'automate hybride.

En effet, cette modélisation permet de représenter à la fois l'évolution de l'état discret (*i.e.*, entre les modes 1 et 2) et la dynamique de l'état continu $x(t)$ associé à chaque mode.

Ainsi, la modélisation par automate hybride met en évidence le fonctionnement particulier des systèmes à commutations.

1.2 Généralités sur les systèmes à commutations

1.2.1 Contexte et modélisation

Pour beaucoup de systèmes physiques, il est possible d'identifier différents modes de fonctionnement. L'ensemble de ces systèmes définissent la classe des systèmes à commutations. Par exemple,

on peut définir des systèmes à cycle de fonctionnement, comme un moteur thermique à 4 temps. Les différentes commutations d'un système sont gérées par une loi de commutations. Celle-ci peut être utilisée pour définir la commande du système, comme dans le cas des convertisseurs de puissance, on parlera alors de commutations contrôlées. Si cette loi est définie par toutes autres variables que la commande (comme le temps, l'état continu, la sortie du système, ...), comme dans le cas d'un moteur thermique, les commutations seront dites autonomes. Afin d'étudier ces systèmes, différentes modélisations peuvent être utilisées. Certaines sont issues d'une approche discrète, comme un automate hybride ou un réseau de Pétri hybride et d'autres sont plutôt fondées sur une approche continue avec une représentation d'état hybride ou un Bond Graph hybride [136].

Dans le cadre de cette thèse, la classe des systèmes linéaires à commutations sans saut est étudiée. Tout au long de ce mémoire, deux types de modélisations sont utilisées : une représentation d'état hybride et un automate hybride. Les modèles formels correspondants sont rappelés ci-dessous.

Représentation d'état hybride

La forme générale d'une représentation d'état hybride se définit de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_{\sigma(t)}x(t) + B_{\sigma(t)}u(t) \\ y(t) &= C_{\sigma(t)}x(t) + D_{\sigma(t)}u(t)\end{aligned}\tag{1.2.1}$$

où $u(t) \in \mathbb{R}^h$, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ et $y(t) \in \mathbb{R}^p$ sont respectivement les signaux d'entrée, l'état continu et la sortie du système et $\sigma(t) : t \mapsto \{1, \dots, Q\}$, avec $Q \in \mathbb{N}$, désigne le signal de commutations et indique le mode actif du système parmi les Q modes possibles. La fonction $\sigma(t)$ est constante par morceaux et continue à droite dont la valeur change à chaque instant de commutation $t_k \in \mathbb{R}^+$, $k \in \mathbb{N}$. Entre chaque commutation, l'état discret est défini par $\sigma(t) = \sigma_k \in \{1, \dots, Q\}$. On a donc :

$$\sigma(t) = \sigma_k \quad t_{k-1} \leq t < t_k\tag{1.2.2}$$

avec $t_0 = 0$. Ce type de modélisation ne permet pas de facilement représenter la fonction de transition associée aux modes. C'est-à-dire qu'à chaque instant de commutation t_k , les Q modes sont considérés possibles. Ce modèle peut être utilisé d'une manière générale lorsque la fonction de transition est supposée inconnue.

Dans la littérature, on introduit souvent l'hypothèse de temps de séjour minimum pendant lequel aucune commutation ne se produit.

Hypothèse 1.1 (*Temps de séjour minimum*) *Étant donné un système hybride, il existe une constante $T_\delta > 0$ telle que la classe admissible des signaux de commutations satisfait l'inégalité $t_{k+1} - t_k \geq T_\delta$ pour tous $k \geq 0$.*

Dans toute la thèse, on suppose que le système est tel que les instants de commutation vérifient la condition du temps de séjour minimum.

Automate hybride

La modélisation par automate hybride est issue des approches discrètes où les systèmes sont assimilés à des générateurs d'événements. Avant de présenter le modèle formel d'un automate hybride et pour mieux comprendre cette représentation, un bref rappel du vocabulaire relatif aux automates est ici donné.

Définition 1.1 *Les termes principaux sont :*

1. **Alphabet Σ :** Ensemble fini de symboles
2. **Mot, chaîne ou trace :** Séquence finie d'éléments d'un alphabet
3. **Langage L :** Ensemble de mots définis sur un alphabet
4. **Fermeture itérative d'un langage L^* ou fermeture de Kleene :** Ensemble des mots construits par concaténation d'un nombre quelconque de mots de L
5. **Préfixe d'une chaîne :** Une chaîne s_1 est le préfixe de la chaîne s_3 s'il existe une chaîne $s_2 \in \Sigma^*$ telle que $s_1s_2 = s_3$, $s_1 = \text{Pref}(s_3)$. Une chaîne est le préfixe d'elle même. Le langage $\text{Pref}(L)$ est la fermeture au sens des préfixes d'un langage L . Le langage $\text{Pref}(L)$ contient tous les préfixes des mots de L tels que $\text{Pref}(L) = \{s_1 \in \Sigma^* \mid \exists s_2 \in \Sigma^*, s_1s_2 \in L\}$. Un langage L est fermé par ses préfixes (ou préfixes clos) si $L = \text{Pref}(L)$. C'est l'ensemble des séquences qui, à partir de l'état initial, permettent d'atteindre un état marqué.
6. **Langage vivant :** Un langage est vivant si l'automate associé est non bloquant (si tout état accessible est co-accessible ou s'il existe une séquence permettant de réinitialiser l'automate, quelque soit l'état initial).

Exemple 1.2 Soit un alphabet composé de deux éléments $\Sigma = \{a, b\}$ et deux langages de taille finie $L_1 = \{a, bb\}$ et $L_2 = \{ab\}$. Alors,

$$\begin{aligned} L_1 + L_2 &= \{a, bb, ab\} \\ L_1.L_2 &= \{aab, bbab\} \\ L_2.L_1 &= \{aba, abbb\}; \end{aligned} \tag{1.2.3}$$

Le calcul de la fermeture de Kleene peut donner une infinité de chaînes :

$$\begin{aligned} L_1^* &= \{\epsilon, a, bb, abb, bba, aa, bbbb, aabb, \dots\} \\ L_2^* &= \{\epsilon, ab, abab, ababab, \dots\} \end{aligned} \tag{1.2.4}$$

Si l'élément ϵ est l'événement nul alors $L = \{\epsilon, a, abb\}$ n'est pas préfixe clos mais $L = \{\epsilon, a, ab, abb\}$ est préfixe clos.

Le modèle formel d'un automate hybride est défini de la manière suivante :

$$\mathfrak{A} = (\mathcal{Q}, \mathfrak{X}, \Sigma, \mathcal{T}, \mathcal{F}, q_0, x_0) \tag{1.2.5}$$

où :

- $\mathcal{Q} = \{1, \dots, Q\}$ est l'ensemble fini d'états discrets (ou ensemble fini de sommets),
- $\mathcal{X} \subseteq \mathbb{R}^n$ est l'espace d'état continu,
- Σ est l'ensemble des événements discrets (alphabet),
- \mathcal{T} est la fonction de transition,
- \mathcal{F} est la fonction de l'évolution dynamique de x dépendante de σ ,
- $q_0 \in \mathcal{Q}$ est l'état discret initial,
- $x_0 \in \mathcal{X}$ est l'état continu initial.

Le langage généré par l'automate \mathfrak{A} depuis l'état discret initial σ_0 sera noté $L(\mathfrak{A}, \sigma_0)$.

Un modèle par automate hybride sera notamment utilisé pour faire le diagnostic des fautes discrètes d'un système à commutations et pour représenter le convertisseur multicellulaire série dont la fonction de transition est connue.

La classe des systèmes à commutations permet donc de prendre en compte une gamme très large de systèmes. C'est pourquoi de nombreuses recherches ont été menées sur l'étude de la stabilité et la commande des systèmes à commutations [70, 63, 73, 64]. D'autres études ont été réalisées afin d'en assurer l'observation et le diagnostic. Cette thèse s'intéresse principalement à l'observation et au diagnostic des systèmes linéaires à commutations. Dans la suite du chapitre, un état de l'art des différentes techniques d'observation et de diagnostic est présenté.

1.2.2 Observation

L'observation consiste à reconstruire l'image des variables inconnues mises en jeu d'un système. Pour répondre à cet objectif, un capteur pourrait permettre d'obtenir, d'une manière directe (physiquement) et en temps réel, la mesure d'une variable. Néanmoins, pour de nombreux systèmes, l'installation de capteurs, pour mesurer $x(t)$ par exemple, est soit trop onéreux, soit impossible. C'est pourquoi, la théorie de l'observation s'intéresse à la synthèse d'observateurs pour estimer ces variables. Un observateur est un outil mathématique basé sur la modélisation du système. Il utilise des variables dites connues, comme (les plus courantes), la commande $u(t)$ et la sortie $y(t)$ (mesurée par un capteur), pour estimer l'état (continu et/ou discret) du système en temps réel.

La commande et le diagnostic d'un système sont les principaux enjeux de la théorie de l'observation. En effet, dans la littérature, bien souvent la commande d'un système est basée sur l'hypothèse que les états continu et discret peuvent être mesurés ou estimés. On peut citer, par exemple, les travaux de [74, 79, 56] pour les commandes par retour d'état, [41, 52, 44, 48] pour les approches par modes glissants ou encore [98, 132, 61, 32] où une commande optimale hybride et [84, 92] où une approche prédictive sont présentées. Dans [33], le problème de conception d'une commande par retour d'état, basée sur un observateur, est abordé pour les systèmes à commutations. Ainsi, l'estimation des états continu et discret, d'un système à commutations, est un objectif important. Nous verrons aussi dans la suite que la théorie de l'observation peut être appliquée pour effectuer le diagnostic d'un système.

L'application de cette théorie suppose que le système étudié répond aux conditions d'observabilité. Cette dernière notion définit la capacité à estimer les variables mises en jeu par un système, à partir de sa modélisation et des différentes variables connues. De nombreuses études (continues et discrètes) ont été développées autour de cette notion pour les systèmes à commutations. Dans la suite, une première partie présente les notions classiques d'observabilité. Puis, dans une seconde partie, une approche géométrique de l'observabilité de l'état continu est détaillée afin de considérer une plus large classe de systèmes. Un état de l'art sur les différentes stratégies d'observation est également présenté.

Observabilité au sens classique

Les problèmes d'observabilité et de conception d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides ont été développés dans la littérature suivant différentes approches.

En admettant que l'état discret est connu, l'état continu d'un système à commutations est observable au sens classique, si chaque matrice d'observabilité H_{σ_k} , associée aux modes, est de rang plein, telle que :

$$\text{rang}(H_{\sigma_k}) = \text{rang} \begin{bmatrix} C_{\sigma_k} \\ C_{\sigma_k} A_{\sigma_k} \\ \vdots \\ C_{\sigma_k} A_{\sigma_k}^{n-1} \end{bmatrix} = n, \quad \forall \sigma_k \in \{1, \dots, Q\} \quad (1.2.6)$$

Dans ces conditions, il est toujours possible de définir un observateur d'état continu.

D'autres approches ont cherché à estimer l'état discret. Le problème peut alors être abordé d'une manière continue ou discrète. Les approches continues utilisent un observateur continu pour reconstruire l'évolution du signal de commutations. Dans ce cas, la condition d'observabilité, associée à l'état discret, est souvent assimilée à une condition de distinguabilité entre chaque mode de fonctionnement du système. Des conditions de distinguabilité ont été proposées dans [50, 75, 76, 59] pour les systèmes linéaires à commutations.

D'un point de vue discret, d'autres études sont basées sur la théorie des Systèmes à Événements Discrets (SED). Un observateur discret, sous la forme d'un automate ou d'un réseau de pétri, peut être construit pour estimer le mode actif. Suivant cette approche, des conditions d'observabilité ont également été proposées dans [72, 88, 42, 19] au sens des SED. Une définition (non formelle) de l'observabilité est donnée ci-dessous.

Définition 1.2 (*Observabilité au sens des SED*) *Supposons une séquence "s", d'événements observables et non-observables (i.e., dont la valeur peut être observée, respectivement ne peut pas être observée), suffisamment longue dont le dernier événement est observable. L'observabilité requiert que toutes les séquences d'événements produisant le même enregistrement d'événements observables que "s" conduisent à un même état discret initial du système parfaitement connu.*

Pour répondre au problème de l'estimation de l'état hybride (états continu et discret), d'autres conditions d'observabilité ont été proposées [130, 25, 6, 30]. Celles-ci cherchent à prendre en compte l'observabilité de l'état continu et la distinguabilité des différents modes de fonctionnement.

Dans la littérature, plusieurs structures d'observateurs ont été proposées. La principale différence entre ces approches est liée à la connaissance de l'état discret ou continu. En effet, plusieurs travaux considèrent uniquement l'estimation de l'état continu (figure 1.2(a))(respectivement discret (figure 1.2(b))) tandis que le mode actif (respectivement l'état continu) est connu et d'autres s'intéressent à la reconstruction simultanée des états continu et discret (figures 1.3-1.4).

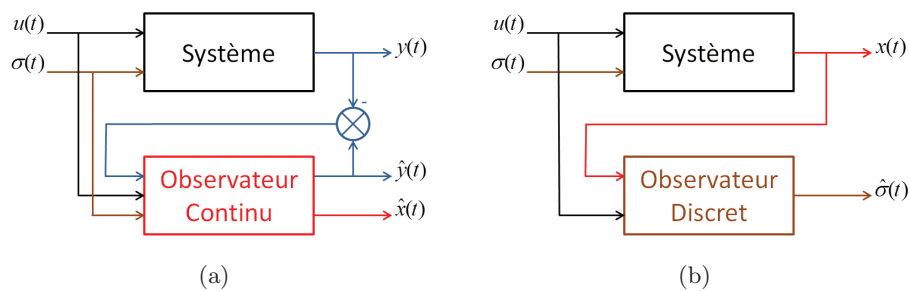


FIGURE 1.2 – (a)-(b) Principes d'observations de l'état continu ou discret. (a) Observateur d'état continu lorsque le mode actif $\sigma(t)$ est connu. (b) Observateur d'état discret lorsque l'état continu $x(t)$ est mesuré.

Un observateur d'état continu, suivant la structure de la figure 1.2(a), où le mode actif est supposé connu, est utilisé dans plusieurs études. Un observateur de Luenberger est conçu sur la base d'une fonction de Lyapunov commune pour la dynamique de l'erreur dans [2]. Une condition sur une Inégalité Matricielle Linéaire ("LMI") est proposée afin d'assurer une convergence asymptotique, de l'erreur d'estimation, vers zéro.

D'autres considèrent, au contraire, que l'état continu peut être mesuré (figure 1.2(b)). Un estimateur robuste d'état discret, utilisant les techniques des modes glissants, est défini dans [87], pour une classe de systèmes non-linéaires incertains à commutations. D'autres, assurent la détection du mode actif par un observateur basé sur le formalisme des réseaux de Pétri hybrides [5].

Pour le problème de l'estimation simultanée des états continu et discret (figure 1.3(a)), un observateur par modes glissants est développé dans [101, 45, 13]. De même, une approche d'observation par l'algorithme du "super-twisting" est proposée pour une classe de systèmes non-linéaires à commutations et avec sauts dans [9]. Pour ces différentes études, des conditions sur la détectabilité du mode actif sont proposées. En effet, ces approches supposent que les variables disponibles, telles que la mesure de la sortie $y(t)$ et/ou l'estimation de l'état continu $\hat{x}(t)$, permettent de différencier les modes et la reconstruction de l'état discret.

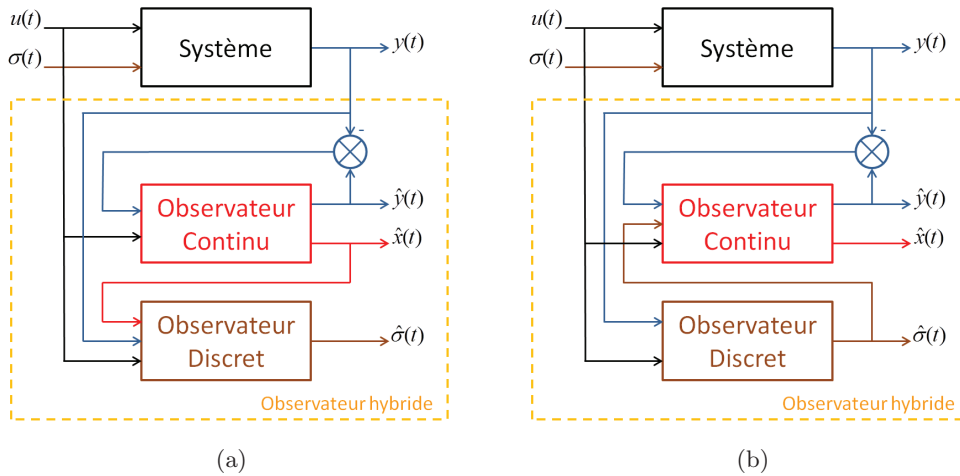


FIGURE 1.3 – (a)-(b) Deux principes d'observations hybrides. (a) Identification du mode actif en fonction de l'estimation de l'état continu $\hat{x}(t)$. (b) Estimation de $x(t)$ après identification de $\sigma(t)$.

Le problème peut être également abordé d'une manière inversée (figure 1.3(b)). C'est-à-dire qu'un observateur basé sur un réseau de Pétri, dans [60], ou un automate, dans [8], peut être défini pour estimer l'état discret $\sigma(t)$. Puis un second observateur assure la reconstruction de l'état continu $x(t)$. On peut citer également [50], où une approche algébrique est utilisée pour définir des conditions de distinguabilité et estimer l'état discret d'un système à commutations.

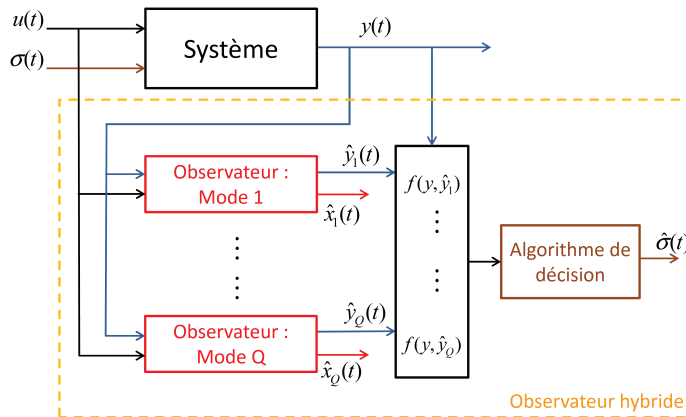


FIGURE 1.4 – Observateur hybride défini par une batterie d'observateurs continus et un algorithme d'identification du mode actif.

Les structures d'observateurs hybrides, figure 1.3(a-b), ne peuvent être appliquées que s'il est possible de définir un premier observateur (continu (a) ou discret (b)) capable de converger suffisamment rapidement et indépendamment des variables inconnues (c'est-à-dire sous certaines conditions de ro-

bustesse par rapport au modèle du système). En effet, par exemple avec la structure (a), l'estimation de l'état continu doit être indépendante de l'état discret et suffisamment rapide pour assurer une bonne détection du mode actif. D'autres approches ont donc été développées en utilisant une batterie d'observateurs continus associés aux modes de fonctionnement (figure 1.4). Une batterie d'observateurs à grand gain est définie dans [10] pour assurer l'estimation de l'état continu. Sur la base d'une fonction de Lyapunov, une fonction associée à un algorithme de décision est proposée pour reconstruire $\sigma(t)$. Une approche d'observation par modes glissants d'ordre supérieur est également abordée dans [37] suivant la même structure. Cette technique d'observation permet de considérer une gamme plus large de systèmes car la synthèse de chaque observateur continu, considéré parmi une batterie d'observateurs, est associée à un seul mode de fonctionnement. Néanmoins, la charge de calcul engendrée est l'inconvénient principal de cette approche pour des applications temps réel.

Dans la plupart de ces travaux, le problème n'est pas considéré pour la classe des systèmes à commutations soumis à une entrée inconnue. En effet, ce type d'entrée peut être considéré dans le modèle lorsque, par exemple, des perturbations ou des variables exogènes peuvent influencer la dynamique du système. Dans [15], basé sur une propriété de forte détectabilité du système (pour le découplage de l'entrée inconnue) et utilisant une condition "LMI", un observateur de Luenberger à commutations est synthétisé pour estimer l'état continu d'une classe de systèmes linéaires à commutations soumis à une entrée inconnue dont le mode actif est connu. De même dans [14], pour un système à commutations défini fortement observable, un observateur par modes glissants d'ordre supérieur est proposé. Une approche hybride est développée dans [100], où un observateur par modes glissants d'ordre supérieur est défini pour reconstruire les états continu et discret d'une classe observable de systèmes non-linéaires à commutations avec entrée inconnue.

Dans la majorité des approches citées précédemment, chaque mode est considéré observable au sens classique. Cependant, pour le cas des systèmes à commutations, il peut être possible de reconstruire l'état continu alors que la condition (1.2.6) n'est pas vérifiée. Ces systèmes ne sont pas observables au sens classique, c'est à dire qu'un observateur classique ne peut pas être appliqué. Dans la suite, le concept de l'observabilité par une approche géométrique de l'état continu, pour les systèmes à commutations, est présenté.

Approche géométrique de l'observabilité de l'état continu

La caractérisation de l'observabilité de l'état continu, pour les systèmes à commutations, est définie dans [65, 115] afin de considérer le cas des systèmes qui ne satisfont pas l'équation (1.2.6). Dans [65], la notion de la $Z(T_N)$ -observabilité est basée sur la définition d'une trajectoire de temps hybride [77].

Définition 1.3 ([77]) *Une trajectoire de temps hybride est une séquence finie ou infinie d'intervalles de temps $T_N = \{I_i\}_{i=1}^N$, telle que :*

$$- \mathcal{I}_i = [t_{i,0}, t_{i,1}[, \forall 1 \leq i < N, N \in \mathbb{N}$$

- $\forall i < N, t_{i,1} = t_{i+1,0}$
- $t_{1,0} = t_0$ et $t_{N,1} = t_N$

De plus, on définit $\langle T_N \rangle$ comme la liste ordonnée de σ_k associée à T_N (c'est-à-dire $\{\sigma_1, \dots, \sigma_N\}$ avec σ_i la valeur de σ_k durant l'intervalle \mathcal{I}_i).

Une extension de l'observabilité classique est présentée de la manière suivante.

Définition 1.4 ([65]) Une fonction $z = Z(t, x, u) : \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^h \rightarrow \mathbb{R}^{n_z}$ est dite $Z(T_N)$ -observable sur $\mathcal{U} \subset \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^h$ pour le système (1.2.1) et associée à la trajectoire hybride $(T_N$ et $\langle T_N \rangle)$, si pour toutes trajectoires $(t, x^i(t), u^i(t))$, $i = 1, 2$, sur \mathcal{U} , définie sur un intervalle $[t_0, t_N]$, l'égalité, $y^1(t) = y^2(t)$ implique $Z(t, x^1(t), u^1(t)) = Z(t, x^2(t), u^2(t))$, $\forall t \in [t_0, t_N]$.

Par une approche similaire, dans [115], le concept de l'observabilité est basé sur la définition 1.5.

Définition 1.5 ([115]) L'ensemble $(\sigma^i, u^i, y^i, x^i)$ sur l'intervalle de temps $[t_0, T^+)$ définit une trajectoire du système (1.2.1). On peut dire que le système (1.2.1) est $[t_0, T^+)$ -observable si l'égalité $(\sigma^1, u^1, y^1) = (\sigma^2, u^2, y^2)$ implique que $x^1(t_0) = x^2(t_0)$ (la notation T^+ désigne $(T + \varepsilon)$ où $\varepsilon > 0$ est arbitrairement petit).

Proposition 1.1 ([115]) Le système (1.2.1) est $[t_0, T^+)$ -observable si et seulement si une entrée et une sortie nulle sur $[t_0, T^+)$ implique un état $x(t_0) = 0$.

Si le système (1.2.1) n'est pas observable au sens classique, les définitions (1.4-1.5) proposent une analyse de l'observabilité sur une trajectoire hybride du système. Cela implique qu'il est possible d'estimer l'état, non pas sur un mode mais sur un intervalle de temps incluant N modes de fonctionnement. En effet, une équivalence entre les définitions (1.4) et (1.5) peut être donnée avec l'égalité $T^+ = t_{N-1}^+$.

A partir de la matrice d'observabilité H_{σ_k} (1.2.6), on peut calculer le sous-ensemble non-observable associé à un mode σ_k . Cet ensemble est défini par : $\mathcal{N}_k^k = \ker(H_{\sigma_k})$.

Définition 1.6 Le sous espace non-observable associé au système (1.2.1), sur l'intervalle de temps $[t_0, t_{\eta-1}^+)$, est donné par \mathcal{N}_1^η , calculé par la relation suivante :

$$\mathcal{N}_1^\eta = \ker(H_{\sigma_1}) \cap \left(\bigcap_{i=2}^{\eta} \prod_{j=1}^{i-1} e^{-A_{\sigma_j} \tau_j} \ker(H_{\sigma_i}) \right) \quad (1.2.7)$$

où τ_j représente le temps entre deux instants de commutations, i.e., $\tau_j = t_j - t_{j-1}$.

Proposition 1.2 ([115]) Le système (1.2.1) est $[t_0, t_{\eta-1}^+)$ -observable, pour un signal de commutations donné, si et seulement si :

$$\mathcal{N}_1^\eta = \{0\} \quad (1.2.8)$$

La constante η peut être alors interprétée comme le nombre minimal de modes par lesquels le système doit passer pour obtenir l'observabilité globale de l'état.

L'application de cette théorie a permis le développement de nouveaux observateurs pour une classe plus large de systèmes. La synthèse d'un observateur hybride pour les systèmes linéaires à commutations est présentée dans [115]. Une extension à une classe de systèmes non-linéaires à commutations est étudiée dans [106]. Un observateur robuste utilisant l'algorithme du "super-twisting" est proposé, dans [38], afin d'estimer les tensions aux bornes des condensateurs d'un convertisseur multicellulaire. Dans ces approches, le signal de commutations est supposé connu et l'observateur suit la structure de la figure 1.2(a).

Le concept de l'observabilité sur une trajectoire de temps hybride, défini ci-dessus, est une approche importante car elle permet de considérer une gamme plus large de systèmes à commutations. Par conséquent, la conception d'un observateur hybride, pour les systèmes linéaires à commutations, $[t_0, t_{\eta-1}^+)$ -observable et soumis à une entrée inconnue, est un objectif important et reste un problème ouvert.

1.2.3 Diagnostic

Le diagnostic fait principalement référence à la détection puis l'isolation de défaillances à partir de l'observation du système (par exemple grâce aux mesures de $u(t)$ et $y(t)$). L'objectif de la détection est d'indiquer si au moins une faute s'est produite. Si une faute est détectée, son isolation consiste à définir l'origine ou la nature de la faute. L'identification d'une faute, c'est-à-dire caractériser ou identifier les paramètres d'un défaut, peut également être traitée par la procédure de diagnostic.

L'apparition d'un défaut sur un système peut conduire à une situation critique, non seulement pour le matériel utilisé et son environnement, mais aussi pour l'opérateur humain. Plusieurs approches de la littérature, cherchent à définir une loi de commande tolérante aux fautes. On peut citer notamment les travaux de [26] où sont présentées les différentes définitions des outils d'analyse et de conception d'une commande tolérante, et [139] où une revue est consacrée à une étude bibliographique sur cette thématique. Ainsi, si une faute est correctement isolée, c'est-à-dire que la nature de la faute a bien été identifiée, alors le système peut être maintenu avec un fonctionnement en mode dégradé et un niveau de sécurité acceptable. Donc, l'application d'une commande tolérante suppose que l'apparition d'un défaut peut être isolée par un outil de diagnostic. Si aucune commande tolérante n'est définie alors la détection d'une défaillance peut conduire simplement à l'arrêt de la commande du système. Également, l'isolation d'une faute est un bon moyen pour indiquer l'élément du système dont la maintenance est nécessaire.

Pour la classe des systèmes à commutations, un défaut peut survenir sur l'état discret et/ou continu. Il peut donc interagir avec les modes de fonctionnement (mode bloqué, commutation spontanée, ...) ou bien modifier la dynamique de l'état continu (défaut de paramètre, capteur, actionneur, ...). Il est donc intéressant de concevoir des outils adaptés pour le diagnostic des systèmes à commutations.

Dans la littérature, on peut distinguer deux approches majeures pour effectuer le diagnostic : les méthodes sans et avec modèle de référence. Le diagnostic sans modèle est généralement appliqué lors-

qu'une modélisation du système avec défauts est difficile à obtenir. Les méthodes employées dans ce cas sont plutôt basées sur des algorithmes d'apprentissage comme les réseaux de neurones [138] ou d'identification comme le filtre de Kalman [1]. Le diagnostic à base de modèle utilise la modélisation du système comme outil de détection et d'isolation. Dans le cadre de cette thèse, le diagnostic est abordé via une modélisation du système car l'autre approche nécessite un très grand nombre d'expérimentations pour correctement caractériser un système.

Dans la littérature, de nombreux outils de diagnostic ont été développés pour les systèmes continus, à événements discrets et hybrides. Dans la suite, un état de l'art, associé à ces trois classes de systèmes, est présenté.

Diagnostic des systèmes continus

D'un point de vue continu, la base de la théorie du diagnostic repose sur l'idée de la génération d'un résidu par une équation de redondance [123, 122]. Dans [53], Frank présente le problème du diagnostic (détection et isolation) basé sur la génération et l'analyse de résidus. Si le système est soumis à différents types de fautes, on cherchera à construire un vecteur de résidus. Celui-ci sera égal à zéro (ou proche de zéro en expérimental) si aucune faute ne s'est produite et permettra la détection lorsque sa valeur sera différente de zéro (ou dépassera un seuil fixé). Associé à un tableau de signature (table logique indiquant la sensibilité des différents résidus aux fautes), le vecteur de résidus informe sur la nature de la faute et permet donc son isolation. Le calcul d'un résidu est basé sur la comparaison de deux variables redondantes. Ces variables sont dites redondantes car elles représentent le même élément (ou la même variable) du système, mais elles sont issues d'observations différentes du point de vue du système. On peut également noter qu'il existe deux types de redondance : la redondance matérielle qui consiste à multiplier le nombre de composants du système (actionneurs, capteurs, ...) et la redondance analytique basée sur la modélisation et l'estimation des variables du système. Dans la littérature, l'étude et la conception de relations de redondance analytique sont bien plus développées car le principe de la redondance matérielle pose trop souvent des problèmes de coûts et d'encombrement. Des approches suivant une modélisation Bond Graph sont présentées dans [80, 117].

Comme pour les techniques d'observation, une relation de redondance analytique dépend de la modélisation du système et des différentes variables connues ou observables. Un observateur d'état peut, dans ce cas, être un outil intéressant pour le diagnostic. Ainsi, par exemple, un résidu peut être calculé par la différence entre une variable mesurée sur le système et cette même variable estimée par un observateur, c'est-à-dire l'erreur d'estimation. Dans [54], le résidu est calculé via un observateur non-linéaire pour un système non-linéaire incertain. Un seuil adaptatif est également déterminé afin d'assurer la détection et l'isolation de défauts. Dans [51], Floquet *et al.* proposent un observateur par modes glissants pour détecter de manière robuste une faute d'un système non-linéaire soumis à une entrée inconnue. Un découplage de l'entrée inconnue permet son estimation et le calcul d'un résidu pour détecter un défaut.

Un observateur peut aussi être synthétisé afin d'estimer directement un défaut. On peut citer [3] où un observateur par modes glissants est proposé pour diagnostiquer un défaut capteur et [137] où une approche adaptative est utilisée pour des défauts capteurs et actionneurs. Également dans [113], un observateur robuste par modes glissants en cascade est synthétisé pour reconstruire le défaut d'un système linéaire et, dans [133], pour le cas non-linéaire. Dans [105], le problème est abordé pour un système non-linéaire soumis à une entrée inconnue. L'estimation de la faute et de l'entrée inconnue est réalisée par un observateur par modes glissants avec action intégrale. Dans ces différentes approches, le défaut est considéré comme une entrée inconnue du système. Le problème du diagnostic est alors résolu par la synthèse d'un observateur robuste à une entrée inconnue. Une fonction de Lyapunov associée à des conditions "LMI" est généralement utilisée.

On trouve également des études continues basées sur l'espace de parité. L'idée générale est de créer une relation de redondance analytique indépendante de l'état continu $x(t)$. Le diagnostic est uniquement basé sur une comparaison des variables entrées/sorties projetées dans l'espace de parité du système [111, 97].

Diagnostic des systèmes discrets

D'un point de vue discret, le modèle classique utilisé pour le diagnostic est une machine à état fini ("Finite State Machine ou FSM"). Le système est alors vu comme un générateur d'événements. L'outil principal développé pour l'analyse de la diagnosticabilité et le diagnostic en ligne est appelé un diagnostiqueur. Dans ce cas, un événement de faute est représenté par un événement non-observable au sens discret sur le système. Un diagnostiqueur se définit par une "FSM" dont les mesures discrètes disponibles (observables) sur le système sont les entrées. Il permet d'estimer l'état du système qui peut être "normal", "défaillant" ou "incertain". L'analyse de la séquence observable d'entrée permet de conduire au diagnostic du système. Des conditions nécessaires et suffisantes de diagnosticabilité ont été développées, dans le cas où plusieurs fautes sont possibles, dans [71, 103, 102, 134] ("I-diagnosability") pour les automates et dans [28, 29] pour les réseaux de Pétri.

La définition 1.7 introduit, d'une manière non formelle, le concept classique de la diagnosticabilité des systèmes à événements discrets.

Définition 1.7 ([102]) (*Diagnosticabilité au sens discret*) *Supposons une séquence "r" d'événements observables et non-observables sur le système dont le dernier est un événement de faute du type appelé "F_i", et "s" une autre séquence suffisamment longue dans la continuation de "r". La diagnosticabilité requiert que toutes les séquences d'événements produisant le même enregistrement d'événements observables que "rs" contiennent une faute de type "F_i". Cela implique que durant l'exécution de la séquence "s", on puisse détecter une faute de type "F_i" en un temps fini. En d'autres termes, la diagnosticabilité nécessite que chaque événement de faute conduise à suffisamment d'observations distinctes afin de permettre l'isolation du type de faute en un temps fini.*

Pour de nombreux systèmes physiques, les conditions de diagnosticabilité dépendent de la structure du système mais également de la stratégie de commande. Dans la littérature, des algorithmes de diagnostic actif ont été développés afin de considérer les problèmes de commande et de diagnostic. Par exemple dans [102], un superviseur est conçu afin d'assurer simultanément le contrôle et la diagnosticabilité du système. Dans [11], un diagnostiqueur est associé à un algorithme de test afin d'assurer la détection et l'isolation des défauts.

La théorie associée au test est issue de la recherche fondamentale en informatique [27]. Elle peut être un outil intéressant pour améliorer les procédures de diagnostic. En effet, s'il est possible de détecter une faute, il peut être intéressant de contrôler le système, par le biais de cette théorie, afin de le tester et d'isoler la faute le plus rapidement possible. Son application passe par le calcul de séquences pour synchroniser ou tester le système. Des algorithmes, prenant en compte la structure du système, ont notamment été développés dans [27]. Schmidt et Lunze, dans [104], utilisent un automate de type entrée/sortie associé à une procédure de test pour le diagnostic et Pocci *et al.*, dans [96, 95], cherchent à déterminer une séquence de synchronisation afin d'interpréter l'état d'un réseau de Pétri (*i.e.*, calculer une séquence d'entrée afin de conduire le système dans un état connu).

Diagnostic des systèmes hybrides

Associées aux systèmes dynamiques hybrides, plusieurs méthodes peuvent être employées. Des études ont été développées par des approches purement continues et d'autres ont cherché à combiner des procédures issues du continu et du discret.

Un filtre de Kalman étendu est conçu, dans [131], pour la détection et l'isolation d'un mode discret défaillant lorsque la fonction de transition est inconnue. Des conditions de robustesse, de détectabilité et de convergence sont proposées. Pisano *et al.*, dans [93], utilisent un observateur par modes glissants afin d'identifier le mode actif et détecter une faute d'un système linéaire à commutations incertain. Dans [18], un observateur robuste est synthétisé par une approche H_∞ , pour la détection de fautes d'un système linéaire à commutations avec perturbations lorsque le mode actif est inconnu. Une combinaison d'observateurs de Luenberger robustes et un algorithme de diagnostic discret permettent la détection et l'isolation de défauts capteurs ou de trajectoires discrètes dans [17]. Dans [57, 46, 31, 66, 128, 135], le principe du diagnostic par l'espace de parité est étendu pour les systèmes à commutations.

Dans [128, 129], une combinaison entre un diagnostiqueur (discret) et la génération de résidus par l'espace de parité est proposée. Dans [86], deux stratégies, qualitative et quantitative, sont combinées afin d'assurer l'identification d'une faute. Un diagnostic actif, basé sur la définition d'une commande prédictive associée à une batterie d'observateurs, est proposé dans [112]. Daigle *et al.* présentent dans [34], une extension des conditions de diagnosticabilité par une approche active. Une nouvelle approche de la diagnosticabilité pour les systèmes dynamiques hybrides a été proposée par Di Benedetto *et al.*, dans [20], en transformant un automate hybride en automate temporisé.

L'application des différentes méthodes citées précédemment font intervenir 2 notions importantes :

- Le découplage des entrées inconnues et des différentes fautes possibles (ou distinguabilité des modes discrets défailants)
- L'observabilité des modes pour les méthodes basées sur des observateurs

En effet, pour répondre correctement aux objectifs du diagnostic, la procédure correspondante doit être sensible aux défauts pour en assurer leur détection. Un découplage des différents types de défauts doit être possible afin de pouvoir les isoler. Également, si un observateur est utilisé, le système étudié doit satisfaire la condition d'observabilité vue précédemment (voir la section observation).

Le problème se pose donc pour les systèmes à commutations dont le découplage des fautes n'est pas possible ou lorsque l'automate hybride ne vérifie pas la condition de diagnosticabilité (définition 1.7). Également, si le système n'est pas observable au sens classique, un observateur classique ne peut pas être synthétisé. Il est donc intéressant de concevoir un algorithme de diagnostic actif basé sur un observateur pour répondre à ces différentes problématiques. En effet, pour certains systèmes, comme le convertisseur multicellulaire, l'approche par l'espace de parité ne semble pas adaptée face aux erreurs paramétriques. Le problème du diagnostic basé sur un observateur reste un problème ouvert pour les convertisseurs d'énergie.

1.3 Convertisseur Multicellulaire Série

Dans cette partie, le convertisseur multicellulaire série est présenté. Des détails sur sa structure et sa modélisation sont donnés. Les modèles par représentation d'état hybride et par automate hybride sont définis. Un état de l'art sur les techniques de commande, d'observation et de diagnostic est ensuite présenté.

1.3.1 Contexte et applications

Dans la plupart des systèmes électriques se trouve un convertisseur d'énergie. Présent dans nos lecteurs multimédia ou dans nos chargeurs de batterie, ils sont également utilisés pour alimenter et réguler en vitesse les moteurs de TGV et concernent un large champ d'applications. L'objectif d'un convertisseur d'énergie est de fournir, à partir d'une source primaire, l'alimentation d'une charge, adaptée en fréquence et en amplitude. Les convertisseurs de puissance sont constitués principalement de composants semi-conducteurs généralement commandés en régime de commutation tels que des transistors, triacs ou diodes. Ceux-ci permettent la commande du système et sont modélisés généralement comme des éléments binaires (interrupteur ouvert "0" ou fermé "1"). L'inconvénient majeur des convertisseurs se trouve dans l'aspect discret de leurs commandes. Les discontinuités générées sur les signaux de sortie produisent un contenu harmonique important. Par conséquent, les signaux de sortie peuvent présenter de nombreuses oscillations impliquant une surconsommation d'énergie et un risque d'endommagement de la charge. Les chercheurs en automatique s'intéressent à ces systèmes car ils constituent la base des

moyens de contrôle de l'énergie électrique et de la régulation des moteurs [49, 47, 23, 21, 116].

Dans le cadre de cette thèse, le convertisseur multicellulaire série, apparu au début des années 90 [82, 81, 83], nous permet d'expérimenter et de valider les différentes approches développées pour l'observation et le diagnostic des systèmes à commutations.

1.3.2 Structure et modélisation

Le convertisseur multicellulaire se compose d'une association en série de p cellules élémentaires de commutations (Fig. 1.5)(une cellule étant composée de deux interrupteurs complémentaires). Il est muni de sources secondaires réalisées par des condensateurs flottants. C'est un système à structure variable qui change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une tension d'alimentation E et d'une logique de commutation. Par rapport aux convertisseurs classiques, type onduleur

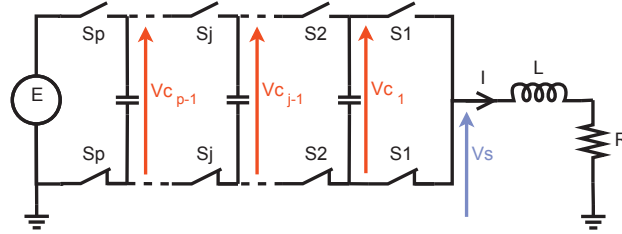


FIGURE 1.5 – Structure du convertisseur multicellulaire associé à une charge RL .

(pont en H) constitué de deux cellules ne fournissant que deux niveaux de tension, il permet d'obtenir un plus grand nombre de niveaux de tension et de réduire le contenu harmonique des signaux de sortie. Cette structure présente des avantages supplémentaires : les possibilités de fabrication modulaire et l'utilisation de composants de grande diffusion. La sécurité et le bon fonctionnement du convertisseur de puissance dépendent directement de la bonne répartition des tensions aux bornes de chaque cellule. C'est pourquoi, il est très important d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Les caractéristiques du convertisseur offrent la possibilité d'assurer cet équilibrage en agissant directement sur les signaux de commande de ses interrupteurs.

Le système comporte des variables discrètes (commandes des composants semi-conducteurs) et continues (tensions des capacités, courant et tension de sortie). Une modélisation par représentation d'état hybride peut être utilisée. Le comportement du convertisseur multicellulaire associé à une charge RL est régi par les équations différentielles suivantes :

$$\dot{I} = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}S_p - \sum_{j=1}^{p-1} \frac{V_{c_j}}{L}(S_{j+1} - S_j) \quad (1.3.1a)$$

$$\dot{V}_{c_j} = \frac{I}{c_j}(S_{j+1} - S_j), \quad j = 1, \dots, p-1 \quad (1.3.1b)$$

où I est le courant dans la charge, c_j est la capacité, V_{c_j} est la tension aux bornes du condensateur flottant j et E est la tension de l'alimentation du convertisseur. R (L , resp.) désigne la résistance (l'inductance, resp.) de la charge. $S_j \in \{0, 1\}$ est le signal de commande des interrupteurs de la j -ème cellule (le signal de commande S_j est égal à 1 quand l'interrupteur de la partie haute de la j -ème cellule est conducteur et est égal à 0 quand l'interrupteur du bas est conducteur). La tension de sortie peut être exprimée par la relation suivante :

$$V_s = ES_p + \sum_{j=1}^{p-1} V_{c_j}(S_j - S_{j+1}) \quad (1.3.2)$$

Chaque cellule j doit supporter la tension $V_{c_j} - V_{c_{j-1}}$ pour $j = 1, \dots, p-1$. Afin d'obtenir une répartition équitable des contraintes en tension sur chaque cellule, les $(p-1)$ références sont choisies telles que :

$$V_{c_j ref} = j \frac{E}{p}, \quad j = 1, \dots, p-1 \quad (1.3.3)$$

Un convertisseur multicellulaire à p cellules de commutations est donc défini avec 2^p modes de fonctionnement et $(p+1)$ niveaux de tension disponibles en sortie (en régime permanent).

Définissons le difféomorphisme \mathfrak{S} permettant d'associer le vecteur de commande $\mathcal{S} = [S_1, S_2, \dots, S_p]^T$ à un mode de fonctionnement du convertisseur :

$$\mathfrak{S} : \begin{array}{l} \{0, 1\}^p \mapsto \{1, \dots, 2^p\} \\ \mathcal{S} \rightarrow \mathfrak{S}(\mathcal{S}) = 1 + \sum_{j=0}^{p-1} 2^j S_{j+1} \end{array} \quad (1.3.4)$$

En supposant que le courant de charge et la tension de sortie sont les variables mesurées (*i.e.*, $y = [I \ V_s]^T$) et en utilisant le formalisme des systèmes à commutations, le convertisseur (1.3.1) peut être modélisé par une représentation d'état hybride (1.2.1) où $x = [V_{c_1}, V_{c_2}, \dots, V_{c_{p-1}}, I]^T \in \mathbb{R}^p$ est l'état continu, $u(t) = E$ est la source d'alimentation et $Q = 2^p$ est le nombre de modes. L'état discret $\sigma(t)$ associe à chaque instant t un mode de fonctionnement tel que, $\sigma(t) = \mathfrak{S}(\mathcal{S}), \forall t \in [t_k, t_{k+1})$.

Les matrices $A_{\sigma(t)}$, $B_{\sigma(t)}$, $C_{\sigma(t)}$ et $D_{\sigma(t)}$ sont définies de la façon suivante :

$$\begin{aligned} A_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \frac{(S_2 - S_1)}{c_1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \frac{(S_p - S_{p-1})}{c_{p-1}} \\ -\frac{(S_2 - S_1)}{L} & \dots & -\frac{(S_p - S_{p-1})}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \\ B_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \frac{S_p}{L} \end{bmatrix}^T \\ C_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 \\ -(S_2 - S_1) & \dots & -(S_p - S_{p-1}) & 0 \end{bmatrix} \\ D_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & S_p \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

Cette modélisation traduit une évolution de l'état d'une manière continue sans saut.

Remarque 1.1 Afin de réduire le nombre de commutations, de limiter la variation de tension en sortie du convertisseur ainsi que le contenu harmonique sur le courant, il est intéressant que la commande, calculée à chaque instant, ne change l'état que d'une seule cellule à la fois. Ainsi, il est possible de définir des conditions d'adjacence entre les différents modes de fonctionnement. Le convertisseur peut alors être modélisé via un automate hybride (1.2.5).

Sur la base d'un convertisseur à 3 cellules de commutations, l'exemple, ci-dessous, présente une modélisation par automate hybride.

Exemple 1.3 Supposons un convertisseur avec $p = 3$ cellules. $2^3 = 8$ modes de fonctionnement peuvent être définis. Les équations (1.3.2-1.3.4) conduisent au tableau 1.1 où chaque mode est associé aux états des cellules S_1, S_2 et S_3 et à un niveau de tension de sortie V_S .

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8
S_1	0	1	0	1	0	1	0	1
S_2	0	0	1	1	0	0	1	1
S_3	0	0	0	0	1	1	1	1
V_S	0	$E/3$	$E/3$	$2E/3$	$E/3$	$2E/3$	$2E/3$	E

TABLE 1.1 – Les différents modes de fonctionnement associés aux états des cellules et à la tension de sortie (en régime permanent) pour le convertisseur 3 cellules.

La figure 1.6 présente l'automate hybride correspondant. On peut voir les différentes conditions d'adjacence entre les modes. En effet, certaines transitions ne sont pas permises ($1 \rightarrow 4, 1 \rightarrow 6, 1 \rightarrow 7, 1 \rightarrow 8, \dots$).

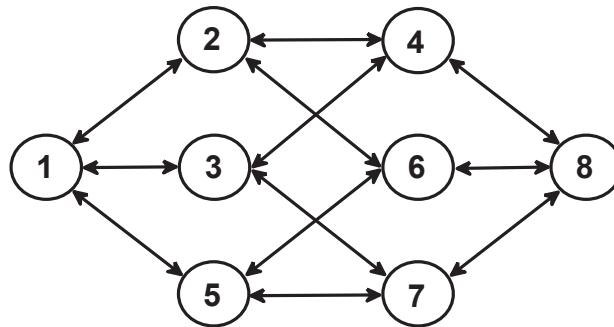


FIGURE 1.6 – Automate hybride du convertisseur 3 cellules.

Dans la suite, un état de l'art des techniques de commande, d'observation et de diagnostic associées au convertisseur est présenté.

1.3.3 Commande du convertisseur

L'objectif de la commande est de réguler simultanément chaque tension aux bornes des condensateurs et le courant circulant dans la charge à leurs valeurs de référence. Il est donc nécessaire de contrôler les tensions des capacités [43, 119]. Dans la littérature, plusieurs approches de commande ont été proposées. Néanmoins, celles-ci utilisent soit un modèle moyen, soit un modèle instantané hybride du convertisseur.

Approches par modèle moyen

D'une manière classique, l'asservissement du convertisseur est réalisé par un contrôleur aux variables continues. En effet, une commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet de transformer le signal continu en une commande discrète [24, 69]. Les modèles des convertisseurs de puissance commandés par MLI peuvent être approximés par des modèles moyens [108]. Néanmoins, ces modèles présentent souvent des non-linéarités. Pour d'autres exemples, une linéarisation entrée/sortie d'un modèle non-linéaire est proposée dans [55]. Une commande passive est introduite dans [109] et une méthode de stabilisation utilisant une fonction de Lyapunov est donnée dans [7].

On rappelle ci-dessous le principe de la commande MLI pour le convertisseur multicellulaire série.

La commande MLI est basée sur un comportement fréquentiel du convertisseur. L'idée principale est de générer p signaux binaires identiques déphasés de $\frac{2\pi}{p}$. Le rapport cyclique de ces signaux est calculé afin de réguler le courant de sortie. Les commutations entre les différents modes génèrent un contenu harmonique sur le courant. Celui-ci engendre, de manière naturelle, l'équilibrage des tensions des condensateurs autour de leurs valeurs de référence. La commande MLI est généralement générée par une comparaison entre des signaux triangulaires de période T_{MLI} et le signal de consigne. La commande ainsi construite fait apparaître un cycle de commutations en fonction de la valeur du courant de référence. Notons qu'il est possible d'obtenir p différents cycles de commutations.

Exemple 1.4 *Un exemple de commande MLI est présenté sur la figure 1.7 pour un convertisseur à 3 cellules. Les 3 signaux binaires de commande des interrupteurs S_1 , S_2 et S_3 valent "1" si la référence est supérieure au signal triangulaire correspondant. On peut remarquer, dans ce cas, les 3 cycles de commutations possibles en fonction du courant de référence. Les différents cycles sont : "1, 2, 1, 3, 1, 5" pour la référence 1, "2, 4, 3, 7, 5, 6" pour la référence 2 et "8, 4, 8, 6, 8, 7" pour la référence 3.*

Les différents cycles de commutations, ainsi définis, respectent les conditions d'adjacence entre les modes de fonctionnement (Remarque 1.1).

Néanmoins, l'utilisation d'un modèle moyen ne permet pas de représenter le balancement naturel des tensions des capacités. En effet, ce balancement naturel est dû aux harmoniques sur le courant. D'autres ont donc cherché à utiliser un modèle exact ou instantané, afin de prendre en compte l'évolution de chacune des variables (continues et discrètes) [81, 22].

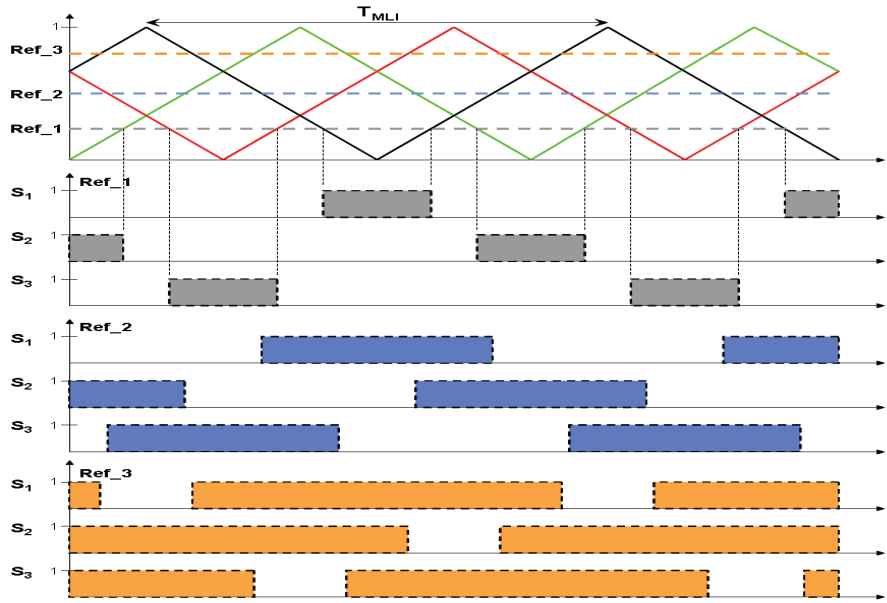


FIGURE 1.7 – Différents cycles possibles pour un convertisseur à 3 cellules.

Approches par modèle instantané

Une modélisation instantanée hybride du convertisseur permet d'utiliser tous les outils d'analyse et de synthèse pour une bonne exploration des possibilités des contrôleurs. Des approches de commande, fondées sur un modèle instantané des interrupteurs, ont été conçues pour le convertisseur multicellulaire. Une commande optimale par retour d'état a été développée dans [91, 89]. Une approche prédictive est proposée dans [90, 92] afin d'atteindre un cycle périodique optimal. Des commandes par modes glissants ou basées sur une fonction de Lyapunov ont été développées dans [7, 39, 44]. L'ensemble de ces techniques sont basées sur un modèle hybride. Elles permettent de réduire le contenu harmonique et d'obtenir de meilleures performances.

Il est à noter que la plupart de ces commandes nécessitent la mesure complète de l'état. Mais, l'ajout de capteurs physiques permettant de mesurer ces variables (comme ici les tensions des condensateurs) augmente le coût et l'encombrement du système. C'est pourquoi, l'estimation de ces grandeurs par le biais d'observateurs devient une solution alternative attractive et efficace.

1.3.4 Observation du convertisseur

En considérant que la sortie du système est la mesure du courant circulant dans la charge, l'objectif est donc de reconstruire les tensions internes des condensateurs. La difficulté de cette estimation est due au fait que tous les sous-systèmes ne sont pas observables au sens classique (pour chaque mode la condition (1.2.6) n'est pas vérifiée). En effet, lors de la commande du convertisseur, dans plusieurs configurations, toutes les tensions de condensateurs ne sont pas sollicitées. Cela entraîne que, pour un

mode de fonctionnement, l'image de toutes les tensions ne peut pas être estimée par la seule mesure du courant. L'observabilité du convertisseur multicellulaire a été étudiée dans [99] par le principe d'invariance de Lasalle et dans [16] par la $Z(T_N)$ -observabilité. Ces études ont révélées que l'état continu du convertisseur peut être reconstruit sur un intervalle de temps hybride. Différents observateurs non linéaires ont été développés et appliqués au convertisseur. Des observateurs adaptatifs ont été conçus dans [58, 16] et des observateurs par modes glissants d'ordre un dans [21], et d'ordre supérieur dans [38] ont été proposés. Néanmoins, ces approches nécessitent des hypothèses supplémentaires telles que, par exemple, des conditions sur les temps de séjour entre les commutations.

1.3.5 Diagnostic du convertisseur

Depuis quelques années, des travaux sont menés dans le cadre du diagnostic des convertisseurs d'énergie afin de détecter et localiser des défauts sur des composants internes (interrupteur, condensateur, inductance, etc.) [34, 117]. Cependant, ces travaux traitent surtout de l'analyse de la diagnosticabilité ou de la modélisation du convertisseur pour le diagnostic. A notre connaissance, aucun algorithme de diagnostic n'a été développé pour le diagnostic du convertisseur.

Parallèlement, certains ont cherché à définir une commande tolérante aux fautes [12, 78, 110] pour le convertisseur. En effet, le convertisseur multicellulaire série peut être soumis à différents types de fautes. Par exemple :

- Vieillessement des condensateurs internes
- Blocage d'une cellule de commutations
- Blocage d'un interrupteur d'une cellule
- ...

Ces fautes peuvent influencer les différentes variables d'états simultanément. Par exemple, le vieillissement des capacités va perturber les dynamiques des tensions internes et un blocage au niveau d'une cellule de commutations va influencer non seulement l'état discret mais également les tensions internes, étant donné que certains modes de fonctionnement seront inaccessibles. Il est donc nécessaire de construire une procédure de diagnostic capable de détecter et d'isoler des fautes sur les dynamiques continues et sur l'état discret du convertisseur. Cependant, avec les méthodes existantes, un observateur classique ne peut pas être utilisé pour calculer un vecteur de résidus car le système du convertisseur n'est pas observable au sens classique et la condition classique de diagnosticabilité (d'un point de vue discret) n'est pas vérifiée. De plus, le découplage des différents types de fautes n'est pas toujours possible.

Le convertisseur multicellulaire est donc un système à commutations dont les problématiques d'observation et de diagnostic, mises en évidence dans les parties précédentes, peuvent être représentées et étudiées expérimentalement.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation des systèmes à commutations a été introduite. L'étude de ces systèmes concerne une très large gamme de systèmes physiques (électrique, mécanique, hydraulique, ...). Les principaux concepts et problématiques d'observation et de diagnostic de ces systèmes ont été présentés.

En effet, d'une part pour l'observation, peu d'approches ont cherché à résoudre le problème de l'observation de l'état continu surtout lorsque l'état discret est inconnu et que le système est soumis à une entrée inconnue. Dans le deuxième chapitre de cette thèse, il sera proposé une approche d'observation des états continu et discret d'un système soumis à une entrée inconnue dont les modes (ou sous-systèmes) ne sont pas observables au sens classique. Les techniques des modes glissants seront notamment utilisées pour reconstruire le mode actif et l'entrée inconnue.

D'autre part, pour le diagnostic, des techniques combinant les approches du continu et du discret ont été énumérées afin de résoudre le problème de la détection et de l'isolation de fautes d'un système hybride. Néanmoins, les conditions classiques d'observabilité du système limitent les procédures de diagnostic par synthèse d'observateurs. Également, si les conditions de découplage et de diagnosticabilité des défauts ne sont pas vérifiées, alors aucune approche de la littérature n'est satisfaisante. Le troisième chapitre de ce mémoire s'intéresse premièrement, à la détection de fautes sur les dynamiques continues et deuxièmement, au diagnostic de fautes sur l'état discret d'un système à commutations dont la condition de diagnosticabilité n'est pas vérifiée. Un observateur hybride est synthétisé afin d'estimer un vecteur de résidus et un diagnostiqueur permet de représenter qualitativement son évolution afin de détecter une faute continue. Également, par une approche discrète, une machine de Mealy est utilisée pour modéliser le système et construire un diagnostiqueur. Un algorithme de diagnostic actif est conçu sur la base de la théorie du test afin d'assurer la détection et l'isolation de fautes discrètes.

Le convertisseur multicellulaire série est également présenté dans ce chapitre. Sa modélisation, son fonctionnement et une commande classique en boucle ouverte sont aussi introduits. Il nous permet de considérer les différentes problématiques du point de vue d'un système physique. La mise en œuvre et la validation des techniques proposées sont ainsi possibles. Dans le cadre de cette thèse, un convertisseur multicellulaire a été conçu et réalisé. Une partie de cette thèse est consacrée à la présentation de la maquette, à la validation des concepts et algorithmes développés pour l'observation et le diagnostic du convertisseur et à la synthèse d'une commande binaire robuste, qui pourra être utilisée comme commande tolérante aux fautes sur le convertisseur lorsqu'un blocage d'une cellule sera considéré.

Première partie

Observation et diagnostic d'une classe de systèmes dynamiques hybrides

Chapitre 2

Observation d'un système à commutations

Dans ce chapitre, l'observation d'une classe de systèmes linéaires hybrides soumis à une entrée inconnue est abordée. En particulier, on s'intéresse ici aux systèmes à commutations, dont l'ensemble des modes de fonctionnement ne vérifie pas les conditions classiques d'observabilité et le signal de commutations est supposé inconnu. Après la présentation du problème, une première partie s'intéresse à l'identification du mode actif. Les techniques d'observation par modes glissants d'ordre deux sont utilisées. Une deuxième partie est consacrée à l'estimation de l'état continu. Un observateur hybride et un observateur par modes glissants d'ordre supérieur sont combinés et utilisent les informations partielles disponibles de chaque mode pour reconstruire l'état continu. Dans une troisième partie, le premier observateur est réutilisé, après injection des signaux observés, pour estimer, en temps fini, l'entrée inconnue. Enfin, des résultats de simulation, sur un exemple académique, montrent le fonctionnement de chaque partie et l'efficacité de l'approche.

2.1 Présentation du problème

Considérons la classe de systèmes à commutations modélisée de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_{\sigma(t)}x(t) + B_{\sigma(t)}u(t) + \Lambda w(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.1.1}$$

où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est l'état continu, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est la sortie, $u(t) \in \mathbb{R}^h$ est l'entrée connue et $w(t) \in \mathbb{R}^m$ est l'entrée inconnue. Le signal de commutations $\sigma : \mathbb{R}^+ \mapsto \{1, \dots, Q\}$ n'est pas supposé connu.

L'objectif de ce chapitre est de concevoir un observateur hybride capable d'estimer l'état continu $x(t)$ sachant que le mode actif σ est inconnu et que le système est soumis à une entrée inconnue $w(t)$. L'ensemble des modes de fonctionnement du système ne vérifient pas les conditions classiques d'observabilité (*i.e.*, les paires $(A_{\sigma(t)}, C)$ ne sont pas supposées observables au sens classique). Également, une

méthode est proposée afin d'assurer l'estimation de l'état discret et de l'entrée inconnue du système (2.1.1).

Dans ces conditions, les observateurs de la littérature ne peuvent pas être appliqués pour deux raisons : d'abord, beaucoup d'approches considèrent que les sous-systèmes sont observables au sens classique [101, 45, 9, 13] puis, la présence de l'entrée inconnue complique la synthèse de l'observateur du système d'autant plus que l'état discret est également inconnu. En ce qui concerne l'estimation de l'état discret, certaines études ont choisi de proposer un observateur robuste [14, 100] (qui permet d'estimer l'état continu quels que soient le mode actif et l'entrée inconnue). Néanmoins ici, l'état discret doit être également reconstruit alors que les sous-systèmes ne sont pas observables au sens classique. Par conséquent, dans cette étude, un découplage de l'entrée inconnue doit être utilisé.

Les hypothèses, liées à l'observation des états continu et discret et au découplage du système sont présentées ci-dessous.

Hypothèse 2.1 *Il est supposé que :*

- La norme Euclidienne de x est bornée et inférieure à une constante positive connue.
- Les normes Euclidiennes de u , w et leurs dérivées sont bornées et inférieures à des constantes positives connues.
- Le système (2.1.1) satisfait la propriété du temps minimal de séjour (le phénomène de Zénon est exclu).
- $m \leq n$ et $m < p$
- $\text{rang}(C\Lambda) = \text{rang}(\Lambda) = m$

La dernière hypothèse permet de faire le découplage du système. En effet, afin de découpler l'entrée inconnue $w(t)$, on réalise une projection de l'état $x(t)$ et de la sortie $y(t)$ par les matrices non-singulières suivantes [15] :

$$T = \begin{bmatrix} \Lambda^\perp \\ (C\Lambda)^\dagger C \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} (C\Lambda)^\perp \\ (C\Lambda)^\dagger \end{bmatrix} \quad (2.1.2)$$

L'état transformé est :

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} x_1^T & x_2^T \end{bmatrix}^T = Tx$$

avec $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$ et $x_2 \in \mathbb{R}^m$. La sortie transformée devient :

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} y_1^T & y_2^T \end{bmatrix}^T = Uy$$

avec $y_1 \in \mathbb{R}^{p-m}$ et $y_2 \in \mathbb{R}^m$.

Dans le domaine transformé, les équations de la dynamique du système (2.1.1) deviennent :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= A1_{\sigma(t)}x_1(t) + A2_{\sigma(t)}x_2(t) + B1_{\sigma(t)}u(t) \\
\dot{x}_2(t) &= A3_{\sigma(t)}x_1(t) + A4_{\sigma(t)}x_2(t) + B2_{\sigma(t)}u(t) + w(t) \\
y_1(t) &= C1x_1(t) \\
y_2(t) &= x_2(t)
\end{aligned} \tag{2.1.3}$$

avec une définition implicite de $A1_{\sigma(t)}$, $A2_{\sigma(t)}$, $A3_{\sigma(t)}$, $A4_{\sigma(t)}$, $B1_{\sigma(t)}$, $B2_{\sigma(t)}$ et $C1$.

A partir du système découplé (2.1.3), l'observation du système devient possible. En effet, l'équation de la dynamique associée à $x_1(t)$ ne dépend pas de l'entrée inconnue $w(t)$, donc on peut s'intéresser à la synthèse d'un observateur pour estimer $x_1(t)$ et l'estimation de $x_2(t)$ est maintenant possible grâce au signal de sortie mesuré $y_2(t)$. Le principe d'observation du mode actif est présenté dans la partie suivante.

2.2 Identification de l'état discret

A partir du système transformé et de la mesure $y_2 = x_2$, un observateur par modes glissants d'ordre deux peut être conçu pour reconstruire l'état discret alors que le système est soumis à une entrée inconnue.

Considérons d'abord le sous-système de (2.1.3) suivant :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_2(t) &= A3_{\sigma(t)}x_1(t) + A4_{\sigma(t)}x_2(t) + B2_{\sigma(t)}u(t) + w(t) \\
y_2(t) &= x_2(t)
\end{aligned} \tag{2.2.1}$$

Pour chaque mode de fonctionnement, il est possible de construire un observateur capable d'estimer x_2 à partir de la mesure de la sortie y_2 . Une batterie de Q observateurs par modes glissants, associés à chacun des modes de fonctionnement, est proposée : $\forall i = 1, \dots, Q$

$$\dot{\hat{x}}_{2,i}(t) = A4_i\hat{x}_{2,i}(t) + B2_iu(t) + v_i(t) \tag{2.2.2}$$

où $v_i(t)$ est le terme de correction qui sera défini ci-après. L'observateur (2.2.2) contient les dynamiques nominales connues du i -ème mode.

Les erreurs de sortie sont alors définies par l'équation suivante :

$$e_{2,i} = \hat{x}_{2,i} - x_2 \tag{2.2.3}$$

Les termes de correction sont choisis tels que :

$$\begin{aligned}
v_i &= -k_1|e_{2,i}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_{2,i}) + v_{i,1} \\
\dot{v}_{i,1} &= -k_2 \text{sign}(e_{2,i})
\end{aligned} \tag{2.2.4}$$

avec $k_1, k_2 \in \mathbb{R}^+$.

L'approche ainsi proposée est similaire à [10, 37, 93], où une batterie d'observateurs est conçue pour reconstruire l'état continu du système et un algorithme de décision permet l'identification du mode actif. Dans notre cas, les principales différences sont que le système étudié n'est pas observable au sens classique et qu'un découplage de l'entrée inconnue est utilisé.

Des hypothèses sur le système sont nécessaires afin d'assurer l'existence d'un algorithme de décision pour l'estimation de l'état discret.

Hypothèse 2.2 *Afin de garantir la distinguabilité du mode actif, il est supposé qu'il existe des constantes positives connues δ_1 et δ_2 telles que, pour tout $t \geq \delta_1$*

$\forall i, j = 1, \dots, Q, i \neq j :$

$$\int_{t-\delta_1}^t \|\phi_{i,j}(s)\| ds \geq \delta_2 \quad (2.2.5)$$

et

$$\int_{t-\delta_1}^t \|\phi_{i,i}(s)\| ds < \delta_2 \quad (2.2.6)$$

où

$$\phi_{i,j}(t) = -A3_j x_1(t) + (A4_i - A4_j)x_2(t) + (B2_i - B2_j)u(t) - w(t)$$

Remarque 2.1 *L'hypothèse 2.2 permet de mettre en évidence une contrainte sur la dynamique du système à commutations. Celle-ci est nécessaire afin de distinguer l'observateur associé au mode réellement actif (avec $i = \sigma_k$) des autres observateurs de la batterie. Les conditions (2.2.5)-(2.2.6) peuvent être relaxées en utilisant l'hypothèse 2.1. En effet, on peut noter que :*

$$\|A3_j x_1(t) + w(t)\| \leq \Pi_1$$

où Π_1 est une constante connue. Si l'inégalité suivante est vérifiée :

$$\|(B2_i - B2_j)u + (A4_i - A4_j)x_2(t)\| \geq \Pi_2$$

où $\Pi_2 > \Pi_1$ est une constante connue alors les conditions (2.2.5)-(2.2.6) peuvent être sur-approximées comme :

$$\begin{cases} \delta_1 (\Pi_2 - \Pi_1) & \geq \delta_2 \\ \delta_1 \Pi_1 & < \delta_2 \end{cases} \quad (2.2.7)$$

Considérant l'hypothèse 2.1, les termes $\phi_{i,j}(t), \forall t \neq t_k$ sont bornés et suffisamment lisses. En effet, il existe une constante positive connue Γ telle que : $\forall i, j = 1, \dots, Q$

$$\|\dot{\phi}_{i,j}(t)\| \leq \Gamma, \quad \forall t \neq t_k \quad (2.2.8)$$

où Γ est une borne supérieure connue.

Suivant la stratégie proposée dans [93], fondée sur les techniques d'observation par modes glissants d'ordre deux, un algorithme de décision permet la reconstruction du signal de commutations dans des conditions incertaines. Il est résumé ci-dessous.

Théorème 2.1 *Considérons maintenant le système (2.2.1), satisfaisant les hypothèses 2.1-2.2 et la batterie d'observateurs (2.2.2) associée aux termes (2.2.4), où les gains satisfont :*

$$\begin{cases} k_1 > 0 \\ k_2 > 3\Gamma + 2\frac{\Gamma^2}{k_1^2} \end{cases} \quad (2.2.9)$$

L'observateur d'état discret :

$$\hat{\sigma}(t) = \arg \min_i \int_{t-\delta_1}^t \|v_{i,1}(s)\| ds \quad (2.2.10)$$

fournit une estimation de σ en temps fini, i.e. :

$$\hat{\sigma}(t) = \sigma_k, \quad t_{k-1} + T_1^* \leq t \leq t_k, \quad k = 1, 2, \dots \quad (2.2.11)$$

où $T_1^* < T_\delta$ et T_δ est le temps minimal de séjour.

Démonstration. A partir de l'équation (2.2.3), les dynamiques d'erreur peuvent être écrites comme :

$$\begin{aligned} \dot{e}_{2,i} &= v_i + \phi_{i,j} \\ &= -k_1 |e_{2,i}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_{2,i}) + v_{i,1} + \phi_{i,j} \end{aligned} \quad (2.2.12)$$

où j est le mode actif réel du système.

On pose $v_{i,2} = v_{i,1} + \phi_{i,j}$. Utilisant l'expression des termes de correction (2.2.4), on en déduit : $\forall t \in [t_{k-1}, t_k)$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{2,i} &= -k_1 |e_{2,i}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_{2,i}) + v_{i,2} \\ \dot{v}_{i,2} &= \dot{\phi}_{i,j} - k_2 \text{sign}(e_{2,i}) \end{aligned} \quad (2.2.13)$$

Suivant [36, 68], il existe $T_1^* > 0$ (voir [4, 85] pour plus de détails à propos de l'approximation) tel que : $\forall t \in [t_{k-1} + T_1^*, t_k)$

$$\|v_{i,2}(t)\| \leq O(\tau) \quad (2.2.14)$$

où τ est l'intervalle d'échantillonnage. Notons qu'il est toujours possible de sélectionner des gains d'observateur satisfaisant la condition (2.2.9) tels que : $T_1^* < T_\delta$.

Donc, on peut en conclure que :

$$v_{i,1} = -\phi_{i,j} \quad (2.2.15)$$

Avec l'hypothèse 2.2, on obtient :

$$\begin{aligned} \int_{t-\delta_1}^t \|v_{i,1}(s)\| ds &\geq \delta_2 \quad \text{si } i \neq j \\ \int_{t-\delta_1}^t \|v_{i,1}(s)\| ds &< \delta_2 \quad \text{si } i = j \end{aligned} \quad (2.2.16)$$

D'où, la logique d'estimation proposée : $\arg \min_i \int_{t-\delta_1}^t \|v_{i,1}(s)\| ds$, fournit une bonne estimation de l'état discret après un temps transitoire T_1^* .

■

Remarque 2.2 La condition (2.2.9) permet d'assurer la convergence en temps fini de l'algorithme par modes glissants. Les gains d'observateur sont également sélectionnés afin de satisfaire le temps minimal de séjour (i.e., $T_1^* < T_\delta$). Des détails à propos de la sélection des gains d'observateur pour l'algorithme du “super-twisting” pour satisfaire ces conditions peuvent être trouvés dans [4, 93].

Remarque 2.3 On peut définir l'instant de commutation estimé \hat{t}_k ($k = 1, 2, \dots$) comme étant :

$$\hat{t}_k = \min (t \in \mathbb{R}^+ \quad | \quad t \geq \hat{t}_{k-1} + T_1^* \text{ et } \hat{\sigma}(t) \neq \hat{\sigma}(\hat{t}_{k-1} + T_1^*)) \quad (2.2.17)$$

En effet, à partir du Théorème 2.1, $\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-1} + T_1^*) = \sigma_k$. L'équation (2.2.17) signifie que l'instant de commutation estimé suivant \hat{t}_k ($\hat{t}_k \geq \hat{t}_{k-1} + T_1^*$) est défini comme le premier instant dont l'état discret estimé change de valeur (i.e. $\hat{\sigma}(\hat{t}_k) \neq \sigma_k$).

Sa valeur initiale est $\hat{t}_0 = t_0$.

La figure 2.1 présente la synthèse de l'observateur d'état discret proposé.

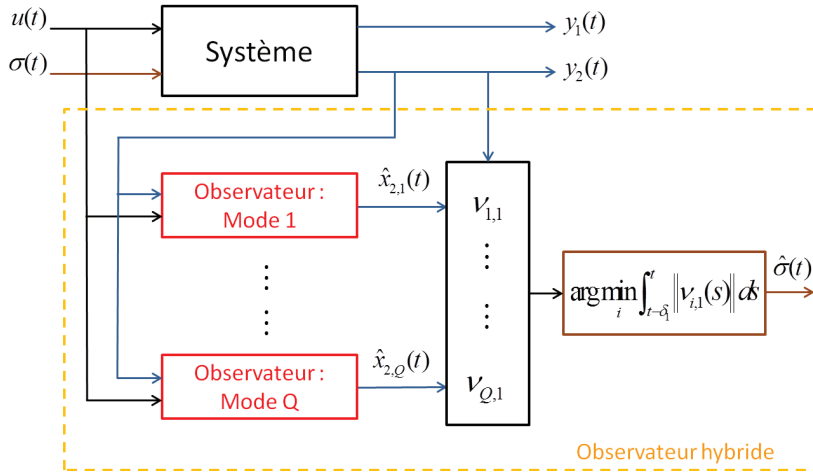


FIGURE 2.1 – Schéma bloc de l'estimateur d'état discret.

La transformation du système a donc permis de construire une batterie d'observateurs par modes glissants d'ordre deux. Associée à un algorithme de décision, l'estimation du signal de commutations (i.e., l'état discret et les instants de commutations) peut être ainsi assurée bien que le système ne soit pas observable et qu'il soit soumis à une entrée inconnue.

2.3 Estimation de l'état continu

Ici, un observateur hybride, basé sur les informations partielles disponibles de chaque mode et sur les techniques des modes glissants d'ordre supérieur, est proposé pour estimer l'état continu du système [121, 120, 40, 125].

Considérons maintenant le sous-système de (2.1.3) suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= A1_{\sigma(t)}x_1(t) + A2_{\sigma(t)}y_2(t) + B1_{\sigma(t)}u(t) \\ y_1(t) &= C1x_1(t) \end{aligned} \quad (2.3.1)$$

Dans un premier temps, étudions l'observabilité du système (2.3.1). En effet, nous ne supposons pas que les paires $(A1_i, C1)$, pour tout $i = 1, \dots, Q$, sont observables au sens classique.

2.3.1 Préliminaires

Dans cette thèse, nous nous basons sur une caractérisation par une approche géométrique de l'observabilité. Reprenons la définition 1.5 et adaptons la au système 2.3.1.

Définition 2.1 *L'ensemble $(\sigma^i, u^i, y_1^i, y_2^i, x_1^i)$ sur un intervalle $[t_0, t_f]$ définit une trajectoire pour le système (2.3.1). Le système (2.3.1) est dit être $[t_0, t_f]$ -observable si l'égalité :*

$$(\sigma^1, u^1, y_1^1, y_2^1) = (\sigma^2, u^2, y_1^2, y_2^2)$$

implique $x_1^1(t_0) = x_1^2(t_0)$.

En se basant sur les travaux de [115], posons \mathcal{N}_k^q , ($q \geq k$), le sous-espace non-observable, sur l'intervalle $[t_{k-1}, t_{q-1}]$, défini par l'ensemble des états, à $t = t_{k-1}$, pour le système (2.3.1) qui génèrent une sortie nulle sur $[t_{k-1}, t_{q-1}]$ (voir la définition 1.6).

Sur l'intervalle $[t_{k-1}, t_k]$, la matrice d'observabilité est donnée par :

$$G_{\sigma_k} = \begin{bmatrix} C1 \\ C1A1_{\sigma_k} \\ \vdots \\ C1A1_{\sigma_k}^{n-m-1} \end{bmatrix} \quad (2.3.2)$$

d'où, on obtient : $\mathcal{N}_k^k = \ker(G_{\sigma_k})$. En utilisant les mesures sur $[t_{k-1}, t_{q-1}]$, en général, de plus en plus d'informations peuvent être obtenues afin de reconstruire l'état. Donc, la dimension du sous-espace non-observable diminue. Il peut aboutir à un singleton (voir la proposition 1.2). La figure 2.2 présente le principe de l'observabilité avec la réduction du sous-espace non-observable.

2.3.2 Conception d'un observateur pour l'estimation de l'état continu $x(t)$

L'observateur proposé a la forme suivante :

$$\hat{x}(t) = T^{-1} \begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

où l'état estimé $\hat{x}_1(t)$ est basé sur un observateur par modes glissants. Il rassemble les informations partielles de chaque mode du système à commutations.

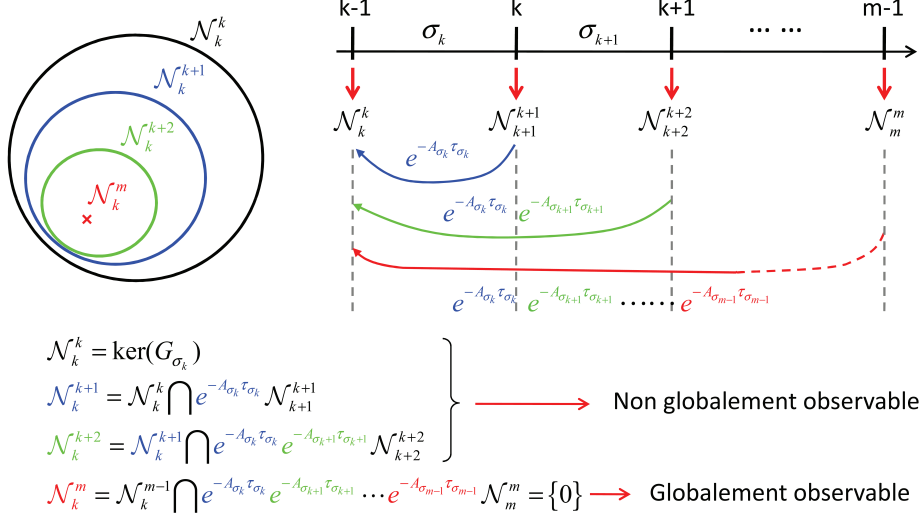


FIGURE 2.2 – Schéma du principe de l'observabilité sur un intervalle de temps hybride.

Hypothèse 2.3 On suppose que le système (2.3.1) est $[t_0, t_{q-1}]$ -observable. A partir de la définition 2.1 et la proposition 1.2, cela signifie qu'il existe une constante $\eta_1 \in \mathbb{N}$ telle que :

$$\mathcal{N}_1^{\eta_1+1} = \{0\} \quad (2.3.4)$$

La constante η_1 peut être interprétée comme le nombre minimal de commutations requis pour obtenir l'observabilité globale de l'état.

Remarque 2.4 Si l'hypothèse 2.3 est vérifiée, le système (2.3.1) est observable de manière persistante. Cela signifie qu'il existe des constantes $\eta_k \in \mathbb{N}$ telles que pour chaque instant k :

$$\mathcal{N}_{k-\eta_k}^k = \{0\} \quad \forall k \geq \eta_1 + 1 \quad (2.3.5)$$

Les constantes η_k peuvent être interprétées comme le nombre de commutations nécessaires pour reconstruire l'état à chaque instant t_k .

Remarque 2.5 On peut mettre en évidence que la condition 2.3.5 est moins restrictive que la condition d'observabilité donnée dans [15] (i.e. $\eta_k = 1$) et dans [114] (i.e. $\eta_k = \text{constant}$). On peut aussi noter que $\eta_k = 1$ implique que chaque mode est observable au sens classique. De plus, l'observateur de Luenberger, proposé dans [114], ne permet pas facilement de prendre en compte l'intervalle d'échantillonnage et les gains d'observateur doivent être calculés à travers une procédure complexe en ligne. Dans notre cas, une variation de $\eta_k \geq 0$ permet d'étendre la classe des dynamiques considérées. De plus, l'observateur par modes glissants hybride, décrit ci-dessous, fournit une stabilité pratique de l'erreur en prenant en compte les intervalles d'échantillonnage et élimine la procédure complexe en ligne de calcul des gains.

Une batterie de Q observateurs hybrides est proposée. Chacun d'eux est associé à un mode de fonctionnement : $\forall i = 1, \dots, Q, \forall k \geq 1$

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_{1,i}(t) &= A1_i \hat{x}_{1,i}(t) + A2_i y_2(t) + B1_i u(t), & t \in [\hat{t}_{k-1}, \hat{t}_k) \\ \hat{x}_{1,i}(\hat{t}_k) &= \hat{x}_{1,i}(\hat{t}_k^-) - \xi^k\end{aligned}\quad (2.3.6)$$

avec

$$\hat{x}_1(t) = \begin{cases} \hat{x}_{1,\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-1} + T_1^*)}(t), & \text{si } t \in [\hat{t}_{k-1} + T_1^*, \hat{t}_k) \\ \hat{x}_1(\hat{t}_{k-1}^-), & \text{si } t \in [\hat{t}_{k-1}, \hat{t}_{k-1} + T_1^*) \end{cases}\quad (2.3.7)$$

La procédure de mise à jour de l'état estimé $\hat{x}_{1,i}$, appliquée à chaque instant de commutations estimé \hat{t}_k , est basée sur des observateurs partiels par modes glissants. En effet, associé à un mode non globalement observable, un observateur n'est capable d'estimer que partiellement l'état. Le vecteur de correction ξ^k est calculé par une accumulation d'informations partielles provenant de l'état, obtenues par un observateur par modes glissants, afin d'assurer la convergence vers zéro de l'erreur :

$$e_1 = \hat{x}_1 - x_1$$

La procédure proposée pour calculer ξ^k est décrite ci-après.

$\forall i = 1, \dots, Q$, les erreurs d'observation se définissent par :

$$e_{1,i} = \hat{x}_{1,i} - x_1 \quad (2.3.8)$$

et les erreurs de sortie sont données par :

$$\begin{aligned}\tilde{y}_i(t) &= \left[\tilde{y}_{1,i}(t), \dots, \tilde{y}_{p-m,i}(t) \right]^T \\ &= C1 \hat{x}_{1,i}(t) - y_1(t) \\ &= C1 e_{1,i}(t)\end{aligned}\quad (2.3.9)$$

Les observateurs partiels sont conçus afin d'estimer la partie observable de $e_{1,i}$ à l'instant \hat{t}_k^- , $\forall i = 1, \dots, Q$. On choisit les matrices Z_i^k (resp. W_i^k) telles que leurs colonnes forment une base orthogonale de $Im(G_i^T)$ (resp. $ker(G_i)$). Ainsi, on obtient $Im(Z_i^k) = Im(G_i^T)$. A partir de cette construction, sur un intervalle de temps $[\hat{t}_{k-1}, t_k)$, on peut noter :

$$\begin{aligned}z_i(t) &= (Z_i^k)^T e_{1,i}(t) \\ w_i(t) &= (W_i^k)^T e_{1,i}(t) \\ S_i &= (Z_i^k)^T A1_i (Z_i^{kT})^\dagger \\ R_i &= C1 (Z_i^{kT})^\dagger\end{aligned}\quad (2.3.10)$$

où $z_i(t) \in \mathbb{R}^{l_i}$ représente la partie observable de $e_{1,i}$, $w_i(t) \in \mathbb{R}^{n-m-l_i}$ est sa partie non-observable, $S_i \in \mathbb{R}^{l_i \times l_i}$ et $R_i = \left[(R_{1,i})^T, \dots, (R_{p-m,i})^T \right]^T \in \mathbb{R}^{(p-m) \times l_i}$. Dans notre approche, on suppose que les composantes non-observables, associées aux $w_i(t)$ sont stables.

On peut mettre en évidence que la paire (S_i, R_i) est observable. D'où la matrice \bar{G}_i est de rang plein, *i.e.* :

$$\text{rang}(\bar{G}_i) = \text{rang} \begin{bmatrix} R_{1,i} \\ R_{1,i}S_i \\ \vdots \\ R_{1,i}S_i^{l_{1,i}-1} \\ \vdots \\ R_{p-m,i} \\ R_{p-m,i}S_i \\ \vdots \\ R_{p-m,i}S_i^{l_{p-m,i}-1} \end{bmatrix} = l_i$$

Pour tout $i = 1, \dots, Q$, un observateur par modes glissants, associé à un mode de fonctionnement, est proposé, tel que :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_i(t) &= S_i \hat{z}_i(t) + \bar{G}_i^{-1} \nu_i(t), \quad \forall t \in (\hat{t}_{k-1}, \hat{t}_k) \\ \hat{z}_i(\hat{t}_{k-1}) &= 0 \end{aligned} \quad (2.3.11)$$

où les termes de correction sont définis par :

$$\nu_i = \begin{bmatrix} -\alpha_1 M_{1,i}^{\frac{1}{l_{1,i}}} |R_{1,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{1,i}|^{\frac{l_{1,i}-1}{l_{1,i}}} \text{sign}(R_{1,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{1,i}) \\ -\alpha_2 M_{1,i}^{\frac{1}{l_{1,i}-1}} |\nu_{2,i}^1 - \dot{\nu}_{1,i}^1|^{\frac{l_{1,i}-2}{l_{1,i}-1}} \text{sign}(\nu_{2,i}^1 - \dot{\nu}_{1,i}^1) \\ \vdots \\ -\alpha_{l_{1,i}} M_{1,i} \text{sign}(\nu_{l_{1,i},i}^1 - \dot{\nu}_{l_{1,i}-1,i}^1) \\ \vdots \\ -\alpha_1 M_{p-m,i}^{\frac{1}{l_{p-m,i}}} |R_{p-m,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{p-m,i}|^{\frac{l_{p-m,i}-1}{l_{p-m,i}}} \text{sign}(R_{p-m,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{p-m,i}) \\ -\alpha_2 M_{p-m,i}^{\frac{1}{l_{p-m,i}-1}} |\nu_{2,i}^{p-m} - \dot{\nu}_{1,i}^{p-m}|^{\frac{l_{p-m,i}-2}{l_{p-m,i}-1}} \text{sign}(\nu_{2,i}^{p-m} - \dot{\nu}_{1,i}^{p-m}) \\ \vdots \\ -\alpha_{l_{p-m,i}} M_{p-m,i} \text{sign}(\nu_{l_{p-m,i},i}^{p-m} - \dot{\nu}_{l_{p-m,i}-1,i}^{p-m}) \end{bmatrix} \quad (2.3.12)$$

Le différentiateur par modes glissants d'ordre supérieur [100], pour le cas à sorties multiples, est utilisé comme une dynamique auxiliaire. Il a la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\nu}_{1,i}^1 = \nu_{2,i}^1 - \alpha_1 M_{1,i}^{\frac{1}{l_{1,i}}} |R_{1,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{1,i}|^{\frac{l_{1,i}-1}{l_{1,i}}} \text{sign}(R_{1,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{1,i}) \\ \dot{\nu}_{2,i}^1 = \nu_{3,i}^1 - \alpha_2 M_{1,i}^{\frac{1}{l_{1,i}-1}} |\nu_{2,i}^1 - \dot{\nu}_{1,i}^1|^{\frac{l_{1,i}-2}{l_{1,i}-1}} \text{sign}(\nu_{2,i}^1 - \dot{\nu}_{1,i}^1) \\ \vdots \\ \dot{\nu}_{l_{1,i},i}^1 = -\alpha_{l_{1,i}} M_{1,i} \text{sign}(\nu_{l_{1,i},i}^1 - \dot{\nu}_{l_{1,i}-1,i}^1) \\ \vdots \\ \dot{\nu}_{1,i}^{p-m} = \nu_{2,i}^{p-m} - \alpha_1 M_{p-m,i}^{\frac{1}{l_{p-m,i}}} |R_{p-m,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{p-m,i}|^{\frac{l_{p-m,i}-1}{l_{p-m,i}}} \text{sign}(R_{p-m,i} \hat{z}_i - \tilde{y}_{p-m,i}) \\ \dot{\nu}_{2,i}^{p-m} = \nu_{3,i}^{p-m} - \alpha_2 M_{p-m,i}^{\frac{1}{l_{p-m,i}-1}} |\nu_{2,i}^{p-m} - \dot{\nu}_{1,i}^{p-m}|^{\frac{l_{p-m,i}-2}{l_{p-m,i}-1}} \text{sign}(\nu_{2,i}^{p-m} - \dot{\nu}_{1,i}^{p-m}) \\ \vdots \\ \dot{\nu}_{l_{p-m,i},i}^{p-m} = -\alpha_{l_{p-m,i}} M_{p-m,i} \text{sign}(\nu_{l_{p-m,i},i}^{p-m} - \dot{\nu}_{l_{p-m,i}-1,i}^{p-m}) \end{array} \right. \quad (2.3.13)$$

$\forall j = 1, \dots, p-m$, où $M_{j,i}$ sont des constantes de Lipschitz connues pour la fonction $R_{j,i} S_i^{l_{j,i}} z_i$. Les constantes α_l sont choisies récursivement et suffisamment élevées. En particulier, suivant [68], un choix possible est $\alpha_6 = 1.1$, $\alpha_5 = 1.5$, $\alpha_4 = 2$, $\alpha_3 = 3$, $\alpha_2 = 5$, $\alpha_1 = 8$ qui est suffisant pour le cas $l_{j,i} \leq 6$.

Théorème 2.2 *Considérons le cas où $i = \sigma(t) = \sigma_k$. Utilisant l'observateur par modes glissants (2.3.11) avec les termes de correction (2.3.12) et supposant que les constantes α_l et M_{j,σ_k} sont bien choisies, l'erreur d'estimation sur l'état $e_{z,i}(t) = \hat{z}_i(t) - z_i(t)$ converge vers zéro en temps fini, i.e.*

$$e_{z,i}(t) = O(\tau), \quad \forall t \in [\hat{t}_{k-1} + T_2^*, t_k) \quad (2.3.14)$$

où τ est l'intervalle d'échantillonnage et $T_\delta > T_2^* > T_1^*$.

Démonstration. Considérons le cas $i = \sigma(t) = \sigma_k$. A partir de l'équation (2.3.8), les dynamiques d'erreurs d'observation sont représentées par :

$$\dot{e}_{1,i}(t) = A_{1,i} e_{1,i}(t), \quad t \in [\hat{t}_{k-1}, t_k) \quad (2.3.15)$$

A partir de (2.3.10), les dynamiques des états observables satisfont :

$$\begin{aligned} \dot{z}_i(t) &= S_i z_i(t), & t \in [\hat{t}_{k-1}, t_k) \\ \tilde{y}_i(t) &= R_i z_i(t) \end{aligned} \quad (2.3.16)$$

Utilisant la transformation $\varsigma_i = \bar{C}_i z_i$, le système linéaire observable (2.3.16) peut être transformé dans la forme triangulaire observable suivante : $\forall j = 1, \dots, p-m$

$$\begin{aligned} \dot{\varsigma}_{j,i} &= \bar{S}_{j,i} \varsigma_{j,i} + \bar{T}_{j,i}(z_i) \\ \tilde{y}_{j,i} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \varsigma_{j,i} \end{aligned} \quad (2.3.17)$$

avec :

$$\varsigma_i = \left[(\varsigma_{1,i})^T \dots (\varsigma_{p-m,i})^T \right]^T, \quad \varsigma_{j,i} \in \mathbb{R}^{l_{j,i}}$$

$$\bar{S}_{j,i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{l_{j,i} \times l_{j,i}}, \quad \bar{T}_{j,i}(z_i) = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ R_{j,i} S_i^{l_{j,i}} z_i \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{l_{j,i}}$$

Suivant [68], l'observateur défini par :

$$\dot{\hat{\varsigma}}_i = \bar{S}_i \hat{\varsigma}_i + \nu_i \quad (2.3.18)$$

avec :

$$\bar{S}_i = \begin{bmatrix} \bar{S}_{1,i} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \bar{S}_{2,i} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \bar{S}_{p-m,i} \end{bmatrix}$$

assure une stabilisation en temps fini de l'erreur d'observation $\hat{\varsigma}_i - \varsigma_i$. Donc, en utilisant le changement de coordonnées $\varsigma_i = \bar{G}_i z_i$, on peut conclure que l'observateur par modes glissants (2.3.11), avec les termes de correction (2.3.12), fournit une convergence de l'erreur d'observation $e_{z,i}(t) = \hat{z}_i(t) - z_i(t)$ en un temps fini T_2^* . A noter qu'il est toujours possible de sélectionner les gains d'observateurs tels que $T_2^* < T_\delta$.

■

L'approximation de l'erreur d'estimation est projetée à l'instant \hat{t}_k^- en utilisant la matrice de projection d'état suivante :

$$\Psi(\hat{t}_k^-, \hat{t}_j + T_2^*) = e^{A_{\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-1} + T_2^*)} \tau_k} e^{A_{\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-2} + T_2^*)} \tau_{k-1}} \dots e^{A_{\hat{\sigma}(\hat{t}_j + T_2^*)} (\tau_{j+1} - T_2^*)}, \quad k > j \quad (2.3.19)$$

où la période de commutations est $\tau_k = \hat{t}_k - \hat{t}_{k-1}$.

Suivant [114], on introduit le vecteur défini par :

$$\Omega^k = \begin{bmatrix} (\Theta^{k,k})^T \Psi(\hat{t}_k^-, \hat{t}_{k-1} + T_2^*) Z_{\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-1} + T_2^*)}^k \hat{z}_i(\hat{t}_{k-1} + T_2^*) \\ \vdots \\ (\Theta^{k-\eta_k, k})^T \left(\Psi(\hat{t}_k^-, \hat{t}_{k-\eta_k-1} + T_2^*) Z_{\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-\eta_k-1} + T_2^*)}^{k-\eta_k} \hat{z}_i(\hat{t}_{k-\eta_k-1} + T_2^*) - \sum_{l=k-\eta_k}^{k-1} \Psi(\hat{t}_k^-, \hat{t}_l^-) \xi^l \right) \end{bmatrix} \quad (2.3.20)$$

où $\Theta^{q,k}$ est tel que : $\forall k \geq \eta_1 + 1, \forall q = k - \eta_k, \dots, k$

$$\begin{aligned} \text{Im}(\Theta^{q,k}) &= \text{Im} \left(\Psi(\hat{t}_k^-, \hat{t}_q^-) W_{\hat{\sigma}(\hat{t}_{q-1} + T_2^*)}^q \right)^\perp, \quad \text{si } q = \{k - \eta_k, \dots, k - 1\} \\ \text{Im}(\Theta^{k,k}) &= \text{Im} \left(W_{\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-1} + T_2^*)}^k \right)^\perp \end{aligned} \quad (2.3.21)$$

Donc, utilisant les informations disponibles sur $(\hat{t}_{k-\eta_k}, \hat{t}_k)$, le vecteur de correction peut être défini comme :

$$\xi^k = (\Theta^k)^{T\dagger} \Omega^k \quad (2.3.22)$$

où

$$\Theta^k = \begin{bmatrix} \Theta^{k,k} & \dots & \Theta^{k-\eta_k,k} \end{bmatrix} \quad (2.3.23)$$

est de rang $n - m$ considérant l'hypothèse 2.3.

Théorème 2.3 *Considérons le système (2.1.1) satisfaisant les hypothèses 2.1-2.3. Supposons que l'évolution de l'état durant chaque intervalle (t_{k-1}, \hat{t}_{k-1}) peut être négligée. Utilisant la transformation non-singulière (2.1.2), l'observateur hybride (2.3.3), (2.3.7) fournit une estimation de x , i.e. :*

$$\|\hat{x}(t) - x(t)\| \leq \epsilon, \quad \hat{t}_{k-1} + T_1^* \leq t \leq t_k, \quad k \geq \eta_1 + 1 \quad (2.3.24)$$

où ϵ est une petite constante positive arbitraire.

Démonstration. Suivant le théorème 2.1, l'observateur d'état discret $\hat{\sigma}$ fournit en temps fini une estimation de σ , i.e. :

$$\hat{\sigma}(t) = \sigma_k, \quad \hat{t}_{k-1} + T_1^* \leq t \leq t_k, \quad k = 1, 2, \dots \quad (2.3.25)$$

A l'instant $\hat{t}_{k-1} + T_1^*$, on obtient : $\hat{\sigma}(\hat{t}_{k-1} + T_1^*) = \sigma_k$. On fixe $k \geq \eta_1 + 1$. En supposant que l'évolution de l'état peut être négligée durant l'intervalle de temps (t_{k-1}, \hat{t}_{k-1}) et de façon similaire à [114], on peut estimer $e_1(t_k)$ par :

$$e_1(t_k) \approx - \begin{bmatrix} J^{k,k} & \dots & J^{k-\eta_k,k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{\sigma_k}^k e_{z,\sigma_k}(\hat{t}_{k-1} + T_2^*) \\ \vdots \\ Z_{\sigma_{k-\eta_k}}^{k-\eta_k} e_{z,\sigma_{k-\eta_k}}(\hat{t}_{k-\eta_k-1} + T_2^*) \end{bmatrix} \quad (2.3.26)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} J^{k,k} & \dots & J^{k-\eta_k,k} \end{bmatrix} = (\Theta^k)^{T\dagger} \begin{bmatrix} (\Theta^{k,k})^T \Psi(t_k^-, \hat{t}_{k-1} + T_2^*) & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & (\Theta^{k-\eta_k,k})^T \Psi(t_k^-, \hat{t}_{k-\eta_k-1} + T_2^*) \end{bmatrix}$$

Suivant le Théorème 2.2, l'erreur d'estimation équivaut à : $\forall q = k - \eta_k \dots k$,

$$e_{z,\sigma_q}(\hat{t}_{q-1} + T_2^*) = O(\tau) \quad (2.3.27)$$

Donc, à partir des équations (2.3.26)-(2.3.27), on peut obtenir :

$$|e_1(t_k)| \leq \omega O(\tau) \quad (2.3.28)$$

avec $\omega = \sum_{q=k-\eta_k}^k J^{q,k} Z_{\sigma_q}^q$.

De l'équation (2.3.28), on peut conclure qu'il existe une constante $\epsilon_1 > 0$ telle que :

$$\|\hat{x}_1(t) - x_1(t)\| \leq \epsilon_1, \quad \hat{t}_{k-1} + T_1^* \leq t \leq t_k, \quad k \geq \eta_1 + 1 \quad (2.3.29)$$

et de l'équation (2.3.3), on obtient :

$$\|\hat{x} - x\| = \left\| T^{-1} \begin{bmatrix} e_1 \\ 0 \end{bmatrix} \right\| \leq \|T^{-1}\| \|e_1\| \quad (2.3.30)$$

Donc, on peut en conclure que la stabilité pratique de la trajectoire de l'erreur d'estimation est assurée.

■

Remarque 2.6 L'évolution de l'état durant chaque intervalle (t_{k-1}, \hat{t}_{k-1}) est négligeable lorsque les gains de l'observateur 2.2.2 sont choisis afin de garantir une convergence rapide de l'erreur $e_{2,i}$. Ainsi $\hat{t}_{k-1} - t_{k-1}$ est très faible.

Après avoir identifié l'état discret du système, une batterie d'observateurs hybrides a été synthétisée afin d'assurer l'observation de l'état continu. La figure 2.3 présente le schéma bloc de l'observateur d'état continu lorsque le mode actif est identifié. Elle représente un observateur de la batterie d'observateurs précédemment définie. Chaque observateur de cette batterie combine, d'une part, un observateur par modes glissants d'ordre supérieur (MGOS) pour reconstruire, entre deux instants de commutations, la partie observable de l'état, et d'autre part, un observateur hybride à sauts où toutes les informations partielles estimées de l'état sont prises en compte, dès que la condition générale d'observabilité est vérifiée, pour estimer l'état continu.

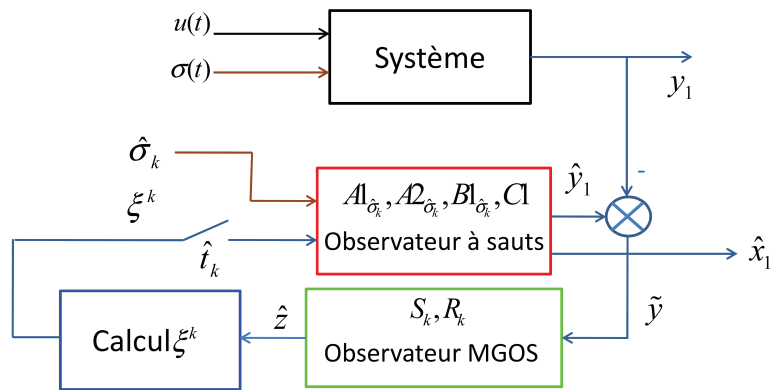


FIGURE 2.3 – Schéma bloc de l'observateur hybride d'état continu considérant que l'état discret est correctement identifié.

2.4 Estimation de l'entrée inconnue

L'observateur d'état continu, donné dans la partie précédente, et l'observateur par modes glissants d'ordre deux (*i.e.*, (2.2.2)), proposé pour identifier le mode discret permettent également d'estimer l'entrée inconnue. L'observateur temps fini, présenté ci-dessous, est défini en utilisant les mêmes termes de correction (*i.e.*, (2.2.4)).

Théorème 2.4 *Considérons le système (2.1.1) satisfaisant les hypothèses 2.1-2.3 et l'observateur (2.2.2), (2.2.4) où les gains satisfont :*

$$\begin{cases} k_1 > 0 \\ k_2 > 3\Gamma + 2\frac{\Gamma^2}{k_1^2} \end{cases} \quad (2.4.1)$$

L'observateur :

$$\hat{w}(t) = v_{\hat{t}_{k-1}+T_1^*,1}(t) - A\mathfrak{A}_{\hat{t}_{k-1}+T_1^*}\hat{x}_1(t) \quad (2.4.2)$$

fournit une estimation en temps fini de $w(t)$, *i.e.* :

$$\hat{w}(t) = w(t), \quad \hat{t}_{k-1} + T_1^* \leq t \leq t_k, \quad k \geq \eta_1 + 1 \quad (2.4.3)$$

Démonstration. Suivant le Théorème 2.3, on obtient :

$$\hat{x}(t) = x(t), \quad \hat{t}_{k-1} + T_1^* \leq t \leq t_k, \quad k \geq \eta_1 + 1 \quad (2.4.4)$$

Pour chaque intervalle de temps $[\hat{t}_{k-1} + T_1^*, t_k)$, selon le Théorème 2.1, l'état discret σ_k est correctement estimé. $\forall t \in [\hat{t}_{k-1} + T_1^*, t_k)$, l'équation (2.2.15) vérifie :

$$\begin{aligned} v_{\hat{t}_{k-1}+T_1^*,1}(t) &= -\phi_{\sigma_k,\sigma_k}(t) \\ &= A\mathfrak{A}_{\sigma_k}x_1(t) + w(t) \end{aligned} \quad (2.4.5)$$

On en conclut que :

$$v_{\hat{t}_{k-1}+T_1^*,1}(t) - A\mathfrak{A}_{\hat{t}_{k-1}+T_1^*}\hat{x}_1(t) = w(t), \quad \hat{t}_{k-1} + T_1^* \leq t \leq t_k, \quad k \geq \eta_1 + 1 \quad (2.4.6)$$

■

Ainsi, l'entrée inconnue peut être correctement estimée en temps fini par l'observateur d'état discret défini précédemment après injection des variables estimées telles que le mode actif et l'état continu.

2.5 Résultats de simulation

Afin d'illustrer les performances de l'observateur proposé, des simulations ont été réalisées sur un exemple académique. Les résultats sont présentés dans cette partie.

2.5.1 Modélisation du système à commutations

Considérons le système linéaire à commutations (2.1.1), avec $Q = 3$ sous-modèles distincts définis par les matrices suivantes :

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} -1.5 & -1.5 & 0.3 & -0.4 \\ -1.5 & -1.5 & 0.3 & -0.4 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & A_2 &= \begin{bmatrix} -1.95 & -2.09 & 1.61 & 0 \\ 1.59 & 1.45 & -1.21 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 A_3 &= \begin{bmatrix} -0.78 & -0.92 & 0 & 4.34 \\ -0.076 & -0.22 & 0 & -4.14 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & -10 \end{bmatrix} & B_1 &= \begin{bmatrix} -5 \\ -5 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 B_2 &= \begin{bmatrix} 10 \\ 10 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & B_3 &= \begin{bmatrix} -10 \\ -10 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T & \Lambda &= \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Dans cet exemple, $x = [x(1), x(2), x(3), x(4)]^T \in \mathbb{R}^4$ est l'état, $y \in \mathbb{R}^2$ est la sortie, $u = 1.5$ est l'entrée connue et $w(t) = \sin(5t)$ est l'entrée inconnue. Les conditions initiales du système sont telles que $x(0) = [4 \ -3 \ 2 \ -2.5]^T$. Les simulations ont été réalisées sous Matlab/Simulink avec le solver Euler et un pas d'échantillonnage $\tau = 0.5ms$. Le signal de commutations est défini par :

$$\sigma(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 2j \leq t \leq 2j + 1, & j = 0, \dots, 4 \\ 2 & \text{si } 4j + 1 \leq t \leq 4j + 2, & j = 0, \dots, 2 \\ 3 & \text{si } 4j + 3 \leq t \leq 4j + 3, & j = 0, 1 \end{cases} \quad (2.5.1)$$

L'objectif est d'estimer, le signal de commutations $\sigma(t)$, en utilisant l'observateur d'état discret (2.2.10), l'état continu $x(t)$ et l'observateur (2.3.3) alors que le système est soumis à une entrée inconnue $w(t)$ qui sera également reconstruite en utilisant l'observateur par modes glissants (2.4.2). Notons que l'hypothèse 2.1 est vérifiée.

Remarque 2.7 *On peut noter que chaque sous-système, ainsi défini, n'est pas observable au sens classique (i.e. les matrices d'observabilité ne sont pas de rang plein). Donc, la plupart des techniques existantes, telles que [15, 14, 100, 101], basées sur des propriétés de forte détectabilité, ne peuvent pas être appliquées. De plus, l'observateur hybride de Luenberger [114] ne peut pas être utilisé car le système est soumis à une entrée inconnue et le mode actif est inconnu.*

La transformation non-singulière (2.1.2) est définie par :

$$T = \begin{bmatrix} -0.707 & 0.707 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0.5 & 0.5 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} -0.707 & 0.707 \\ 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}$$

Dans le domaine transformé, l'expression des dynamiques du système (2.1.1) devient (2.1.3) :

$$\begin{aligned} A1_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & A1_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & A1_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -6 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -10 \end{bmatrix} \\ A2_1 &= [0 \ -2 \ 0]^T & A2_2 &= [5 \ 0 \ 2]^T & A2_3 &= [1 \ 0 \ -2]^T \\ A3_1 &= [0 \ 0.3 \ -0.4] & A3_2 &= [-0.1 \ 0.2 \ 0] & A3_3 &= [-0.1 \ 0 \ 0.1] \\ A4_1 &= [-3] & A4_2 &= [-0.5] & A4_3 &= [-1] \\ B1_{\{1,2,3\}} &= [0 \ 0 \ 0]^T & B2_1 &= [-5] & B2_2 &= [10] & B2_3 &= [-10] \\ C1 &= [1 \ 0 \ 0] \end{aligned}$$

$x_1 \in \mathbb{R}^3$ et $y_1 \in \mathbb{R}$.

2.5.2 Identification du mode actif

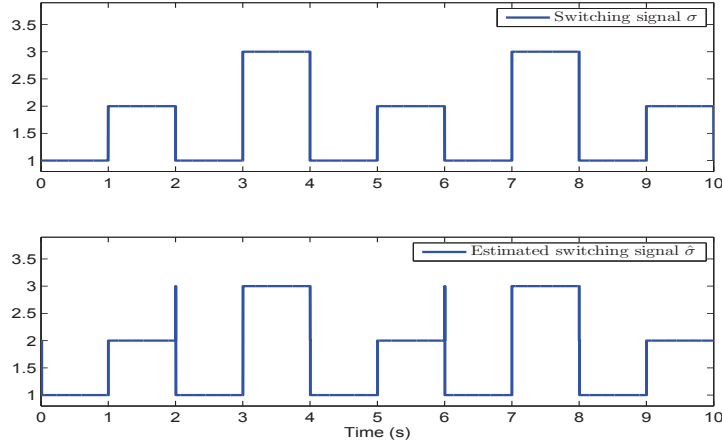
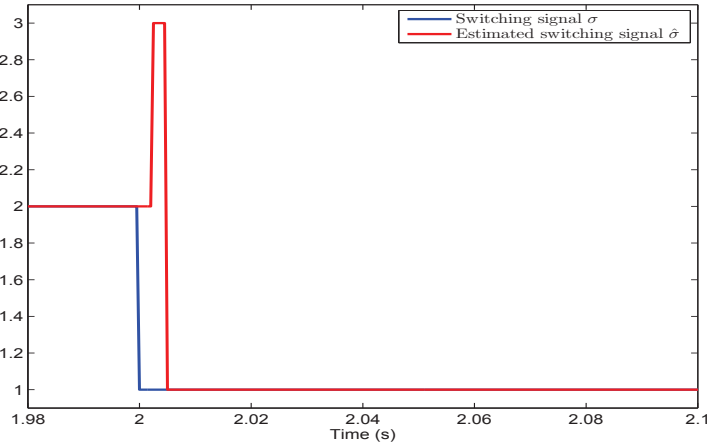
Pour l'observation du signal de commutations, les paramètres de l'équation (2.2.4) sont choisis tels que : $k_1 = 100$ et $k_2 = 700$. La logique d'estimation (2.2.10) est implémentée avec $\delta_1 = 5ms$ et $\delta_2 = 0.1$. Elle est paramétrée de manière à ce que l'hypothèse 2.2 soit satisfaite et utilise l'approximation (2.2.7).

Les figures 2.4 et 2.5 (ZOOM) montrent le signal de commutations ainsi que son estimation. Utilisant la logique d'estimation proposée (2.2.10), l'état discret est correctement estimé en temps fini $T_1^* = 50ms$. Sur la figure 2.5, on peut voir que le retard sur la détection du mode est très petit (*i.e.* $|\hat{t}_k - t_k| \leq 3ms$). La figure 2.4 montre que la stratégie d'identification proposée n'a pas d'erreur sauf durant la période transitoire (*i.e.* $[t_k, t_k + T_1^*)$).

2.5.3 Estimation de l'état continu

Afin d'étudier l'observabilité du sous-système (2.3.1), on peut calculer les différentes matrices d'observabilité :

$$G_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -2 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} \quad G_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -6 \\ 0 & 0 & 60 \end{bmatrix}$$

FIGURE 2.4 – Signal de commutations σ et son estimation $\hat{\sigma}$.FIGURE 2.5 – Signal de commutations σ et son estimation $\hat{\sigma}$ (ZOOM à $t = 2s$).

On peut noter que ces sous-systèmes ne sont pas observables au sens classique (le rang de chaque matrice G_i n'est pas plein).

Suite à l'identification de l'état discret $\sigma(t)$, on peut vérifier que l'hypothèse 2.3 est satisfaite. En effet ici, on peut prendre $\eta_1 = 4$ afin de tenir compte de la séquence (1, 2, 1, 3) telle que l'hypothèse 2.3 soit vérifiée. Notons que les valeurs η_1, η_k ($k \geq \eta_1 + 1$) sont calculées en temps réel en fonction de l'estimation de l'état discret $\hat{\sigma}$ et de l'équation (2.3.5).

Pour la synthèse de l'observateur, on définit les matrices $Z_{\sigma_k}^k$ associées à $Im(G_{\sigma_k}^T) : \forall k = 1, \dots$

$$Z_1^k = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad Z_2^k = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad Z_3^k = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Notons que le mode "1" a un sous-espace observable de dimension 1 ($rank(Z_1^k) = 1, z_1 \in \mathbb{R}$),

les modes “2” et “3” ont un sous-espace observable de dimension 2 ($\text{rank}(Z_2^k) = \text{rank}(Z_3^k) = 2$, $z_1, z_3 \in \mathbb{R}^2$).

L'état observable z_{σ_k} peut être estimé en utilisant les égalités (2.3.10), *i.e.*

$$\begin{aligned} S_1 &= 0 & S_2 &= \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} & S_3 &= \begin{bmatrix} -10 & 0 \\ -6 & 0 \end{bmatrix} \\ R_1 &= 1 & R_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} & R_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

La batterie d'observateurs (2.3.11) a été implémentée avec les gains $\alpha_1 = 8$, $\alpha_2 = 5$, $p - m = 1$, $l_{1,1} = 1$, $l_{1,2} = 2$, $l_{1,3} = 2$ et $M_{1,1} = 2$, $M_{1,2} = M_{1,3} = 5$.

Les erreurs sur la sortie $e_{z,i}$, associées à chaque observateur, sont présentées par la figure 2.6. Suivant le Théorème 2.2, l'erreur sur la sortie e_{z,σ_k} converge vers zéro en un temps fini $T_2^* = 0.2s$ lorsque le mode σ_k est actif. Par exemple sur la figure 2.6, entre les instants 3s et 4s, le mode correspondant réel est le mode 3. On peut voir que l'erreur sur la sortie $e_{z,3}$ converge en temps fini vers zéro. D'où, l'estimation de \hat{z}_3 , dans cette intervalle, est correctement assurée. La batterie d'observateurs (2.3.11) fournit, pour tout mode i , une bonne estimation de \hat{z}_i .

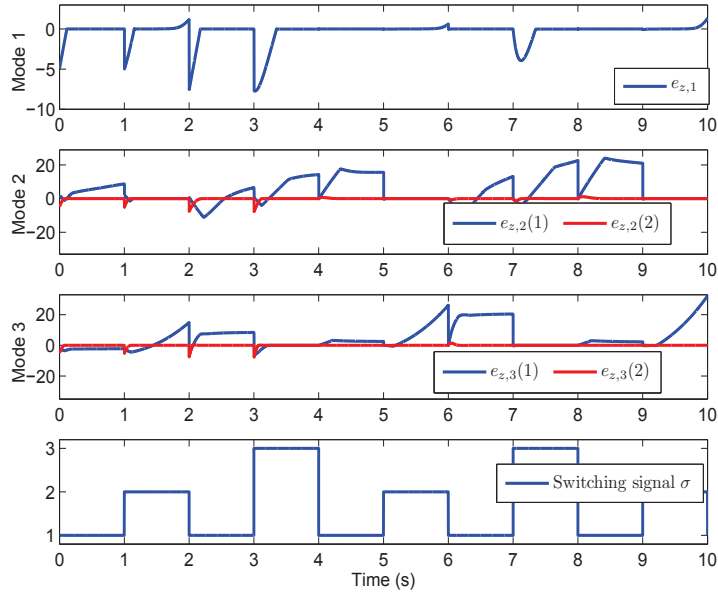
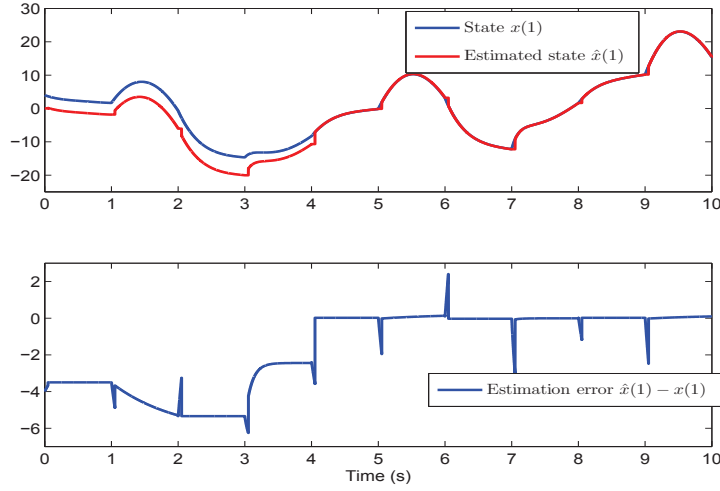
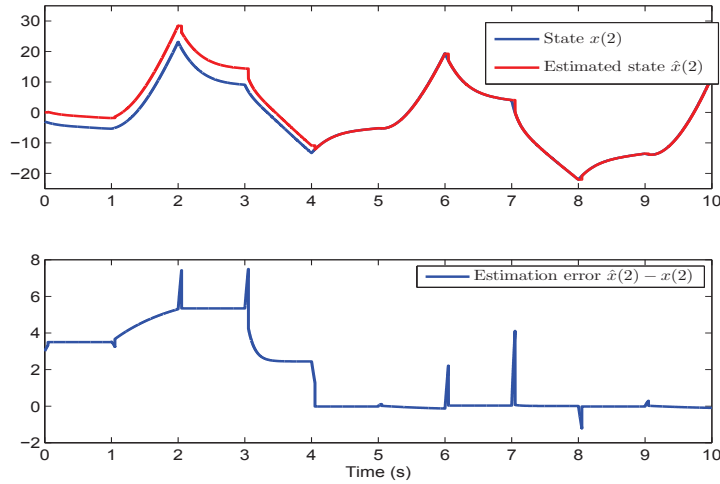


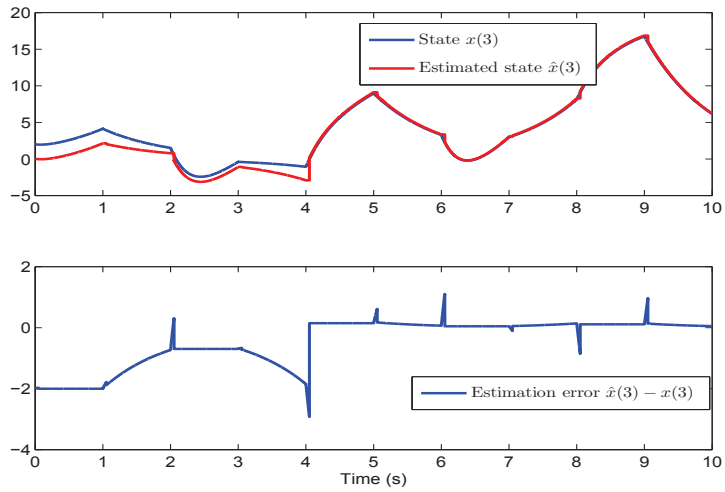
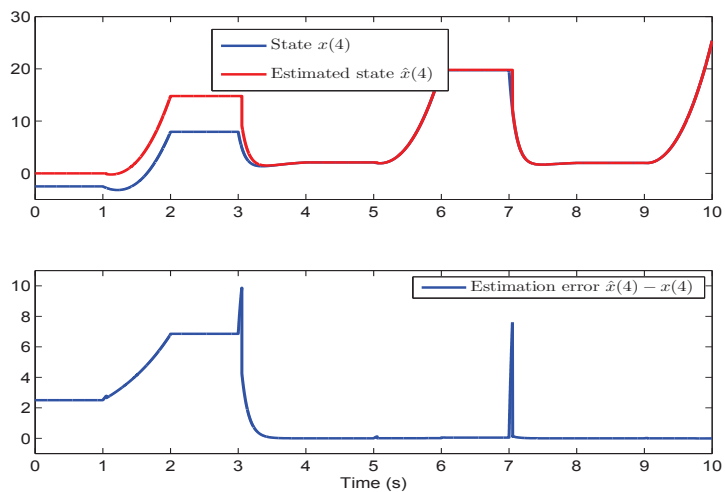
FIGURE 2.6 – Erreurs sur la sortie $e_{z,i}$ correspondant à chaque observateur et l'évolution du signal de commutations.

Les figures 2.7-2.10 représentent l'état continu réel, son estimation et l'erreur d'estimation correspondante $\hat{x}(j) - x(j)$ for $j = 1, \dots, 4$.

Dès l'instant initial, l'erreur évolue suivant les dynamiques du système (2.1.1), étant donné qu'aucune correction n'est appliquée jusqu'à $t_4 + T_1^*$. Après cet instant et lorsque le mode actif est identifié,

FIGURE 2.7 – État $x(1)$, son estimation $\hat{x}(1)$ et l'erreur d'estimation.FIGURE 2.8 – État $x(2)$, son estimation $\hat{x}(2)$ et l'erreur d'estimation.

l'erreur d'estimation de l'état continu tend vers zéro suivant le Théorème 2.3. Les figures 2.7-2.10 montrent clairement la nature hybride de l'observateur proposé grâce à son vecteur de correction ξ^k . On peut noter que durant la période transitoire $[t_{k-1}, t_{k-1} + T_1^*)$, l'erreur augmente car le mode discret n'a pas encore été identifié (voir équation (2.3.7) de l'observateur proposé). L'évolution de l'erreur d'estimation montre l'efficacité de l'observateur hybride. Une faible erreur, en régime permanent, peut être remarquée sur la figure 2.11 *i.e.*, $\max(\|\hat{x}(t) - x(t)\|) = 0.2$ pour tout $t \in [t_{k-1} + T_1^*, t_k]$ et tout $k \geq \eta_1 + 1$. Cette erreur est essentiellement due au retard à l'estimation de l'état discret car cela entraîne une erreur sur le calcul de ξ^k . En effet, si l'on connaît parfaitement les commutations de $\sigma(t)$, il n'y a pas d'erreur.

FIGURE 2.9 – État $x(3)$, son estimation $\hat{x}(3)$ et l'erreur d'estimation.FIGURE 2.10 – État $x(4)$, son estimation $\hat{x}(4)$ et l'erreur d'estimation.

2.5.4 Estimation de l'entrée inconnue

La figure 2.12 représente l'estimation de l'entrée inconnue et montre l'efficacité de l'approche proposée. On peut voir que durant la période transitoire $[t_{k-1}, \hat{t}_{k-1} + T_1^*)$ l'erreur augmente, car le mode discret n'a pas encore été identifié. L'entrée inconnue est correctement reconstruite dès que le mode discret ainsi que l'état continu sont estimés.

L'observateur hybride remplit l'objectif avec une identification du mode actif et une estimation, en temps fini, de l'état continu et de l'entrée inconnue.

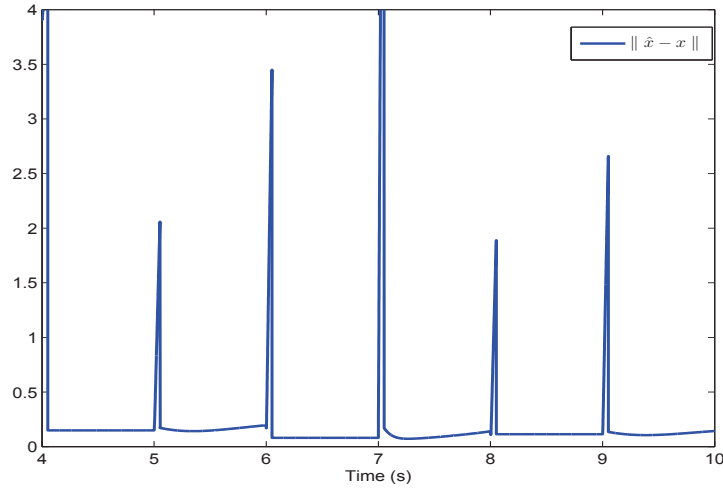


FIGURE 2.11 – Norme de l'erreur d'estimation $\|\hat{x} - x\|$, ZOOM sur le régime permanent entre 4s et 10s.

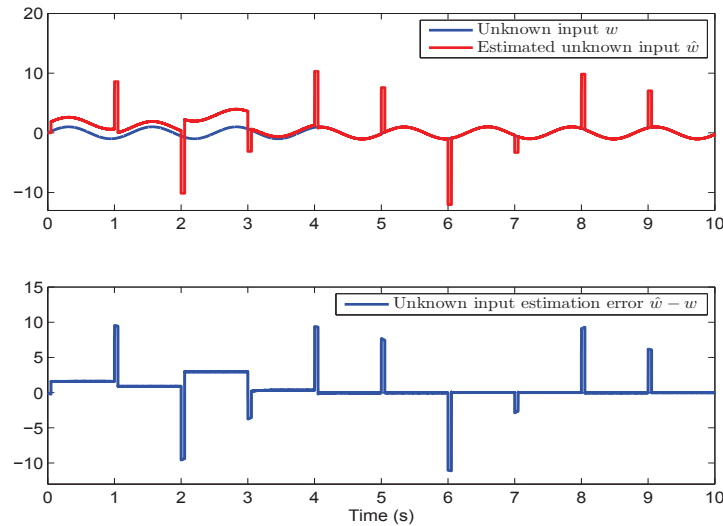


FIGURE 2.12 – Observation de l'entrée inconnue et son erreur d'estimation.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, le problème de l'observation d'un système à commutations soumis à une entrée inconnue est abordé lorsque le mode actif est inconnu. La particularité de cette étude est que les sous-systèmes ne sont pas supposés observables au sens classique. Cependant, le système satisfait une forme générale de l'observabilité pour les systèmes à commutations basée sur une approche géométrique. Un découplage du système est utilisé et permet de concevoir deux observateurs en interaction. D'abord, pour l'identification de l'état discret, un observateur par modes glissants d'ordre deux associé à une

logique de décision a été proposé. Ce même observateur permet également l'estimation de l'entrée inconnue en temps fini. L'état continu est reconstruit par un second observateur hybride. Celui-ci utilise les informations partielles disponibles de l'état provenant de chaque mode de fonctionnement. Il est fondé sur les techniques d'observation par modes glissants d'ordre supérieur afin d'estimer l'état continu. Des résultats de simulation, sur un exemple académique, montrent que cette association d'observateurs remplit correctement l'objectif d'observation. Les erreurs d'estimations engendrées sont dues principalement au temps de convergence des observateurs par modes glissants et au retard d'identification du mode actif.

Dans le chapitre suivant, le problème du diagnostic d'un système à commutations est abordé. Une procédure de détection de fautes continues, basée sur l'observateur de l'état continu de ce chapitre (section 2.3), et un algorithme de diagnostic actif de fautes discrètes sont présentés.

Chapitre 3

Diagnostic d'un système à commutations

Dans ce chapitre, le problème du diagnostic d'un système à commutations pouvant être soumis à des fautes continues ou discrètes est abordé. L'objectif principal du diagnostic est de détecter et d'isoler une faute. La détection consiste à indiquer si au moins une faute s'est produite et l'isolation cherche à connaître l'origine ou la nature de la faute. L'apparition d'un défaut sur un système peut conduire à une situation dangereuse pour son utilisateur et son environnement. C'est pourquoi, une procédure de diagnostic se doit d'être sûre et rapide afin d'indiquer la présence de la faute par un signal d'alarme. Celle-ci peut même intervenir directement sur la commande afin de stopper le système ou le faire fonctionner en mode dégradé (commande tolérante aux fautes). Parmi les études réalisées, des approches continues, à base d'observateurs, ou discrètes, à base de diagnostiqueurs, ont été utilisées. Généralement, la synthèse d'une procédure continue de diagnostic conduit à la création d'un ensemble d'indicateurs de faute (résidus). Son analyse permet de détecter et d'isoler la faute. Cependant, si les conditions classiques d'observabilité ne sont pas vérifiées, les approches classiques, qui consistent à estimer un vecteur de résidus par un observateur, ne peuvent pas être appliquées. De plus, si la condition de diagnosticabilité n'est pas vérifiée alors un diagnostiqueur classique ne peut pas répondre au diagnostic des fautes discrètes. Deux approches ont donc été développées pour répondre à ces deux problématiques.

Dans un premier temps, on considère un système à commutations soumis à des fautes continues dont les conditions classiques d'observabilité ne sont pas vérifiées sur chaque sous-système. L'observateur hybride développé dans le chapitre précédent est adapté afin d'estimer un vecteur de résidus. L'évolution de ce dernier est représentée qualitativement par une Machine de Mealy. Un diagnostiqueur peut alors être construit, sur la base de cette représentation, afin d'assurer la détection d'un défaut continu sur le système.

Dans un second temps, un système à commutations soumis à des fautes discrètes est considéré.

Celui-ci est modélisé par une Machine de Mealy. Un diagnostiqueur est utilisé afin d'assurer la détection d'une faute discrète et éventuellement son isolation. Un algorithme de diagnostic actif, visant à commander le système après détection d'une faute et basé sur la théorie du test, est défini pour remplir complètement l'objectif du diagnostic (détection et isolation).

Des résultats de simulations, sur le modèle d'un convertisseur à deux cellules, montrent le fonctionnement et les performances des deux approches proposées.

3.1 Détection de fautes continues

3.1.1 Modélisation du système par représentation d'état hybride en présence de fautes continues

Considérons la classe de systèmes à commutations, avec défauts continus, modélisée de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_{\sigma(t)}x(t) + B_{\sigma(t)}u(t) + K_{\sigma(t)}f_c(t) \\ y(t) &= C_{\sigma(t)}x(t) + D_{\sigma(t)}u(t) \end{aligned} \quad (3.1.1)$$

où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est l'état continu, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est la sortie, $u(t) \in \mathbb{R}^h$ est l'entrée connue et $\sigma : \mathbb{R}^+ \mapsto \{1, \dots, Q\}$ est le signal de commutations. La classe de systèmes considérée dans cette partie peut être soumise à des fautes continues. En effet, par la représentation (3.1.1), une défaillance système ou un défaut actionneur est pris en compte par $f_c(t) \in \mathbb{R}^{r_c}$. Il désigne le vecteur des types de fautes qui influencent les dynamiques continues du système. Le système est considéré sans défaillance lorsque $f_c(t) = 0$.

Hypothèse 3.1 *Dans ce contexte, on suppose que :*

- La norme Euclidienne de x est bornée et inférieure à une constante positive connue.
- Les normes Euclidiennes de u et f_c et leurs dérivées successives sont bornées et inférieures à des constantes positives connues.
- Le système (3.1.1) satisfait la définition du temps minimal de séjour (le phénomène de Zénon est exclu).
- Le signal de commutations, désigné par $\sigma(t)$, est connu

Remarque 3.1 *Si d'autres hypothèses sur le système peuvent être considérées, telles que :*

- $r_c \leq n$ et $r_c < p$
- $\text{rang}(C_{\sigma}K_{\sigma}) = \text{rang}(K_{\sigma}) = r_c$

alors un découplage du système est possible. C'est à dire qu'un sous-système de (3.1.1) peut être exprimé et indépendant du vecteur de faute $f_c(t)$. L'observateur à entrée inconnue, développé dans le chapitre précédent, peut, dans ce cas, être synthétisé afin de reconstruire $f_c(t)$. En d'autres termes, si le vecteur de faute $f_c(t)$ peut être découplé alors l'observateur du chapitre précédent

peut diagnostiquer (détecter et isoler) directement une faute. Néanmoins, pour de nombreux cas, ces conditions apparaissent assez restrictives. Par exemple, on peut considérer avoir au moins une faute sur chaque dynamique du système ($r_c = n$) alors que l'on cherche à reconstruire $x(t)$ grâce à une seule mesure en sortie ($p = 1$). Dans ce cas, ces conditions ne sont pas vérifiées.

L'objectif est de concevoir une procédure de détection de faute continue, basée sur un observateur, pour une classe de systèmes à commutations (de la forme (3.1.1)) dont les modes de fonctionnement ne vérifient pas les conditions classiques d'observabilité.

Hypothèse 3.2 *Pour l'approche proposée, on suppose également que :*

- Le système (3.1.1) est $[t_0, t_{\eta-1}^+]$ -observable (voir définition 1.2), où $\eta \in \mathbb{N}$ représente le nombre minimal de commutations nécessaire pour obtenir l'observabilité globale de l'état continu.
- L'apparition d'une faute continue n'influe pas sur l'observabilité du système.

Selon la modélisation du système (3.1.1) et les hypothèses 3.1 et 3.2, le cas des fautes discrètes doit être traité séparément car ce type de faute influe sur l'état discret. En effet, d'une manière générale, les sous-systèmes ne sont pas supposés observables au sens classique. Par conséquent, une faute discrète peut modifier la base observable du système (*i.e.* la taille du vecteur $z(t)$ (2.3.10)). Dans ces conditions, l'observation d'un vecteur de résidus, pour les fautes discrètes, semble difficile. De plus, l'apparition d'une faute, sur la dynamique continue du système (3.1.1), peut engendrer une fausse alarme provenant de la procédure de diagnostic des fautes discrètes. Dans cette partie, un observateur est donc uniquement utilisé afin de détecter un défaut sur la dynamique continue. Une approche discrète, indépendante de celle-ci, sera développée dans la seconde partie.

Dans un premier temps, un observateur hybride sera utilisé afin d'estimer un vecteur de résidus. Ensuite, le système sera modélisé comme une machine à états finis et un diagnostiqueur sera utilisé afin de détecter une faute sur la dynamique continue du système.

3.1.2 Estimation d'un vecteur de résidus

Dans cette partie, un observateur hybride, basé sur les informations partielles de chaque mode et sur les techniques d'observation par modes glissants d'ordre supérieur, est proposé pour estimer un vecteur de résidus destiné à la détection de fautes sur les dynamiques continues d'un système à commutations. L'observateur proposé ici est adapté de l'observateur développé dans la partie "Estimation de l'état continu" du chapitre 2 lorsque le signal de commutations est connu.

Associé au système (3.1.1), on propose l'observateur hybride suivant :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}(t) &= A_{\sigma(t)}\hat{x}(t) + B_{\sigma(t)}u(t), & t \in [t_{k-1}, t_k) \\
 \hat{x}(t_k) &= \hat{x}(t_k^-) - \xi^k \\
 \hat{y}(t) &= C_{\sigma(t)}\hat{x}(t) + D_{\sigma(t)}u(t)
 \end{aligned} \tag{3.1.2}$$

L'observateur (3.1.2) est défini par les mêmes matrices que le système (3.1.1). Le vecteur de correction ξ^k est appliqué à chaque instant de commutation. Il est issu des informations partielles de l'état et obtenu par un observateur par modes glissants afin de faire converger l'erreur d'observation $e_x = \hat{x} - x$ vers zéro. Dans la suite, un algorithme permettant de calculer le vecteur ξ est présenté, basé sur le même principe que le chapitre précédent.

En exprimant la dynamique de l'erreur, on peut obtenir :

$$\begin{aligned} \dot{e}_x(t) &= A_{\sigma_k} e_x(t) - K_{\sigma_k} f_c(t), & t \in [t_{k-1}, t_k) \\ e_x(t_k) &= e_x(t_k^-) - \xi^k \\ \tilde{y}(t) &= C_{\sigma_k} e_x(t) \end{aligned} \quad (3.1.3)$$

où $\tilde{y} = \hat{y} - y$. On rappelle que $\sigma(t) = \sigma_k$ pour $t_{k-1} \leq t < t_k$.

Grâce à la matrice classique d'observabilité H_{σ_k} (associée à la paire $(A_{\sigma_k}, C_{\sigma_k})$), on détermine la matrice Z_{σ_k} (respectivement W_{σ_k}) telle que ces colonnes forment une base orthonormée de $Im(H_{\sigma_k}^T)$ (resp. $ker(H_{\sigma_k})$). Sur un intervalle $t \in [t_{k-1}, t_k)$, on a :

$$\begin{aligned} z(t) &= (Z_{\sigma_k})^T e_x(t) \\ w(t) &= (W_{\sigma_k})^T e_x(t) \\ S_k &= (Z_{\sigma_k})^T A_{\sigma_k} (Z_{\sigma_k}^T)^\dagger \\ R_k &= C_{\sigma_k} (Z_{\sigma_k}^T)^\dagger \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

où $z(t) \in \mathbb{R}^{l_k}$ représente la partie observable de $e_x(t)$, $w(t) \in \mathbb{R}^{n-l_k}$ est sa partie non-observable, $S_k \in \mathbb{R}^{l_k \times l_k}$ et $R_k = \left[(R_{1,k})^T, \dots, (R_{p,k})^T \right]^T \in \mathbb{R}^{p \times l_k}$. Dans notre approche, on suppose que les composantes non-observables, associées à $w(t)$ sont stables. Grâce aux équations (3.1.3), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= S_k z - (Z_{\sigma_k})^T K_{\sigma_k} f_c(t) \\ z(t_k) &= z(t_k^-) - (Z_{\sigma_k})^T \xi^k \\ \tilde{y}(t) &= R_k z(t) \end{aligned} \quad (3.1.5)$$

Par cette représentation, la paire (S_k, R_k) est observable, telle que :

$$\text{rang}(\bar{H}_k) = \text{rang} \begin{bmatrix} R_{1,k} \\ R_{1,k} S_k \\ \vdots \\ R_{1,k} S_k^{l_{1,k}-1} \\ \vdots \\ R_{p,k} \\ R_{p,k} S_k \\ \vdots \\ R_{p,k} S_k^{l_{p,k}-1} \end{bmatrix} = l_k$$

On propose alors l'observateur par modes glissants d'ordre supérieur suivant :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{z}}(t) &= S_k \hat{z}(t) + \bar{H}_k^{-1} \nu(t), & \forall t \in (t_{k-1}, t_k) \\ \hat{z}(t_{k-1}) &= 0\end{aligned}\quad (3.1.6)$$

Supposons l'hypothèse suivante :

Hypothèse 3.3 *Il existe p constantes connues $M_i > 0, \forall i = 1, \dots, p$, telles que les inégalités suivantes sont vérifiées :*

$$\begin{aligned} | R_{1,k}(S_k)^{l_{1,k}} (\hat{z} - z) + \sum_{i=0}^{l_{1,k}-1} R_{1,k}(S_k)^i (Z_{\sigma_k})^T K_{\sigma_k} \frac{d^{(l_{1,k}-1-i)}}{dt^{(l_{1,k}-1-i)}} f_c | &< M_1 \\ &\vdots \\ | R_{p,k}(S_k)^{l_{p,k}} (\hat{z} - z) + \sum_{i=0}^{l_{p,k}-1} R_{p,k}(S_k)^i (Z_{\sigma_k})^T K_{\sigma_k} \frac{d^{(l_{p,k}-1-i)}}{dt^{(l_{p,k}-1-i)}} f_c | &< M_p \end{aligned}\quad (3.1.7)$$

En admettant les hypothèses 3.1, on suppose connaître les bornes des dérivées successives de f_c . En effet, pour un système physique (mécanique ou électrique par exemple), il est tout à fait possible de considérer des bornes pour les différentes variables du système. De plus, connaissant les bornes sur l'évolution de l'état du système, on peut choisir les constantes M_i telles que l'hypothèse 3.3 soit vérifiée.

Le terme de correction de l'observateur (3.1.6) est alors défini par :

$$\nu = \begin{bmatrix} -\alpha_1 M_1^{\frac{1}{l_{1,k}}} |R_{1,k} \hat{z} - \tilde{y}_1|^{\frac{l_{1,k}-1}{l_1}} \text{sign}(R_{1,k} \hat{z} - \tilde{y}_1) \\ -\alpha_2 M_1^{\frac{1}{l_{1,k}-1}} |\nu_2^1 - \dot{\nu}_1^1|^{\frac{l_{1,k}-2}{l_1-1}} \text{sign}(\nu_2^1 - \dot{\nu}_1^1) \\ \vdots \\ -\alpha_{l_{1,k}} M_1 \text{sign}(\nu_{l_{1,k}}^1 - \dot{\nu}_{l_{1,k}-1}^1) \\ \vdots \\ -\alpha_1 M_p^{\frac{1}{l_{p,k}}} |R_{p,k} \hat{z} - \tilde{y}_p|^{\frac{l_{p,k}-1}{l_p}} \text{sign}(R_{p,k} \hat{z} - \tilde{y}_p) \\ -\alpha_2 M_p^{\frac{1}{l_{p,k}-1}} |\nu_2^p - \dot{\nu}_1^p|^{\frac{l_{p,k}-2}{l_p-1}} \text{sign}(\nu_2^p - \dot{\nu}_1^p) \\ \vdots \\ -\alpha_{l_{p,k}} M_p \text{sign}(\nu_{l_{p,k}}^p - \dot{\nu}_{l_{p,k}-1}^p) \end{bmatrix}\quad (3.1.8)$$

Le différentiateur par modes glissants d'ordre supérieur [100], pour le cas à sorties multiples, est

utilisé comme une dynamique auxiliaire. Il a la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\nu}_1^1 = \nu_2^1 - \alpha_1 M_1^{\frac{1}{l_{1,k}}} |R_{1,k} \hat{z} - \tilde{y}_1|^{\frac{l_{1,k}-1}{l_{1,k}}} \text{sign}(R_{1,k} \hat{z} - \tilde{y}_1) \\ \dot{\nu}_2^1 = \nu_3^1 - \alpha_2 M_1^{\frac{1}{l_{1,k}-1}} |\nu_2^1 - \dot{\nu}_1^1|^{\frac{l_{1,k}-2}{l_{1,k}-1}} \text{sign}(\nu_2^1 - \dot{\nu}_1^1) \\ \vdots \\ \dot{\nu}_{l_{1,k}}^1 = -\alpha_{l_{1,k}} M_1 \text{sign}(\nu_{l_{1,k}}^1 - \dot{\nu}_{l_{1,k}-1}^1) \\ \vdots \\ \dot{\nu}_1^p = \nu_2^p - \alpha_1 M_p^{\frac{1}{l_{p,k}}} |R_{p,k} \hat{z} - \tilde{y}_p|^{\frac{l_{p,k}-1}{l_{p,k}}} \text{sign}(R_{p,k} \hat{z} - \tilde{y}_p) \\ \dot{\nu}_2^p = \nu_3^p - \alpha_2 M_p^{\frac{1}{l_{p,k}-1}} |\nu_2^p - \dot{\nu}_1^p|^{\frac{l_{p,k}-2}{l_{p,k}-1}} \text{sign}(\nu_2^p - \dot{\nu}_1^p) \\ \vdots \\ \dot{\nu}_{l_{p,k}}^p = -\alpha_{l_{p,k}} M_p \text{sign}(\nu_{l_{p,k}}^p - \dot{\nu}_{l_{p,k}-1}^p) \end{array} \right. \quad (3.1.9)$$

Théorème 3.1 *En considérant l'observateur par modes glissants (3.1.6) associé au terme de correction (3.1.8) et en supposant que les constantes α_i sont choisies récursivement et suffisamment larges et les M_j satisfont l'hypothèse 3.3, l'erreur d'estimation $e_z(t) = \hat{z}(t) - z(t)$ converge vers zéro en temps fini même en présence d'une faute, i.e.,*

$$e_z(t) = O(\tau), \quad \forall t \in [t_{k-1} + T_3^*, t_k] \quad (3.1.10)$$

où τ est l'intervalle d'échantillonnage et $T_\delta > T_3^*$.

Démonstration. A partir des équations (3.1.3)-(3.1.4) et en utilisant la transformation $\varsigma = \bar{H}_k z$, le système linéaire observable (3.1.5) peut être transformé dans la forme triangulaire observable suivante : $\forall j = 1, \dots, p$

$$\begin{aligned} \dot{\varsigma}_j &= \bar{S}_{j,k} \varsigma_j + \bar{T}_{j,k}(z, f_c) \\ \tilde{y}_j &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \varsigma_j \end{aligned} \quad (3.1.11)$$

avec :

$$\begin{aligned} \varsigma &= \left[(\varsigma_1)^T \dots (\varsigma_p)^T \right]^T, \quad \varsigma_j \in \mathbb{R}^{l_{j,k}} \\ \bar{S}_{j,k} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{l_{j,k} \times l_{j,k}}, \\ \bar{T}_j(z, f_c) &= \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ R_{j,k}(S_k)^{l_{j,k}} z + \sum_{i=0}^{l_{j,k}-1} R_{j,k}(S_k)^i (Z_{\sigma_k})^T K_{\sigma_k} \frac{d^{(l_{j,k}-1-i)}}{dt^{(l_{j,k}-1-i)}} f_c \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{l_{j,k}} \end{aligned}$$

Suivant [68], l'observateur défini par :

$$\dot{\hat{\zeta}} = \bar{S}_k \hat{\zeta} + \nu \quad (3.1.12)$$

avec :

$$\bar{S}_k = \begin{bmatrix} \bar{S}_{1,k} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \bar{S}_{2,k} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \bar{S}_{p,k} \end{bmatrix}$$

assure une stabilisation en temps fini de l'erreur d'observation $\hat{\zeta} - \zeta$. Donc, en utilisant le changement de coordonnées $\zeta = \bar{H}_k z$, on peut conclure que l'observateur par modes glissants (3.1.6), avec le terme de correction (3.1.8), assure, de manière robuste, une convergence de l'erreur d'observation $e_z(t) = \hat{z}(t) - z(t)$ en un temps fini T_3^* .

■

L'approximation de l'erreur d'estimation est projetée à l'instant t_k^- en utilisant la matrice de projection d'état suivante :

$$\Psi(t_k^-, t_j^-) = e^{A_{\sigma(t_k^-)} \tau_k} e^{A_{\sigma(t_{k-1}^-)} \tau_{k-1}} \dots e^{A_{\sigma(t_{j+1}^-)} (\tau_{j+1})}, \quad k > j \quad (3.1.13)$$

où $\Psi(t_k^-, t_k^-) = I$ et le temps entre deux commutations est $\tau_k = t_k - t_{k-1}$.

Suivant [114], on introduit le vecteur défini par :

$$\Omega^k = \begin{bmatrix} (\Theta^{k,k})^T \Psi(t_k^-, t_k^-) Z_{\sigma(t_k^-)}^k \hat{z}(t_k^-) \\ \vdots \\ (\Theta^{k-\eta,k})^T \left(\Psi(t_k^-, t_{k-\eta}^-) Z_{\sigma(t_{k-\eta}^-)}^{k-\eta} \hat{z}(t_{k-\eta}^-) - \sum_{l=k-\eta}^{k-1} \Psi(t_k^-, t_l^-) \xi^l \right) \end{bmatrix} \quad (3.1.14)$$

où η désigne le nombre de commutations nécessaires pour obtenir l'observabilité globale de l'état et $\Theta^{q,k}$ est tel que : $\forall k \geq \eta + 1, \forall q = k - \eta, \dots, k$

$$\begin{aligned} \text{Im}(\Theta^{q,k}) &= \text{Im} \left(\Psi(t_k^-, t_q^-) W_{\sigma(t_q^-)}^q \right)^\perp, \quad \text{si } q = \{k - \eta, \dots, k - 1\} \\ \text{Im}(\Theta^{k,k}) &= \text{Im} \left(W_{\sigma(t_k^-)}^k \right)^\perp \end{aligned} \quad (3.1.15)$$

Donc, en utilisant les informations disponibles sur $[t_{k-\eta}, t_k)$, le vecteur de correction peut être défini comme :

$$\xi^k = (\Theta^k)^T \Omega^k \quad (3.1.16)$$

où

$$\Theta^k = \begin{bmatrix} \Theta^{k,k} & \dots & \Theta^{k-\eta,k} \end{bmatrix} \quad (3.1.17)$$

est de rang n considérant l'hypothèse 2.3.

Théorème 3.2 *Considérons le système (3.1.1) satisfaisant les hypothèses 3.1-3.2. L'observateur hybride (3.1.2) fournit une estimation de x , si aucune faute n'est survenue ($f(t) = 0$), telle que :*

$$\|\hat{x}(t) - x(t)\| \leq \epsilon, \quad t_{k-1} + T_3^* \leq t \leq t_k, \quad k \geq \eta + 1 \quad (3.1.18)$$

où ϵ est une petite constante positive arbitraire (voir la preuve du Théorème 2.3). Si le système est soumis à une faute alors l'estimation de x est telle que :

$$\|\hat{x}(t) - x(t)\| > \epsilon, \quad t_{k-1} + T_3^* \leq t \leq t_k, \quad k \geq \eta + 1 \quad (3.1.19)$$

En effet, suivant les équations (3.1.3)-(3.1.5), la dynamique de l'erreur est influencée par la faute. Également, lors du calcul de ξ , les matrices de projection $\Psi(t_k^-, t_q^-)$ ne prennent pas en compte la faute et son évolution.

Ainsi, l'observateur par modes glissants (3.1.6) permet d'estimer, de manière robuste, la partie observable de l'erreur d'estimation $\hat{x} - x$ alors que l'observateur hybride (3.1.2) ne peut pas converger en présence d'une faute. Après l'apparition d'une faute, les composantes observables de l'état sont influencées par cette faute (*i.e.*, il y a une erreur d'estimation sur les composantes observables du vecteur \hat{x}). L'estimation du vecteur z doit alors dévier et mettre en évidence la présence d'une faute sur la dynamique continue du système. Le vecteur $\hat{z}(t)$ peut donc être considéré comme un vecteur de résidus dont la taille varie en fonction du mode actif. Celui-ci constitue la base de la procédure de détection des fautes continues.

3.1.3 Modélisation par machine à états finis et diagnostiqueur

Par la nature changeante d'un système à commutations, il peut être parfois difficile de construire un tableau de signature pour détecter et isoler une faute. Dans la littérature, des modèles de machine à états finis sont utilisés pour définir un diagnostiqueur [103, 134]. Ce dernier peut utiliser, d'une manière purement qualitative, des variables connues ou estimées, comme la commande, la sortie, les états continu et discret du système ou des résidus, afin d'identifier si l'état du système est : "normal", "défaillant" ou "incertain", et d'isoler une faute [35]. Dans ce cas, on suppose connaître suffisamment le système pour définir un ensemble d'événements traduisant qualitativement l'évolution des différentes variables connues ou estimées. Néanmoins, des ambiguïtés entre les différents types de fautes peuvent limiter la procédure d'isolation. C'est pourquoi la théorie du diagnostic actif a été développée [102, 11, 34]. Celle-ci cherche, d'une manière générale, à définir des outils de contrôle des systèmes satisfaisant la condition de diagnosticabilité.

Dans notre étude, on suppose que la commande du système est représentée par le signal de commutations (cas des systèmes à commutations contrôlées). Le diagnostiqueur est défini à partir d'une Machine de Mealy (MM) du système (c'est à dire une machine à états finis entrée/sortie). Cette modélisation permet de limiter le nombre d'états incertains dans le diagnostiqueur et d'améliorer la

procédure de détection. Pour le diagnostic des fautes continues, une MM prendra en compte le signal de commutations comme entrée et une représentation qualitative du vecteur de résidus estimé en sortie. Un diagnostiqueur pourra être déduit de cette modélisation et une procédure assurera la détection des fautes continues.

Dans cette partie, quelques définitions de [102] et la modélisation d'un diagnostiqueur sont redéfinies. La modélisation d'un système à commutations par une Machine de Mealy est également détaillée. Ces définitions sont présentées d'une manière générale et seront également la base du diagnostic des fautes discrètes.

Définition d'une machine à états finis

Les approches classiques, liées aux Systèmes à Événements Discrets (SED) pour le diagnostic [103, 102], considèrent un système modélisé par un Automate Fini Déterministe ("DFA") tel que :

$$\mathfrak{G} = (\mathcal{Q}, \Sigma, \mathcal{T}, q_0) \quad (3.1.20)$$

où \mathcal{Q} est l'ensemble fini d'états discrets, Σ est l'ensemble des événements discrets, $\mathcal{T} : \mathcal{Q} \times \Sigma \rightarrow \mathcal{Q}$ est la fonction de transition et q_0 est l'état initial discret du système. Par cette modélisation, le franchissement d'une transition est supposé instantané. L'état discret q_0 est supposé connu.

Le modèle \mathfrak{G} prend en compte le comportement nominal et défaillant du système, décrit par le langage fermé au sens des préfixes $L(\mathfrak{G})$ généré par \mathfrak{G} , *i.e.*, un sous-ensemble de Σ^* où Σ^* désigne la fermeture de Kleene de Σ . L'ensemble des événements Σ est partitionné tel que $\Sigma = \Sigma_o \cup \Sigma_{uo}$ où Σ_o représente l'ensemble des événements observables et Σ_{uo} les événements non-observables au sens des SED. L'ensemble des événements de fautes est défini par $\Sigma_f \subseteq \Sigma_{uo}$ et peut être partitionné en r différentes classes de fautes $\Sigma_f = \Sigma_{f_1} \cup \Sigma_{f_2} \cup \dots \cup \Sigma_{f_r}$.

On redéfinit (de [102]) l'opérateur de projection $P : \Sigma^* \rightarrow \Sigma_o^*$ tel que :

$$\begin{aligned} P(\varepsilon) &= \varepsilon \\ P(\varpi) &= \varpi && \text{si } \varpi \in \Sigma_o \\ P(\varpi) &= \varepsilon && \text{si } \varpi \in \Sigma_{uo} \\ P(s\varpi) &= P(s)P(\varpi) && \text{si } s \in \Sigma^*, \varpi \in \Sigma \end{aligned}$$

où ε est le mot vide. Donc, P efface simplement les événements non-observables d'une trace. L'opérateur de projection inverse, sur le langage $L(\mathfrak{G})$, est la relation $P^{-1} : \Sigma_o^* \rightarrow 2^{L(\mathfrak{G})}$ qui associe à chaque mot composé uniquement d'événements observables ϖ , l'ensemble des traces qui peuvent le générer, *i.e.*, $P^{-1}(\varpi) = \{s \in L(\mathfrak{G}) \mid P(s) = \varpi\}$. Dans la suite, on note par $s \in \Sigma^*$ une trace d'événements générée par le DFA (3.1.20) et par $\varpi = P(s) \in \Sigma_o^*$ un mot observé, *i.e.*, la projection observable d'une chaîne générée.

Le problème du diagnostic pour un DFA \mathfrak{G} consiste à déterminer si, pour un mot observé $\varpi \in \Sigma_o^*$ donné, une faute est survenue ou non, *i.e.*, si une transition étiquetée avec un symbole dans $\Sigma_f \subseteq \Sigma_{uo}$ a été franchie ou non et trouver la classe de la faute correspondante.

Un diagnostiqueur peut être utilisé pour répondre à cette objectif, *i.e.*, un DFA défini sur l'alphabet des événements observables.

Définition d'un diagnostiqueur

Définition 3.1 (Diagnostiqueur) Soit un DFA \mathfrak{G} , défini avec l'ensemble des événements $\Sigma = \Sigma_o \cup \Sigma_{uo}$, l'ensemble des événements de fautes $\Sigma_f = \Sigma_{f_1} \cup \Sigma_{f_2} \cup \dots \cup \Sigma_{f_r}$ et $\mathfrak{F} = \{F_1, F_2, \dots, F_r\}$ les étiquettes associées aux classes de fautes. Un diagnostiqueur pour le DFA (3.1.20) est un DFA

$$Diag(\mathfrak{G}) = (\mathcal{Y}, \Sigma_o, \mathcal{T}_\rho, \rho_0)$$

tel que :

- $\mathcal{Y} \subseteq (\mathcal{Q} \times \{N\}) \cup (\mathcal{Q} \times 2^{\mathfrak{F}})$, *i.e.*, chaque état du diagnostiqueur est un ensemble de paires

$$\rho = \{(q_1, \gamma_1), (q_2, \gamma_2), \dots, (q_g, \gamma_g)\},$$

où $q_i \in \mathcal{Q}$ et $\gamma_i = N$ ou $\gamma_i \subseteq \mathfrak{F}$ (avec $\gamma_i \neq \emptyset$), pour $i = 1, 2, \dots, g$, où g désigne le nombre de paires (q_i, γ_i) de ρ . Ici N est interprété comme un fonctionnement Normal (aucune faute n'est survenue), tandis que F_i signifie qu'une faute de la classe F_i a été générée.

- L'état initial ρ_0 du diagnostiqueur est défini comme $\{(q_0, N)\}$.
- $\mathcal{T}_\rho(\rho_0, \varpi) = \rho_\varpi$ si et seulement si :

$$\rho_\varpi =$$

$$\{(q, N) \mid (\exists s \in P^{-1}(\varpi)) \mathcal{T}(q_0, s) = q \wedge s \cap \Sigma_f = \emptyset\}$$

$$\cup \{(q, \gamma_i) \mid (\exists s \in P^{-1}(\varpi)) \mathcal{T}(q_0, s) = q \wedge i \in \{1, 2, \dots, r\}, s \cap \Sigma_{f_i} \neq \emptyset \wedge \gamma_i = F_i\},$$

i.e., l'exécution dans $Diag(\mathfrak{G})$ d'un mot ϖ produit un état ρ_ϖ contenant :

- toutes les paires (q, N) , où q peut être atteint dans \mathfrak{G} par l'exécution d'une chaîne de $P^{-1}(\varpi)$ qui ne contient pas de faute;
- toutes les paires (q, γ_i) , où q peut être atteint dans \mathfrak{G} par l'exécution d'une chaîne de $P^{-1}(\varpi)$ qui contient, pour chaque $\gamma_i \subseteq \mathfrak{F}$, un événement de faute de la classe Σ_{f_i} .

Pour chaque état discret $\rho = \{(q_1, \gamma_1), (q_2, \gamma_2), \dots, (q_g, \gamma_g)\}$ de $Diag(\mathfrak{G})$, une valeur de diagnostic $\varphi(\rho)$ est associée telle que :

- $\varphi(\rho) = N$ (état sans faute) : si $\gamma_i = N$ pour tout $i = 1, 2, \dots, g$,
- $\varphi(\rho) = U$ (état incertain) : si il existe $i, j \in \{1, 2, \dots, g\}$ tels que $\gamma_i = N$ et $\gamma_j \subseteq \mathfrak{F}$,
- $\varphi(\rho) = F$ (état de faute isolée) : si $\gamma_i \neq N$ et $\gamma_i = \gamma_j$ pour tout $i, j = 1, 2, \dots, g$,
- $\varphi(\rho) = U_F$ (état de faute incertaine) : si $\gamma_i \neq N$ pour tout $i = 1, 2, \dots, g$ et qu'il existe $i, j = 1, 2, \dots, g$ tels que $\gamma_i \neq \gamma_j$.

Donc, un diagnostiqueur permet d'associer à chaque mot observé ϖ une valeur de diagnostic $\varphi(\rho_\varpi)$ où $\rho_\varpi = \mathcal{T}_\rho(\rho_0, \varpi)$ est l'état atteint dans $Diag(\mathfrak{G})$ par l'exécution du mot ϖ .

Remarque 3.2 Par la définition 3.1, si la valeur de diagnostic $\varphi(\rho) = U_F$, cela signifie que la détection de la faute est assurée mais son isolation n'est seulement possible lorsque $\varphi(\rho) = F$.

Notre objectif est de construire un algorithme de diagnostic pour une large classe de systèmes à commutations.

Modélisation d'un système à commutations par une Machine de Mealy

Les systèmes à commutations, de la forme (3.1.1), peuvent être modélisés par une Machine de Mealy (MM) (une représentation par un automate entrée/sortie). Les événements d'entrée correspondent alors aux états discrets du système. Les événements de sortie peuvent être construits de plusieurs façons. En effet, cette approche est qualitative, c'est à dire que l'on suppose connaître suffisamment le système pour représenter qualitativement les mesures effectuées sur le système (comme $y(t)$) ou l'estimation d'un vecteur de résidus. Pour cela, par exemple, une fonction seuil ou signe, ou une quantification peut être utilisée pour indiquer le signe ou l'évolution des différentes variables considérées.

Formellement une Machine de Mealy est une structure de la forme :

$$\mathfrak{M} = (\mathcal{Q}, I, O, \zeta, \lambda, q_0) \quad (3.1.21)$$

où \mathcal{Q} est l'ensemble fini d'états discrets, I et O sont les ensembles des événements d'entrée et de sortie, $\zeta : \mathcal{Q} \times I \rightarrow \mathcal{Q}$ est la fonction de transition, $\lambda : \mathcal{Q} \times I \rightarrow O$ est la fonction de sortie et q_0 est l'état initial discret du système.

Dans cette étude, nous considérons que l'ensemble des événements d'entrée peut être partitionné tel que $I = I_c \cup I_{uc}$. Les événements de I_c sont contrôlables, ils représentent les transitions contrôlées par le signal de commutations $\sigma(t)$ ($\sigma(t)$ représente ici la commande du système). Les événements de I_{uc} sont non contrôlables, ils représentent les transitions autonomes qui peuvent être franchies indépendamment du signal de commutations. L'ensemble des événements de fautes $I_f = I_{f_1} \cup \dots \cup I_{f_r}$ est un sous-ensemble de I_{uc} . Notons que la fonction de transition d'une MM est totale sur l'ensemble des événements contrôlables d'entrée, c'est à dire que pour tout $q \in \mathcal{Q}$ et pour tout $i \in I_c$, $\zeta(q, i)$ est définie. Cela signifie qu'une entrée contrôlable peut être appliquée quel que soit l'état de la machine. On suppose également que l'ensemble des événements de sortie O peut contenir le symbole spécial \emptyset qui représente les transitions dont l'événement ne génère pas de sortie distinguable.

Pour l'objectif du diagnostic, on peut facilement convertir, une MM en un DFA équivalent avec le même ensemble d'état et l'alphabet $\Sigma = I \times O$. Une transition de la MM $\zeta(q, i) = q'_1$ associée à la fonction de sortie $\lambda(q, i) = o$ peut être représentée dans le DFA par une transition $\mathcal{T}(q, (i, o)) = q'_1$. L'ensemble des événements non-observables du DFA est donc $\Sigma_{uo} = I_{uc} \times \{\emptyset\}$, et l'ensemble des événements de fautes peut être redéfini comme $\Sigma_f = I_f \times \{\emptyset\}$. Une fois que la MM a été convertie en un DFA équivalent, un diagnostiqueur peut être conçu pour résoudre le problème du diagnostic. La

modélisation par MM permet ainsi de réduire le nombre d'états incertains dans le diagnostiqueur. En effet, pour certains systèmes modélisés de manière classique par un DFA, la condition de diagnosticabilité n'est pas vérifiée. Cette approche est donc intéressante et permet de diagnostiquer une gamme plus large de systèmes.

Exemple 3.1 Considérons la MM, $\mathfrak{M} = (\mathcal{Q}, I, O, \zeta, \lambda, q_0)$ avec $\mathcal{Q} = \{1, 2, 3\}$, $I = \{a, b, \varepsilon_1, \varepsilon_f\}$, $I_c = \{a, b\}$, $I_{uc} = \{\varepsilon_1, \varepsilon_f\}$, $I_f = \{\varepsilon_f\}$, $O = \{o_1, o_2, o_3, \emptyset\}$, $q_0 = \{1\}$ et les fonctions de transition et de sortie définies par :

ζ	a	b	ε_1	ε_f
1	3	2		
2	1	2	1	
3	2	3		1

λ	a	b	ε_1	ε_f
1	o_1	o_2		
2	o_3	o_2	\emptyset	
3	o_2	o_1		\emptyset

L'automate équivalent est présenté par la figure 3.1(gauche) où l'ensemble des événements observables est $\Sigma_o = \{(a, o_1), (a, o_2), (a, o_3), (b, o_1), (b, o_2)\}$, l'ensemble des événements non-observables est $\Sigma_{uo} = \{(\varepsilon_1, \emptyset), (\varepsilon_f, \emptyset)\}$ et l'ensemble des événements de fautes est $\Sigma_{f_1} = \{(\varepsilon_f, \emptyset)\}$ (ici, une seule classe de faute est considérée). Le diagnostiqueur classique correspondant à ce DFA est présenté par la figure 3.1(droite), où seuls les événements de sortie sont considérés et chaque état ρ de $Diag(\mathfrak{G})$ est étiqueté avec la valeur de diagnostic $[\varphi(\rho)]$. On peut noter que dans ce diagnostiqueur, il n'existe pas d'état de faute isolée ou incertaine ($\varphi(\rho) = F$ ou U_F). Il n'est donc possible ni de détecter, ni d'isoler la faute. Sous cette forme, la condition classique de diagnosticabilité n'est pas vérifiée. La figure 3.2 présente le diagnostiqueur équivalent sous la forme d'une MM. Cette représentation permet de faire apparaître des états de faute isolée ($\varphi(\rho) = F$) et donc d'améliorer la procédure de détection par rapport aux approches classiques.

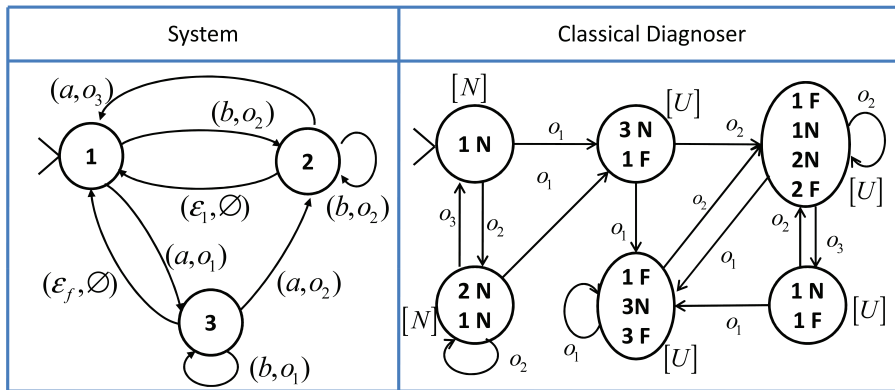


FIGURE 3.1 – A gauche, le DFA \mathfrak{G} et à droite, la forme classique de son diagnostiqueur $Diag(\mathfrak{G})$.

Grâce à la modélisation par MM du système et la représentation d'un diagnostiqueur, une procédure de détection peut être définie.

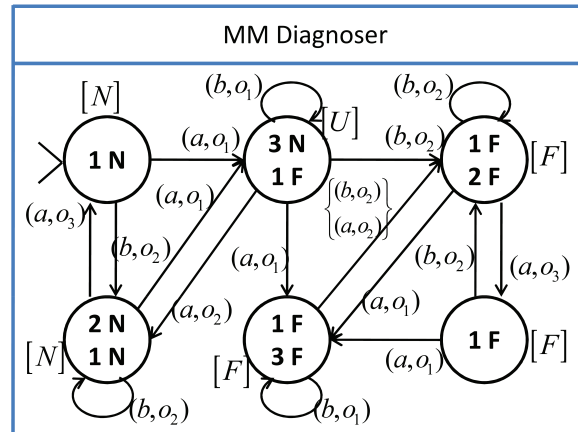


FIGURE 3.2 – Diagnostiqueur correspondant au DFA de la figure 3.1 en utilisant une représentation par MM.

3.1.4 Procédure de détection des fautes continues

Le système à commutations (3.1.1) est modélisé par une MM. Le signal de commutations correspond aux événements d'entrée. L'observateur (3.1.6), nous a permis de définir un vecteur de résidus $(\hat{z}(t))$. Une fonction seuil a également été mise en évidence, par le théorème 3.2 sur $\|\hat{x}(t) - x(t)\|$. Par équivalence, on peut, par exemple, en déduire un seuil Th tel que si $\|\hat{z}(t)\| > Th$ alors une faute peut être détectée. Une représentation qualitative de l'évolution de $\hat{z}(t)$ peut ainsi définir les événements de sortie de la MM. Un diagnostiqueur est ensuite construit selon cette représentation afin d'assurer la détection d'une faute continue.

Dans une situation nominale, le signal d'entrée est choisi par un contrôleur suivant un objectif donné et un observateur estime un vecteur de résidus. Un diagnostiqueur observe l'évolution du vecteur de résidus estimé (pour les fautes continues). Bien que l'état d'un diagnostiqueur peut être incertain (c'est à dire qu'une faute peut être survenue ou non), tant que l'évolution observée peut être expliquée par le modèle nominal (sans faute), alors aucune alarme n'est générée. Dès que le diagnostiqueur détecte un comportement anormal (c'est à dire qu'il ne peut pas être expliqué sans qu'une faute soit survenue), alors une alarme est générée et l'objectif de commande est suspendu. La figure 3.3 présente le principe de l'algorithme de commande en présence de possibles fautes continues.

Remarque 3.3 La définition de l'observateur (3.1.6) indique que le vecteur $\hat{z}(t)$ est réinitialisé à chaque instant de commutation. En effet, la taille du vecteur de résidus varie selon le rang de la matrice d'observabilité formée par la paire (S_k, R_k) . L'utilisation d'un diagnostiqueur est donc, dans ce cas, indispensable pour détecter une faute. Néanmoins, le temps de convergence de l'observateur T_3^* n'est pas pris en compte par la modélisation d'une machine à états finis (3.1.20) et le diagnostiqueur introduit par la définition 3.1 ne permet donc pas d'isoler une faute continue. S'il est possible de

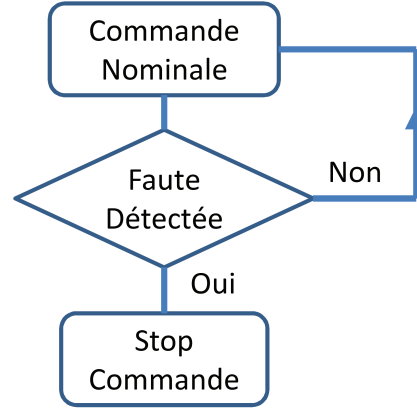


FIGURE 3.3 – *Algorithme de commande en présence de possibles fautes continues.*

faire le découplage des fautes continues alors l'observateur à entrée inconnue du chapitre 2 peut être utilisé afin de détecter et d'isoler les fautes. Dans notre approche et pour les fautes continues, seule la détection est assurée lorsque le découplage des fautes n'est pas possible. De futurs travaux pourront s'intéresser à l'amélioration de l'approche proposée afin de considérer la dynamique du vecteur de résidus.

L'objectif est maintenant de concevoir un algorithme de diagnostic actif permettant la détection et l'isolation des défauts discrets.

3.2 Diagnostic de fautes discrètes

Dans cette partie, on s'intéresse maintenant au diagnostic de fautes discrètes (des fautes agissant sur l'état discret du système) d'un système à commutations [126, 127]. Une approche purement discrète est développée.

3.2.1 Modélisation du système en présence de fautes discrètes par automate hybride

Considérons la classe de systèmes à commutations, avec défauts discrets, modélisée par un automate hybride de la forme suivante :

$$\mathfrak{A} = (\mathcal{Q}, \mathfrak{X}, \Sigma, \mathcal{T}, \mathcal{F}, q_0, x_0) \quad (3.2.1)$$

où :

- $\mathcal{Q} = \{1, \dots, Q, \dots, Q + Q_f\}$ est l'ensemble fini d'états discrets (avec Q modes nominaux et Q_f modes défaillants),
- $\mathfrak{X} \subseteq \mathbb{R}^n$ est l'espace d'état continu,

- Σ est l'ensemble des événements discrets (alphabet),
- \mathcal{T} est la fonction de transition,
- \mathcal{F} est la fonction de l'évolution dynamique de x dépendante de σ ,
- $q_0 \in \mathcal{Q}$ est l'état discret initial,
- $x_0 \in \mathcal{X}$ est l'état continu initial.

Cette représentation permet de prendre en compte les dynamiques continues du système, l'ensemble des modes de fonctionnement (nominaux et défaillants) et la fonction de transition entre les différents sous-systèmes. Grâce aux modélisations présentées dans la partie 3.1.3, il est possible de convertir cet automate hybride en une machine à états finis afin de construire une MM et de déduire un diagnostiqueur. En effet, on peut faire une équivalence, avec la forme (3.1.20), et déduire les différents ensembles, *i.e.* \mathcal{Q} , \mathcal{T} et q_0 . En considérant que certaines variables d'état ou de sortie sont connues ou peuvent être estimées, d'une manière robuste même en présence d'une faute, une représentation qualitative de leur évolution peut conduire à un ensemble d'événements observables, défini par Σ_o . Ainsi, une machine à états finis peut être construite. De même que dans la partie précédente, le signal de commutations est considéré comme l'entrée du système. Une MM et le diagnostiqueur correspondant peuvent donc être déterminés.

Hypothèse 3.4 *Dans notre étude, on considère que le système ne peut être soumis qu'à une seule faute discrète à la fois.*

3.2.2 Principe de la détection des fautes discrètes

On suppose que dans des conditions normales, les commandes d'entrées de la MM (*i.e.*, la séquence de commutations du système) sont sélectionnées par un contrôleur qui satisfait un objectif donné. En parallèle de ce contrôleur, un diagnostiqueur est utilisé pour suivre l'évolution du système. Il n'y a aucune interaction entre le diagnostiqueur et le contrôleur tant qu'aucune faute n'est détectée, *i.e.*, tant que le diagnostiqueur est dans un état avec une valeur de diagnostic N ou U . Dans de telles conditions, en effet, le comportement du diagnostiqueur peut être expliqué par une évolution normale et aucune alarme n'est générée. Cependant, lorsque une faute est détectée, l'objectif de commande est suspendu pour des raisons de sécurité. Une procédure d'isolation est alors appliquée. La figure 3.4 présente le principe de l'algorithme de diagnostic des fautes discrètes.

Dans un cas particulier, si le diagnostiqueur est dans un état F , alors la faute est correctement isolée. En effet, la classe de la faute, qui est survenue, est exactement connue. Au contraire, lorsque le diagnostiqueur est dans un état de faute incertaine U_F , un algorithme de diagnostic actif doit être appliqué. Une séquence de commande d'entrée sera choisie, sur la base d'une procédure de test, afin d'isoler la classe de la faute qui est survenue.

Dans la partie suivante, on décrit une procédure de diagnostic actif pour la MM (3.1.21), qui consiste à trouver une séquence de commande d'entrée qui isole la faute malgré la présence d'états de

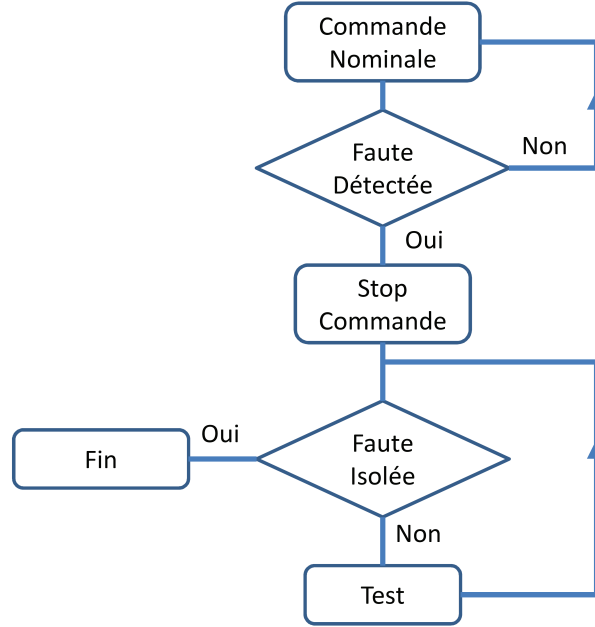


FIGURE 3.4 – Algorithme de diagnostic des fautes discrètes.

fautes incertaines (*i.e.*, $\varphi(\rho) = U_F$) dans le diagnostiqueur.

3.2.3 Isolation par une approche active

Condition de test

Afin de correctement sélectionner la séquence d'entrée qui doit isoler la faute, une condition pour définir une séquence de test est proposée.

Définition 3.2 Selon la définition 3.1 d'un diagnostiqueur, associé au DFA équivalent pour la MM (3.1.21), nous définissons la fonction suivante $h : \mathcal{Y} \times I_c^* \rightarrow 2^{\mathcal{Y} \times O^*}$ telle que, pour tout $\rho \in \mathcal{Y}$ et tout $\kappa \in I_c^*$:

$$\begin{aligned}
 h(\rho, \kappa) = \{(\rho', \beta) \mid & \mathcal{T}_\rho(\rho, \sigma) = \rho', \\
 & \sigma = (i_1, o_1)(i_2, o_2) \dots (i_g, o_g), \\
 & \kappa = i_1 i_2 \dots i_g, \beta = o_1 o_2 \dots o_g\}.
 \end{aligned} \tag{3.2.2}$$

La fonction h spécifie, pour chaque état ρ du diagnostiqueur et pour chaque séquence de commande d'entrée κ , l'ensemble des paires (ρ', β) où ρ' est l'état atteint par le diagnostiqueur si la séquence de sortie β a été observée.

Théorème 3.3 Une séquence d'entrée $\kappa \in I_c^*$ isole les fautes depuis un état $\rho_u \in \mathcal{Y}$ tel que $\varphi(\rho_u) = U_F$ si et seulement si :

$$h(\rho_u, \kappa) \subseteq \{(\rho_i, \beta_i) \mid \varphi(\rho_i) = F\} \tag{3.2.3}$$

Démonstration. La condition (3.2.3) est une condition nécessaire pour que la séquence κ isole la faute. Étant donné que le diagnostiqueur est un automate déterministe, $(\rho', \beta), (\rho'', \beta) \in h(\rho, \kappa)$ implique $\rho' = \rho''$. Autrement dit, l'état du diagnostiqueur, atteint après application de la commande κ , est parfaitement identifié par l'observation de la séquence de sortie β . Cela assure que la condition (3.2.3) est également suffisante. ■

S'il n'existe pas de séquence telle que la condition (3.2.3) est vérifiée, alors aucune approche de diagnostic actif ne peut être appliquée. Dans ce cas, il est possible que le diagnostiqueur reste dans un état U_F sans pouvoir isoler la classe de la faute.

Une séquence d'isolation de faute peut être déterminée en utilisant l'approche décrite ci-dessous, basée sur la théorie du test (voir [27] pour plus de détails à propos de la théorie du test).

Algorithme de calcul d'une séquence de test

Avant d'introduire l'algorithme proposé, l'exemple suivant présente l'idée générale de l'approche.

Exemple 3.2 Considérons la MM donnée par la figure 3.5. Deux classes différentes de fautes sont définies, telles que, $\Sigma_{f_1} = f1$ et $\Sigma_{f_2} = f2$. $\mathcal{Q} = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, $I = \{a, b, \varepsilon_{f_1}, \varepsilon_{f_2}\}$ avec $I_{f,1} = \{\varepsilon_{f_1}\}$ et $I_{f,2} = \{\varepsilon_{f_2}\}$, $I_c = \{a, b\}$, $O = \{o_1, o_2, o_3, o_4, o_6, \emptyset\}$ et $q_0 = \{1\}$. Le diagnostiqueur associé présente un état de faute incertaine $\{(3, f1), (5, f2)\}$. Les transitions vertes permettent d'isoler directement la faute et les bleues sont connectées à l'état de faute incertaine ($\varphi(\rho_u) = U_F$). Si une faute est détectée, le diagnostiqueur proposé ne peut pas assurer qu'elle soit directement isolée à cause de l'état $\{(3, f1), (5, f2)\}$. Lorsque le franchissement de la transition $(b, o3)$ est détecté, l'objectif de la commande est suspendu pour des raisons de sécurité. Sur la figure 3.5, les transitions rouges $(a, o4)$ et $(a, o6)$ permettent d'éliminer l'incertitude entre les fautes $f1$ et $f2$. Donc, l'événement d'entrée a est une séquence de test satisfaisant la condition (3.2.3) et permet d'isoler la faute.

L'idée proposée est de calculer automatiquement pour chaque état de faute incertaine une séquence d'isolation de faute en utilisant la théorie du test. L'algorithme 1 peut être appliqué afin de calculer cette séquence.

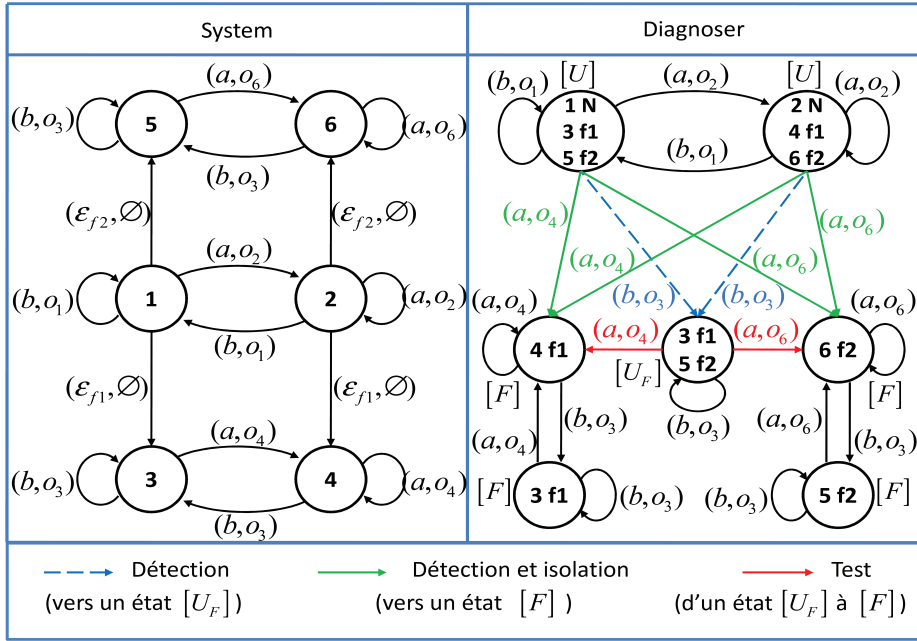


FIGURE 3.5 – Exemple d'un système et son diagnosteur actif satisfaisant la condition (3.2.3).

Algorithm 1 Algorithme de calcul d'une séquence d'isolation de faute

Entrée : $\rho_u = \{(q_i, \gamma_i), i = 1, \dots, g\}$ avec $\varphi(\rho_u) = U_F$
 $p = g - 1$ (où g désigne le nombre de paires (q_i, γ_i) de ρ_u)

for $l = 1$ **to** p **do**

 Prendre 2 paires $(q_i, \gamma_i), (q_j, \gamma_j) \in \rho_u$ avec $\gamma_i \neq \gamma_j$ et $i, j \in \{1, \dots, g\}$

 Trouver la séquence $\kappa_l \in I_c^*$ qui isole γ_i de γ_j et satisfait la condition (3.2.3)

 $\rho_u = \rho_u \setminus \{(q_i, \gamma_i)\}$
end for
Sortie : $\kappa = \kappa_1 \kappa_2 \dots \kappa_p$

En accord avec l'exemple (donné figure 3.5), on peut appliquer l'algorithme 1 afin d'obtenir la séquence d'isolation de faute, comme ci-dessous.

 Calcul de séquence d'isolation : Application à l'exemple 3.2

Entrée : $\rho_u = \{(3, f1), (5, f2)\}$, $\varphi(\rho_u) = U_F$
 $p = 1$

 Prendre les paires $(3, f1), (5, f2) \in \rho_u$

 L'événement contrôlable a isole la faute $f1$ de $f2$
i.e., $h(\rho_u, a) = \{(4, f1), o_4\}, \{(6, f2), o_6\}$ avec $\varphi((4, f1)) = F$ et $\varphi((6, f2)) = F$
 $\rho_u = \rho_u \setminus \{(3, f1)\} = (5, f2)$
Sortie : $\kappa = a$

Algorithm 2 Diagnostic actif

loop

Application de la commande nominale sur le système (définie par un objectif de commande)

Suivi de l'évolution du système par le diagnostiqueur

if une faute est détectée **then**

Stopper l'objectif de commande

if $\varphi(\rho) = F$ **then**

La faute est directement isolée en utilisant le diagnostiqueur

FIN**else****if** la condition (3.2.3) est vérifiée **then**

Appliquer une séquence d'isolation de faute (voir Algorithme 1)

La faute est isolée en utilisant une séquence de test

FIN**end if****end if****end if****end loop**

L'algorithme de diagnostic actif proposé peut être résumé par l'algorithme 2. Dans une situation nominale, la commande d'entrée suit un objectif donné et le diagnostiqueur est utilisé pour suivre l'évolution du système. Dans ce cas, la valeur de diagnostic $\varphi(\rho)$ peut être égale à N ou U . Si une faute discrète est détectée, l'objectif de commande est suspendu. Si la valeur de diagnostic $\varphi(\rho) = F$, alors la classe de la faute a correctement été isolée et l'algorithme est terminé. Si la faute est seulement détectée (avec $\varphi(\rho) = U_F$) et s'il existe une séquence d'isolation de fautes (la condition (3.2.3) est vérifiée), alors une séquence peut être calculée puis appliquée au système afin de terminer le diagnostic de la faute. Ainsi, l'algorithme de diagnostic actif proposé assure la détection et l'isolation des défauts discrets.

3.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, les algorithmes proposés sont appliqués au convertisseur multicellulaire. Les détails de l'algorithme sont présentés avec des résultats de simulation sur un convertisseur à deux cellules (4 modes de fonctionnement).

3.3.1 Présentation du système

Sans perte de généralité, le modèle du convertisseur à deux cellules est utilisé ici, pour sa simplicité, afin d'expliquer les détails de l'approche. Néanmoins, elle peut être appliquée, quel que soit

le nombre de cellules. La figure 3.6 montre la topologie du convertisseur à deux cellules associé à une charge inductive commandée par MLI. En réalité, la commande des interrupteurs d'une cellule de commutations est réalisée par un Driver. Celui-ci assure notamment la complémentarité entre les interrupteurs d'une même cellule. On désigne par $[S_1, S_2]^T \in \{0, 1\}^2$ un vecteur binaire décrivant la configuration ou le mode de fonctionnement du système.

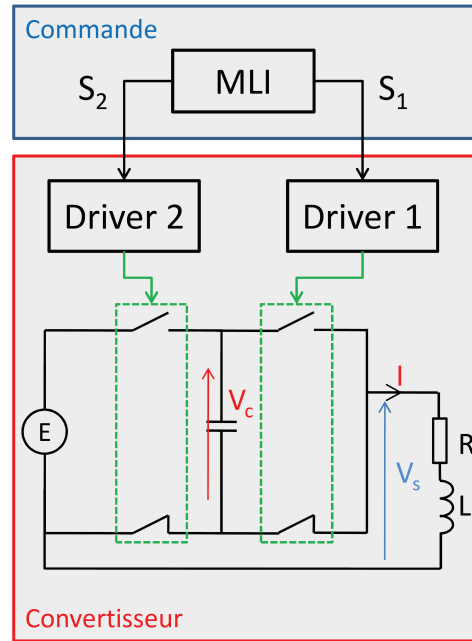


FIGURE 3.6 – Topologie du convertisseur 2-cellules avec une commande MLI.

Il est important de mettre en évidence que la commande du convertisseur multicellulaire doit être choisie telle que les contraintes en tension aux bornes de chaque cellule sont identiques et donc ici égale à $\frac{E}{2}$. Donc, la loi de commande discrète doit assurer simultanément la régulation du courant circulant dans la charge et de la tension aux bornes de la capacité telle que :

$$V_{c,ref} = \frac{E}{2} \quad (3.3.1)$$

On suppose que la séquence de commutations, qui dépend du courant de charge désiré, est connue. En considérant que la période transitoire est très petite, on peut choisir de ne prendre en compte que le régime permanent associé à chaque mode de fonctionnement. De plus, la stratégie de commande est définie par quatre modes. Elle crée une tension de sortie en forme d'escalier telle que $V_s \in \{0, \frac{E}{2}, E\}$. Afin de réduire le contenu harmonique et les pertes par commutations, liées aux semi-conducteurs, la commande calculée limite la variation de la tension de sortie à $\frac{E}{2}$. De cette manière, la commande agit, à chaque instant de commutations, sur une cellule à la fois.

Cette topologie (Fig. 3.6) suggère que plusieurs éléments peuvent être sources de défaillance. En effet, l'un des drivers utilisés peut tomber en panne. Dans ce cas, la commande calculée par la MLI

(les signaux S_1 et S_2) ne peut pas être appliquée au convertisseur. Ce dernier reste donc bloqué entre deux états discrets. Également, il est possible qu'un vieillissement des composants internes crée une variation sur c , R ou L . Enfin, une variation de la source d'alimentation E (normalement constante) peut aussi être vue comme une faute. On peut donc représenter le système du convertisseur, sous les formes (3.1.1) et (3.2.1) pour en faire le diagnostic. Des fautes continues et discrètes peuvent ainsi être définies. Dans notre étude, nous nous limitons aux fautes suivantes :

- Une variation significative de C pour les fautes continues ($\geq 5\%$)
- La panne d'un des Drivers pour les fautes discrètes

En considérant que les fautes discrètes et continues doivent être traitées de manières indépendantes, deux approches sont utilisées. L'estimation du vecteur de résidus et le diagnostiqueur assurant la détection de la faute continue sont d'abord présentés. Puis l'algorithme de diagnostic actif pour les fautes discrètes est détaillé. Les modèles associés aux deux types de fautes sont introduits dans chaque partie.

3.3.2 Estimation du vecteur de résidus pour la détection de faute continue

Ici, l'objectif est d'estimer un vecteur de résidus capable de mettre en évidence la présence ou non d'une faute sur la dynamique continue du système.

Modélisation du convertisseur avec la faute continue

Le modèle du convertisseur, associé à une variation de la capacité c , est défini sous la forme (3.1.1) par les matrices suivantes :

$$\begin{aligned}
 A_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{(S_2-S_1)}{c} \\ -\frac{(S_2-S_1)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} & C_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 B_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{S_2}{L} \end{bmatrix}^T & D_{\sigma(t)} &= 0 \\
 K_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} \frac{(S_2-S_1)}{\Delta c} \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.3.2}$$

dont $x(t) = [V_c \ I]^T$ est l'état continu du système où, V_c est la tension aux bornes de la capacité et I est le courant dans la charge, $u(t) = E$ est l'alimentation constante du convertisseur, $y(t) = I$ est le signal de sortie et $\sigma(t) \in \{1, 2, 3, 4\}$ est le signal de commutations tel que $\sigma = 1 + S_1 + 2S_2$. Les paramètres du convertisseur ont été choisis tels que :

$$E = 60V, \ R = 200\Omega, \ L = 1H, \ c = 40\mu F.$$

Cette modélisation prend en compte un seul type de faute. Celle-ci influence la dynamique de la tension V_c . On a choisi $\Delta c = -4,4 \cdot 10^{-4}$ afin de représenter une variation de $+10\%$ de la capacité c (vieillessement de condensateur). Le vecteur de faute est donc défini par $f_c(t) = 0$, si aucune faute

n'est présente ou $f_c(t) = I$ (où I est le courant dans la charge) lorsque une variation de la capacité est considérée.

Les résultats de simulation présentés dans cette partie, ont été réalisés sous Matlab/Simulink avec le solver Euler et un pas d'échantillonnage égal à $\tau = 10^{-5}s$. Une commande classique MLI a été implémentée avec une période de $0.02s$. Le temps minimal de séjour est $T_\delta = 3.4ms$. La tension V_c et le courant de référence sont fixés tels que :

$$V_{c,ref} = 30V, I_{ref} = 0.1A$$

L'état initial du système est nul, $x(t_0) = [0, 0]^T$, celui de l'observateur (3.1.2) est choisi arbitrairement, $\hat{x}(t_0) = [20, 0.17]^T$ et le mode initial est le mode 3. L'hypothèse 3.1 est vérifiée. Néanmoins, la reconstruction de la faute n'est pas possible par l'observateur proposé dans le chapitre 2 puisque $\text{rang}(C_\sigma K_\sigma) = 0$.

Synthèse de l'observateur et résultats de l'estimation

Grâce aux matrices (3.3.2), on peut calculer les quatre matrices d'observabilité :

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -200 \end{bmatrix} \quad H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -200 \end{bmatrix} \quad H_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -200 \end{bmatrix} \quad H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -200 \end{bmatrix}$$

Les sous-systèmes associés aux matrices (3.3.2) ne sont pas observable au sens classique. En effet, les matrices d'observabilité nous indique que si $S_1 = S_2$ alors la tension interne V_c ne peut pas être estimée. Néanmoins, en considérant les cycles définis par la commande MLI (*i.e.*, 1,2,1,3 ou 4,2,4,3), le convertisseur multicellulaire à 2 cellules est $[t_0, t_{\eta-1}^+)$ -observable avec $\eta = 2$. L'estimation d'un vecteur de résidus peut donc être réalisée par l'observateur (3.1.6) puisque l'hypothèse 3.2 est vérifiée.

On peut ainsi déduire les matrices Z_k associées à $\text{Im}(H_{\sigma_k}^T) : \forall k = 1, \dots$

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad Z_2 = \begin{bmatrix} 5.10^{-3} & -1 \\ -1 & -5.10^{-3} \end{bmatrix} \quad Z_3 = \begin{bmatrix} -5.10^{-3} & -1 \\ -1 & 5.10^{-3} \end{bmatrix} \quad Z_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}$$

Le vecteur de résidus est estimé par l'observateur (3.1.6) avec les matrices :

$$S_1 = -200 \quad S_2 = \begin{bmatrix} -75 & 0,63 \\ -2,5.10^4 & -125 \end{bmatrix} \quad S_3 = \begin{bmatrix} -75 & -0,63 \\ 2,5.10^4 & -125 \end{bmatrix} \quad S_4 = -200$$

$$R_1 = -1 \quad R_2 = \begin{bmatrix} -1 & -5.10^{-3} \end{bmatrix} \quad R_3 = \begin{bmatrix} -1 & 5.10^{-3} \end{bmatrix} \quad R_4 = -1$$

L'observateur (3.1.6) est implémenté avec les gains $\alpha_1 = 18$, $\alpha_2 = 12$, $l_{1,1} = 1$, $l_{1,2} = 2$, $l_{1,3} = 2$, $l_{1,4} = 1$ et $M_1 = 100$. Lors de la simulation, la faute sur la dynamique continue est générée à $0.25s$.

La figure 3.7 montre l'évolution de l'état continu et de son estimée (tension aux bornes de la capacité et courant dans la charge) lorsque le convertisseur est commandé par un module MLI et

qu'une faute continue survient. L'erreur d'estimation $\hat{x} - x$ est présentée par la figure 3.8 et met en évidence la convergence de l'observateur lorsque le système est sans faute (avant $t = 0.25s$). On peut également noter que suite à l'apparition de la faute continue (à $t = 0.25s$), l'observateur (3.1.2) ne parvient plus à converger.

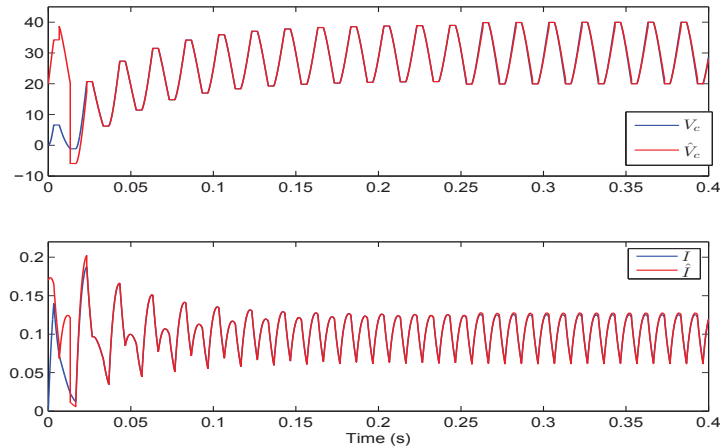


FIGURE 3.7 – Évolution des composantes de l'état continu $x(t) = [V_c, I]^T$ du système et leurs estimations \hat{V}_c et \hat{I} .

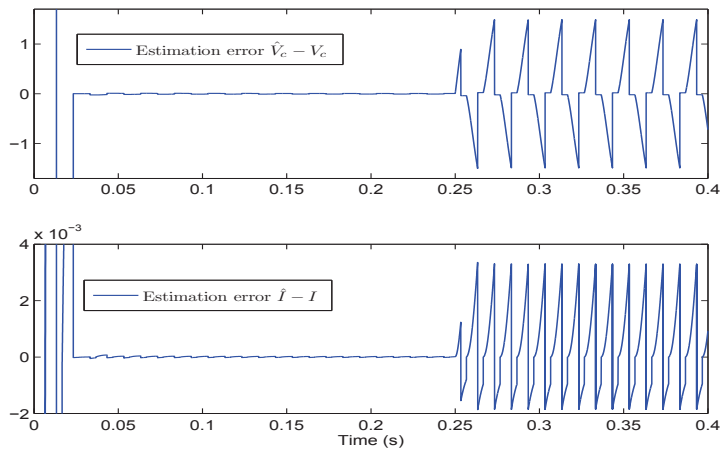


FIGURE 3.8 – Zoom sur l'erreur d'estimation de l'état continu $\hat{x}(t) - x(t)$.

Les figures 3.9-3.11 présentent respectivement l'évolution de l'état observable estimé $\hat{z}(t)$ par rapport à l'évolution du $z(t)$ réel, l'erreur d'estimation $\hat{z}(t) - z(t)$ et la norme du vecteur estimé $\|\hat{z}(t)\|$. On peut voir que le vecteur $\hat{z}(t)$ converge même en présence d'une faute. En effet, la figure 3.10 montre des faibles oscillations autour de zéro ($\max(\|\hat{z}(t) - z(t)\|) = 0.09$) pour $t > 0.25s$. Ainsi, l'observateur (3.1.6) assure une bonne approximation de l'erreur d'estimation lorsque une faute sur la dynamique continue est présente.

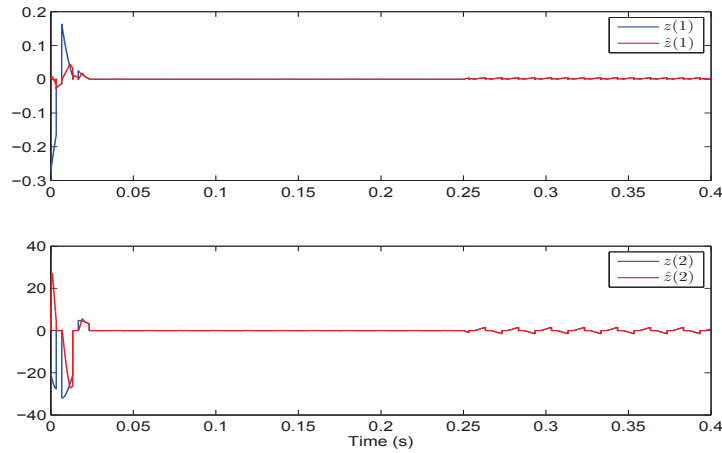


FIGURE 3.9 – Évolution de la partie observable de l'état continu $z(t)$ et son estimation $\hat{z}(t)$.

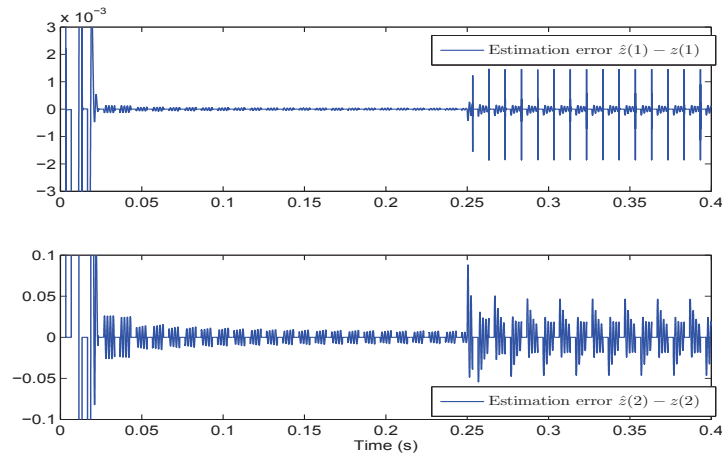
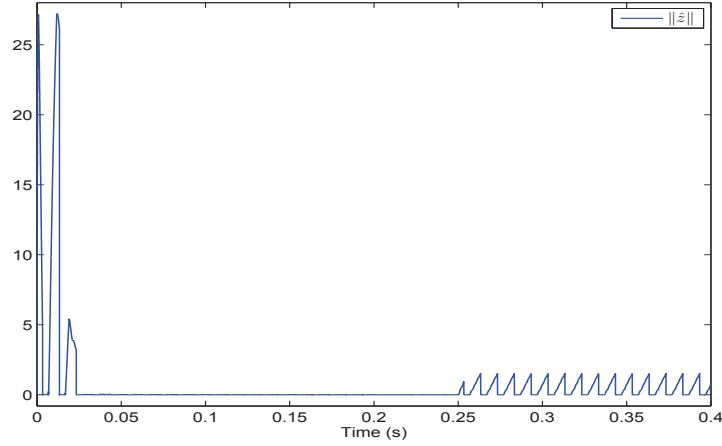


FIGURE 3.10 – Zoom sur l'erreur d'estimation de $z(t)$.

La figure 3.11 montre que $\|\hat{z}\|$ converge vers zéro si aucune faute n'est présente et dévie dans le cas contraire (en présence d'une faute) avec un temps $T_3^* = 0.3ms$. Le vecteur $\|\hat{z}\|$ peut donc être considéré comme un vecteur de résidus pour le diagnostic des fautes continues d'un système à commutations. On peut noter également que le vecteur $\hat{z}(t)$ est réinitialisé à chaque instant de commutations, ce qui donne ce signal en forme de dent de scie. Un diagnostiqueur doit donc être défini afin d'assurer la détection de la faute.

3.3.3 Détection d'une faute continue

A partir des résultats précédents, la détection de la faute continue peut être assurée par l'analyse du vecteur de résidus estimé $\|\hat{z}\|$. Grâce au théorème 3.2 et l'observateur (3.1.2), on sait qu'en présence d'une faute $\|\hat{x}(t) - x(t)\| > \epsilon$ pour $t_{k-1} + T_3^* \leq t \leq t_k$ avec $k \geq \eta + 1$. Par conséquent, une fonction seuil

FIGURE 3.11 – Évolution de la norme du vecteur $\hat{z}(t)$.

peut être utilisée pour représenter qualitativement l'évolution du vecteur de résidus. Par équivalence, on peut considérer que la faute est détectée si :

$$\|\hat{z}(t)\| > Th \quad (3.3.3)$$

où Th est un seuil bien choisi. Dans ce cas, on peut définir un indice de détection de faute F_{det} , tel que :

$$F_{det} = \begin{cases} 0 & \text{si } \|\hat{z}(t)\| \leq Th \\ 1 & \text{si } \|\hat{z}(t)\| > Th \end{cases} \quad (3.3.4)$$

Par cette approche, une MM peut donc être conçue. L'ensemble des événements d'entrée est représenté par les signaux de commandes, avec : $I = \{s_1 s_2, \bar{s}_1 s_2, s_1 \bar{s}_2, \bar{s}_1 \bar{s}_2\}$ et l'ensemble de sortie correspond à l'indice F_{det} , avec $O = \{0, 1\}$. Le système étant soumis à une seule classe de faute continue, on a $\Sigma_f = \{f_C\}$. L'étiquette correspondante est également notée f_C .

La figure 3.12 présente la MM correspondante. Chaque transition est associée à une paire (I, O) . On peut noter qu'aucune transition ne fait apparaître l'événement de faute f_C . En effet, l'observateur proposé permet de reconstruire le vecteur de résidus et de créer un ensemble d'événements observables qui représentent l'apparition de la faute (les événements de faute sont observables). Ainsi l'ensemble Σ_{uo} ne contient pas de faute (dans notre cas Σ_{uo} est vide). Également, la MM présentée considère que si une faute est détectée alors l'objectif de commande est suspendu. Le système reste alors bloqué dans l'état 5.

La figure 3.13 introduit le diagnostiqueur issu de la MM (figure 3.12). Il est constitué de quatre états N et d'un état F . En effet, si l'indice $F_{det} = 0$ alors cela signifie qu'aucune faute continue n'est présente. Dans le cas contraire, on est certain de détecter un défaut si $F_{det} = 1$.

Pour les simulations, ce diagnostiqueur a été implémenté dans Matlab via un bloc Stateflow. Afin de ne pas prendre en compte la partie transitoire de l'évolution de l'état, un programme a été implémenté

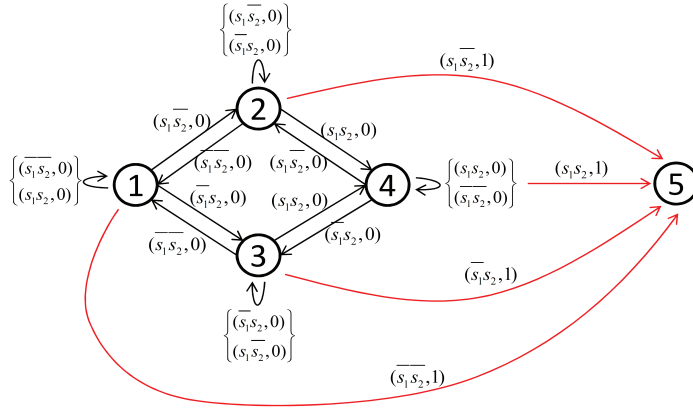


FIGURE 3.12 – MM correspondant au convertisseur avec une faute continue, considérant que l'objectif de commande est suspendu dès qu'une faute est détectée.

afin d'autoriser le diagnostiqueur à détecter une faute après seulement un temps de 0.1s.

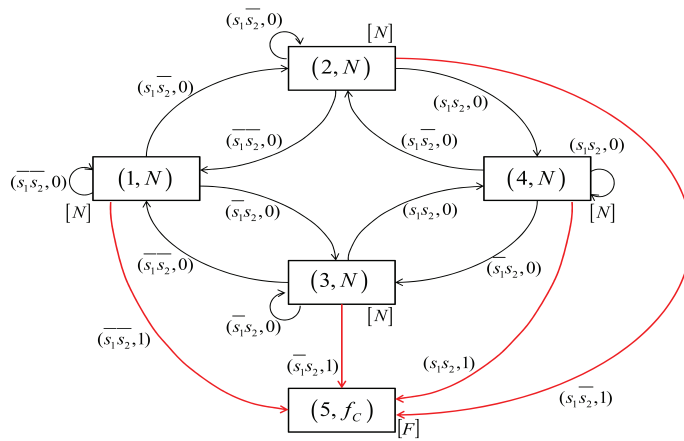


FIGURE 3.13 – Diagnostiqueur du convertisseur pour la faute continue, considérant que l'objectif de commande est suspendu dès qu'une faute est détectée.

Les figures 3.14-3.16 présente respectivement un agrandissement de l'évolution du vecteur de résidus associée un seuil fixé à $Th = 0.02$ pour la détection d'un défaut, l'évolution de l'indice F_{det} et le signal de commutation $\sigma(t)$. On peut voir, sur la figure 3.15, que la faute générée à $t = 0.25s$ est bien détectée par l'indice. La commande peut alors être suspendue pour des raisons de sécurité comme l'indique la figure 3.16.

En conclusion de la partie détection de fautes continues, un observateur hybride peut être conçu afin d'estimer un vecteur de résidus bien que les sous-systèmes ne soient pas observable au sens classique et que le découplage des fautes est impossible. Une représentation qualitative de l'évolution de ce vecteur

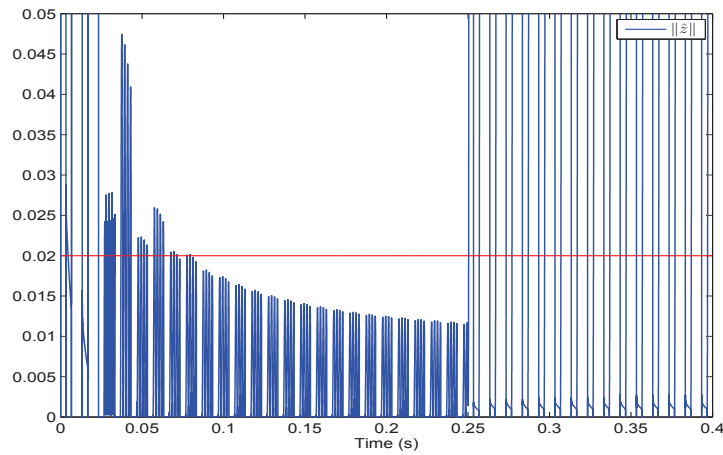


FIGURE 3.14 – Zoom sur la norme de $\hat{z}(t)$ associée au seuil $Th = 0.02$ pour la détection d'un défaut.

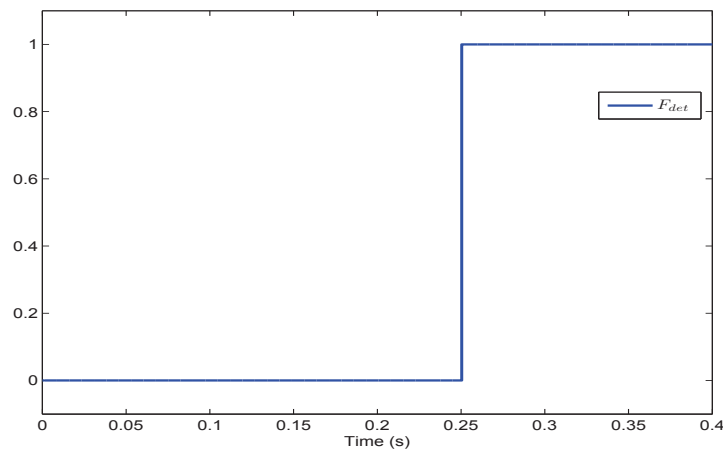


FIGURE 3.15 – Indice F_{det} montrant la détection du défaut.

permet de déduire une MM et un diagnostiqueur équivalent. Cette combinaison permet d'assurer la détection d'une faute sur la dynamique continue d'un système à commutations.

3.3.4 Diagnostic actif de fautes discrètes

Dans cette partie, les fautes sur la dynamique continue du système ne sont pas considérées. Le cas de fautes discrètes agissant uniquement sur les cellules de commutations est abordé. En effet, il est possible qu'une des cellules du convertisseur se bloque si le driver associé est défaillant. Les modélisations par automate hybride et par MM sont détaillées ci-dessous.

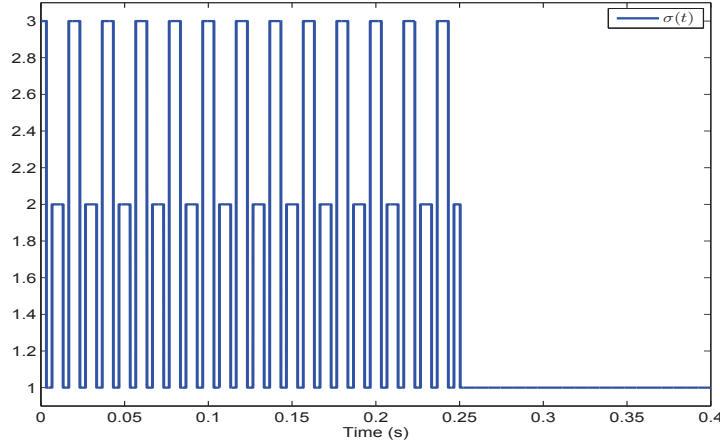


FIGURE 3.16 – Évolution du signal de commutation en considérant que l'objectif de commande est suspendu dès qu'une faute est détectée.

Modélisation par automate hybride

Afin de construire l'automate hybride du convertisseur, les équations différentielles classiques associées à la tension de la capacité et au courant de sortie sont utilisées (elles ne seront pas rappelées dans cette partie, voir la représentation (3.3.2)).

Quelle que soit la stratégie de commande choisie, l'objectif est de réguler simultanément la tension aux bornes du condensateur et le courant circulant dans la charge. En considérant que le régime transitoire associé au fonctionnement du convertisseur à deux cellules est ignoré, la tension du condensateur est normalement maintenue autour de sa valeur de référence qui est égale à $V_c = \frac{E}{2}$. Dans ces conditions, la tension de sortie est définie telle que :

$$V_s = ES_2 + \frac{E}{2}(S_1 - S_2).$$

Afin de représenter qualitativement l'évolution du convertisseur, la tension de sortie semble plus adaptée que l'évolution du courant. En effet, on peut directement définir un ensemble d'événements observables correspondant à l'évolution de celle-ci, tel que $V_s = \{0, \frac{E}{2}, E\}$.

Pour le convertisseur à deux cellules, quatre modes de fonctionnement nominaux peuvent être définis. De plus, en considérant les deux états de blocage d'une cellule, quatre classes de fautes peuvent être également représentées. L'ensemble des événements de fautes est tel que $\Sigma_f = f_1 \cup f_2 \cup \bar{f}_1 \cup \bar{f}_2$, où f_j (resp. \bar{f}_j) indique que la $j^{\text{ème}}$ cellule est bloquée avec $S_j = 1$ (resp. $S_j = 0$). Les états de fautes sont ainsi définis en accord avec les états nominaux. Par exemple, l'état de faute $2\bar{f}_2$ est équivalent à l'état nominal 2 ($S_1 = 1$ et $S_2 = 0$) où la faute \bar{f}_2 est présente. Lorsque le convertisseur continue d'être commandé alors qu'une cellule reste bloquée dans un état, deux modes de fonctionnement restent accessibles. On peut donc définir huit modes de fonctionnement défailant (4 classes de fautes \times 2 modes accessibles).

Le convertisseur multicellulaire peut être représenté par un automate hybride, sous la forme (3.2.1) avec :

- $\mathcal{Q} = \{1, \dots, 12\}$ (4 états discrets nominaux et 8 états discrets défaillants),
- $\mathcal{X} \subseteq \mathbb{R}^2$ est l'espace d'état continu,
- $\Sigma = \Sigma_f \cup V_s$ est l'ensemble des événements discrets,
- \mathcal{T} est la fonction de transition (voir figure 3.17),
- \mathcal{F} est la fonction de l'évolution dynamique de $x = [V_c, I]^T$ dépendante de σ ,
- $q_0 \in \mathcal{Q}$ est l'état discret initial,
- $x_0 \in \mathcal{X}$ est l'état continu initial.

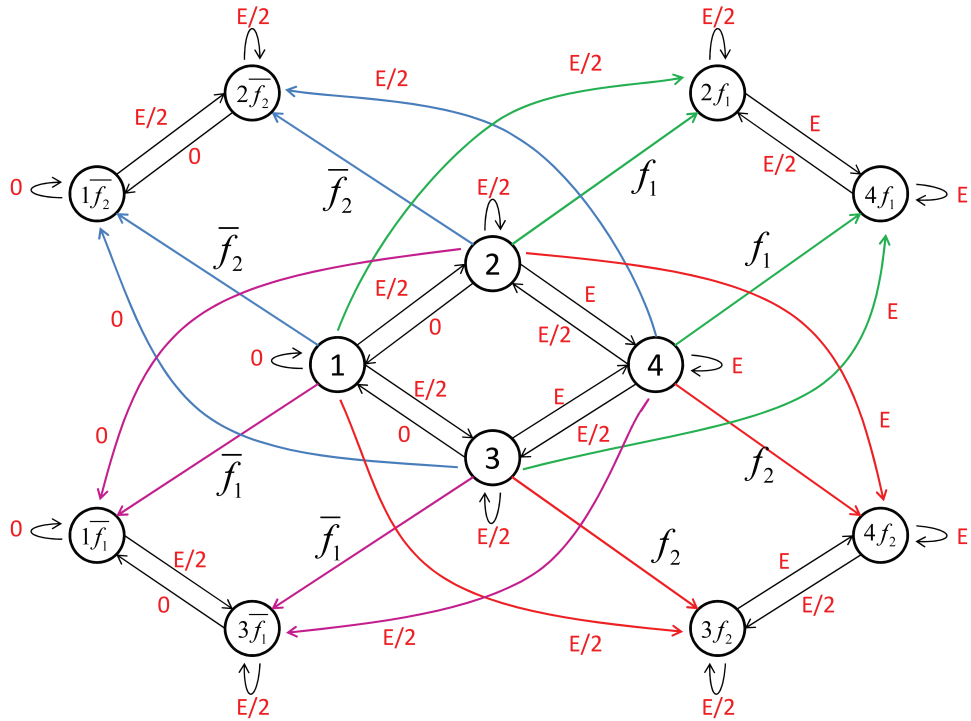


FIGURE 3.17 – Automate hybride du convertisseur à deux cellules en considérant les états discrets de fautes.

La figure 3.17 présente l'automate hybride du convertisseur à deux cellules. Il se compose de transitions observables, représentées par des éléments de V_s et non-observables de Σ_f .

Remarque 3.4 On peut remarquer que l'automate hybride du convertisseur (figure 3.17), ne permet pas de faire son diagnostic. En effet, le simple suivi des transitions observables franchies ne permet ni de détecter, ni d'isoler une faute. Par exemple, depuis l'état 2, l'observation de l'événement $E/2$, ne permet pas de conclure sur l'état du système (les états 2, $2\bar{f}_2$ et $2f_1$ sont possibles).

Afin de faire le diagnostic du convertisseur, lorsque des cellules peuvent rester bloquées, une MM est définie.

Modélisation par MM du convertisseur soumis à des fautes discrètes

En considérant que le signal de commutations est connu, on propose ici de définir une MM du convertisseur.

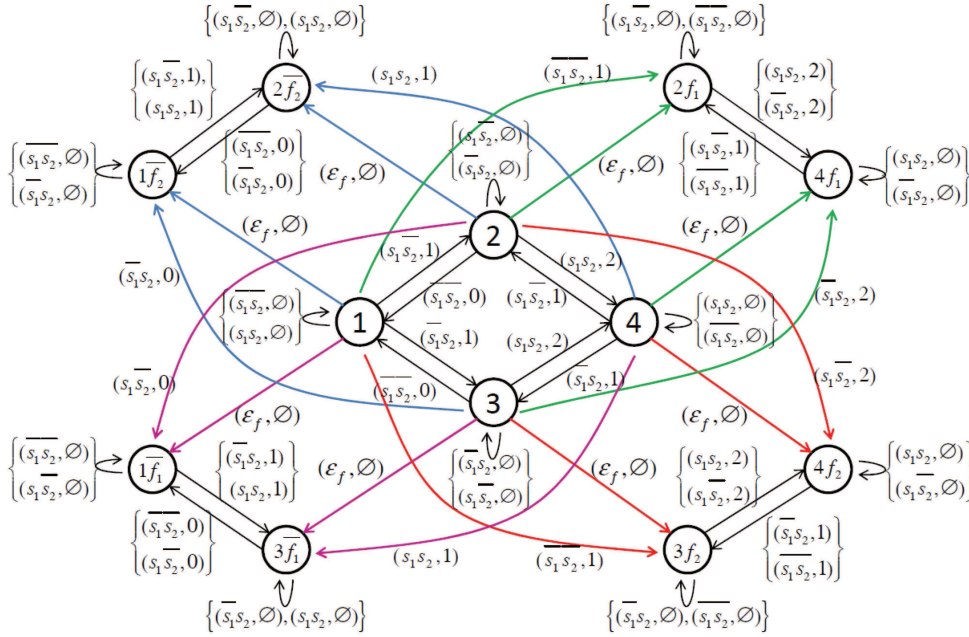


FIGURE 3.18 – Modélisation par MM du convertisseur à 2 cellules en considérant les paires $((S_1, S_2), V_s)$ comme des quantités observables.

La figure 3.18 montre la représentation par MM du convertisseur à deux cellules. L'ensemble de sortie est défini par $O = \{\emptyset, 0, 1, 2\}$ et correspond au tableau 3.1. Il représente la variation de la tension de sortie V_s . L'ensemble d'entrée est alors $I = \{\varepsilon_f, s_1s_2, \bar{s}_1s_2, s_1\bar{s}_2, \bar{s}_1\bar{s}_2\}$ avec $I_{uc} = \{\varepsilon_f\}$. s_j (resp. \bar{s}_j) indique une loi de commande $S_j = 1$ (resp. $S_j = 0$). Chaque transition est étiquetée avec les valeurs d'entrée et de sortie. On peut noter que le système a des fautes non-observables, elles sont représentées par la paire $(\varepsilon_f, \emptyset)$.

Remarque 3.5 La MM du convertisseur (figure 3.18) contient des fautes observables basées sur des considérations physiques du système entre l'entrée et la sortie. Un expert peut associer ces fautes aux différentes classes de fautes. Le tableau 3.2 présente les différentes fautes observables en associant les différents événements aux classes de fautes.

TABLE 3.1 – Variations de la tension de sortie et ensemble de sortie pour le convertisseur à deux cellules.

$O = \{\emptyset, 0, 1, 2\}$	Variation de V_s
\emptyset	pas de variation
0	$E/2$ à 0
1	0 ou E à $E/2$
2	$E/2$ à E

TABLE 3.2 – Fautes observables associées aux classes de faute.

Evenements de faute	Classes
$(\bar{s}_1 s_2, 0)$	\bar{f}_2
$(s_1 \bar{s}_2, 0)$	\bar{f}_1
$(s_1 s_2, 1)$	\bar{f}_1, \bar{f}_2
$(\bar{s}_1 \bar{s}_2, 1)$	f_1, f_2
$(\bar{s}_1 s_2, 2)$	f_1
$(s_1 \bar{s}_2, 2)$	f_2

Remarque 3.6 Dans le cas où une faute discrète est présente, deux signaux de commande conduisent à une même tension de sortie. Si la faute \bar{f}_1 ou \bar{f}_2 est survenue, alors $V_s \in \{0, \frac{E}{2}\}$. Par contre, si la faute f_1 ou f_2 est survenue, alors $V_s \in \{\frac{E}{2}, E\}$.

La représentation par MM permet de prendre en compte un changement au niveau de la mesure de V_s , même lorsque la commande reste inchangée. Cela améliore notamment la procédure de détection de faute.

Algorithme de diagnostic actif pour le convertisseur deux cellules

La figure 3.19 présente le diagnostiqueur correspondant au convertisseur à deux cellules. Il est modélisé suivant une MM et suppose que l'objectif de commande est suspendu si une faute est détectée. Chaque état du diagnostiqueur est un ensemble de paires (q_i, γ_i) où $q_i \in \mathcal{Q}$ et $\gamma_i \in \{N, f_1, \bar{f}_1, f_2, \bar{f}_2\}$. Il peut être noté que deux états de fautes incertains sont définis, *i.e.*, $(2\bar{f}_2, 3\bar{f}_1)$ et $(2f_1, 3f_2)$. En effet, si l'état du système est, par exemple, 1 ou 4, un événement de faute avec une sortie à 1, lorsqu'une même commande est appliquée (*i.e.* $(s_1 s_2)$ ou $(\bar{s}_1 \bar{s}_2)$), permet de détecter une faute mais son isolation n'est pas possible. Utilisant le diagnostiqueur proposé, les états $4f_1, 4f_2, 1\bar{f}_1$ et $1\bar{f}_2$ peuvent être directement isolés par l'observation des événements $(\bar{s}_1 s_2, 0)$, $(s_1 \bar{s}_2, 0)$, $(\bar{s}_1 s_2, 2)$ et $(s_1 \bar{s}_2, 2)$ (voir figure 3.19). Par

une approche classique [102], depuis l'état 2 ou 3, les observations $(\bar{s}_1\bar{s}_2, \emptyset)$ et (s_1s_2, \emptyset) conduisent également au diagnostic d'une faute. Une faute peut donc être toujours détectée mais pas forcément directement isolée.

Ce système satisfait la condition (3.2.3). Donc, une séquence d'isolation de fautes, associée au diagnostiqueur, peut être calculée par l'algorithme 1 afin d'éliminer l'incertitude entre les états $(2\bar{f}_2, 3\bar{f}_1)$ et $(2f_1, 3f_2)$ (voir figure 3.20).

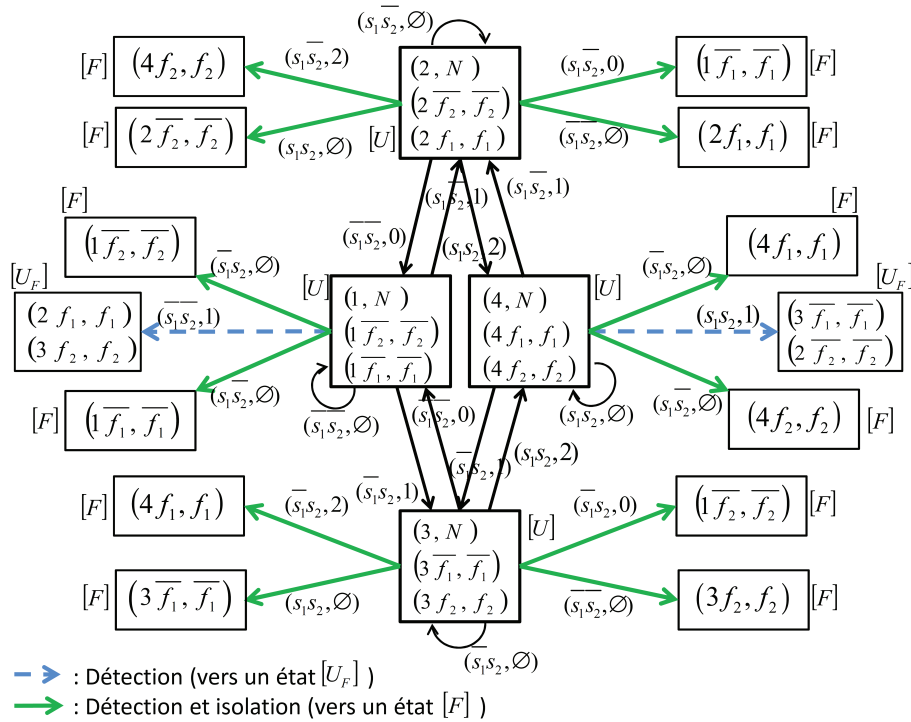


FIGURE 3.19 – Partie du diagnostiqueur associé au convertisseur à deux cellules. Celle-ci considère que l'objectif de commande est suspendu si une faute est détectée.

Remarque 3.7 Le diagnostiqueur donné (figure 3.19) ne peut pas isoler une faute si l'état discret initial q_0 est inconnu. Ici, on suppose que les conditions initiales discrètes du système sont connues et que le mode initial est sans faute. Le mode initial correspond au mode où tous les $S_j = 0$ et sera défini par le mode 1.

Résultats du diagnostic des fautes discrètes associées au convertisseur

Dans la suite, des résultats de simulation sont présentés afin de mettre en évidence l'efficacité de l'approche proposée. Les équations classiques du convertisseur à deux cellules ont été implémentées

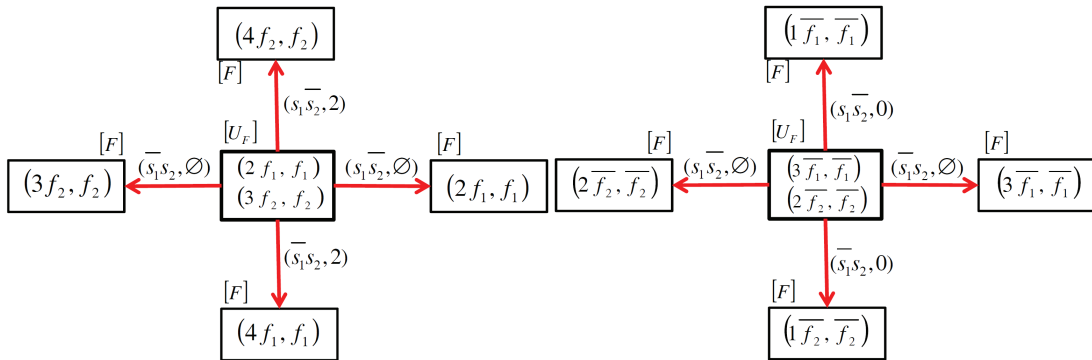


FIGURE 3.20 – Séquences d’isolation de fautes (i.e., $(s_1 \bar{s}_2)$ et $(\bar{s}_1 s_2)$).

dans un programme Matlab/Simulink avec le solver Euler et un pas d’échantillonnage égale à $\tau = 10^{-4}s$. Un module MLI commande le convertisseur avec une période de $0.002s$ et un module Stateflow a permis de modéliser le diagnostiqueur. Les paramètres utilisés lors de la simulation sont les suivants :

$$E = 60V, C = 400\mu F, R = 200\Omega, L = 0.1H$$

La figure 3.21(a) montre l’évolution des fautes. Afin de mettre en évidence l’efficacité du diagnostiqueur, la simulation prend en compte toutes les classes de fautes. En effet, une ré-initialisation du système est réalisée entre chaque génération de faute. L’état est ré-initialisé à $q_0 = [V_{c,ref}, I_{ref}]^t = [30, 0.2]^t$ et le mode initial est l’état 1. Les figures 3.22, 3.23 et 3.24 montrent respectivement l’évolution du mode actif, l’évolution de l’état continu du convertisseur et la tension de sortie V_s qui est utilisée pour le diagnostic.

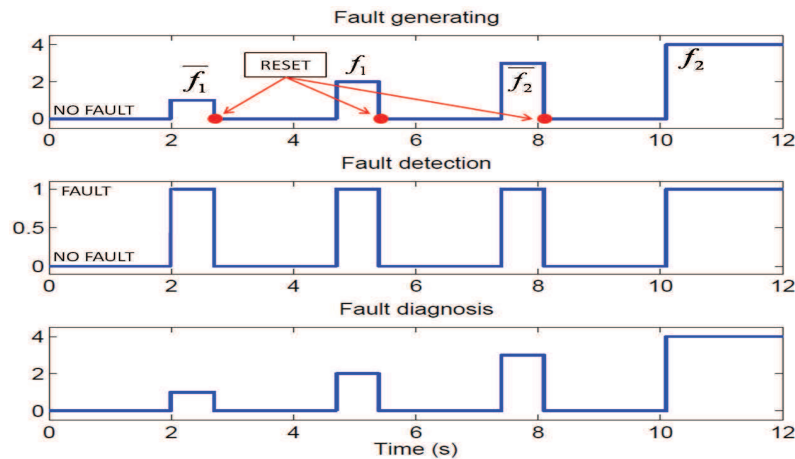


FIGURE 3.21 – Détection et isolation de fautes en utilisant l’algorithme de diagnostic actif proposé. (a) Classes de fautes générées. (b) Détection de fautes basée sur le diagnostiqueur. (c) Isolation utilisant le diagnostiqueur et les séquences d’isolation de fautes données par les figures 3.19-3.20.

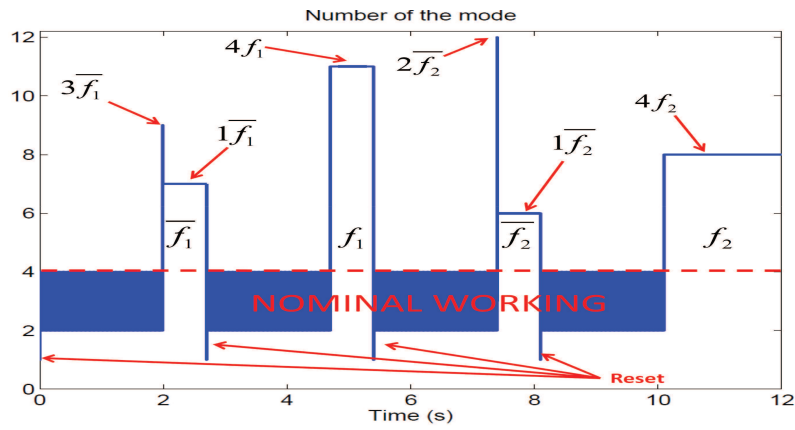


FIGURE 3.22 – *Commutations entre les modes nominaux et défailants.*

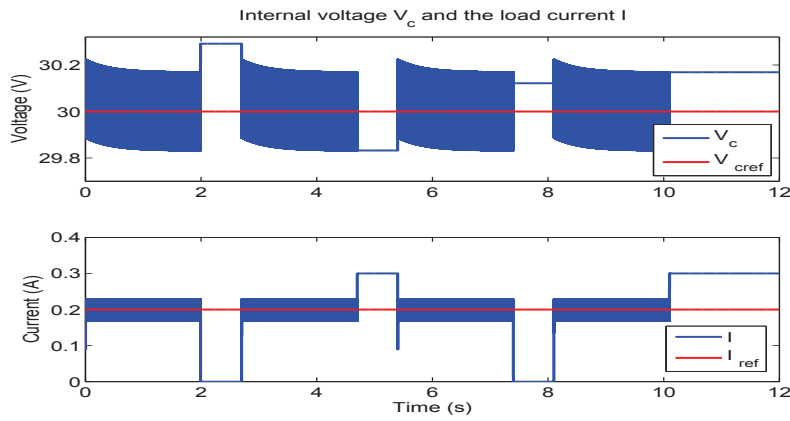


FIGURE 3.23 – *Évolution de l'état du système et les références.*

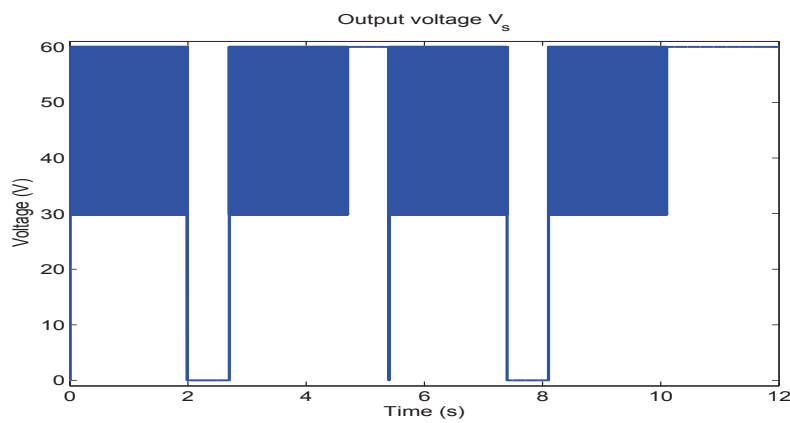


FIGURE 3.24 – *Évolution de la tension de sortie V_s .*

On peut voir, sur la figure 3.21, que le diagnostiqueur, utilisant une représentation par MM, remplit l'objectif du diagnostic, *i.e.*, les modes défaillants sont bien détectés et isolés. Sur la figure 3.22, on peut noter que les fautes \bar{f}_1 et \bar{f}_2 sont identifiées par une séquence d'isolation de fautes. En effet, ces fautes ont généré un état de faute incertain dans le diagnostiqueur. En utilisant la théorie du test, une séquence est appliquée, parmi celle proposée par la figure 3.20, *i.e.*, $(s_1\bar{s}_2)$ ou (\bar{s}_1s_2) . Cette séquence dépend de l'état incertain du diagnostiqueur. Elle permet d'éliminer l'incertitude de l'état et d'isoler correctement la faute.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, le problème du diagnostic des systèmes à commutations pouvant être soumis à des fautes sur la dynamique continue ou sur l'état discrète est abordé. Les sous-systèmes ne sont pas supposés observables au sens classique et une estimation directe des fautes par un observateur n'est pas toujours possible (découplage des fautes impossible). En particulier, on s'intéresse ici aux systèmes qui par une approche classique (par automate déterministe) ne vérifient pas nécessairement la condition de diagnosticabilité. Néanmoins, on suppose que le signal de commutations est connu et que les fautes discrètes et continues sont indépendantes. Deux approches de diagnostic sont proposées. D'une part, la synthèse d'un observateur hybride permet d'estimer un vecteur de résidus. Celui-ci met évidence, d'une manière qualitative, la présence ou non d'une faute continue. Un diagnostiqueur assure la détection d'une faute sur la dynamique continue du système. D'autre part, par une approche purement discrète, le système est représenté par une MM pour considérer des fautes discrètes. Cette modélisation permet d'améliorer la procédure de détection. Un diagnostiqueur adapté est ensuite construit afin d'assurer la détection et éventuellement l'isolation de fautes. Un algorithme de diagnostic actif est proposé, basé sur la théorie du test, pour calculer une séquence d'isolation de faute et remplir l'objectif du diagnostic. Les deux approches proposées ont été appliquées sur un modèle de convertisseur à deux cellules. Des résultats de simulations ont mis en évidence, d'une part, la détection d'une faute sur la valeur de la capacité et d'autre part, le diagnostic de cellules bloquées. Ceux-ci ont présenté l'efficacité et la rapidité des deux approches. Seul l'objectif de l'isolation des fautes continues reste un problème ouvert lorsque le découplage n'est pas possible.

Deuxième partie

Application au convertisseur
multicellulaire série

Chapitre 4

Réalisation d'un convertisseur multicellulaire

Dans ce chapitre, la réalisation d'une maquette de convertisseur multicellulaire série, type industriel, est présentée. Celle-ci permettra notamment la validation expérimentale des approches d'observation et de diagnostic proposées dans cette thèse. Cette maquette a été réalisée dans le cadre du projet GIS-3SGS - DICOP (DIagnostic des COnvertisseurs de Puissance : Application au transport ferroviaire), mené par Pr. Mohamed DJEMAI dont le but est de développer des outils d'observation pour le diagnostic et de commande tolérante pour les systèmes de conversion d'énergie électrique. Dans la suite, les différents objectifs auxquels le convertisseur doit répondre sont présentés puis la structure globale du convertisseur est détaillée.

4.1 Objectifs et présentation générale

4.1.1 Objectifs

L'objectif principal est de réaliser une maquette de convertisseur multicellulaire de type industriel afin de pouvoir tester et valider les différentes approches théoriques développées. En effet, le choix des composants et la structure globale du convertisseur doivent être en accord avec les systèmes industriels afin de pouvoir mettre en évidence l'évolution du système dans des conditions réelles d'utilisation. Un convertisseur de machine ferroviaire ALSTOM a été notamment utilisé en modèle. La figure 4.1 présente un bras du convertisseur d'ALSTOM, de 3 cellules de commutations et d'une capacité de 1200V sous 400A.

La maquette doit suivre le cahier des charges suivant :

- Tous les signaux de commande et de mesure doivent être gérés via une carte dSPACE DS1103.
- Les composants doivent être dimensionnés pour des applications de forte puissance, avec un courant de 40A et une tension de 600V.

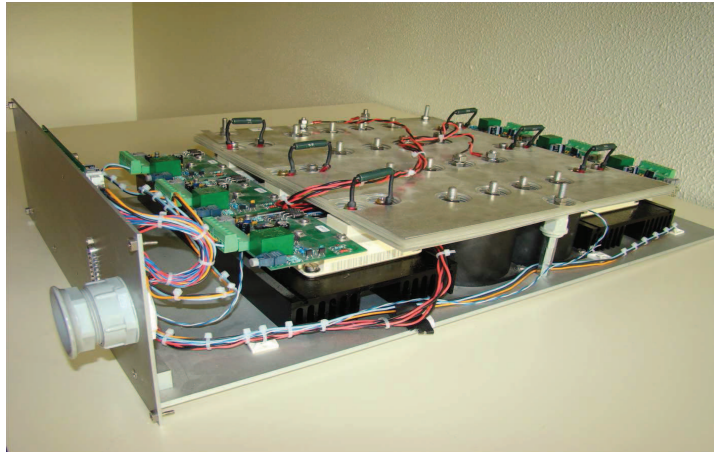


FIGURE 4.1 – Photographie d'un bras du convertisseur multicellulaire d'ALSTOM.

- Le convertisseur doit avoir trois bras et un minimum de trois cellules par bras.
- Les signaux de commande, de mesure et de puissance doivent être isolés.
- Une approche de commande tolérante aux fautes doit pouvoir être testée.
- Plusieurs charges doivent pouvoir s'adapter sur le convertisseur.

En effet, la maquette doit être adaptée pour des applications plus ou moins complexes de commande, d'observation, de diagnostic et de commande tolérante aux fautes. Toutes les mesures nécessaires doivent être prises en compte et il doit être possible de générer artificiellement des pannes du système. De plus, des applications en faible et forte puissance et avec divers types de charge (RL, moteur triphasé, ...) doivent être possibles afin de mettre en évidence toutes les performances des approches théoriques développées. Une isolation des diverses parties de la maquette et une limitation du rayonnement sont nécessaires afin de limiter le bruit et les perturbations sur les signaux de mesure et de commande. Les caractéristiques des composants doivent suivre les capacités de la dSPACE en termes de temps de réponse, de tension, de courant et d'impédance. Un minimum de trois cellules par bras est indispensable pour pouvoir appliquer une commande classique MLI en boucle ouverte (car cette commande ne fonctionne qu'avec un nombre impair de cellules).

4.1.2 Présentation générale du système

Avant de détailler les différents éléments du système, quelques rappels sur la structure et le fonctionnement du convertisseur sont présentés. La figure 4.2 présente les éléments essentiels d'un convertisseur multicellulaire 1 bras à p cellules de commutations associé à une charge RL. Il est composé de p cellules élémentaires de commutations disposées en série, entre lesquelles, $p - 1$ condensateurs flottants peuvent être chargés ou déchargés selon les configurations. Ces capacités jouent le rôle de sources secondaires d'alimentation pour la charge. De plus, grâce aux ouvertures et fermetures des interrupteurs,

la tension de sortie V_s est fonction de chaque tension V_{c_j} , $j = 1, \dots, p-1$ (associée aux condensateurs) et a une évolution en forme d'escalier. Ainsi, la commande des cellules de commutations permet de réguler le courant circulant dans la charge et les tensions aux bornes des condensateurs.

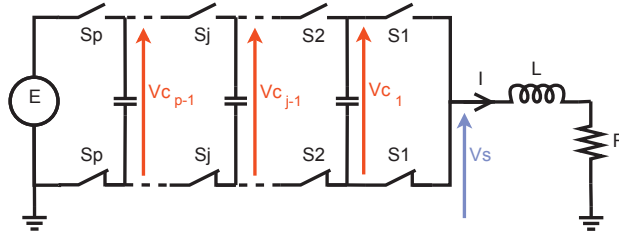


FIGURE 4.2 – Structure générale d'un convertisseur multicellulaire série 1 bras à p cellules de commutations associé à une charge RL .

La structure générale de la maquette réalisée est synthétisée par la figure 4.3. Celle-ci présente les interactions entre les quatre parties représentées par :

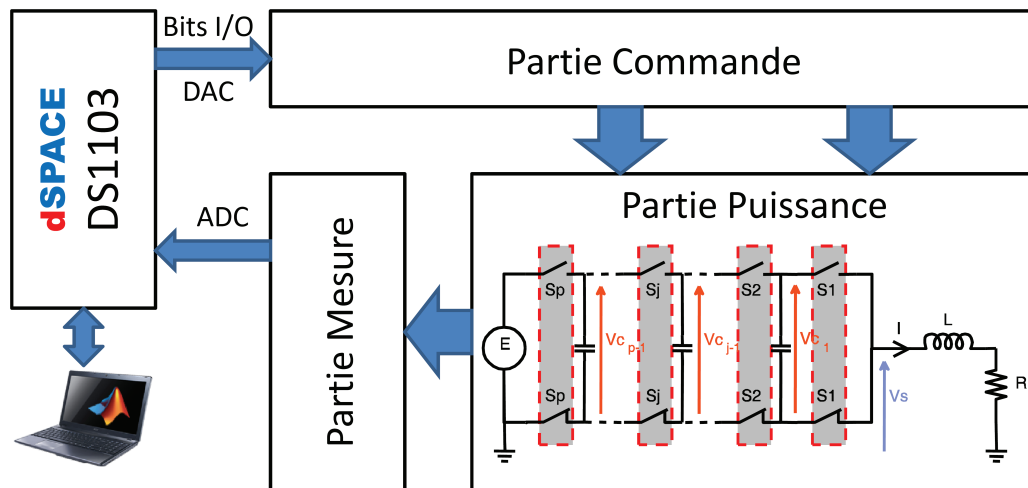
- La carte dSPACE : la carte programmable DS1103, développée par dSPACE, est bien adaptée aux expérimentations. En effet, connectée à un ordinateur, celle-ci permet d'assurer l'exécution d'un programme compilé sous Matlab (pour la commande, l'observation, ...), de recueillir l'ensemble des mesures via des convertisseurs analogiques numériques (ADC) et d'appliquer les commandes du système via des sorties binaires ou des convertisseurs numériques analogiques (DAC).
- La partie puissance : Elle contient un convertisseur 3 bras de 3 ou 4 cellules de commutations et l'alimentation générale.
- La partie commande : Elle assure d'une part, grâce aux sorties binaires de la dSPACE, la commande des cellules de commutations et d'autre part, grâce aux convertisseurs DAC, l'alimentation du convertisseur et la commande tolérante aux fautes.
- La partie mesure : Elle contient les capteurs de tension (pour les tensions d'alimentation, des condensateurs et de sortie), les capteurs de courant (pour les courants de charge) et des capteurs de position associés à deux moteurs couplés mécaniquement (moteurs à courant continu et synchrone triphasé).

Dans la suite, le détail des différentes parties de la maquette est présenté.

4.2 Description de la maquette

4.2.1 Partie dSPACE

Dans la plupart des expérimentations, une implémentation des algorithmes développés est nécessaire. Le logiciel Matlab est l'un des plus utilisés, en Automatique, pour le développement d'outils théoriques

FIGURE 4.3 – *Synoptique général de la maquette.*

et les simulations. La carte dSPACE permet facilement de faire un lien entre la programmation Matlab et un processus réel. L'intérêt est de pouvoir construire un modèle Simulink, plus ou moins complexe, de le compiler en code C, via l'outil Real Time Workshop, et de programmer la carte afin qu'elle réalise l'objectif attendu. Une procédure automatique, depuis l'environnement Simulink, rend facile et rapide le chargement du programme. Ainsi, les outils associés à la carte dSPACE répondent parfaitement à nos besoins.

L'architecture de la carte dSPACE DS1103 utilisée contient plusieurs types de périphériques. Ceux-ci sont gérés via le DSP TMS320F240 à virgule flottante caractérisé par une fréquence de travail de 50MHz, une mémoire statique SRAM de 512K mots et un espace mémoire de 16M mots de 32 bits.

FIGURE 4.4 – *Photographies de la dSPACE*

Les périphériques utilisés pour la maquette sont les suivants :

- 16 convertisseurs ADC à 16 bits avec une tension d'entrée de $\pm 10V$ et un gain de $1/10$ (Connec-

teur P1, figure 4.4(droite))

- 4 convertisseurs DAC à 8 bits avec une tension de sortie de $\pm 10V$, un courant de $\pm 5mA$ et un gain de 1/10 (Connecteur P1)
- 29 entrées/sorties binaires avec une tension de 5V (entrée/sortie) et un courant $\pm 10mA$ (Connecteur P2)

Afin d’observer et de recueillir les données expérimentales, un ordinateur doit être lié à la carte via une liaison réseau. Le logiciel ControlDesk permet d’afficher les états des périphériques, d’interagir directement avec les paramètres du programme et de sauvegarder les données expérimentales.

4.2.2 Partie puissance

La partie puissance est composée d’un convertisseur multicellulaire 3 bras à 3 ou 4 cellules de commutations et d’une alimentation de puissance. Chaque bras du convertisseur est conçu pour faire circuler un courant maximal de 40A avec une tension maximale de 600V. La figure 4.5 présente les principaux éléments de la partie de puissance.

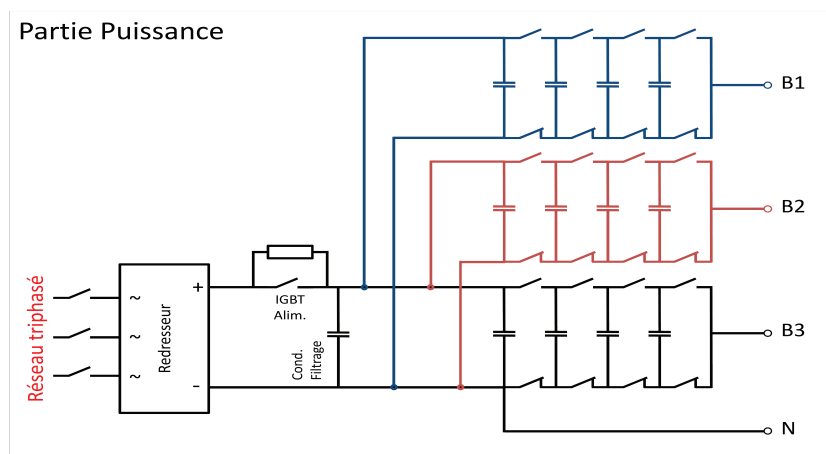


FIGURE 4.5 – *Partie puissance.*

Les composants choisis pour cette partie sont détaillés ci-dessous.

Redresseur et capacité de filtrage

Afin d’assurer l’alimentation en puissance du convertisseur, nous avons choisis d’utiliser le réseau électrique triphasé (d’une tension de 380VAC). Un redresseur triphasé de puissance associé à un condensateur de filtrage est utilisé. Ce redresseur doit permettre d’alimenter les 3 bras du convertisseur avec un courant suffisant. Le redresseur sélectionné est le SKD 210/12 de marque Semikron (voir figure 4.6). Celui-ci est capable de supporter une tension de 1200V sous un courant de 220A.

La capacité de filtrage est un condensateur en polypropylène métallisé de $730\mu F$ avec une tension



FIGURE 4.6 – Redresseur Semikron SKD 210/12.

admissible de 800V (947C731K801CDMS de marque Cornell Dubilier). Ce type de condensateur est bien adapté à une forte demande en courant (jusque 60A RMS). En effet, l'apparition d'un pic de courant à l'intérieur d'un autre type de condensateur (papier, céramique, chimique, ...) peut générer des points chauds et dégrader le diélectrique ce qui peut entraîner une diminution de la capacité. Les condensateurs en polypropylène métallisé sont plus robustes car le diélectrique est moins sensible aux points chauds.

Cette structure (redresseur et condensateur de filtrage) offre la possibilité de faire des essais à fort courant, néanmoins des connections sont également prévues afin d'alimenter le système directement avec une tension stabilisée en faible puissance.

Condensateur du convertisseur

L'ensemble des condensateurs utilisés pour la réalisation du convertisseur sont des capacités de $360\mu\text{F}$ avec une tension admissible de 800V en polypropylène métallisé (947C361K801CAMS de marque Cornell Dubilier, voir figure 4.7). Chaque condensateur est susceptible d'être alimenté par la tension maximale d'alimentation, soit 563V, mais en régime permanent la tension doit se stabiliser autour de $k.E/p$, où E est la tension d'alimentation et p est le nombre de cellules. La valeur de la capacité est déterminée telle que : $c = I.T/p\Delta V$, où ΔV est l'ondulation en tension admissible et T est la période de découpage. Pour la réalisation de la maquette, chaque condensateur de chaque bras du convertisseur, sur la figure 4.5, est constitué de deux condensateurs, de $360\mu\text{F}$, connectés en parallèle afin d'obtenir une capacité $c = 720\mu\text{F}$. Associés à chaque bras du convertisseur, deux condensateurs en parallèle, en tête de bras, sont utilisés pour le filtrage.

Interrupteurs de puissance

Les interrupteurs utilisés pour la maquette sont des IGBT de puissance. En effet, par rapport aux MOSFET, ceux-ci permettent de travailler à plus haute puissance tout en gardant une fréquence de fonctionnement élevée ($>20\text{kHz}$). Deux types d'IGBT ont été utilisés dans le montage. L'un se situe au niveau de l'alimentation (IGBT Alim.). Il est associé à une résistance de puissance (de 50W) qui permet, au démarrage du système, de charger progressivement les différentes capacités de filtrage

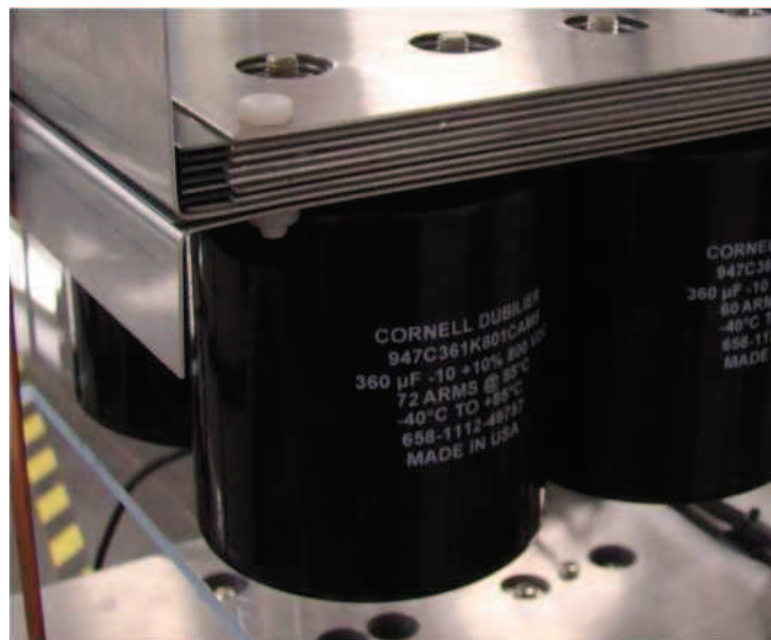


FIGURE 4.7 – Condensateur du convertisseur.

en limitant le courant. Dès que la tension maximale est atteinte, cet IGBT (figure 4.8(gauche)) est maintenu fermé pour alimenter le système. Le module IGBT SKM300GA12V de Semikron a été sélectionné pour cette application. Il peut supporter un courant maximal de 300A avec une tension de 1200V.

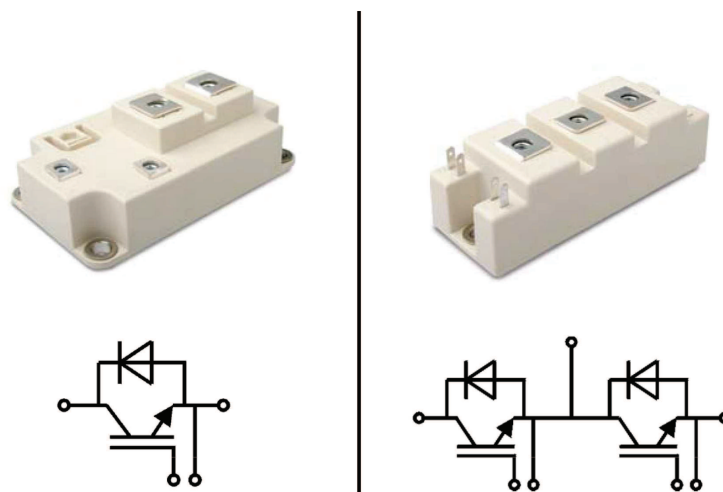


FIGURE 4.8 – IGBT de l'alimentation à gauche et IGBT utilisé pour le convertisseur à droite.

L'autre type d'IGBT est utilisé dans la structure du convertisseur multicellulaire. Un module de deux IGBT en série a été choisi pour sa simplicité de montage (SKM100GB12V de Semikron, figure

4.8(droite)). Chaque module peut supporter un courant de 100A et une tension de 1200V. Un bras est donc constitué de 4 modules IGBT et forment donc 4 cellules de commutations. Douze modules sont donc nécessaires pour construire les 3 bras du convertisseur. Le courant admissible de l'IGBT d'alimentation est plus important car il doit supporter la somme des trois courants demandés par les trois bras.

Étant donné que, pour le convertisseur multicellulaire, une commande classique MLI ne fonctionne que sur un nombre impaire de cellules, il est intéressant de pouvoir passer le convertisseur 4 cellules en 3 cellules. Un montage à base de commutateurs permet de court-circuiter la dernière cellule de chaque bras et ainsi passer de 4 à 3 cellules sur chaque bras du convertisseur. La figure 4.9 montre le système mis en place sur la maquette.

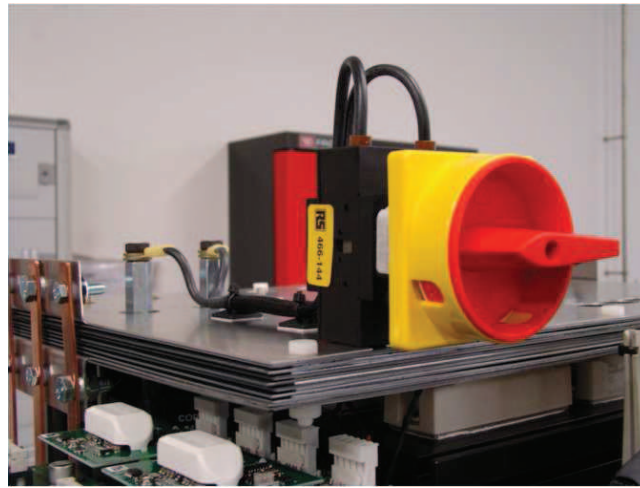


FIGURE 4.9 – Système de court-circuit pour passer de 4 à 3 cellules.

Nous avons choisi des composants de forte puissance car la maquette doit potentiellement supporter des surintensités ou des surtensions lors des essais de diagnostic ou de commande tolérante. Un coefficient de protection a donc été considéré sur chaque composant (1.3 en tension pour les condensateurs et 2.5 en courant pour les IGBT). Des dissipateurs ont également été prévus pour le redresseur et les IGBT.

4.2.3 Partie commande

La partie commande gère les signaux transmis par la dSPACE pour le contrôle des IGBT du convertisseur et de l'alimentation, et pour la commande tolérante aux fautes.

D'une part, la figure 4.10 montre la structure utilisée pour le contrôle des IGBT du convertisseur. Afin de contrôler une cellule de commutations, 2 signaux binaires, provenant de la dSPACE, sont utilisés. Pour les 12 cellules de commutations il faut donc 24 bits. L'objectif est de commander les interrupteurs des trois bras. Une carte de répartition est donc utilisée afin de diviser les 24 bits

en 3 octets. Chaque octet est dirigé vers un bras pour commander 4 cellules. Un driver doit être utilisé pour assurer la complémentarité des interrupteurs, la gestion des temps morts et l'isolation des signaux (commande, alimentation et puissance). Le driver choisi pour les IGBT SKM100GB12V, est le SKYPER 32R de Semikron. Il est parfaitement adapté à l'IGBT et à l'application. Sa fréquence maximale de fonctionnement est de 50kHz, et il nécessite une alimentation de 15V. Une carte de conversion est indispensable afin de convertir les signaux TTL de la carte dSPACE en signaux CMOS pour actionner les drivers (figure 4.10). Le circuit TC4427 est utilisé afin d'effectuer cette conversion. Il transforme ainsi une information binaire (0-5V) en signal analogique (0-15V). Celui-ci a un temps de réponse bien plus court (40ns) que le driver (20 μ s) et les courants engagés sont de l'ordre de 1 μ A sur l'entrée et 4.5mA sur l'alimentation. Ce composant répond donc correctement à nos besoins. Pour chaque bras, 8 signaux analogiques sont donc assignés pour contrôler les 4 drivers. Chaque driver est actionné par 2 signaux (Top et Bottom) correspondant aux 2 interrupteurs d'une cellule.

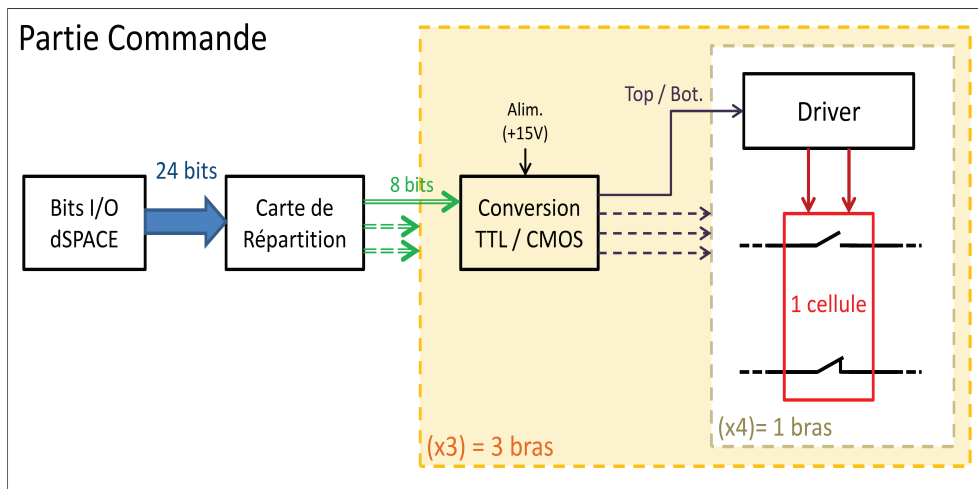


FIGURE 4.10 – *Synoptique de la commande des bras du convertisseur.*

D'autre part, la figure 4.11 présente la structure utilisée pour la commande de l'IGBT d'alimentation et la commande tolérante aux fautes. Dans cette partie, un convertisseur DAC de la dSPACE est assigné à la commande de l'IGBT de l'alimentation et trois autres assurent la stratégie de commande tolérante aux fautes. Pour la structure de commande de l'alimentation (figure 4.11), le driver SKHI 10/17 de Semikron est utilisé pour contrôler l'IGBT de l'alimentation SKM300GA12V. De même que précédemment, le TC4427 permet ici de convertir le signal de commande (issu d'un DAC) $\pm 10V$ en 0-15V. Les drivers sont alimentés par une tension stabilisée de 15V.

Enfin une approche de commande tolérante aux fautes est appliquée sur l'un des bras du convertisseur. Dans le cas où une cellule de commutation est défaillante (bloquée dans un état), cette approche consiste à court-circuiter un condensateur afin d'éliminer la cellule concernée et de continuer à commander le système.

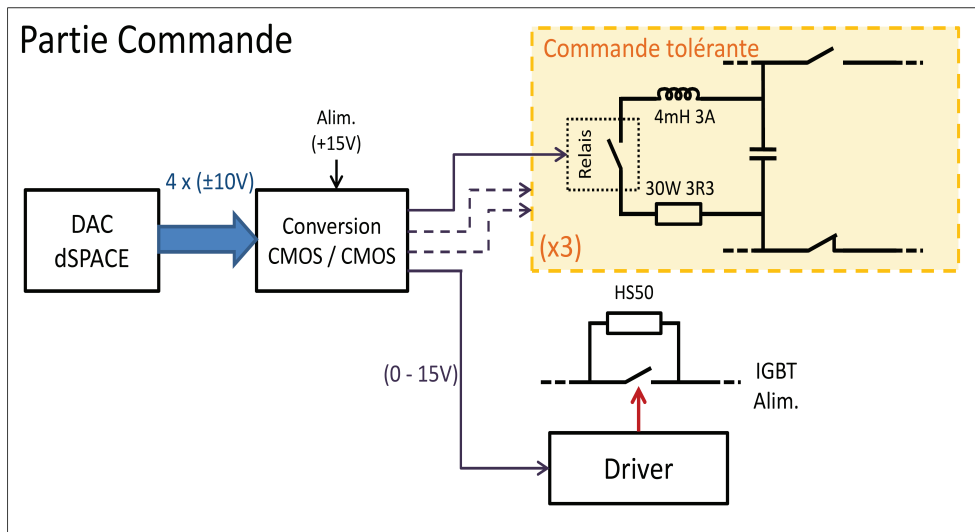


FIGURE 4.11 – Synoptique pour la commande de l'alimentation et de la commande tolérante aux fautes.

4.2.4 Partie mesure

La partie mesure prend en compte trois types d'acquisition. La figure 4.12 présente les structures utilisées pour les mesures des tensions, des courants et de la position d'un axe moteur.

Les tensions des condensateurs et les tensions de sorties sont mesurées par des capteurs à effet Hall (Transducteur de tension LEM LV 25-P). Ce type de capteur permet de transformer une large gamme de tension (10-500V) en une tension acceptable ($\pm 10V$) pour un convertisseur (ADC) de la carte dSPACE. Treize capteurs sont donc installés sur la maquette afin de mesurer la tension d'alimentation aux bornes du condensateur de filtrage, les neuf tensions des condensateurs du convertisseur et les trois tensions de sortie. Les trois courants de sortie sont mesurés par des capteurs à effet Hall (Transducteur de courant LEM LA 55-P)(figure 4.13). Ils permettent de convertir un fort courant (0-50A) en une faible tension ($\pm 10V$) afin qu'un convertisseur ADC de la carte dSPACE puisse le mesurer. Les capteurs à effet Hall, utilisés pour les mesures des tensions et des courants, correspondent parfaitement à notre application. En effet, ils réalisent une conversion quasiment linéaire, ils limitent les perturbations sur la mesure (interférences externes, température, ...) et ils ont un faible temps de réponse ($40\mu s$). De plus, pour des applications en faible courant, d'autres connections de sortie ont été prévues sur la maquette. Un fil est passé plusieurs fois dans le capteur de courant afin d'améliorer la résolution de la mesure (le principe est présenté sur la figure (4.13)). Les différents capteurs de tension et de courant sont alimentés par une tension stabilisée symétrique $\pm 15V$, isolée de la partie puissance.

Un banc de moteurs faibles puissances a également été assemblé (moteur à courant continu 80W 10A 12VDC et moteur synchrone triphasé 285W 9.8A 36V) pour des applications de contrôle de vitesse ou de position de machines électriques (voir figure 4.14). Le moteur synchrone est équipé de 3 capteurs à effets Hall (Ph1, Ph2, Ph3). Ces derniers et un codeur incrémental (2 phases, Ch.A, Ch.B,

100 pas/tour) couplé aux 2 moteurs permettent de mesurer la position de l'axe. Une carte d'adaptation a été conçue afin de relier les 5 mesures de position aux entrées binaires de la carte dSPACE. Des fonctions Matlab/Simulink peuvent directement déduire la vitesse du moteur.

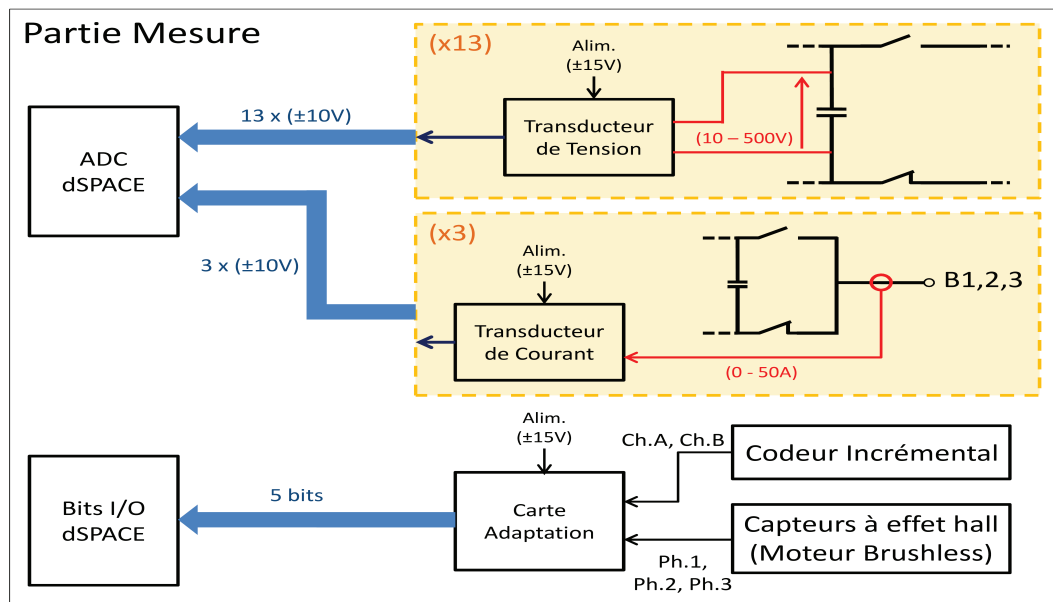


FIGURE 4.12 – Synoptique de la partie mesure.

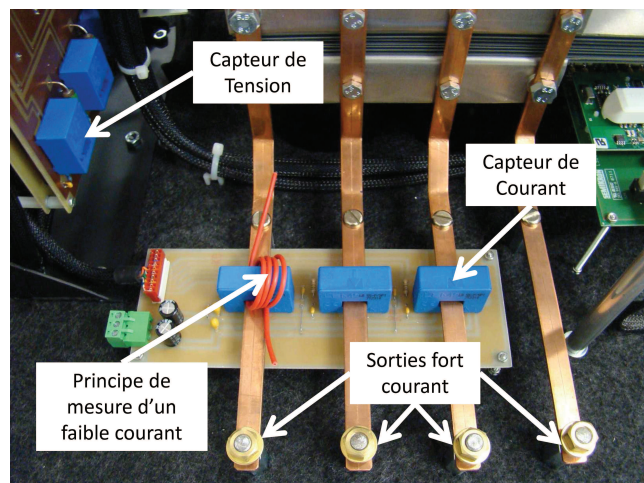


FIGURE 4.13 – Carte de mesure des courants.

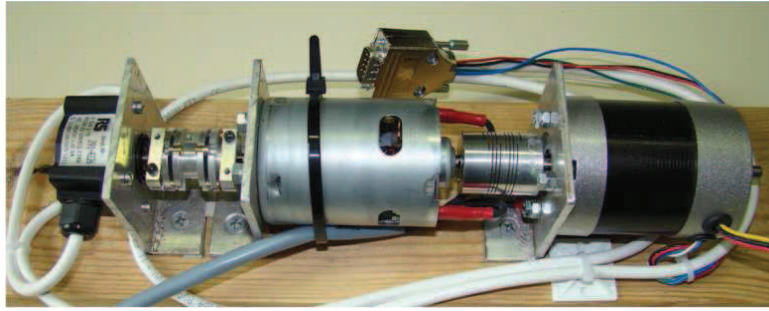


FIGURE 4.14 – Photographie des moteurs.

4.3 Conception du montage

La conception de la maquette a été réalisée grâce à une modélisation Catia. La position, le montage des éléments et les connexions entre les cartes ont été déterminés pour que les parties de commandes et de mesures soient éloignées des éléments de puissance afin de limiter les perturbations électromagnétiques. D'une manière similaire au convertisseur d'Alstom (figure 4.1), les liaisons de puissance, entre les IGBT et les condensateurs, sont assurées par des plaques en aluminium superposées, et isolées entre elles, par des plaques de PVC. Ces plaques permettent de conduire un fort courant tout en limitant le rayonnement électromagnétique autour du convertisseur. Les trois bras du convertisseur sont superposés avec suffisamment d'écart pour pouvoir intervenir sur la maquette et la faire évoluer (voir figure 4.15).

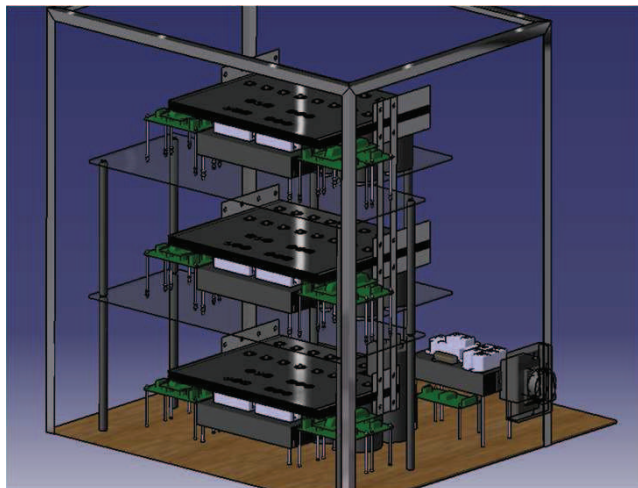


FIGURE 4.15 – Modélisation de la maquette.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les détails des différentes parties de la maquette, réalisées au LAMIH, sont présentés. Cette maquette est conçue pour être gérée par une carte dSPACE DS1103. Elle peut être utilisée pour des applications en forte ou faible puissance avec un courant maximal de 40A et une tension maximale de 600V. Le convertisseur est muni de 3 bras avec 3 ou 4 cellules de commutations et des condensateurs de $720\mu\text{F}$. Les différents signaux de commande, de mesure et de puissance sont correctement isolés. La fréquence maximale de la commande est de 14kHz. Elle correspond au pas minimal d'échantillonnage qui est configuré dans Simulink pour la dSPACE. L'ensemble des capteurs (tension et courant), permettra l'expérimentation des approches théoriques développées. Une commande tolérante aux fautes (lors d'un blocage de cellule) pourra également être testée dans un futur travail. La figure 4.16 présente une vue globale de la maquette.

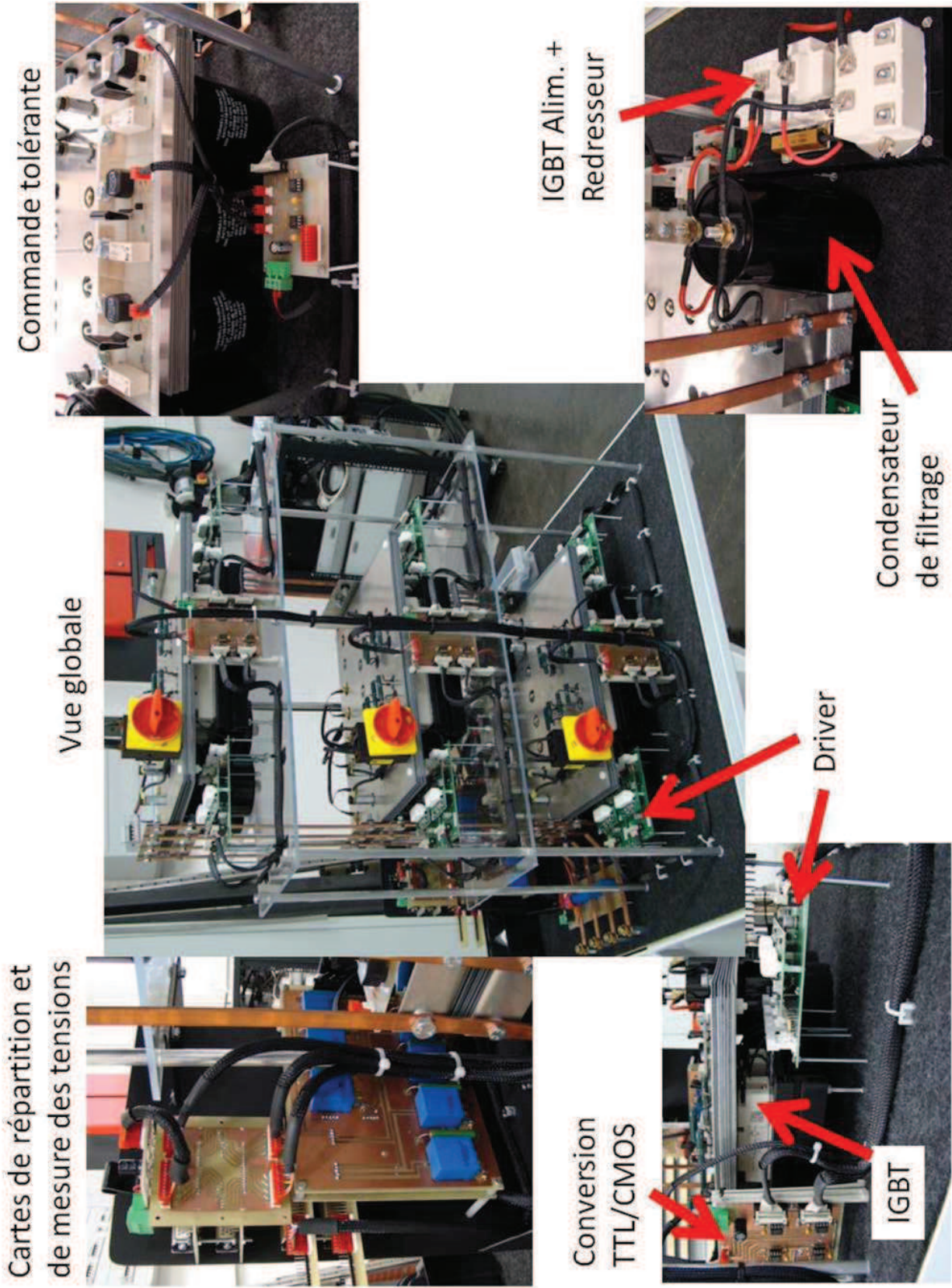


FIGURE 4.16 – Photographies de la maquette.

Chapitre 5

Observation et diagnostic d'un convertisseur 3 cellules

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la validation, par simulations et expérimentations, des approches d'observation et de diagnostic développées dans cette thèse, sur le système du convertisseur multicellulaire série. Dans une première partie, l'observateur hybride est implémenté afin d'estimer l'état continu du convertisseur lorsque le signal de commutations est connu et en l'absence de faute. Une étude comparative avec un observateur par modes glissants met en évidence l'efficacité de l'observateur proposé. Dans une seconde partie, le diagnostic du convertisseur est abordé lorsque des fautes continues ou discrètes sont considérées. Les modèles utilisés ainsi que les différents paramètres de simulations et d'expérimentations sont à chaque fois détaillés.

5.1 Observation de l'état continu du convertisseur

Dans cette partie, on s'intéresse à l'observation de l'état continu d'un convertisseur multicellulaire série associé à une charge RL. Dans cette étude, on considère que le signal de commutations $\sigma(t)$ est connu et que le système n'est pas soumis à une entrée inconnue. L'objectif est donc de reconstruire les tensions internes de chaque condensateur flottant en fonction de la mesure du courant de sortie et du signal de commutations.

Pour le convertisseur, l'estimation de l'état continu est un réel besoin pour l'application de certaines approches de commande. On peut, par exemple, citer les travaux de Patino *et al.* [92, 89] où des commandes optimales et prédictives par retour d'état ont été proposées. Des approches à base de fonctions de Lyapunov ont également été développées dans [7, 39, 44] où l'état continu est supposé connu.

Cependant, afin d'observer un tel système, la forme généralisée de l'observabilité doit être appliquée. En effet, le convertisseur multicellulaire est un système à commutations dont le modèle est défini par un ensemble de modes de fonctionnement qui ne vérifient pas la condition classique d'ob-

servabilité. En d'autres termes, les approches d'observation classiques ne peuvent pas être appliquées pour estimer les tensions aux bornes des capacités.

Dans cette partie, une première section présente le modèle du convertisseur à trois cellules qui est utilisé pour la synthèse de l'observateur. Ensuite, l'observateur de l'état continu (2.3.6), proposé dans le chapitre 2, est adapté pour le cas étudié. Les différentes étapes de la synthèse de l'observateur sont également introduites. Afin de mettre en évidence les performances de l'approche proposée, des résultats de simulations et une étude comparative avec un observateur par modes glissants sont présentés.

5.1.1 Modélisation du système

Considérons le cas d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules de commutations associé à une charge RL, modélisé par la représentation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_{\sigma(t)}x(t) + B_{\sigma(t)}u(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (5.1.1)$$

où $x(t) = [V_{c_1} \ V_{c_2} \ I]^T$ est l'état continu, $u(t) = E$ est le signal d'entrée, $y(t) = I$ est la sortie et $\sigma(t) \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$ est le signal de commutations. Les matrices du système (5.1.1) sont définies telles que :

$$A_{\sigma(t)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(S_2 - S_1)}{c_1} \\ 0 & 0 & \frac{(S_3 - S_2)}{c_2} \\ -\frac{(S_2 - S_1)}{L} & -\frac{(S_3 - S_2)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad B_{\sigma(t)} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{S_3}{L} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T \quad (5.1.2)$$

Le signal de commutations est déterminé en fonction des signaux de commande S_1 , S_2 et S_3 , tel que $\sigma = 1 + S_1 + 2S_2 + 4S_3$. Les paramètres du convertisseur sont tels que :

$$E = 60V, \quad R = 200\Omega, \quad L = 1H, \quad c_1 = c_2 = 40\mu F.$$

Dans notre cas, le convertisseur est contrôlé par une commande classique MLI en boucle ouverte avec une période de 0.02s. Cette commande détermine l'évolution des S_j afin de réguler le courant de sortie et d'assurer l'équilibrage des tensions des condensateurs, telle que :

$$V_{c_{1ref}} = 20V, \quad V_{c_{2ref}} = 40V, \quad I_{ref} = 0.13A.$$

L'état initial du convertisseur est $x(t_0) = [0, 0, 0]^T$.

Dans le chapitre 2, les hypothèses 2.1 ont été posées pour les estimations des états continu et discret et le découplage du système (avec une entrée inconnue). Grâce à la modélisation (5.1.2), on peut vérifier que les hypothèses, uniquement relatives à l'observation de l'état continu sont bien prises en comptes (car dans notre cas, $\sigma(t)$ est connu et il n'y a pas d'entrée inconnue), en effet :

- la norme Euclidienne de x est bornée,

- les normes Euclidiennes de u et ses dérivées sont bornées,
- le système (5.1.1) satisfait la définition du temps minimal de séjour,
- il y a un nombre fini de commutations sur tout intervalle de temps fini (le phénomène de Zénon est exclu).

Les précédentes hypothèses sont considérées par une estimation à priori des différents paramètres (les bornes, temps minimal de séjour, ...). Ces valeurs peuvent être vérifiées à postériori (voir [100] pour une approche similaire).

L'objectif est donc d'estimer l'évolution des tensions des condensateurs en fonction de la mesure du courant de sortie I et connaissant le signal de commutations $\sigma(t)$. L'observateur hybride, proposé dans la section 2.3, est donc le seul appliqué étant donné que le signal de commutation est connu et qu'aucune entrée inconnue n'est considérée. De plus, on suppose le modèle du convertisseur sans faute ni perturbation.

5.1.2 Analyse de l'observabilité

Avant d'implémenter l'observateur, on peut étudier l'observabilité du modèle du convertisseur en calculant les huit matrices d'observabilité :

$$\begin{aligned}
 G_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -200 \\ 0 & 0 & 40000 \end{bmatrix} & G_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -200 \\ -200 & 0 & 15000 \end{bmatrix} & G_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & -200 \\ 200 & -200 & -10000 \end{bmatrix} & G_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -200 \\ 0 & -200 & 15000 \end{bmatrix} \\
 G_5 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -200 \\ 0 & 200 & 15000 \end{bmatrix} & G_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & -200 \\ -200 & 200 & -10000 \end{bmatrix} & G_7 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & -200 \\ 200 & 0 & 15000 \end{bmatrix} & G_8 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -200 \\ 0 & 0 & 40000 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

En considérant le système (5.1.1) associé aux matrices (5.1.2), on peut remarquer que pour plusieurs modes de fonctionnement, l'état x n'est pas observable au sens classique. Par exemple si $S_1 = S_2 = S_3 = 0$, les tensions V_{c_1} et V_{c_2} deviennent complètement non-observables. Néanmoins, ces modes ne sont actifs que sur une partie de la séquence de commande. D'après les conditions classiques d'observabilité et grâce aux matrices G_i ($i = 1, \dots, 8$), le système (5.1.1) a au maximum deux composantes de x observables simultanément. Le système (5.1.1) peut être redéfini comme :

$$\begin{cases} \dot{I} = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}S_3 + \mathcal{V}_s \\ \dot{V}_{c_1} = \frac{I}{c_1}(S_2 - S_1) \\ \dot{V}_{c_2} = \frac{I}{c_2}(S_3 - S_2) \\ y = I \end{cases} \quad (5.1.3)$$

avec

$$\mathcal{V}_s = -\frac{V_{c_1}}{L}(S_2 - S_1) - \frac{V_{c_2}}{L}(S_3 - S_2).$$

A partir des conditions classiques d'observabilité, on peut déduire que pour le système (5.1.3), I et \mathcal{V}_s peuvent être simultanément observables [38]. Grâce à l'estimation de \mathcal{V}_s , on peut déduire les

tensions des capacités V_{c_1} et V_{c_2} . En effet, en considérant que les tensions V_{c_1} et V_{c_2} varient lentement durant les intervalles de temps, on peut obtenir plusieurs mesures de \mathcal{V}_s . Grâce aux propriétés de la Z -observabilité [65], on peut montrer qu'après plusieurs intervalles de temps (ou plusieurs séquences de commande), la mesure du courant de charge I permet d'obtenir deux équations linéaires indépendantes en relation avec les deux tensions des capacités. Ainsi, il est possible d'estimer chacune des tensions des condensateurs du convertisseur multicellulaire (pour plus de détails sur l'analyse de l'observabilité du convertisseur, voir [38, 21, 16]).

De plus, en considérant que la référence en courant est constante et que les cycles de commutations (induit de la commande MLI) sont soit "1, 2, 1, 3, 1, 5", soit "2, 4, 3, 7, 5, 6", soit "8, 4, 8, 6, 8, 7", on peut en déduire que le convertisseur est $[t_0, t_{\eta_1}^+]$ -observable si $\eta_1 = 3$.

5.1.3 Implémentation de l'observateur hybride

Dans le cas où $\sigma(t)$ est connu et en l'absence d'entrée inconnue, l'observateur hybride (2.3.6) peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= A_{\sigma(t)}\hat{x}(t) + B_{\sigma(t)}u(t), & t \in [t_{k-1}, t_k) \\ \hat{x}(t_k) &= \hat{x}(t_k^-) - \xi^k \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t)\end{aligned}\tag{5.1.4}$$

où ξ^k est un vecteur de correction utilisé pour faire converger l'état estimé $\hat{x}(t)$ à chaque instant de commutations. En effet, par rapport au chapitre 2, l'observateur 5.1.4 évolue directement en fonction de $\sigma(t)$ et des instants de commutations t_k connus. Le calcul de ξ^k est basé sur une accumulation d'informations partielles provenant de l'état. Afin d'implémenter l'observateur hybride, on définit les matrices $Z_{\sigma_k}^k$ associées à $Im(G_{\sigma_k}^T)$ à partir de la relation (2.3.10) : $\forall k = 1, \dots$

$$\begin{aligned}Z_1^k &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} & Z_2^k &= \begin{bmatrix} 0.01 & 1 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0.01 \end{bmatrix} & Z_3^k &= \begin{bmatrix} 0.02 & 0.7 \\ -0.02 & -0.7 \\ -1 & 0.02 \end{bmatrix} & Z_4^k &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.01 & 1 \\ -1 & 0.01 \end{bmatrix} \\ Z_5^k &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -0.01 & 1 \\ -1 & -0.01 \end{bmatrix} & Z_6^k &= \begin{bmatrix} -0.02 & 0.7 \\ 0.02 & -0.7 \\ -1 & -0.02 \end{bmatrix} & Z_7^k &= \begin{bmatrix} -0.01 & -1 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0.01 \end{bmatrix} & Z_8^k &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{5.1.5}$$

Également, à partir des égalités (2.3.10), on calcule les matrices

$$\begin{aligned}
 S_1 &= -200 & S_2 &= \begin{bmatrix} 133.3 & -2.8 \\ 2.5e4 & -333.3 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & S_3 &= \begin{bmatrix} -1.2e3 & 35.3 \\ -3.5e4 & 998.5 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & S_4 &= \begin{bmatrix} 133.3 & -2.8 \\ 2.5e4 & -333.3 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 S_5 &= \begin{bmatrix} 133.3 & 2.8 \\ -2.5e4 & -333.3 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & S_6 &= \begin{bmatrix} -1.2e3 & -35.3 \\ 3.5e4 & 998.5 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & S_7 &= \begin{bmatrix} 133.3 & -2.8 \\ 2.5e4 & -333.3 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & S_8 &= [-200]
 \end{aligned} \tag{5.1.6}$$

$$\begin{aligned}
 R_1 &= -1 & R_2 &= \begin{bmatrix} -1 & 0.01 \end{bmatrix} & R_3 &= \begin{bmatrix} -1 & 0.03 \end{bmatrix} & R_4 &= \begin{bmatrix} -1 & 0.01 \end{bmatrix} \\
 R_5 &= \begin{bmatrix} -1 & -0.01 \end{bmatrix} & R_6 &= \begin{bmatrix} -1 & -0.03 \end{bmatrix} & R_7 &= \begin{bmatrix} -1 & 0.01 \end{bmatrix} & R_8 &= \begin{bmatrix} -1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.1.7}$$

Ces matrices permettent de définir la dynamique de l'erreur d'estimation $\hat{x} - x$ projetée dans la base observable associée à chaque mode du système (grâce aux matrices $Z_{\sigma_k}^k$). On note z_{σ_k} la partie observable de $\hat{x} - x$ avec :

$$\dot{z}_{\sigma_k} = S_{\sigma_k} z_{\sigma_k}, \quad \hat{y} - y = R_{\sigma_k} z_{\sigma_k}.$$

On peut remarquer que z_{σ_k} est de taille variable en fonction du mode. Pour les modes 1 et 8, z_{σ_k} est un scalaire alors que pour les autres modes, c'est un vecteur de taille deux.

On peut ensuite définir un observateur par modes glissants d'ordre supérieur, suivant (2.3.11), afin d'estimer l'état observable z_{σ_k} tel que :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{z}}_{\sigma(t)} &= S_{\sigma(t)} \hat{z}_{\sigma(t)} + \bar{G}_{\sigma(t)}^{-1} \nu_{\sigma(t)}, & \forall t \in (t_{k-1}, t_k) \\
 \hat{z}_{\sigma}(t_{k-1}) &= 0
 \end{aligned} \tag{5.1.8}$$

où $\bar{G}_{\sigma(t)}$ désigne la matrice d'observabilité de la paire $(S_{\sigma(t)}, R_{\sigma(t)})$ et $\nu_{\sigma(t)}$ est le vecteur de correction par modes glissants d'ordre supérieur (2.3.12). Le rôle de l'observateur (5.1.8) est de reconstruire la partie observable de l'erreur d'estimation liée à l'observateur hybride (5.1.4). Il a été implémenté avec les gains $\alpha_1 = 20$, $\alpha_2 = 10$, $p = 1$, $l_{1,1} = l_{1,8} = 1$, $l_{1,2} = l_{1,3} = l_{1,4} = l_{1,5} = l_{1,6} = l_{1,7} = 2$ et $M_{1,i} = 100$ pour $i = 1, \dots, 8$.

Dans la suite, une étude comparative entre l'observateur hybride proposé et un observateur par modes glissants (détaillé dans l'Annexe A) est présentée. Les résultats de simulations mettent en évidence les performances de l'observateur hybride.

5.1.4 Résultats de simulations

Les résultats de simulations ont été réalisés sous Matlab/Simulink avec le solver Euler et un pas d'échantillonnage $\tau = 10^{-5} s$. L'état initial estimé est fixé arbitrairement à $\hat{x}(t_0) = [10, 20, 0.17]^T$. La figure 5.1 présente l'évolution du signal de commutations déduit d'une commande MLI. On peut noter que $\sigma(t)$ suit le cycle "2, 4, 3, 7, 5, 6".

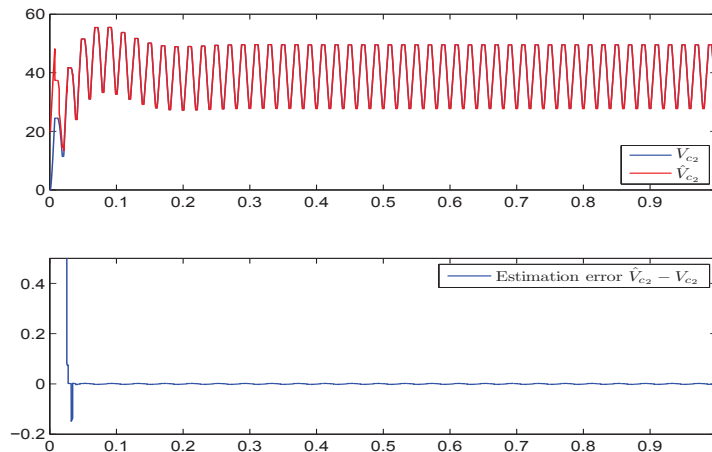


FIGURE 5.3 – Évolution des tensions V_{c_2} , \hat{V}_{c_2} et zoom sur l'erreur d'estimation en utilisant l'observateur hybride proposé.

Observateur par modes glissants

L'observateur par modes glissants, utilisé dans cette partie, est issu de [38]. Son principe est rappelé dans l'Annexe A. Les gains utilisés pour l'observation sont $K_1 = 1400$ et $K_2 = 6000$.

Les figures 5.4-5.5 présentent l'évolution des tensions des condensateurs et leurs estimations. Également, des zooms sur les erreurs d'estimations mettent en évidence les performances de l'observateur. On peut noter que l'observateur converge en temps fini et assure de bonnes performances. En effet, les tensions des capacités sont correctement reconstruites, les erreurs permanentes sont faibles (max. $0.3V$) et le temps de convergence est de $0.5s$. Néanmoins, l'observateur par modes glissants crée de faibles oscillations autour des valeurs réelles des tensions (dus à la période d'échantillonnage et aux fonctions signes).

Par conséquent, l'observateur hybride proposé fournit une bonne estimation de l'état continu du convertisseur multicellulaire. L'étude comparative avec l'observateur par modes glissants montre que l'approche hybride permet d'obtenir de meilleures performances en termes de temps de convergence et d'erreur permanente. Cependant, la synthèse de l'observateur par modes glissants est plus facile à mettre en œuvre car notre approche nécessite une charge de calcul plus importante.

En considérant que le signal de commutations peut être connu ou estimé, l'observateur hybride proposé, défini dans le chapitre 2, permet d'estimer l'état continu d'un système à commutations dont chaque sous-système ne vérifie pas les conditions classiques d'observabilité. L'estimation de l'état discret du convertisseur, en présence d'une entrée inconnue, pourra être validée dans une étude future.

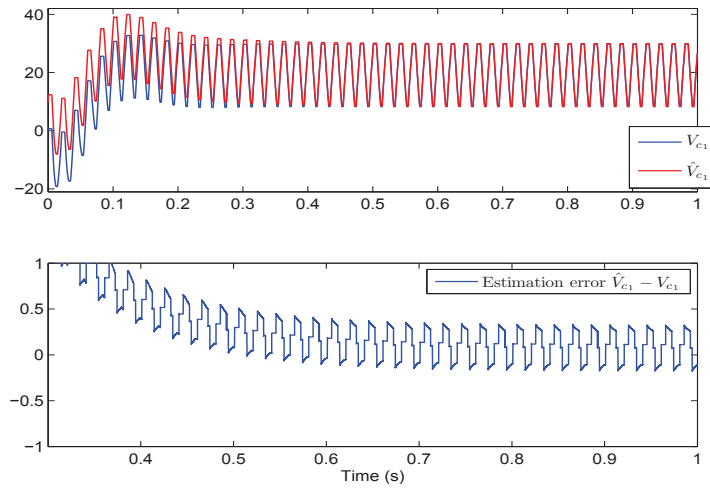


FIGURE 5.4 – Évolution des tensions V_{c1} , \hat{V}_{c1} et zoom sur l'erreur d'estimation en utilisant l'observateur par modes glissants.

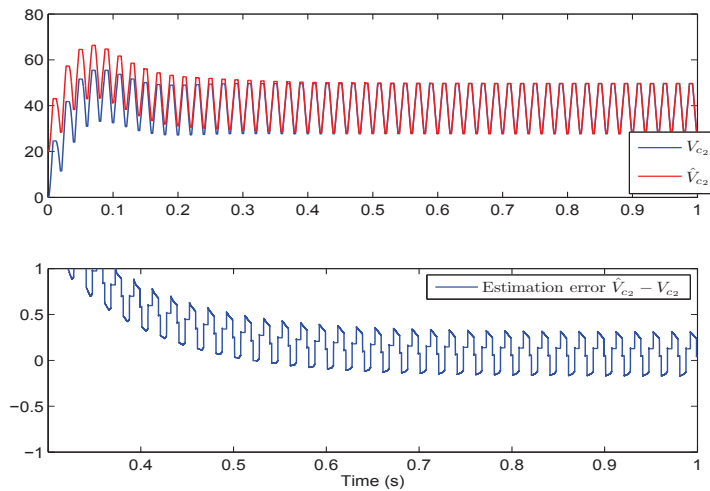


FIGURE 5.5 – Évolution des tensions V_{c2} , \hat{V}_{c2} et zoom sur l'erreur d'estimation en utilisant l'observateur par modes glissants.

5.2 Diagnostic du convertisseur

Dans cette partie, on s'intéresse au diagnostic de fautes continues ou discrètes d'un convertisseur multicellulaire à 3 cellules de commutations. Pour présenter une extension des résultats du chapitre 3, une première partie aborde, par simulations, la détection de deux classes de fautes continues via l'estimation d'un vecteur de résidus et une deuxième partie présente une application de l'algorithme de diagnostic actif sur la maquette du convertisseur.

Dans la suite, les diagnostics des fautes continues et discrètes sont abordés de manière indépendante.

5.2.1 Diagnostic de fautes continues

Modélisation du système

Considérons le modèle du convertisseur multicellulaire à trois cellules associé à une charge RL et soumis à des fautes continues suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_{\sigma(t)}x(t) + B_{\sigma(t)}u(t) + K_{\sigma(t)}f_c(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (5.2.1)$$

où $x(t) = [V_{c_1} \ V_{c_2} \ I]^T$ est l'état continu, $u(t) = E$ est le signal d'entrée, $y(t) = I$ est la sortie et $\sigma(t) \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$ est le signal de commutations. $f_c(t) \in \mathbb{R}^{r_c}$ est le vecteur des fautes continues. Les matrices du système (5.2.1) sont définies telles que :

$$\begin{aligned} A_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(S_2-S_1)}{c_1} \\ 0 & 0 & \frac{(S_3-S_2)}{c_2} \\ -\frac{(S_2-S_1)}{L} & -\frac{(S_3-S_2)}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} & B_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{S_3}{L} \end{bmatrix}^T \\ C &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & K_{\sigma(t)} &= \begin{bmatrix} \frac{(S_2-S_1)}{\Delta_{c_1}} & 0 \\ 0 & \frac{(S_3-S_2)}{\Delta_{c_2}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.2.2)$$

Le modèle du convertisseur (5.2.1), associé aux matrices (5.2.2), définit un système à deux fautes continues où Δ_{c_1} et Δ_{c_2} correspondent à des variations des capacités c_1 et c_2 . On a donc $r_c = 2$. Les paramètres du convertisseur sont tels que :

$$E = 60V, \ R = 200\Omega, \ L = 1H, \ c_1 = c_2 = 40\mu F.$$

On a choisi $\Delta_{c_1} = \Delta_{c_2} = -4, 4 \cdot 10^{-4}$ afin de représenter une faute de +10% sur les valeurs de condensateurs. Si aucune faute continue n'est considérée alors $f_c(t) = [0, 0]^T$. Si l'une des deux fautes continues est appliquée au système alors on aura : $f_c(t) = [I, 0]^T$ pour une faute sur c_1 ou $f_c(t) = [0, I]^T$ pour une faute sur c_2 (où I désigne le courant de sortie).

Dans cette étude, le convertisseur est contrôlé par une commande classique MLI en boucle ouverte avec une période de 0.02s et telle que :

$$V_{c_1ref} = 20V, \ V_{c_2ref} = 40V, \ I_{ref} = 0.13A.$$

L'état initial du convertisseur est $x(t_0) = [0, 0, 0]^T$. Le temps minimal de séjour est $T_\delta = 2ms$.

L'objectif est ici d'estimer un vecteur de résidus afin d'assurer la détection de fautes sur la dynamique continue du convertisseur. Notons que le système 5.2.2 ne vérifie pas la condition de découplage ($rang(C) \neq rang(CK_{\sigma(t)})$). Ainsi, l'observateur à entrée inconnue du chapitre 2 ne peut pas être directement appliqué. Dans le Chapitre 3, un observateur hybride (similaire à l'estimateur d'état continu du Chapitre 2) est défini pour reconstruire le vecteur $\hat{z}(t)$. Par une approche qualitative, une

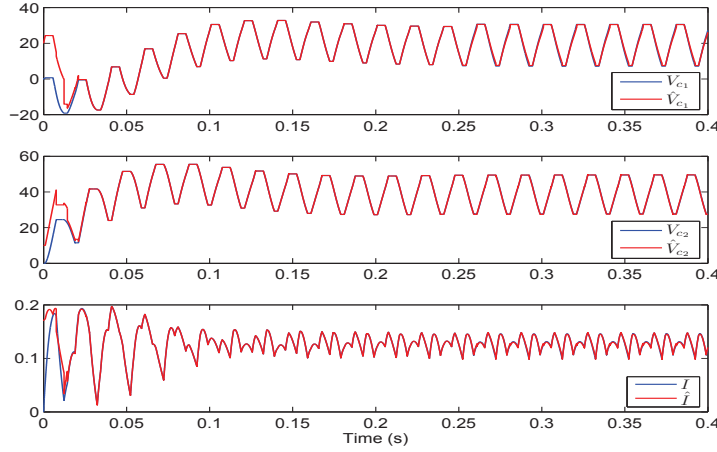


FIGURE 5.6 – Évolution des composantes de l'état continu $x(t) = [V_{c_1}, V_{c_2}, I]^T$ du convertisseur et leurs estimées lorsqu'une faute sur c_1 survient.

modélisation par une Machine de Mealy est ensuite utilisée afin de représenter l'évolution de $\|\hat{z}(t)\|$ en fonction de l'entrée discrète du système. Enfin, un diagnostiqueur est construit afin de suivre l'évolution du système et de détecter si une faute est présente ou non. Si une faute est détectée alors le diagnostiqueur suspend l'objectif de commande afin de protéger le système.

Étant donné que les paramètres du système nominal du convertisseur sont identiques à la partie précédente (Section 5.1 Observation de l'état continu du convertisseur), toutes les matrices, définies pour l'implémentation de l'observateur hybride $(Z_\sigma^k, S_\sigma, R_\sigma)$, sont identiques et ne seront pas redéfinies dans cette partie. De même, les hypothèses 3.1 et 3.2 sont également vérifiées dans ce cas. L'observateur du vecteur de résidus $\hat{z}(t)$ (3.1.2) (similaire à l'observateur (5.1.8) de la partie précédente) a été implémenté avec les gains $\alpha_1 = 20$, $\alpha_2 = 10$, $l_{1,1} = l_{1,8} = 1$, $l_{1,2} = l_{1,3} = l_{1,4} = l_{1,5} = l_{1,6} = l_{1,7} = 2$ et $M_1 = 100$. L'état initial de l'observateur est choisi arbitrairement $\hat{x}(t) = [20, 10, 0.17]$.

Dans la suite, on présente les résultats des simulations pour la détection d'une faute sur c_1 puis sur c_2 .

Détection d'une faute sur c_1

Dans cette partie, on s'intéresse à la détection d'une faute sur la valeur de la capacité c_1 . Lors de la simulation, la faute est générée à $0.25s$. La figure 5.6 présente l'évolution des variables de l'état continu, V_{c_1} , V_{c_2} et I ainsi que leurs estimations. L'erreur d'estimation $\hat{x} - x$ est présentée par la figure 5.7. On peut noter que l'observateur hybride converge correctement si aucune faute n'est présente (avant $t = 0.25s$) avec un temps de $0.03s$. Cependant, dès qu'une faute sur c_1 survient (à $t = 0.25s$), une erreur d'estimation apparaît et l'observateur ne parvient plus à estimer efficacement $x(t)$.

La figure 5.8 montre l'évolution de l'erreur d'estimation du vecteur de résidus $\hat{z}(t)$ et la norme du vecteur estimé $\|\hat{z}(t)\|$ est présentée par la figure 5.9. On peut voir que l'observateur (5.1.8) assure une

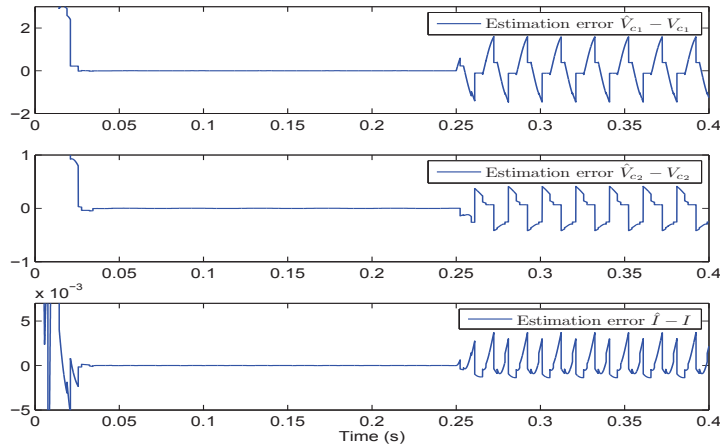


FIGURE 5.7 – Zoom sur l'erreur d'estimation de l'état continu $\hat{x}(t) - x(t)$ lorsqu'une faute sur c_1 survient.

bonne estimation du vecteur de résidus même en présence d'une faute sur c_1 avec $T_3^* = 1.8ms$ et que l'erreur d'estimation reste faible. Également, l'apparition de la faute a créé une déviation sur $\|\hat{z}(t)\|$, ce qui va permettre sa détection.

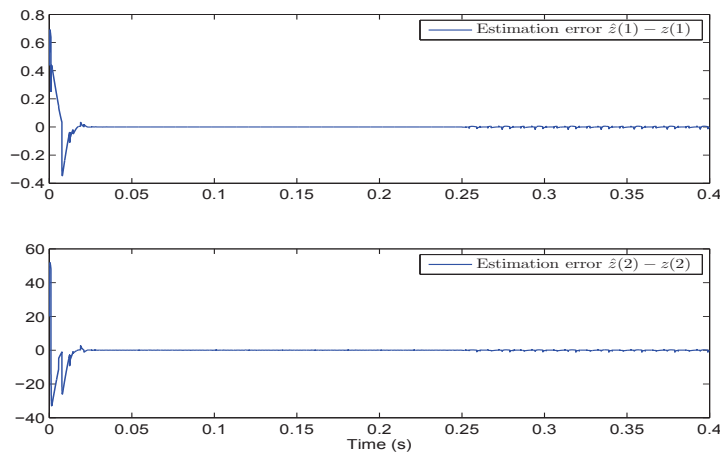


FIGURE 5.8 – Évolution de l'erreur d'estimation de $z(t)$ lorsqu'une faute sur c_1 survient.

Pour les simulations, un diagnostiqueur a été implémenté dans Matlab via un bloc Stateflow. Afin de ne pas prendre en compte la partie transitoire de l'évolution de l'état, un programme a été implémenté afin d'autoriser le diagnostiqueur à détecter une faute après seulement un temps de 0.1s. Ce temps permet également de ne pas considérer de faute tant que l'observateur hybride n'a pas convergé ($0 < t < 0.03s$). Afin d'assurer la détection de la faute, le seuil $Th = 0.02$ sur $\|\hat{z}(t)\|$ a été fixé.

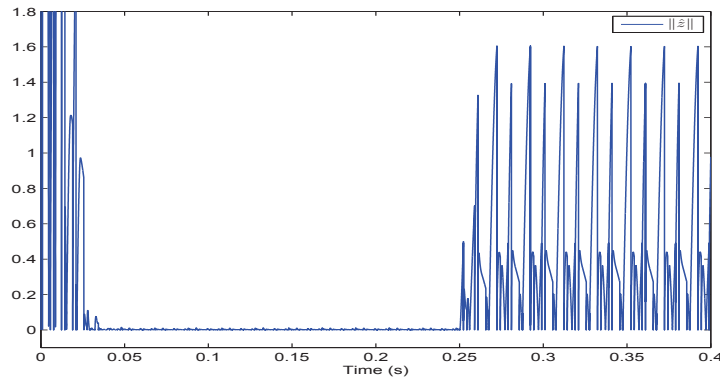


FIGURE 5.9 – Zoom sur l'évolution de la norme du vecteur $\hat{z}(t)$ lorsqu'une faute sur c_1 survient.

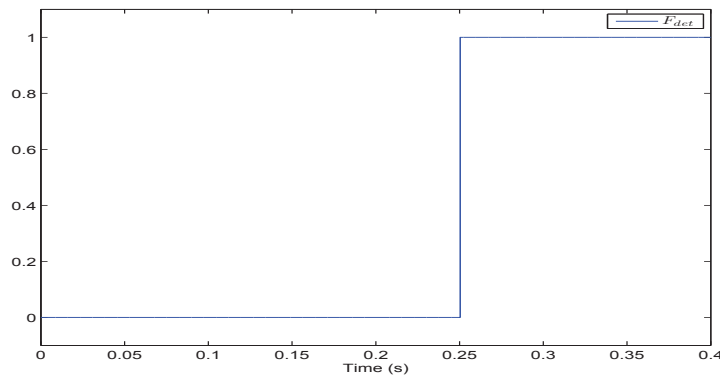


FIGURE 5.10 – Indice F_{det} montrant la détection du défaut sur c_1 .

La figure 5.10 montre l'évolution de l'indice de détection F_{det} . On peut voir que la faute sur c_1 , générée à $t = 0.25s$, est bien détectée. Le retard à la détection est de $0.0004s$ ce qui reste satisfaisant pour suspendre la commande et protéger le système.

Détection d'une faute sur c_2

Maintenant, on s'intéresse à la détection d'une faute sur la valeur de la capacité c_2 . La figure 5.11 présente l'évolution de l'état continu $[V_{c_1}, V_{c_2}, I]^T$ ainsi que son estimation. L'erreur d'estimation $\hat{x} - x$ est présentée par la figure 5.12. L'observateur hybride converge correctement si aucune faute n'est présente (avant $t = 0.25s$). Cependant, dès qu'une faute sur c_2 survient (à $t = 0.25s$), une erreur d'estimation apparaît.

La figure 5.13 montre l'évolution de l'erreur d'estimation du vecteur de résidus $\hat{z}(t)$ et la norme du vecteur estimé $\|\hat{z}(t)\|$ est présentée par la figure 5.14. On peut voir que l'observateur assure une bonne estimation du vecteur de résidus même en présence d'une faute sur c_2 et que l'erreur d'estimation reste faible. L'apparition de la faute a créé une déviation sur $\|\hat{z}(t)\|$, ce qui va permettre sa détection.

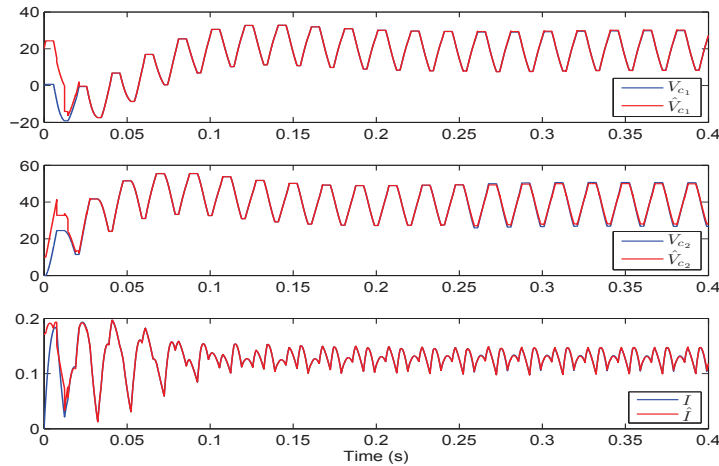


FIGURE 5.11 – Évolution des composantes de l'état continu $x(t) = [V_{c1}, V_{c2}, I]^T$ du convertisseur et leurs estimées lorsqu'une faute sur c_2 survient.

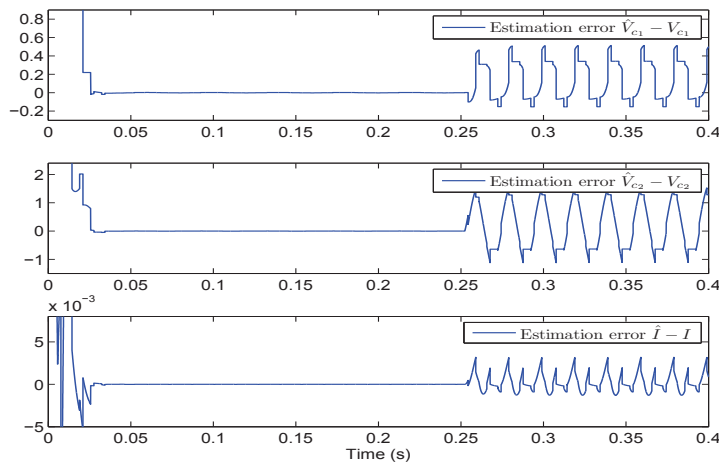


FIGURE 5.12 – Zoom sur l'erreur d'estimation de l'état continu $\hat{x}(t) - x(t)$ lorsqu'une faute sur c_2 survient.

Afin d'assurer la détection de la faute, le seuil $Th = 0.02$, sur $\|\hat{z}(t)\|$, a été fixé. La figure 5.15 montre l'évolution de l'indice de détection F_{det} . On peut voir que la faute sur c_2 , générée à $t = 0.25s$, est bien détectée. Le retard à la détection de la faute sur c_2 est de $0.0027s$. Le temps de détection d'une faute sur c_2 est plus grand que pour une faute sur c_1 . Néanmoins, ce temps de détection reste satisfaisant pour suspendre la commande et protéger le système. En effet, la procédure de détection est basée sur l'estimation des composantes observables de l'erreur d'observation $\hat{x} - x$. Le temps de détection d'un défaut dépend du signal de commutations et de la dynamique du système. En effet, si une faute continue influence une composante non-observable du système alors, la procédure de détection doit attendre que, soit le système commute dans un mode où les nouvelles composantes

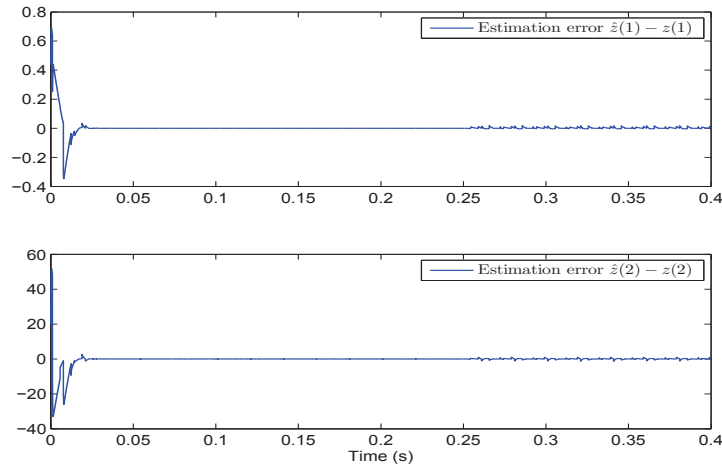


FIGURE 5.13 – Évolution de l'erreur d'estimation de $z(t)$ lorsqu'une faute sur c_2 survient.

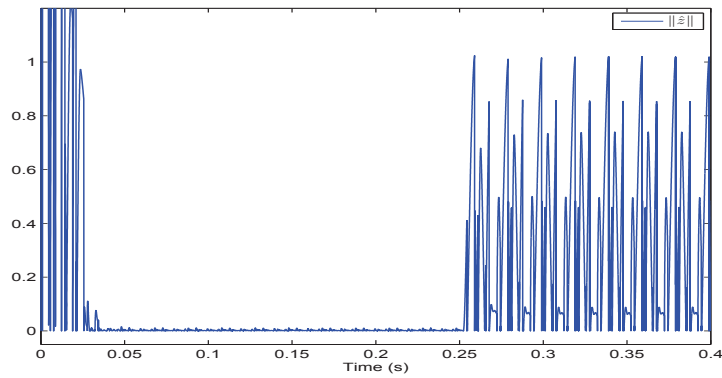


FIGURE 5.14 – Zoom sur l'évolution de la norme du vecteur $\hat{z}(t)$ lorsqu'une faute sur c_2 survient.

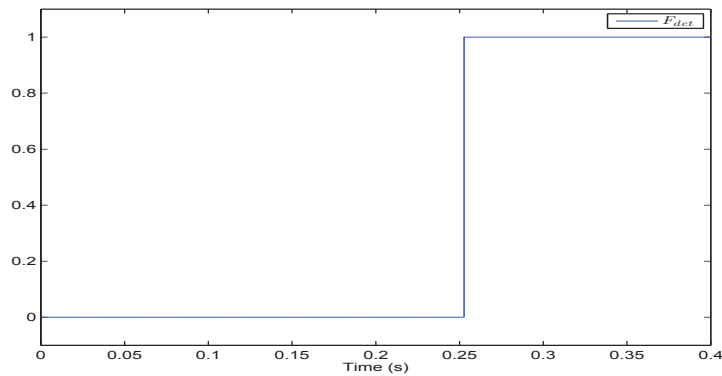


FIGURE 5.15 – Indice F_{det} montrant la détection du défaut sur c_2 .

du vecteur de résidus permettent la détection de la faute ou, que par la dynamique du système, la composante non-observable de l'erreur influence le vecteur de résidus qui mettra en évidence la présence de la faute.

En conclusion de cette partie sur la détection de fautes continues sur le convertisseur, l'observateur hybride proposé permet d'estimer un vecteur de résidus. Une représentation qualitative de son évolution permet de déduire une MM et un diagnostiqueur équivalent. Cette combinaison permet d'assurer la détection d'une faute sur la dynamique continue du convertisseur.

5.2.2 Diagnostic de fautes discrètes

Dans cette partie, on considère que le convertisseur multicellulaire trois cellules peut avoir une cellule bloquée. La modélisation par un automate hybride du convertisseur à trois cellules associé à une charge RL est définie ci-après.

Modélisation du système

Afin de diagnostiquer les fautes discrètes du convertisseur, une modélisation par automate hybride est utilisée. La modélisation du convertisseur est définie par la représentation (3.2.1).

Le modèle, avec défauts discrets, contient 32 états discrets ($\mathcal{Q} = \{1, \dots, 32\}$). En effet, le fonctionnement nominal est défini par $2^3 = 8$ modes. L'apparition d'une faute discrète (c'est à dire le blocage d'une cellule) limite le fonctionnement à quatre modes (le système devient similaire au convertisseur à deux cellules). Six classes de fautes peuvent être définies (*i.e.*, deux états de blocage par cellule). Le modèle global est donc défini avec 8 modes nominaux et $4 \times 6 = 24$ modes défailants. L'état continu est constitué des tensions des condensateurs et du courant de sortie tel que $x(t) = [V_{c_1}, V_{c_2}, I]^T$. Les équations différentielles du convertisseur trois cellules sont les suivantes :

$$\begin{cases} \dot{I} &= -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}S_3 - \frac{V_{c_1}}{L}(S_2 - S_1) - \frac{V_{c_2}}{L}(S_3 - S_2) \\ \dot{V}_{c_1} &= \frac{I}{c_1}(S_2 - S_1) \\ \dot{V}_{c_2} &= \frac{I}{c_2}(S_3 - S_2) \end{cases} \quad (5.2.3)$$

La commande du système agit sur les signaux S_1 , S_2 et S_3 afin d'assurer une régulation du courant de sortie et des tensions des capacités telle que :

$$V_{c_1ref} = \frac{E}{3}, \quad V_{c_2ref} = \frac{2E}{3}.$$

La tension de sortie peut être exprimée par la relation suivante :

$$V_s = ES_3 + V_{c_1}(S_1 - S_2) + V_{c_2}(S_2 - S_3) \quad (5.2.4)$$

En supposant que la période transitoire entre chaque commutation peut être négligée, seul le régime permanent associé à chaque mode de fonctionnement est considéré. Une quantification de la tension

de sortie mesurée peut facilement conduire à la définition d'un ensemble d'événements observables Σ_o . Grâce à la stratégie de commande MLI, la tension de sortie est définie par $V_s \in \{0, \frac{E}{3}, \frac{2E}{3}, E\}$ et ne varie, au maximum, que de $\frac{E}{3}$ à chaque commutation. L'ensemble des événements de fautes est tel que $\Sigma_f = f_1 \cup f_2 \cup f_3 \cup \bar{f}_1 \cup \bar{f}_2 \cup \bar{f}_3$, où f_j (respectivement \bar{f}_j) indique que la $j^{\text{ème}}$ cellule est bloquée avec $S_j = 1$ (respectivement $S_j = 0$).

Grâce à cette représentation, une MM du convertisseur peut être construite transformant ainsi l'ensemble des événements Σ en un ensemble de paires (entrées, sorties). L'ensemble d'entrée est défini par $I = \{\varepsilon_f, s_1 s_2 s_3, \bar{s}_1 s_2 s_3, s_1 \bar{s}_2 s_3, \bar{s}_1 \bar{s}_2 s_3, s_1 s_2 \bar{s}_3, \bar{s}_1 s_2 \bar{s}_3, s_1 \bar{s}_2 \bar{s}_3, \bar{s}_1 \bar{s}_2 \bar{s}_3\}$. L'ensemble de sortie est défini par $O = \{\emptyset, 0, 1, 2, 3\}$ et correspond au tableau 5.1. La figure 5.16 présente la MM nominale du convertisseur trois cellules. La MM du système avec défaut peut facilement se déduire de la figure précédente.

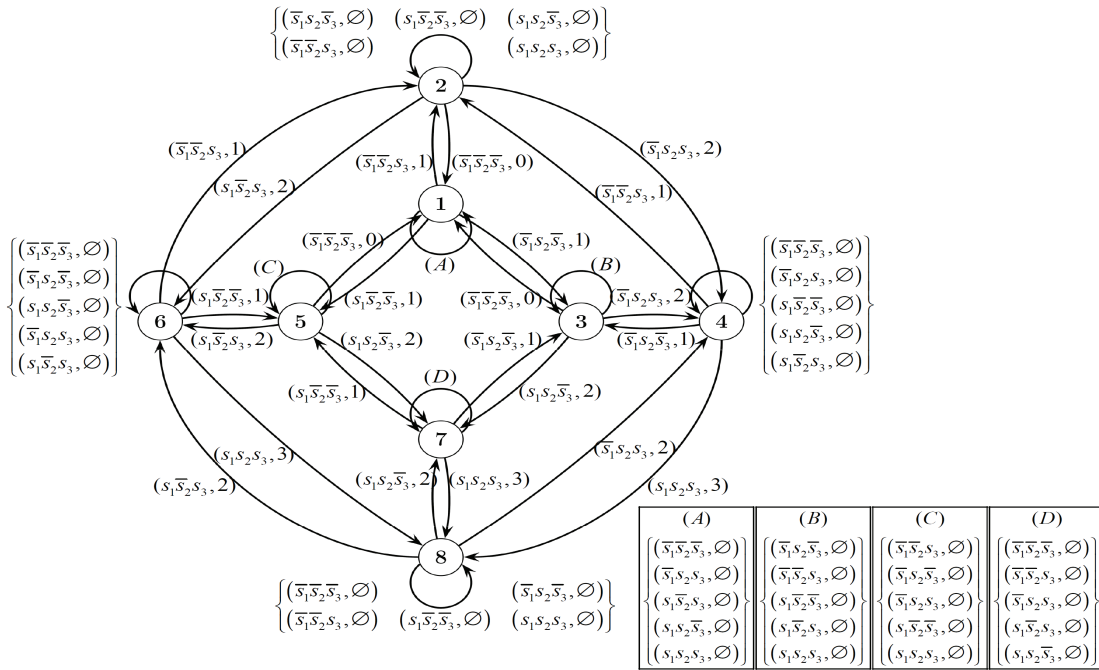


FIGURE 5.16 – Machine de Mealy (MM) nominale du convertisseur multicellulaire 3 cellules (sans faute).

Remarque 5.1 Si la faute \bar{f}_1 ou \bar{f}_2 ou \bar{f}_3 survient, alors $V_s \in \{0, \frac{E}{3}, \frac{2E}{3}\}$. Si la faute f_1 ou f_2 ou f_3 survient alors $V_s \in \{\frac{E}{3}, \frac{2E}{3}, E\}$.

A partir de cette MM, un diagnostiqueur peut être conçu afin d'assurer la détection et l'isolation des défauts. Une séquence d'isolation de fautes, basée sur la théorie du test, peut être calculée puis appliquée, si nécessaire, au système afin d'assurer l'isolation de la faute. Dans cette partie, les diagnostiqueurs correspondant ne sont pas détaillés pour des raisons de lisibilité. L'algorithme de diagnostic

TABLE 5.1 – Association entre la variation de la tension de sortie et l'ensemble de sortie du convertisseur 3 cellules.

$O = \{\emptyset, 0, 1, 2, 3\}$	Variation de V_s
\emptyset	<i>pas de variation</i>
0	<i>de $E/3$ à 0</i>
1	<i>de 0 ou $2E/3$ à $E/3$</i>
2	<i>de $E/3$ ou E à $2E/3$</i>
3	<i>de $2E/3$ à E</i>

suit la même procédure que celle du convertisseur à deux cellules présentée dans le chapitre 3, section 3.3.4.

Dans la suite, des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés où chaque type de fautes discrètes est testé. La période de la MLI est fixée à $0.02s$, l'état continu initial du convertisseur est $x(t_0) = [0, 0, 0]^T$ et le mode initial est le mode 1.

Résultats de simulation

Afin de présenter l'efficacité de l'algorithme de diagnostic actif, une simulation sur un convertisseur trois cellules a été réalisée. Afin de ne considérer que la partie permanente de l'évolution du système, dans le programme Matlab/Simulink, le diagnostiqueur ne peut détecter une faute qu'après un temps de $1s$. Les fautes sont générées successivement et le système est réinitialisé entre chaque test à la valeur de référence $x_{ref} = [V_{c1ref}, V_{c2ref}, I_{ref}]^T = [20, 40, 0.08]^T$. Les paramètres du convertisseur sont tels que :

$$E = 60V, R = 200\Omega, L = 0.1H, c_1 = c_2 = 400\mu F.$$

La figure 5.17 présente l'évolution des fautes générées, détectées et isolées qui correspondent aux valeurs du tableau 5.2.

TABLE 5.2 – Les types de fautes associés aux numéros de fautes sur la figure 5.17

Type de faute	Numéro de faute
\bar{f}_1	1
\bar{f}_2	2
\bar{f}_3	3
f_1	4
f_2	5
f_3	6

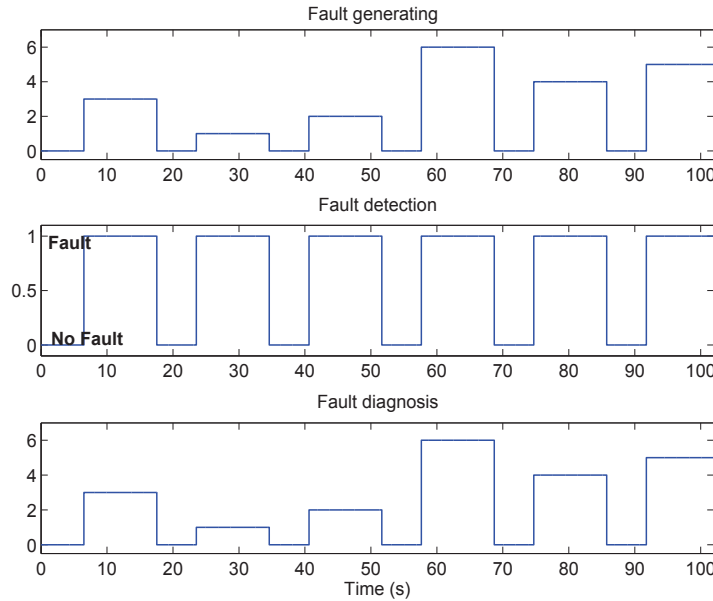


FIGURE 5.17 – Évolution des fautes générées, détectées et isolées sur le convertisseur 3 cellules (simulation). (a) Fautes générées. (b) Fautes détectées. (c) Fautes isolées utilisant le diagnostiqueur et les séquences de test.

Les figures 5.18, 5.19 et 5.20 montrent respectivement l'évolution du mode actif dans la MM, l'évolution de l'état continu du convertisseur et la tension de sortie V_s qui est utilisée pour le diagnostic. Pour chaque classe de fautes, le diagnostiqueur est réinitialisé et la commande MLI assure la régulation de l'état. Les modes 1, ..., 8 sont les modes nominaux du convertisseur. Ceux-ci sont utilisés lorsque le convertisseur est contrôlé et qu'aucune faute n'est présente. Si une faute apparaît alors les modes 9, ..., 32 sont utilisés (figure 5.18). Lorsqu'une faute est détectée, l'objectif de commande est suspendu. Si la faute n'est pas isolée, c'est à dire que le diagnostiqueur est dans un état de faute incertain, alors une séquence d'isolation de faute est appliquée au système afin de l'isoler. La procédure de diagnostic des fautes discrètes est terminée lorsque la faute est isolée (voir Algorithmes 1 et 2, section 3.2.3).

On peut voir, sur la figure 5.17, que le diagnostiqueur remplit complètement son objectif. En effet toutes les fautes générées ont été détectées puis isolées. Sur la figure 5.18, on peut remarquer que certaines fautes ont été isolées grâce à l'application d'une séquence d'isolation de faute, notamment les fautes 2, 4 et 5 (la courbe d'évolution du mode actif présente des pics à la détection des fautes).

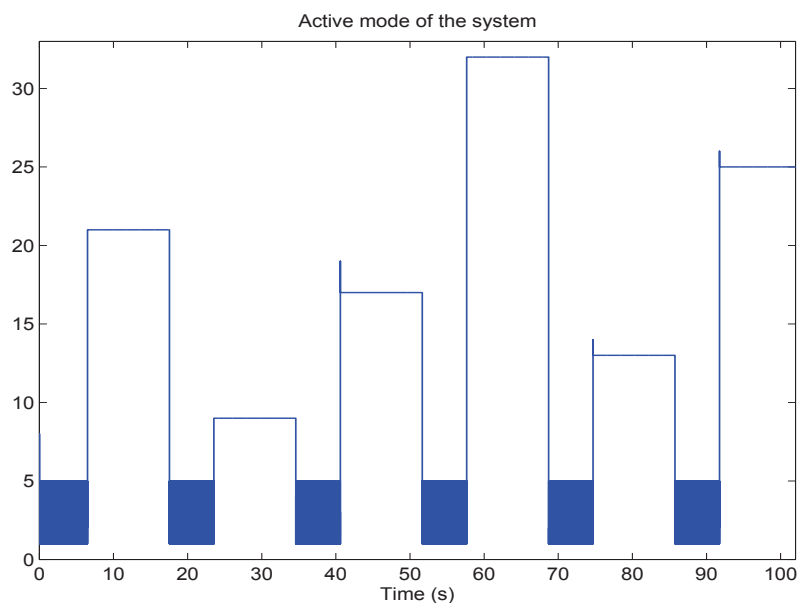


FIGURE 5.18 – Évolution du mode actif dans la MM (nominal ou défaillant) pour le convertisseur 3 cellules (simulation).

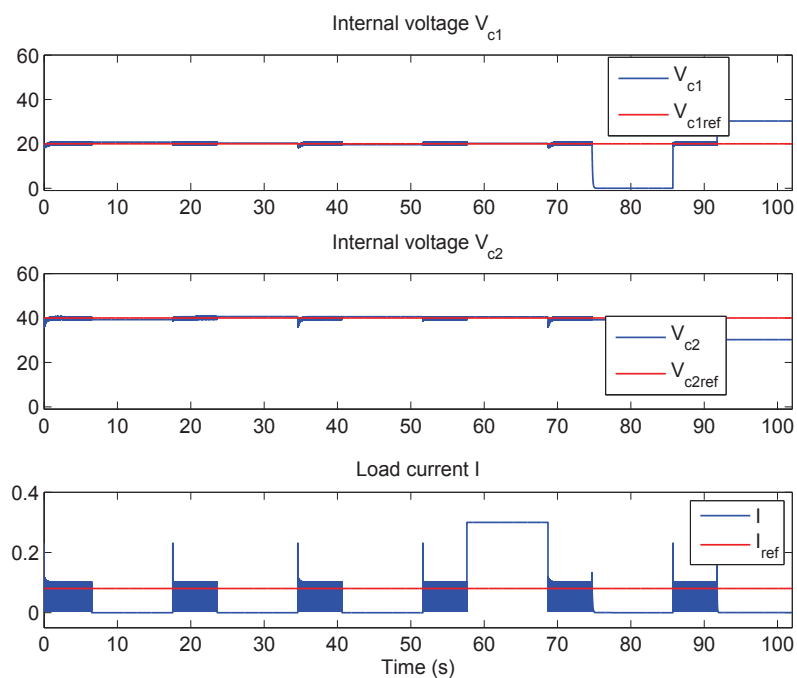


FIGURE 5.19 – Évolution de l'état continu et de la référence (simulation).

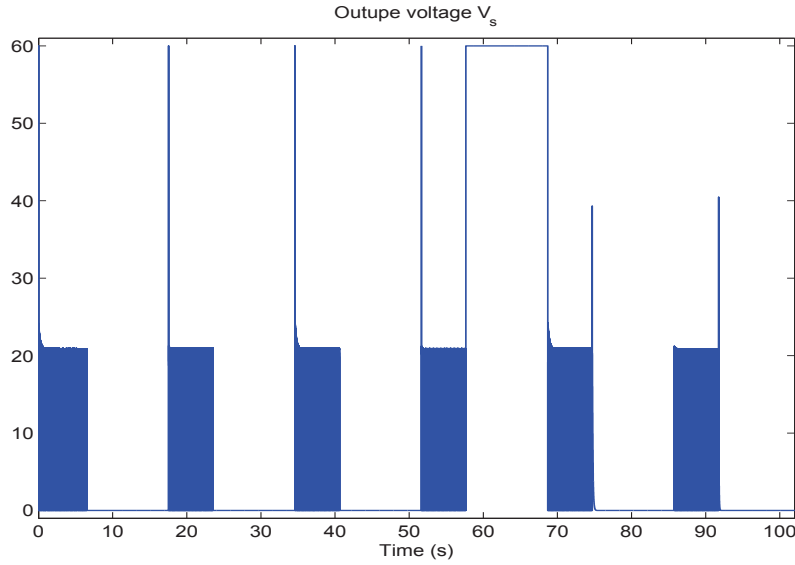


FIGURE 5.20 – Évolution de la tension de sortie V_s pour le convertisseur 3 cellules (simulation).

Résultats expérimentaux

L'algorithme de diagnostic actif a également été testé sur la maquette du convertisseur afin de montrer que l'approche peut être appliquée en temps réel. Les paramètres du convertisseur sont les suivants :

$$E = 60V, R = 200\Omega, L = 1H, c_1 = c_2 = 40\mu F.$$

De même que précédemment, seul le régime permanent du système est considéré. Lors de l'expérimentation, les différents types de fautes sont générés manuellement et aléatoirement par une action directe sur la commande (une cellule de commutations est maintenue bloquée dans un état). La figure 5.21(a) présente l'évolution des fautes générées (associées à la Table 5.2). Un reset a été réalisé entre chaque type de fautes en imposant une référence nulle au système et en réinitialisant la MM et le diagnostiqueur au mode nominal 1. La figure 5.22(b) montre quand le reset a été appliqué.

La commande MLI régule le convertisseur afin d'atteindre la référence : $x_{ref} = [V_{c1ref}, V_{c2ref}, I_{ref}]^T = [20, 40, 0, 17]^T$.

Les figures 5.22, 5.23 et 5.24 montrent respectivement l'évolution du mode actif dans la MM, l'évolution de l'état continu du convertisseur et la tension de sortie V_s qui est utilisée pour le diagnostic. De même que précédemment, les modes 1 à 8 correspondent à un fonctionnement nominal du convertisseur et les modes 9 à 32 sont utilisés si une faute est présente (figure 5.22). Les figures 5.21(b)-(c) montrent que chaque faute générée est bien détectée puis isolée.

On peut en conclure que la procédure développée dans le chapitre 3 assure correctement le diagnostic des différentes fautes. On peut également noter que certaines fautes sont isolées grâce à l'application d'une séquence d'isolation de fautes.

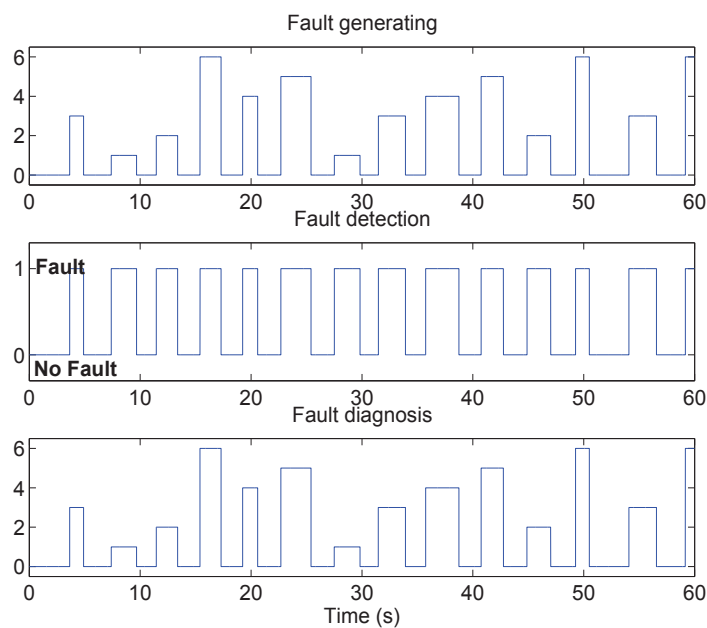


FIGURE 5.21 – Évolution des fautes générées, détectées et isolées sur la maquette du convertisseur 3 cellules (expérimentation). (a) Fautes générées. (b) Fautes détectées. (c) Fautes isolées utilisant le diagnostiqueur et les séquences de test.

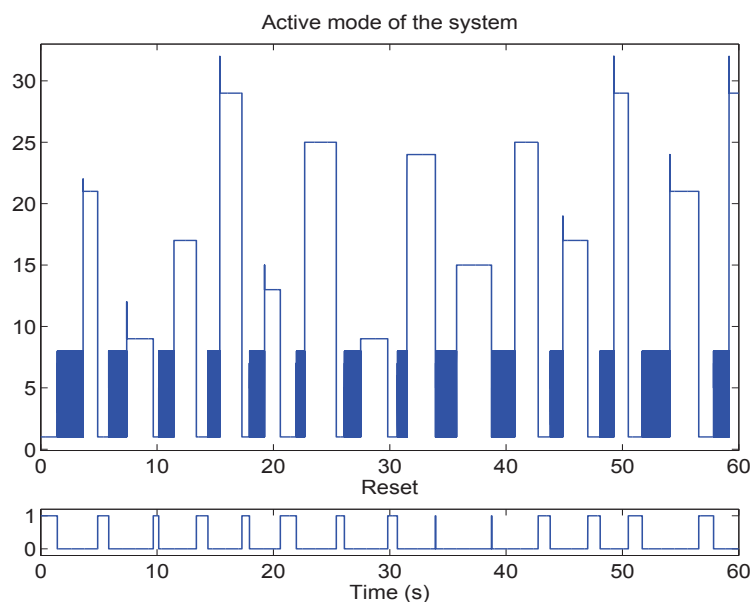


FIGURE 5.22 – Évolution du mode actif dans la MM (nominal ou défaillant) sur la maquette du convertisseur 3 cellules (expérimentation).

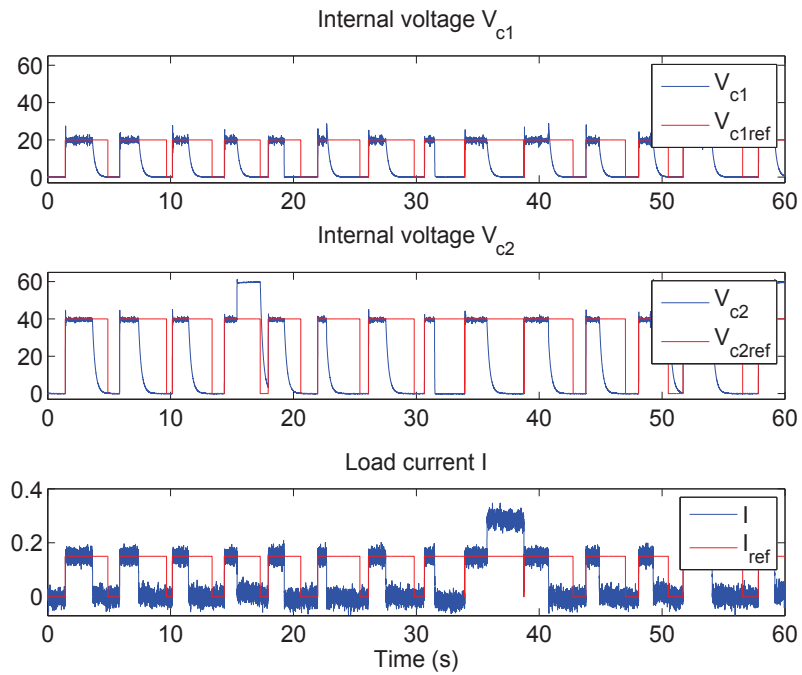


FIGURE 5.23 – Évolution de l'état continu et de la référence (expérimentation).

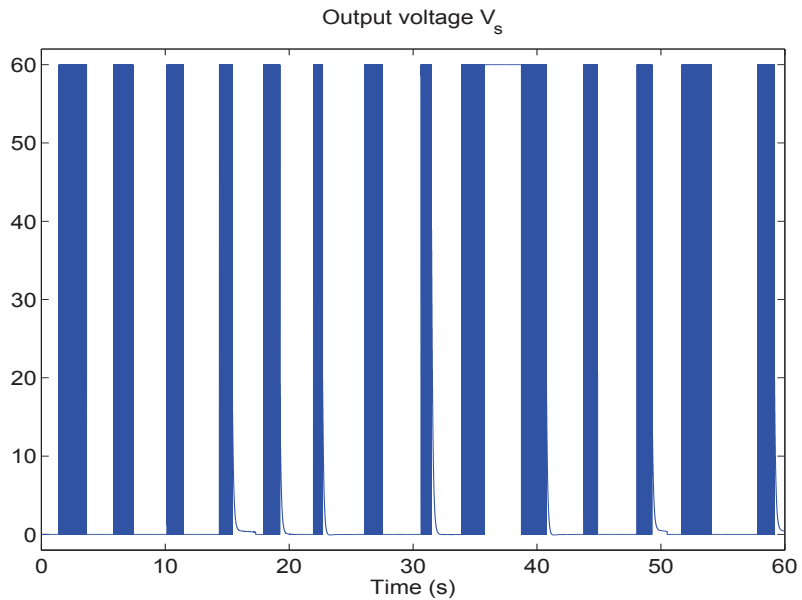


FIGURE 5.24 – Évolution de la tension de sortie V_s utilisée pour le diagnostic (expérimentation).

5.3 Conclusion

Dans ce chapitre, les principales approches théoriques d'observation et de diagnostic, développées dans les chapitres précédents, ont été validées sur le convertisseur multicellulaire série à trois cellules associé à une charge RL.

En effet, le convertisseur fait partie des systèmes à commutations contrôlées dont les sous-systèmes ne vérifient pas les conditions classiques d'observabilité. En supposant que le signal de commutations est connu et qu'aucune entrée inconnue n'est appliquée, l'observateur hybride, proposé dans le chapitre 2, a été implémenté afin d'estimer l'état continu du système. L'objectif est de reconstruire les tensions internes des capacités à partir du signal de commutations et de la mesure du courant de sortie. Des résultats numériques ont permis de mettre en évidence l'efficacité de l'observateur proposé. Une étude comparative avec un observateur par modes glissants, a permis de montrer que l'objectif est correctement rempli et que l'approche proposée donne de meilleures performances en termes de temps de convergence et d'erreurs permanentes. L'inconvénient majeur de notre approche reste la charge de calcul engendrée.

Également, pour le diagnostic des fautes continues, la procédure développée dans le chapitre 3 permet d'estimer un vecteur de résidus et de mettre en évidence la présence ou non de faute. Associé à un diagnostiqueur, celui-ci permet d'assurer la détection de fautes sur la dynamique continue du convertisseur. Des résultats numériques ont mis évidence une procédure de détection rapide et efficace pour protéger le système. Néanmoins, cette méthode n'est valable que sur le régime permanent du système et l'isolation de la faute ne peut pas être garantie.

Enfin, l'algorithme de diagnostic actif, développé dans le chapitre 3, assure la détection et l'isolation de fautes discrètes. Il est basé sur une Machine de Mealy du système et combine le principe d'un diagnostiqueur avec un algorithme de test. Des résultats de simulation et expérimentaux, sur la maquette du convertisseur, ont montré que l'algorithme remplit totalement son objectif avec rapidité. Grâce à cette stratégie, toutes les fautes discrètes ont bien été détectées, la commande du système a été interrompue pour le sécuriser et, si nécessaire, l'application d'une séquence d'isolation de faute a permis de les isoler. Néanmoins, il est également toujours nécessaire d'attendre le régime permanent du système et l'implémentation d'un diagnostiqueur de grande taille (sous forme d'un bloc Stateflow) reste une opération assez complexe si le nombre de cellules est élevé.

Chapitre 6

Commande d'un convertisseur multicellulaire

Dans le cadre de cette thèse, on s'est également intéressé à la conception d'une nouvelle stratégie de commande du convertisseur multicellulaire série. Celle-ci pourra, dans un futur travail, aboutir à une commande tolérante aux fautes dans le cas d'un blocage de cellule. En effet, cette approche de commande peut être plus facilement adaptée en fonction du nombre de cellules de commutations et semble plus robuste que les approches classiques MLI [124]. Dans ce chapitre, un contrôleur binaire pour le convertisseur est développé sur la base du modèle instantané hybride du convertisseur. L'objectif est de commander directement les cellules de commutations afin d'assurer une bonne régulation du courant de sortie et la distribution des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Un algorithme basé sur une fonction de Lyapunov est proposée afin de suivre les contraintes d'adjacence et d'améliorer les performances du système. Une comparaison expérimentale entre l'approche proposée et une commande MLI avec un retour d'état met en évidence l'efficacité de notre approche.

6.1 Présentation du problème

Généralement, les commandes classiques des convertisseurs suivent des modèles moyens. Une stratégie de modulation de largeur d'impulsions (MLI) est alors appliquée afin de transformer une commande continue en ordres de commutation. Le principal problème est qu'un modèle moyen ne permet pas de représenter les dynamiques liées aux tensions des condensateurs. Il serait donc intéressant d'utiliser un modèle instantané hybride afin de prendre en compte, à chaque instant, l'évolution de chaque variable d'état. Un contrôleur binaire peut choisir directement l'état discret des actionneurs (les cellules de commutations) afin de remplir l'objectif de commande.

Dans la suite, la modélisation générique d'un convertisseur multicellulaire série est rappelée et l'objectif de commande est présenté.

6.1.1 Modélisation hybride du convertisseur

Les dynamiques d'un convertisseur à p cellules de commutations associé à une charge composée d'une résistance R et d'une inductance L peuvent être exprimées par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \dot{I} &= -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}S_p - \sum_{j=1}^{p-1} \frac{V_{c_j}}{L}(S_{j+1} - S_j) \\ \dot{V}_{c_j} &= \frac{I}{c_j}(S_{j+1} - S_j), \quad j = 1, \dots, p-1 \end{cases} \quad (6.1.1)$$

où I est le courant dans la charge, c_j est la j -ème capacité, V_{c_j} est la tension dans la j -ème capacité et E est la tension d'alimentation principale du convertisseur. Chaque cellule de commutations est contrôlée par un signal binaire $S_j \in \{0, 1\}$.

Remarque 6.1 *On peut noter que, par la structure du convertisseur, le courant de charge I est physiquement borné par deux valeurs connues :*

$$0 < I < \frac{E}{R} \quad (6.1.2)$$

6.1.2 Objectif de commande

L'objectif de la commande est de déterminer l'évolution des signaux discrets S_j , $j = \{1, \dots, p-1\}$ telle que le convertisseur multicellulaire assure :

- la régulation du courant de charge I au plus près du courant désiré I_{ref} . C'est à dire que l'erreur $I - I_{ref}$ doit être stabilisée proche de l'origine.
- la distribution des tensions aux bornes des capacités entre les cellules de commutations, *i.e.* $\forall j = \{1, \dots, p-1\}$, $V_{c_j} - V_{c_j,ref}$ est stabilisée proche de l'origine.

Il est important de noter que les contraintes en tension appliquées sur chaque cellule doivent être identiques, c'est à dire égale à $\frac{E}{p}$. Cela implique que la commande doit assurer une bonne régulation des tensions des condensateurs et que la tension de référence de la j -ème capacité $j = \{1, \dots, p-1\}$ est donnée par :

$$V_{c_j,ref} = j \frac{E}{p} \quad (6.1.3)$$

6.2 Conception d'une commande binaire

Dans cette partie, une loi de commande directe, basée sur la théorie de Lyapunov, pour le convertisseur multicellulaire est développée pour assurer l'objectif de commande présentée précédemment. De plus, des contraintes d'adjacence sont proposées afin d'améliorer les performances du système [119, 118].

6.2.1 Stratégie de commande

Considérons la fonction candidate de Lyapunov de la forme suivante :

$$V = \frac{L(I - I_{ref})^2}{2} + \sum_{j=1}^{p-1} \frac{c_j(V_{c_j} - V_{c_j,ref})^2}{2} \quad (6.2.1)$$

La fonction V est positive, continue et nulle seulement si $I = I_{ref}$ et $V_{c_j} = V_{c_j,ref}$, $j = 1, \dots, p-1$. En utilisant l'équation (6.1.1), la dérivée de V le long des trajectoires du système est définie selon :

$$\dot{V} = (I - I_{ref})(-RI + ES_p) - (I - I_{ref}) \left(\sum_{j=1}^{p-1} V_{c_j}(S_{j+1} - S_j) \right) + \sum_{j=1}^{p-1} (V_{c_j} - V_{c_j,ref})I(S_{j+1} - S_j) \quad (6.2.2)$$

Notons que l'équation (6.2.2) est continue sauf aux instants de commutation. On pose :

$$A_j = -(I - I_{ref})V_{c_j} + (V_{c_j} - V_{c_j,ref})I \quad (6.2.3)$$

L'expression (6.2.2) peut être réécrite comme :

$$\dot{V} = (I - I_{ref})(-RI + ES_p) - \sum_{j=1}^{p-1} A_j(S_j - S_{j+1}) \quad (6.2.4)$$

Une loi de commande par retour d'état, définissant la séquence de commutations, peut être déduite de cette fonction de Lyapunov commune.

Proposition 6.1 *Sous la loi de commande :*

$$S_p = \frac{1 - f(I - I_{ref})}{2} \quad (6.2.5)$$

$$S_j = \frac{1 + g(A_j)}{2} \quad \forall j = 1, \dots, p-1 \quad (6.2.6)$$

où :

$$f(I - I_{ref}) = \begin{cases} 1 & \text{si } I - I_{ref} > 0 \\ -1 & \text{si } I - I_{ref} < 0 \\ \text{sign}(A_{p-1}) & \text{si } I - I_{ref} = 0 \end{cases} \quad (6.2.7)$$

$$\text{et } g(A_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } A_j > 0 \\ -1 & \text{si } A_j < 0 \\ -\text{sign}(A_{j-1}) & \text{si } A_j = 0 \end{cases} \quad (6.2.8)$$

le convertisseur multicellulaire applique à la charge un courant I qui suit le courant désiré I_{ref} et assure la distribution des tensions des condensateurs. Étant donné que le convertisseur est représenté par un modèle hybride, la fonction signe permet de définir directement l'état discret du système. La fonction signe est définie par :

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (6.2.9)$$

Démonstration. A partir de l'équation (6.1.2), les quantités $(-RI + E)$ et RI sont positives. L'équation (6.2.5) permet de déduire que :

$$\begin{aligned} \text{si } I - I_{ref} > 0 & \quad \text{alors} \quad S_p = 0 \\ \text{si } I - I_{ref} < 0 & \quad \text{alors} \quad S_p = 1 \\ \text{si } I - I_{ref} = 0 & \quad \text{alors} \quad S_p = \frac{1 - \text{sign}(A_{p-1})}{2} \end{aligned} \quad (6.2.10)$$

Par conséquent, le terme $(I - I_{ref})(-RI + ES_p)$ de l'équation (6.2.4) est négatif ou nul.

A partir de l'équation (6.2.6), on peut noter que :

$$\begin{aligned} \text{si } A_j > 0 & \quad \text{alors} \quad S_j = 1 \\ \text{si } A_j < 0 & \quad \text{alors} \quad S_j = 0 \\ \text{si } A_j = 0 & \quad \text{alors} \quad S_j = \frac{1 - \text{sign}(A_{j-1})}{2} \end{aligned} \quad (6.2.11)$$

Donc si $S_{j+1} = 0$ ou $S_{j+1} = 1$, le terme $A_j(S_j - S_{j+1})$ de l'équation (6.2.4) est positif ou nul. On peut ainsi conclure que $\dot{V} \leq 0$.

La dérivée de la fonction de Lyapunov est égale à zéro si $I - I_{ref} = 0$ et $V_{c_j} - V_{c_j,ref} = 0$ pour tout $j = 1, \dots, p-1$. Cela peut être prouvé par récursivité.

Le terme $(I - I_{ref})(-RI + ES_p)$ de l'équation (6.2.4) est égal à zéro si et seulement si $I = I_{ref}$. Dans ce cas, on obtient l'équivalence suivante :

$$A_{p-1}(S_{p-1} - S_p) = A_{p-1} \left(S_{p-1} - \frac{1 - \text{sign}(A_{p-1})}{2} \right) = 0 \iff V_{c_{p-1}} = V_{c_{p-1},ref}$$

En supposant que $\forall j = k, \dots, p-1$, $k > 1$, l'équivalence suivante est vérifiée :

$$A_j(S_j - S_{j+1}) = 0 \iff V_{c_j} = V_{c_j,ref}$$

A l'étape $k-1$, on obtient :

$$A_{k-1}(S_{k-1} - S_k) = A_{k-1} \left(S_{k-1} - \frac{1 - \text{sign}(A_{k-1})}{2} \right) = 0 \iff V_{c_{k-1}} = V_{c_{k-1},ref}$$

L'objectif de commande est donc rempli en utilisant ce contrôleur. ■

6.2.2 Contraintes d'adjacence sur le modèle hybride

Considérons le convertisseur multicellulaire composé de p cellules de commutation. Chaque cellule de commutation j est commandée par un signal binaire S_j . Donc, la commande hybride est définie selon 2^p modes possibles. Afin de réduire les pertes par commutation des semi conducteurs, la commande ne doit agir que sur une seule cellule à la fois. Cette condition implique que le nombre de liaisons entre les différents modes est limité à p (voir figure 6.1). Certaines transitions ne sont donc pas permises. Par ces contraintes d'adjacence, la variation de la tension de sortie V_s est bornée par $\frac{E}{p}$ à chaque instant de commutations pour réduire le contenu harmonique.

Un automate hybride est utilisé pour modéliser ces contraintes. Il est constitué de places, de transitions et d'arcs orientés. La distribution des places est appelée marquage. Ici, ce dernier est représenté par :

$$M = [M_1, \dots, M_q, \dots, M_{2^p}]^T \quad (6.2.12)$$

où $M_q \in \{0, 1\}$, $q = 1, \dots, 2^p$ et $\sum_{i=1}^{2^p} M_i = 1$. C'est à dire qu'il n'y a toujours qu'une seule place active dans l'automate hybride. Si le $q^{\text{ème}}$ mode est actif alors $M_q = 1$. Réciproquement, si ce mode est inactif alors $M_q = 0$. A partir du signal binaire de commande du convertisseur $S_j \in \{0, 1\}$, le mode actif q est déterminé par la relation suivante :

$$q = 1 + \sum_{j=0}^{p-1} 2^j S_{j+1} \quad (6.2.13)$$

Par l'équation (6.2.13), on obtient le marquage désiré M_d qui permet de satisfaire l'objectif de commande. A chaque pas de temps, le système de commande peut choisir entre $p+1$ actions pour satisfaire les contraintes d'adjacence. En effet, à partir du $q^{\text{ème}}$ mode, le système peut rester dans ce mode ou changer parmi p autres modes. On définit la matrice d'adjacence $C_a \in \{0, 1\}^{2^p \times 2^p}$ qui indique la présence ou non de liaisons d'un mode à un autre. Cette matrice permet de savoir si le système peut commuter du mode actuel M vers le mode désiré M_d :

- si $\mathcal{O} = M_d^T C_a M = 1$, alors le contrôleur binaire est directement appliqué et les contraintes d'adjacence sont vérifiées.
- si $\mathcal{O} = M_d^T C_a M = 0$, alors le système commute vers un mode approprié qui satisfait les contraintes d'adjacence.

La stratégie de la commande hybride peut être résumée comme suit :

$$M_{\text{applied}} = \begin{cases} M_d & \text{si } \mathcal{O} = 1 \\ M_{\text{opt}} & \text{si } \mathcal{O} = 0 \end{cases} \quad (6.2.14)$$

où M_{opt} est le marquage du mode optimal tel que \dot{V} soit minimisée et que les contraintes d'adjacence soient satisfaites.

Exemple 6.1 *Considérons le convertisseur muni de $p = 3$ cellules. L'équation (6.2.13) donne le tableau 6.1. La figure 6.1 décrit la forme de l'automate hybride associé à un convertisseur à 3 cellules. On peut remarquer également les contraintes d'adjacence. En effet, quelques transitions ne sont pas permises ($1 \rightarrow 4$, $1 \rightarrow 6$, $1 \rightarrow 7$, $1 \rightarrow 8$, ...). Les liaisons d'un mode q' vers un mode q sont caractérisées par la matrice d'adjacence C_a , donnée par le tableau 6.2. Sans perte de généralité, nous supposons que le mode actuel est le mode 1, $M = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$. Alors, nous pouvons calculer le résultat de la commande binaire vue dans la partie précédente.*

Si le mode désiré est le mode 2, $M_d = [0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$, alors $\mathcal{O} = 1$. Donc, la commande binaire peut être directement appliquée.

TABLE 6.1 – Les différents modes associés à un convertisseur à 3 cellules.

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8
S_1	0	1	0	1	0	1	0	1
S_2	0	0	1	1	0	0	1	1
S_3	0	0	0	0	1	1	1	1

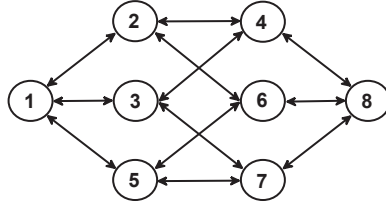


FIGURE 6.1 – Automate hybride du convertisseur à trois cellules.

TABLE 6.2 – Matrice d'adjacence C_a pour un convertisseur à 3 cellules.

$q' \rightarrow q$	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1	1	1	0	1	0	0	0
2	1	1	0	1	0	1	0	0
3	1	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	1	1	0	0	0	1
5	1	0	0	0	1	1	1	0
6	0	1	0	0	1	1	0	1
7	0	0	1	0	1	0	1	1
8	0	0	0	1	0	1	1	1

Si le mode désiré est le mode 8, $M_d = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1]^T$, alors $\mathcal{O} = 0$. Donc, nous devons choisir le mode optimal entre les modes 1, 2, 3 et 5 de façon à minimiser \dot{V} .

Remarque 6.2 Afin de minimiser le nombre de commutations, il convient d'ajouter une étape. Dans le cas où $\mathcal{O} = 0$, nous pouvons d'abord calculer le marquage suivant :

$$M_{com} = \text{diag}(C_a M) C_a M_d \quad (6.2.15)$$

Il indique les modes adjacents communs entre les modes M et M_d . Nous choisirons donc le mode, parmi ceux marqués, qui minimise \dot{V} . Si $M_{com} = [0, 0, \dots, 0]^T$ alors cette étape n'est pas considérée.

Exemple 6.2 Reprenons l'exemple précédent. Nous supposons que le mode actuel est le mode 1,

$M = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$. Alors, nous pouvons calculer le résultat de la commande binaire. Si le mode désiré est le mode 4, alors $\mathcal{O} = 0$. L'équation (6.2.15) conduit à $M_{com} = [0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0]^T$. Par conséquent, nous choisissons le mode optimal entre les modes 2 et 3, de façon à minimiser \dot{V} .

6.3 Résultats de simulation

Afin d'illustrer les performances du contrôleur proposé, une étude comparative entre une commande MLI bouclée et la commande binaire proposée est présentée. Nous avons simulé les résultats d'un convertisseur multicellulaire à $p = 3$ cellules associé à une charge RL afin de mettre en évidence les caractéristiques des deux approches dans les mêmes conditions. La période d'échantillonnage est fixé à $5.10^{-6}s$ pour toutes les simulations.

Les équations de la dynamique d'un convertisseur à trois cellules, associé à une charge RL, sont données par l'équation (6.1.1) avec $p = 3$. Les paramètres choisis sont tels que $c_1 = 40.10^{-6}F$, $c_2 = 40.10^{-6}F$, $R = 200\Omega$ et $L = 1H$. La tension de la source est $E = 60V$. Ainsi, les références des tensions des condensateurs V_{c_1} et V_{c_2} sont définies par :

$$V_{c_1,ref} = 20V, V_{c_2,ref} = 40V$$

Afin de tester la stratégie proposée avec différentes trajectoires de référence, le courant de charge désiré est choisi continu par morceaux et satisfait la condition physique :

$$0 < I_{ref} < E/R$$

avec $\frac{E}{R} = 0.3A$. L'état initial du convertisseur est : $V_{c_1}(0) = 0V$, $V_{c_2}(0) = 0V$ et $I(0) = 0A$.

6.3.1 Résultats de simulation avec une commande MLI bouclée

Le principe de la commande MLI a été présenté dans le premier chapitre de cette thèse. Le lecteur pourra s'y référer afin de comprendre comment fonctionne ce type de commande.

La stratégie de la commande MLI bouclée est basée sur un modèle moyen. L'idée est de générer p signaux binaires déphasés de $\frac{2\pi}{p}$. p rapports cycliques sont calculés afin de stabiliser le courant de charge et les tensions aux bornes des condensateurs flottants autour des valeurs désirées. Dans la littérature, plusieurs études ont été proposées afin de réduire les oscillations et les erreurs de suivi en régime permanent sur le courant et les tensions des condensateurs. Ici, la méthode de commande découplée est appliquée [23]. Ce principe est présenté par la figure 6.2 pour un convertisseur à trois cellules. Trois contrôleurs (PI) sont assignés à la régulation des tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} et au courant I . Les rapports cycliques variables, notés $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, sont calculés pour chaque cellule en utilisant une approche similaire à [23]. Le signal de commutation est déterminé par comparaison entre les rapports cycliques et les signaux triangulaires de période T_{MLI} et avec un déphasage de $\frac{T_{MLI}}{p}$.

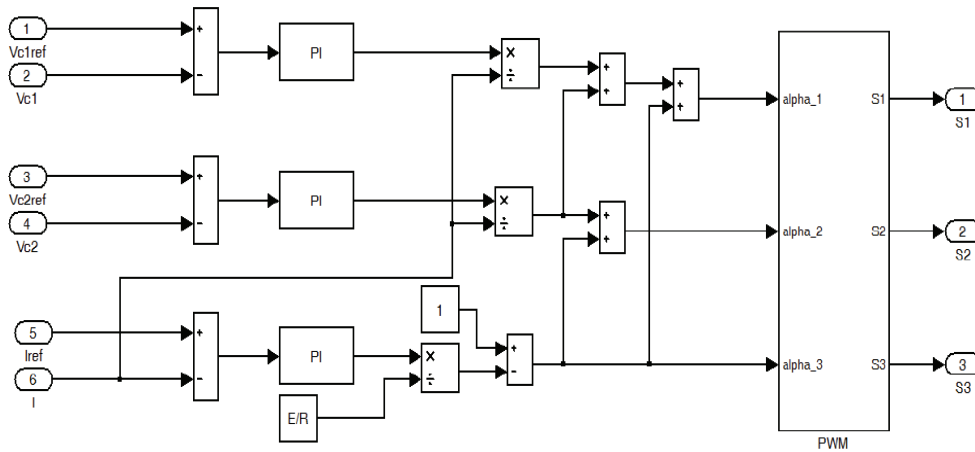


FIGURE 6.2 – Principe d'une commande MLI bouclée pour un convertisseur à trois cellules.

Pour les résultats de simulation, le contrôleur MLI utilise une période $T_{MLI} = 0.001s$ et les gains des contrôleurs (PI) sont choisis afin d'obtenir de bons résultats. Les figures 6.3-6.4 montrent, respectivement, le courant de charge I et l'évolution des tensions internes V_{c1} et V_{c2} . On peut noter également que la stabilisation des erreurs sur le courant et les tensions est assurée.

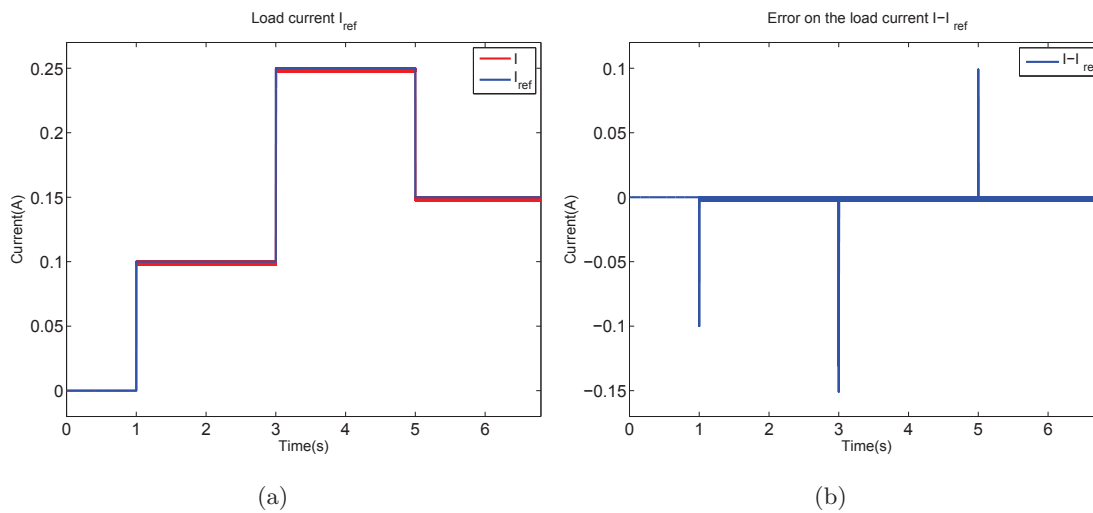


FIGURE 6.3 – Évolution du courant de charge I et de l'erreur en utilisant une stratégie de commande MLI bouclée (simulation). (a) Courant de charge I et la référence I_{ref} . (b) Erreur sur le courant I .

Le contrôleur MLI bouclé produit une régulation moyenne autour des références. Lorsque le courant de référence change, on peut noter un petit état transitoire.

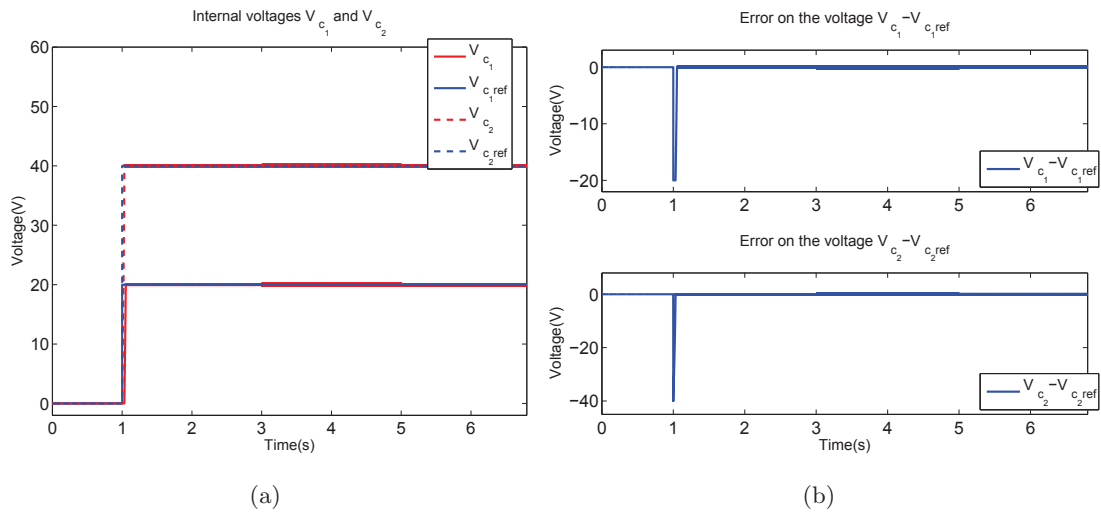


FIGURE 6.4 – Évolution des tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} et les erreurs en utilisant une stratégie de commande MLI bouclée (simulation). (a) Tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} et les références V_{c_1ref} et V_{c_2ref} . (b) Erreurs sur les tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

6.3.2 Résultats de simulation avec la commande binaire proposée

La simulation est réalisée dans les mêmes conditions que le cas précédent. Les figures 6.5-6.6 montrent le courant de charge I et les tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} . La stabilisation des erreurs sur le courant et les tensions des condensateurs flottants est assurée.

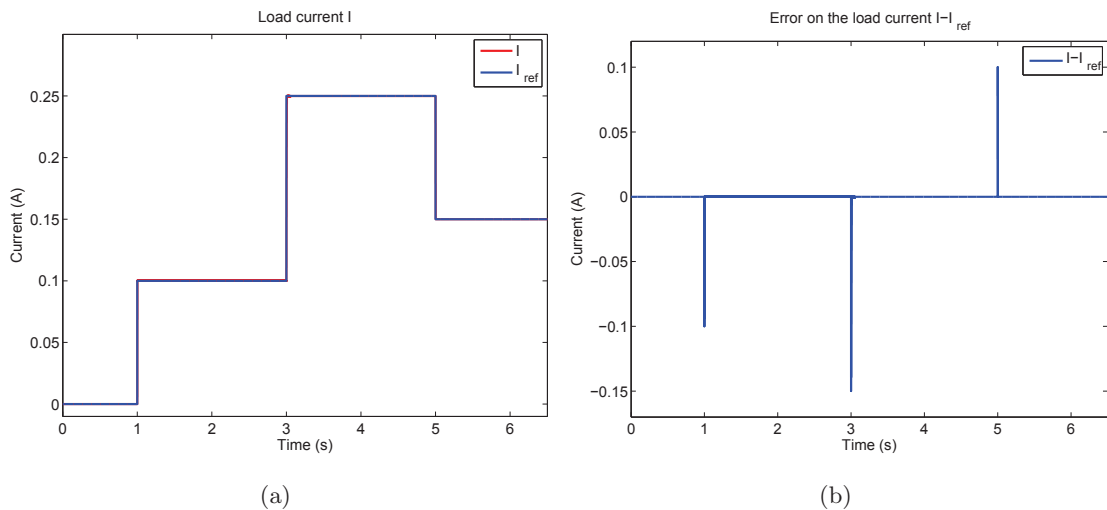


FIGURE 6.5 – Évolution du courant de charge I et de l'erreur en utilisant la commande binaire proposée (simulation). (a) Courant de charge I et la référence I_{ref} . (b) Erreur sur le courant I .

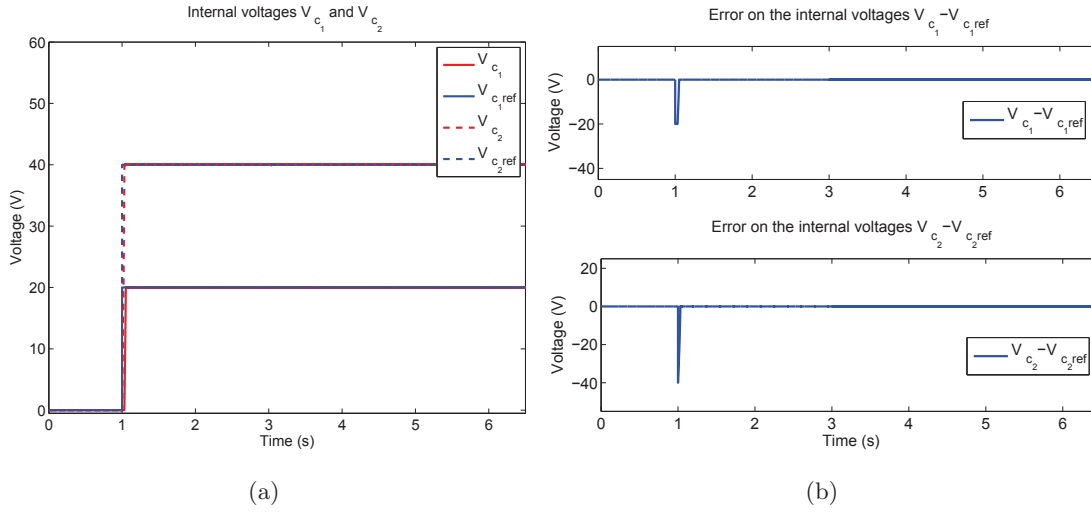


FIGURE 6.6 – Évolution des tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} et les erreurs en utilisant la commande binaire proposée (simulation). (a) Tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} et les références $V_{c_1,ref}$ et $V_{c_2,ref}$. (b) Erreurs sur les tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

On peut voir que le contrôleur proposé permet de suivre différentes valeurs de référence du courant. En effet, les phases transitoires pour le courant de charge et les tensions des condensateurs flottants sont courtes. Le contrôleur binaire proposé fournit également de meilleures performances que la stratégie MLI en terme d'erreur permanente. Par conséquent, la commande binaire accomplit correctement l'objectif de commande et fournit de très bonnes performances.

Le tableau 6.3 compare les résultats de simulations obtenus, en régime permanent, pour la commande MLI et le contrôleur binaire. La figure 6.7 présente un zoom sur l'évolution de la tension de sortie V_s . La variation de la tension de sortie est bornée par $\frac{E}{p} = 20V$ à chaque instant de commutations. Cela valide donc la stratégie hybride associée aux contraintes d'adjacence.

TABLE 6.3 – Comparison entre les commandes MLI et binaire.

	MLI	Commande binaire
Erreur max sur V_{c_1}	0.18V	0.03V
Erreur max sur V_{c_2}	0.18V	0.04V
Erreur max sur I	0.0026A	0.00025A

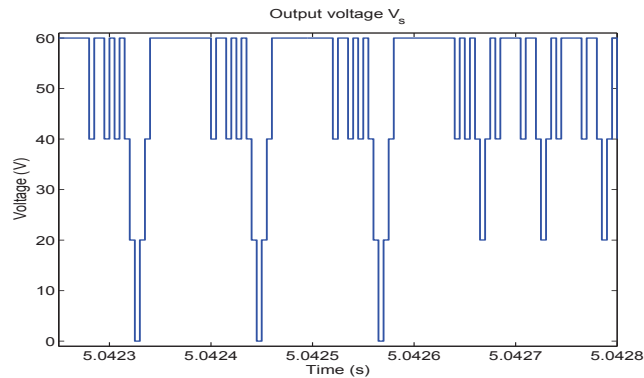


FIGURE 6.7 – Tension de sortie V_s en utilisant la commande binaire proposée (ZOOM).

6.4 Résultats expérimentaux

Afin de mettre en évidence les performances de la loi de commande proposée, nous avons effectué une validation expérimentale et une étude comparative entre la commande MLI et la commande binaire. Une analyse de la robustesse a également été réalisée pour les deux approches. Les paramètres et le signal de référence du courant sont identiques à ceux utilisés en simulation.

Afin de mettre en évidence l'efficacité de la stratégie proposée, des essais expérimentaux ont été réalisés sur la plateforme du convertisseur à trois cellules.

Ici, nous prenons $E=60V$. La partie mesure est composée de capteurs de tensions pour les condensateurs flottants et un transducteur de courant pour mesurer le courant circulant dans la charge. Un filtre passe-bas a été ajouté afin de limiter le bruit de mesure. Afin d'obtenir une bonne résolution, la période minimale, pour la carte Dspace, a été choisie avec $T_{ech} = 7.10^{-5}s$. La charge est composée d'une inductance et d'une résistance : $R = 200\Omega$, $L = 1H$.

6.4.1 Résultats expérimentaux avec paramètres estimés

La figure 6.8(a) présente l'évolution du courant de charge lorsqu'une stratégie MLI est appliquée avec $T_{MLI} = 0.001s$, (cette valeur a été choisie en fonction de la période d'échantillonnage T_{ech}). Les mêmes gains des contrôleurs PI que la simulation ont été utilisés. La figure 6.8(b) montre les tensions internes des capacités flottantes. Il peut être noté que le courant de charge et les tensions flottantes sont stabilisés proches de leurs valeurs de références. Néanmoins, cette technique produit de larges erreurs en régime permanent (voir la figure 6.9).

La figure 6.10 montre les évolutions du courant de charge I et des tensions internes V_{c1} et V_{c2} lorsque la commande binaire proposée est utilisée. Grâce à la figure 6.11, on peut noter que la stabilisation des erreurs sur le courant et les tensions est assurée.

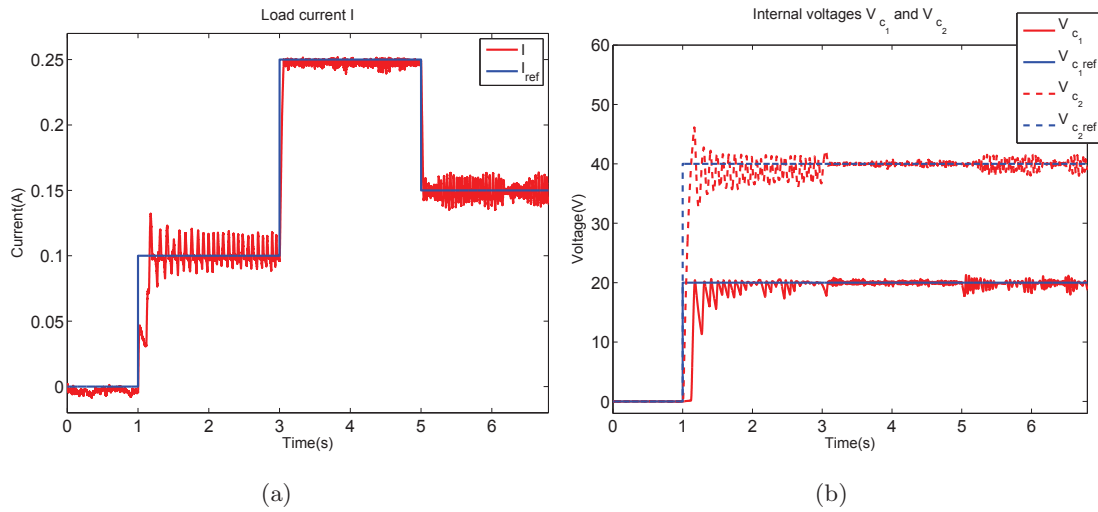


FIGURE 6.8 – Évolution du courant de charge I et des tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} en utilisant une stratégie de commande MLI bouclée (expérimentation). (a) Courant de charge I . (b) Tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

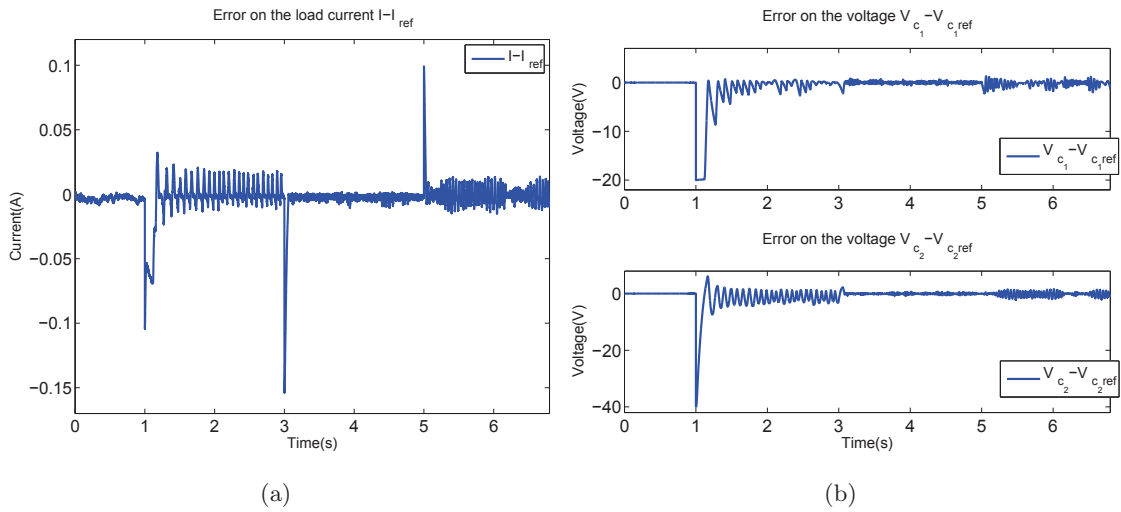


FIGURE 6.9 – Évolution des erreurs sur le courant de charge I et les tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} en utilisant une stratégie de commande MLI bouclée (expérimentation). (a) Erreur sur le courant I . (b) Erreurs sur les tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

On peut noter que la première phase transitoire est plus longue que les autres. Durant cette phase, dans un premier temps, l'algorithme donne priorité aux combinaisons $(u_1, u_2, u_3) = (0, 0, 1)$ qui laissent la tension V_{c_2} évoluer de zéro à $25V$. Puis, les combinaisons $(u_1, u_2, u_3) = (0, 0, 1)$ et $(u_1, u_2, u_3) = (0, 1, 0)$ prennent la même priorité afin que les tensions des deux capacités atteignent leur valeur de référence.

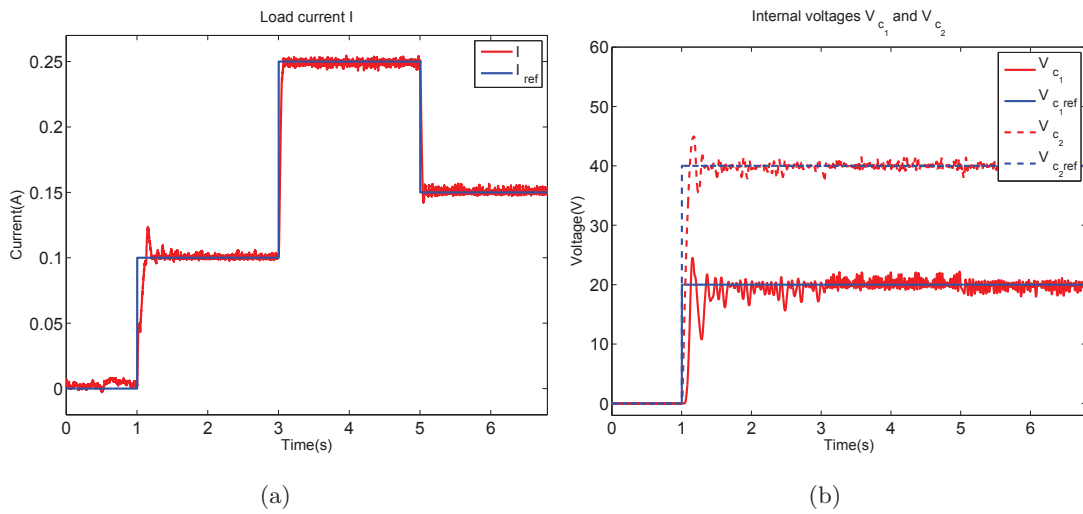


FIGURE 6.10 – Évolution du courant de charge I et des tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} en utilisant la commande binaire proposée (expérimentation). (a) Courant de charge I . (b) Tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

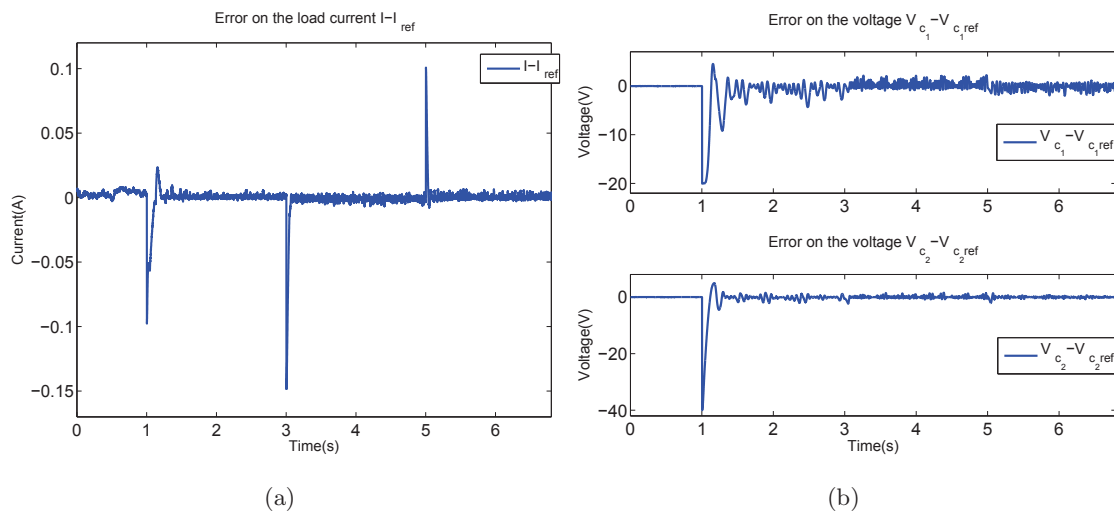


FIGURE 6.11 – Évolution des erreurs sur le courant de charge I et les tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} en utilisant la commande binaire proposée (expérimentation). (a) Erreur sur le courant I . (b) Erreurs sur les tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

Lorsque la référence du courant change, la distribution des tensions internes est déjà assurée. C'est pourquoi, l'erreur sur le courant de charge se stabilise plus rapidement à zéro. Le contrôleur proposé fournit de meilleures performances que la stratégie MLI d'un point de vue de l'erreur permanente. Le contrôleur binaire remplit donc correctement l'objectif de commande avec de très bonnes performances.

6.4.2 Résultats expérimentaux avec incertitude paramétrique

Afin de montrer la robustesse de l'approche proposée, une perturbation paramétrique est ajoutée. La valeur de la résistance est modifiée dans le système afin d'introduire une incertitude paramétrique. Elle est fixée à $R = 0.8R_{nominal} = 160\Omega$. $R_{nominal}$ est utilisée pour la génération de la loi de commande.

La figure 6.12 représente les évolutions du courant de charge et des tensions internes en utilisant une stratégie MLI. On peut voir que ce contrôleur est robuste mais présente une large erreur de suivi en régime permanent.

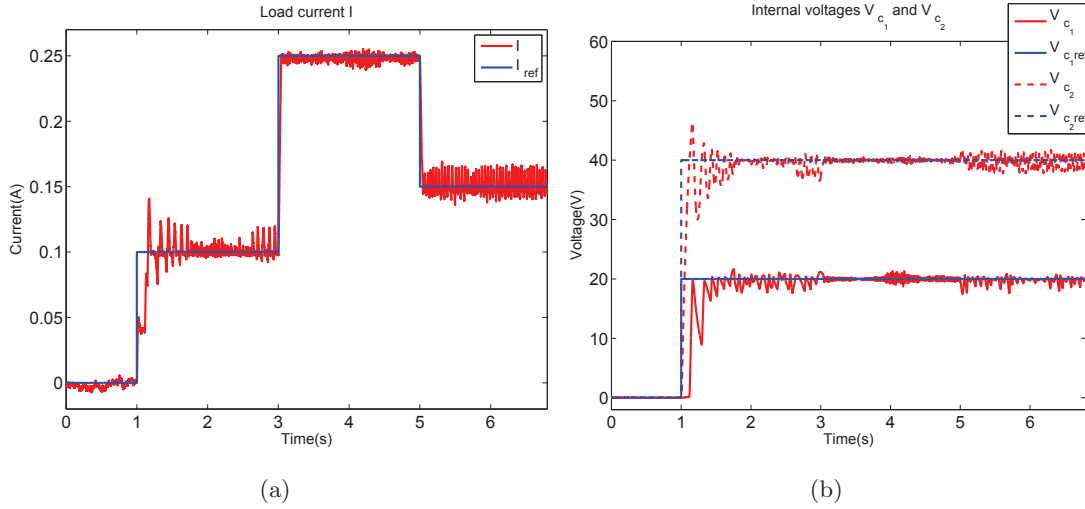


FIGURE 6.12 – Évolution du courant de charge I et des tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} en utilisant une commande MLI bouclée avec $R = 0.8R_{nominal}$ (expérimentation). (a) Courant de charge I . (b) Tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

La figure 6.13 montre l'évolution de l'état avec $R = 0.8R_{nominal}$ en appliquant le contrôleur binaire. Celui-ci accomplit l'objectif de commande avec de bonnes performances malgré la présence d'une variation sur la charge. L'erreur permanente est plus petite qu'avec la stratégie MLI.

Le tableau 6.4 résume les résultats expérimentaux obtenus, en régime permanent, pour les deux types de commande lorsqu'une perturbation paramétrique est considérée sur la charge.

TABLE 6.4 – Comparison entre les stratégies MLI et binaire.

	MLI	Commande binaire
Erreur max sur V_{c_1}	2.2V	1.7V
Erreur max sur V_{c_2}	2V	1V
Erreur max sur I	0.017A	0.007A

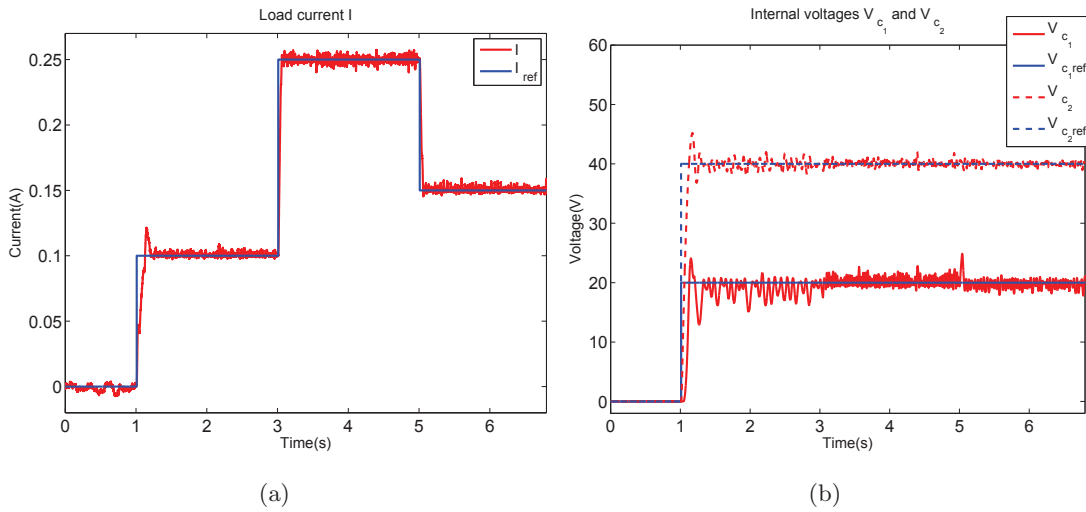


FIGURE 6.13 – Évolution du courant de charge I et des tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} en utilisant la commande binaire proposée avec $R = 0.8R_{nominal}$ (expérimentation). (a) Courant de charge I . (b) Tensions internes V_{c_1} et V_{c_2} .

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie de commande pour le convertisseur multicellulaire a été conçue. Celle-ci contrôle directement les cellules de commutations et utilise un modèle hybride du convertisseur. La loi de commande est basée sur une fonction de Lyapunov commune et ne nécessite pas de stratégie de modulation pour assurer la régulation simultanée du courant de charge et des tensions internes des capacités. Un algorithme est également fourni afin de satisfaire les contraintes d'adjacence et ainsi améliorer les performances du système. Des résultats expérimentaux ont montré l'efficacité de l'approche proposée comparée à une commande MLI bouclée. Cette commande pourra être utilisée et adaptée, dans un futur travail, afin de concevoir une commande tolérante aux fautes sur le convertisseur dans le cas où une faute serait représentée par un blocage d'une cellule.

Conclusion générale et perspectives

Tout au long de ce mémoire, l'ensemble des contributions cherchent à répondre aux objectifs suivants :

- l'observation hybride d'un système à commutations soumis à une entrée inconnue dont les sous-systèmes ne vérifient pas nécessairement les conditions d'observabilité au sens classique.
- le diagnostic de fautes continues et discrètes d'une large classe de systèmes à commutations (ne vérifiant pas nécessairement les conditions d'observabilité au sens classique et de découplage des fautes) et dont le diagnostiqueur associé n'est pas supposé satisfaire la condition de diagnostiquabilité.
- la validation des approches théoriques développées sur un convertisseur multicellulaire série, en simulation et sur une maquette industrielle. Les points développés sont :
 - l'observation des tensions internes des condensateurs par un observateur hybride lorsque le signal de commutations est connu et qu'aucune entrée inconnue n'est considérée
 - la détection d'une variation de la valeur des capacités (fautes continues) et le diagnostic actif de cellules de commutations bloquées (fautes discrètes),
 - la commande binaire du convertisseur suivant un modèle instantané hybride et pouvant être utilisée comme commande tolérante aux défauts par la suite.

Dans le Chapitre 1, la modélisation des systèmes à commutations est introduite. Un état de l'art présente les principaux concepts et problématiques d'observation et de diagnostic de ces systèmes. La modélisation et le fonctionnement du convertisseur multicellulaire série sont également expliqués. Une étude bibliographique associée à sa commande, son observation et son diagnostic est décrite.

Dans le Chapitre 2, le problème de l'observation d'un système à commutations soumis à une entrée inconnue est abordé. Cette étude considère d'une part que le mode actif est inconnu et d'autre part que les différents modes de fonctionnement ne sont pas observables au sens classique. Cependant, la forme généralisée de l'observabilité a permis la synthèse d'un observateur hybride. Un découplage du système est utilisé et permet de concevoir deux observateurs en interaction. Le premier utilise les techniques du modes glissants pour identifier l'état discret du système et reconstruire l'entrée inconnue en temps fini. Le second estime l'état continu à partir des informations partielles disponibles de l'état associées

à chaque mode de fonctionnement. Il utilise les techniques d'observation par modes glissants d'ordre supérieur. Des résultats de simulation, sur un exemple académique qui ne peut pas être traité par les approches de la littérature, illustre le fonctionnement et les performances de l'approche proposée.

Dans le Chapitre 3, la détection de fautes continues et le diagnostic de fautes discrètes d'un système à commutations sont traités. D'une part, pour la détection des fautes continues, un vecteur de résidus est estimé par un observateur hybride alors que les sous-systèmes ne sont pas supposés observables au sens classique et le découplage des fautes n'est pas possible. Un diagnostiqueur, modélisé par une Machine de Mealy, est utilisé pour représenter qualitativement l'évolution du vecteur de résidus et indiquer la présence ou non d'une faute continue. D'autre part, pour le diagnostic des fautes discrètes, une Machine de Mealy est utilisée pour représenter l'évolution qualitative de la sortie mesurée du système. Un algorithme de diagnostic actif, basé sur la théorie du test, combiné à un diagnostiqueur est développé afin d'assurer la détection et l'isolation d'une faute discrète. Les deux approches proposées sont appliquées sur le modèle d'un convertisseur multicellulaire à deux cellules. Des résultats de simulation mettent en évidence l'efficacité et la rapidité des deux méthodes développées. Cependant, seul l'objectif de la détection est résolu pour les fautes continues. Dans le cas des fautes discrètes, la détection et l'isolation sont garantis.

Dans le Chapitre 4, les différentes étapes de la conception d'un convertisseur multicellulaire série de puissance sont détaillées. Cette maquette est destinée à la validation des approches théoriques développées. Elle doit être commandée via une carte dSPACE et le courant maximale souhaité est de 40A avec une tension de 600V. D'abord, le cahier des charges de la maquette est présenté puis les parties dSPACE, commande, mesure et puissance sont détaillées. Chaque partie répond au cahier des charges et la structure globale du convertisseur a été pensée et conçue sous un logiciel CAO pour limiter les perturbations électromagnétiques et permettre un caractère évolutif.

Dans le Chapitre 5, les principales approches développées dans les Chapitres 2 et 3 sont validées sur le système d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules associé à une charge RL. En effet, le convertisseur multicellulaire fait partie des systèmes à commutations dont les modes de fonctionnement ne sont pas observables au sens classique. De plus, le diagnostiqueur associé ne vérifie pas la condition de diagnosticabilité. Les stratégies d'observation et de diagnostic sont appliquées dans deux parties différentes :

- En supposant que le signal de commutations est connu et qu'aucune entrée inconnue n'est appliquée, l'observateur hybride, proposé dans le Chapitre 2, est implémenté afin d'estimer l'état continu du système. Associé au convertisseur, notre objectif est de reconstruire les tensions internes des condensateurs à partir du signal de commutations et de la mesure du courant de sortie. Des résultats des simulations mettent en évidence que l'objectif est rempli avec efficacité.

De plus, une étude comparative avec un observateur par modes glissants nous montre que notre observateur offre de meilleures performances en termes de temps de réponse et d'erreurs permanentes. Cependant, l'inconvénient majeur reste la charge de calcul engendrée pour l'application en temps réel de l'observateur hybride.

- Pour la partie diagnostic, la détection des fautes continues et le diagnostic des fautes discrètes sont traités indépendamment.
 - D'une part, pour la détection des fautes continues, l'observateur hybride défini dans le Chapitre 3, permet d'estimer un vecteur de résidus et de mettre en évidence la présence ou non de faute. Associé à un diagnostiqueur, modélisé par une Machine de Mealy, le vecteur de résidus permet d'assurer la détection de fautes sur la dynamique continue du convertisseur. Des résultats de simulations mettent en évidence une procédure de détection rapide et efficace pour protéger le système. Néanmoins, cette méthode n'est valable que sur le régime permanent du système et l'isolation de la faute ne peut pas être assurée.
 - D'autre part, l'algorithme de diagnostic actif, proposé dans le Chapitre 3, doit assurer la détection et l'isolation de fautes discrètes. Il est basé sur une Machine de Mealy du système et combine le principe d'un diagnostiqueur avec un algorithme de test. Des résultats de simulation et expérimentaux, sur la maquette du convertisseur, montrent que l'algorithme remplit totalement son objectif avec rapidité. Néanmoins, il est également toujours nécessaire d'attendre le régime permanent du système.

Dans le Chapitre 6, une nouvelle stratégie de commande binaire pour le convertisseur multicellulaire est proposée. Celle-ci est basée sur un modèle instantané hybride du convertisseur et commande directement les cellules de commutations. Une fonction de Lyapunov commune associée à des contraintes d'adjacence a permis de concevoir un algorithme de commande. Contrairement aux approches classiques, celui-ci n'utilise pas de stratégie de modulation pour assurer la régulation simultanée du courant de sortie et des tensions des capacités. Des résultats expérimentaux mettent en évidence les performances de la commande proposée avec une comparaison à une commande MLI bouclée. La commande binaire proposée a notamment montré une bonne robustesse face à une erreur paramétrique. Elle constitue donc une solution intéressante pour la commande tolérante aux fautes du convertisseur.

- En perspectives des travaux réalisés, plusieurs points théoriques et pratiques restent à développer :
- Étant donné que l'erreur permanente sur l'estimation de l'état continu, dans le Chapitre 2, dépend du temps d'identification du mode actif, un ajustement optimal des gains des observateurs pourrait permettre d'améliorer le temps de convergence. En outre dans notre approche, une borne sur les perturbations et leurs dérivées doit être connue a priori pour le choix des

gains. Une approche adaptative pour le choix des gains des observateurs par modes glissants est développée dans [107, 94] afin d'éliminer cette contrainte. Des recherches dans ce sens pourraient réduire les erreurs d'estimations engendrées et faciliter la conception de l'observateur.

- Pour la partie diagnostic, un diagnostic actif des fautes continues, basé sur un observateur hybride, pourrait être un objectif intéressant. En effet, la modélisation actuelle par Machine de Mealy ne permet pas de prendre en compte la dynamique du vecteur de résidus et limite la procédure de diagnostic à l'étape de la détection. Une amélioration du modèle et une adaptation de l'algorithme de diagnostic actif sont nécessaires afin de compléter l'approche présentée.
- Les procédures de détection et d'isolation proposées sont des approches qualitatives. En effet, pour la détection des fautes continues, le diagnostiqueur représente l'évolution qualitative du vecteur de résidus. Pour le diagnostic des fautes discrètes, un modèle de diagnostiqueur est utilisé pour représenter qualitativement l'évolution du signal de sortie mesuré. Afin de suivre ces deux représentations, les procédures développées sont uniquement définies sur le régime permanent du système. Un travail sur la modélisation des diagnostiqueurs pourrait permettre de prendre en compte le régime transitoire d'un système et ainsi améliorer les procédures de diagnostic. Une modélisation par automate temporisé pourrait permettre de mieux représenter l'évolution du système et de prendre en compte une partie du régime transitoire.
- Les systèmes physiques peuvent être non seulement soumis à des défaillances mais également influencés par des perturbations. La principale difficulté réside dans la conception d'une procédure de diagnostic capable de différencier une perturbation d'une faute. En effet, on peut distinguer par exemple des perturbations comme : le bruit de mesure, un retard des actionneurs ou une erreur de modélisation du processus ; des défauts comme : un décalage ou une panne de capteur, une limitation ou un blocage d'actionneur ou une variation paramétrique due au vieillissement des composants internes. L'une des problématiques du diagnostic est donc de construire une procédure sensible aux défauts mais robuste aux perturbations. C'est-à-dire qu'aucune alarme ne doit être générée en présence seulement de perturbations. Cependant dans les approches proposées, aucune perturbation n'est considérée. Il serait donc intéressant d'étudier la robustesse et la sensibilité de nos approches de diagnostic afin de les améliorer.
- L'approche de commande tolérante aux fautes qui est conçue sur la maquette, dans le cas d'un blocage de cellules, doit être développée théoriquement et validée en simulation puis expérimentalement à partir notamment des résultats du chapitre 6.
- L'ensemble des approches développées dans le Chapitre 2 doivent être validées expérimentalement.

En effet, il reste à implémenter l'observateur hybride afin d'estimer l'état continu du convertisseur. Également, une entrée inconnue pourrait être considérée sur le convertisseur et reconstruite par l'observateur. Cependant, un problème se pose encore au niveau de l'implémentation en temps réel de l'observateur sur la dSPACE car celui-ci requiert une charge de calcul importante.

Annexes

Annexe A

Observateur par modes glissants pour le convertisseur

Dans cette annexe, un observateur par modes glissants pour le convertisseur multicellulaire est présenté. Les détails sur la conception de cette observateur sont issus de l'article [38]. L'objectif est d'estimer les tensions internes des capacités du convertisseur à partir de la mesure du courant.

Le comportement du convertisseur multicellulaire à p cellules de commutations associé à une charge RL est régi par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{I} &= -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}S_p - \sum_{j=1}^{p-1} \frac{V_{c_j}}{L}(S_{j+1} - S_j) \\ \dot{V}_{c_j} &= \frac{I}{c_j}(S_{j+1} - S_j), \quad j = 1, \dots, p-1 \end{aligned} \quad (\text{A.0.1})$$

où I est le courant dans la charge, c_j est la capacité, V_{c_j} est la tension aux bornes du condensateur flottant j et E est la tension de l'alimentation du convertisseur. R (L , respectivement) désigne la résistance (l'inductance, respectivement) de la charge. $S_j \in \{0, 1\}$ est le signal de commande des interrupteurs de la j -ème cellule.

Ici, l'observateur par modes glissants, développé dans [38], est présenté. Celui-ci est conçu afin d'estimer, en temps fini, les tensions des capacités du convertisseur multicellulaire en utilisant uniquement la mesure du courant de charge I .

L'observateur temps fini du système (A.0.1) est conçu de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L}\hat{I} + \frac{E}{L}S_p - \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{p-1} (S_{j+1} - S_j) \hat{V}_{c_j} + \sum_{j=1}^{p-1} K_1 |S_{j+1} - S_j| [I - \hat{I}]^\alpha \\ \dot{\hat{V}}_{c_j} = \frac{I}{c_j}(S_{j+1} - S_j) + K_2(S_{j+1} - S_j)[I - \hat{I}]^{2\alpha-1}, \quad j = 1, \dots, p-1 \end{cases} \quad (\text{A.0.2})$$

Les constantes K_1 , K_2 et α sont définies ci-après. La fonction continue $[a]^b$ est donnée par :

$$\forall a \in \mathbb{R}, \forall b \geq 0, \quad [a]^b = |a|^b \text{ sign}(a), \quad j = 1, \dots, p-1 \quad (\text{A.0.3})$$

On peut définir les erreurs d'observation :

$$\begin{cases} e_1 = I - \hat{I} \\ e_2 = -\frac{1}{L} \sum_{j=1}^{p-1} (S_{j+1} - S_j)(V_{c_j} - \hat{V}_{c_j}) \end{cases} \quad (\text{A.0.4})$$

Supposons qu'il existe une trajectoire de temps hybride telle que les tensions des capacités soient observables. Lorsque $e_2 = 0$, cela signifie qu'il est possible d'obtenir une estimation des tensions V_{c_j} , ($\forall j \in \{1, \dots, p-1\}$) puisque les $(S_{j+1} - S_j)$ sont indépendants.

Sur chaque intervalle de temps hybride, les équations (A.0.2) permettent d'aboutir aux dynamiques des erreurs d'observation :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - k_1 [e_1]^\alpha \\ \dot{e}_2 = -k_2 [e_1]^{2\alpha-1} \end{cases} \quad (\text{A.0.5})$$

avec

$$k_1 = K_1 \sum_{j=1}^{-1} |S_{j+1} - S_j| \quad \text{et} \quad k_2 = -\frac{p-1}{L} K_2.$$

Ainsi lorsque la stabilisation en temps fini du système (A.0.5) est obtenue, l'objectif d'estimation des tensions des capacités est assuré.

Théorème A.1 ([38]) *Considérons la matrice A_0 :*

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\alpha k_1 & \alpha \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}$$

où les constantes $k_1 > 0$, $k_2 > 0$ et $\frac{1}{3} < \alpha < 1$ sont choisis tels que la matrice A_0 soit Hurwitz, alors, l'origine du système (A.0.5) est globalement stable en temps fini.

Une fonction de Lyapunov peut être utilisée pour démontrer la stabilité en temps fini du système (A.0.5) et définir des conditions plus restrictives sur le choix des gains K_1 et K_2 afin d'obtenir de meilleures performances en termes de robustesse. Également, on peut noter que dans le cas limite où $\alpha = 1$, l'observateur (A.0.2) est un observateur de Luenberger classique et le cas où $\alpha = 0.5$, il correspond à un observateur Super-twisting [67] (voir [38] pour plus de détails).

Pour conclure, dans cette annexe, la synthèse d'un observateur par modes glissants a été rappelée. Sous certaines conditions pour le choix des gains, la stabilisation de l'erreur d'observation peut être assurée. Ainsi, l'estimation en temps fini des tensions internes des condensateurs d'un convertisseur multicellulaire série est garantie.

Bibliographie

- [1] A. Akhenak, L. Bako, E. Duviella, K. M. Pekpe, and S. Lecoeuche. Fault diagnosis for switching system using Observer Kalman filter IDentification. In *Proceedings of the 17th World Congress IFAC, The International Federation of Automatic Control, Seoul*, volume 17, pages 10142–10147, 2008.
- [2] A. Alessandri and P. Coletta. Design of observers for switched discrete-time linear systems. In *American Control Conference, Denver*, pages 2785–2790, 2003.
- [3] H. Alwi, C. Edwards, and C. P. Tan. Sliding mode estimation schemes for incipient sensor faults. *Automatica*, 45(7) :1679–1685, 2009.
- [4] M. Angulo, J. Moreno, and L. Fridman. Robust exact uniformly convergent arbitrary order differentiator. *Automatica*, 49(8) :2489–2495, 2013.
- [5] F. Arichi, M. Djemai, and B. Cherki. Active mode detection for a class of hybrid dynamic systems. In *International Conference on Systems, Signal Processing and Electronics Engineering, ICSSEE'2012, Dubai*, pages 210–215, 2012.
- [6] M. Babaali and G. J. Pappas. Observability of switched linear systems in continuous time. *Hybrid Systems : Computation and Control, Lecture Notes in Computer Science*, 3414 :103–117, 2005.
- [7] M. Baja, D. Patino, H. Cornerais, P. Riedinger, and J. Buisson. Hybrid control of a three-level three-cell dc-dc converter. In *American Control Conference, New York*, pages 5458–5463, 2007.
- [8] A. Balluchi, L. Benvenuti, M.D. Di Benedetto, and A. L. Sangiovanni-Vincentelli. Design of observers for hybrid systems. In *Hybrid Systems : Computation and Control, Springer*, pages 76–89, 2002.
- [9] J.-P. Barbot, H. Saadaoui, M. Djemai, and N. Manamanni. Nonlinear observer for autonomous switching systems with jumps. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 1(4) :537–547, 2007.
- [10] N. Barhoumi, F. Msahli, M. Djemai, and K. Busawon. Observer design for some classes of uniformly observable nonlinear hybrid systems. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 6(4) :917–929, 2012.

- [11] M. Bayouhd and L. Travé-Massuyès. An Algorithm for Active Diagnosis of Hybrid Systems Casted in the DES Framework. In *Proceedings of the 2nd IFAC Workshop on Dependable Control of Discrete Systems, Bari*, pages 329–334, 2009.
- [12] P. Beaudesson. *Sûreté de fonctionnement, reconfiguration et marches dégradées des convertisseurs multiniveaux à IGBT*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [13] F. Bejarano and L. Fridman. State exact reconstruction for switched linear systems via a super-twisting algorithm. *International Journal of Systems Science*, 42(5) :717–724, 2011.
- [14] F. Bejarano, A. Pisano, and E. Usai. Finite time converging jump observer for switched linear systems with unknown inputs. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 5(2) :174–188, 2011.
- [15] F. J. Bejarano and A. Pisano. Switched observers for switched linear systems with unknown inputs. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(3) :681–686, 2011.
- [16] F.J. Bejarano, M. Ghanes, and J.-P. Barbot. Observability and observer design for hybrid multicell choppers. *International Journal of Control*, 83(3) :617–632, 2010.
- [17] D. E. C. Belkhiat, N. Manamanni, N. Messai, and M. Djemai. Fault detection & isolation for a class of hybrid systems : A dedicated switched robust observer scheme. In *20th Mediterranean and Conference on Control and Automation (MED), Barcelona*, pages 978–983, 2012.
- [18] D.E.C. Belkhiat, N. Messai, and N. Manamanni. Design of a robust fault detection based observer for linear switched systems with external disturbances. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 5(2) :206–219, 2011.
- [19] M.D. Di Benedetto, S. Di Gennaro, and A. D’Innocenzo. Discrete state observability of hybrid systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 19(14) :1564–1580, 2009.
- [20] M.D. Di Benedetto, S. Di Gennaro, and A. D’Innocenzo. Verification of Hybrid Automata Diagnosability by Abstraction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(9) :2050–2061, 2011.
- [21] K. Benmansour. *Réalisation d’un banc d’essai pour la Commande et l’Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride*. PhD thesis, Université de Cergy Pontoise, 2009.
- [22] K. Benmansour, A. Benalia, M. Djemai, and J. de Leon. Hybrid control of a multicellular converter. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 1(1) :16–29, 2007.
- [23] O. Bethoux. *Commande et Détection de défaillance d’un Convertisseur Multicellulaire Série*. PhD thesis, Université de Cergy Pontoise, 2005.
- [24] P.M. Bhagwat and V.R. Stefanovic. Generalized structure of a multilevel PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19(6) :1057–1069, 1983.
- [25] A. Birouche. *Contribution sur la synthèse d’observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2006.

- [26] M. Blanke, C. Frei, F. Kraus, R. J. Patton, and M. Staroswiecki. What is fault-tolerant control? In *In Proceedings of the 4th IFAC symposium on fault detection, supervision and safety for technical process*, pages 40–51, 2000.
- [27] M. Broy, B. Jonsson, J.-P. Katoen, M. Leucker, and A. Pretschner (Eds.). Model-Based Testing of Reactive Systems. In *Lecture Notes in Computer Science, Vol. 3472, Springer*, 2005.
- [28] M.P. Cabasino, A. Giua, S. Lafortune, and C. Seatzu. A New Approach for Diagnosability Analysis of Petri Nets Using Verifier Nets. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 57(12) :3104–3117, 2012.
- [29] M.P. Cabasino, A. Giua, and C. Seatzu. Diagnosis using labeled Petri nets with silent or undistinguishable fault events. *IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics, Part A*, 43(2) :345–355, 2013.
- [30] S. Chaib. *Observation et diagnostic des systèmes hybrides*. PhD thesis, Université d’Orléans, 2007.
- [31] V. Cocquempot, T. El-mezyani, and M. Staroswiecki. Fault detection and isolation for hybrid systems using structured parity residuals. In *5th Asian Control Conference, Melbourne*, volume 2, pages 1204–1212, 2004.
- [32] D. Corona, A. Giua, and C. Seatzu. Stabilization of switched systems via optimal control. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 11 :1–10, 2014.
- [33] J. Daafouz, P. Riedinger, and C. Iung. Observer-based switched control design for discrete-time switched systems. In *Proceedings of the 7th European Control Conference, Cambridge*, 2003.
- [34] M. Daigle and G. Biswas. Improving diagnosability of hybrid systems through active diagnosis. *7th IFAC International Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess09, Barcelona*, pages 217–222, 2009.
- [35] M. Daigle, X. Koutsoukos, and G. Biswas. Fault diagnosis of continuous systems using discrete-event methods. In *Proceedings of the 46th IEEE Conference on Decision and Control, Los Angeles*, pages 2626–2632, 2007.
- [36] J. Davila, L. Fridman, and A. Levant. Second-order sliding mode observer for mechanical systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50(11) :1785–1789, 2005.
- [37] J. Davila, H. Rios, and L. Fridman. State observation for nonlinear switched systems using nonhomogeneous high-order sliding mode observers. *Asian Journal of Control*, 14(4) :911–923, 2012.
- [38] M. Defoort, M. Djemai, T. Floquet, and W. Perruquetti. Robust finite time observer design for multicellular converters. *International Journal of Systems Science*, 42(11) :1859–1868, 2011.
- [39] M. Defoort, M. Djemai, and J. Van Gorp. Sliding mode control of switching electrical power converters associated to an inductive load. In *Proceedings of the 18th IFAC World Congress, Milano*, volume 18, pages 2809–2814, 2011.

- [40] M. Defoort, J. Van Gorp, M. Djemai, and K. Veluvolu. Hybrid observer for switched linear systems with unknown inputs. In *7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Singapour*, pages 594–599, 2012.
- [41] M. Defoort, F. Nollet, T. Floquet, and W. Perruquetti. A third order sliding mode controller for a stepper motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9) :3337–3346, 2009.
- [42] A. D’Innocenzo, M.D. Di Benedetto, and S. Di Gennaro. Observability of hybrid automata by abstraction. In *Hybrid Systems : Computation and Control*, editors, *Hybrid Systems : Computation and Control*, Springer, pages 169–183, 2006.
- [43] M. Djemai, K. Busawon, K. Benmansour, and A. Marouf. Real time control via a high order sliding mode controller of a multi-cell converter. In *3rd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems (ADHS’09), Zaragoza*, 2009.
- [44] M. Djemai, K. Busawon, K. Benmansour, and A. Marouf. High order sliding mode control of a DC motor drive via a switched controlled multicellular converter. *International Journal of Systems Science*, 42(11) :1869–1882, 2011.
- [45] M. Djemai, N. Manamanni, and J.-P. Barbot. Sliding mode observer for triangular input hybrid system. In *IFAC World congres, Prague*, volume 16, 2005.
- [46] E. A. Domlan, D. Maquin, and J. Ragot. Diagnostic des systèmes à commutation, approche par la méthode de l’espace de parité. In *Proceedings of the 3ème Conférence Internationale Francophone d’Automatique, Douz*, 2004.
- [47] M.F. Escalante, J.-C. Vannier, and A. Arzande. Flying capacitor multilevel inverters and dc motor drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4) :809–815, 2002.
- [48] A. Estrada and F. Plestan. Second order sliding mode output feedback control with switching gains-application to the control of a pneumatic actuator. *Journal of the Franklin Institute*, 2013.
- [49] H. Fakham, M. Djemai, and K. Busawon. Design and practical implementation of a back EMF sliding mode observer for a brushless DC motor. *IET Electric Power Applications*, 2(6) :353–361, 2008.
- [50] M. Fliess, C. Join, and W. Perruquetti. Real-time estimation for switched linear systems. In *Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control, Cancun*, pages 941–946, 2008.
- [51] T. Floquet, J.-P. Barbot, W. Perruquetti, and M. Djemai. On the robust fault detection via a sliding mode disturbance observer. *International Journal of Control*, 77(7) :622–629, 2004.
- [52] T. Floquet, L. Hetel, and W. Perruquetti. Stabilization of switched linear systems : a sliding mode approach. In *Proceedings of the 3rd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, Zaragoza*, volume 3, pages 364–369, 2009.

- [53] P. Frank. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy—a survey and some new results. *Automatica*, 26(3) :459–474, 1990.
- [54] E. Alcorta Garcia and P.M. Frank. Deterministic nonlinear observer based approaches to fault diagnosis : a survey. *Control Engineerings Practice*, 5(5) :663–670, 1997.
- [55] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, and T. Meynard. Multicell converters : active control and observation of flying capacitor voltages. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5) :998–1008, 2002.
- [56] J. C. Geromel and G. S. Deaecto. Switched state feedback control for continuous-time uncertain systems. *Automatica*, 45(2) :593–597, 2009.
- [57] J. Gertler. Fault detection and isolation using parity relations. *Control Engineering Practice*, 5(5) :653–661, 1997.
- [58] M. Ghanes, F. Bejarano, and J.-P. Barbot. On sliding mode and adaptive observers design for multicell converter. In *American Control Conference, 2009. ACC'09, Baltimore*, pages 2134–2139, 2009.
- [59] D. Gómez-Gutiérrez, A. Ramírez-Treviño, J. Ruiz-León, and S. Di Gennaro. On the Observability of Continuous-Time Switched Linear Systems Under Partially Unknown Inputs. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 57(3) :732–738, 2012.
- [60] F. Hamdi, N. Manamanni, N. Messai, and K. Benmahammed. Hybrid observer design for linear switched system via Differential Petri Nets. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 3(3) :310–322, 2009.
- [61] D. Henrion, J. Daafouz, and M. Claeys. Optimal switching control design for polynomial systems : an LMI approach. *arXiv preprint arXiv :1303.1988.*, 2013.
- [62] T. A. Henzinger. *The theory of hybrid automata*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2000.
- [63] L. Hetel. *Stabilité et commande robuste des systèmes à commutation*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007.
- [64] L. Hetel and E. Fridman. Robust sampled-data control of switched affine systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2013, (to appear).
- [65] W. Kang, J.-P. Barbot, and L. Xu. On the observability of nonlinear and switched systems. In *Lecture Notes in Control and Information Sciences LNCIS 393, Springer-Verlag Berlin*, pages 199–216, 2009.
- [66] M. El Hadi Lebbal. *Contributions à la modélisation et au diagnostic des systèmes à commutations*. PhD thesis, Université du Havre, UFR Science et Techniques, 2006.
- [67] A. Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6) :1247–1263, 1993.

- [68] A. Levant. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of Control*, 76(9/10) :924–941, 2003.
- [69] P. Lezana, J. Rodriguez, M.A. Perez, and J. Espinoza. Input Current Harmonics in a Regenerative Multicell Inverter With Single-Phase PWM Rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2) :408–417, 2009.
- [70] D. Liberzon and A. S. Morse. Basic problems in stability and design of switched systems. *IEEE Control Systems Magazine*, 19(5) :59–70, 1999.
- [71] F. Lin. Diagnosability of discrete event systems and its applications. *Discrete Event Dynamic Systems*, 4(2) :197–212, 1994.
- [72] F. Lin and W. M. Wonham. On observability of discrete-event systems. *Information sciences*, 44(3) :173–198, 1988.
- [73] H. Lin and P. J. Antsaklis. Stability and stabilizability of switched linear systems : A survey of recent results. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(2) :308–322, 2009.
- [74] J. Linares-Flores, J. Reger, and H. Sira-Ramirez. A Time-Varying Linear State Feedback Tracking Controller for a Boost-Converter Driven DC Motor. In *4th IFAC Symposium on Mechatronic Systems, Ruprecht-Karls-University*, volume 4, pages 926–931, 2006.
- [75] H. Lou and P. Si. The distinguishability of linear control systems. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 3(1) :21–38, 2009.
- [76] H. Lou and R. Yang. Conditions for distinguishability and observability of switched linear systems. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 5(3) :427–445, 2011.
- [77] J. Lygeros, K.H. Johansson, S.N. Simic, J. Zhang, and S.S. Sastry. Dynamical properties of hybrid automata. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 48(1) :2–17, 2003.
- [78] L. Maharjan, T. Yamagishi, H. Akagi, and J. Asakura. Fault-tolerant operation of a battery-energy-storage system based on a multilevel cascade PWM converter with star configuration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(9) :2386–2396, 2010.
- [79] B. Mansouri, N. Manamanni, K. Guelton, and M. Djemai. Robust pole placement controller design in LMI region for uncertain and disturbed switched systems. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 2(4) :1136–1143, 2008.
- [80] K. Medjaher, J. Andrews (Eds.) C.H. Berenguer (Eds.), and L. Jackson (Eds.). A bond graph model-based fault detection and isolation. In *Maintenance Modelling and Applications. Chapter 6 : Fault Diagnostics. Det Norske Veritas (DNV)*, pages 503–512, 2011.
- [81] T. Meynard, M. Fadel, and N. Aouda. Modeling of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(3) :356–364, 1997.
- [82] T. Meynard and H. Foch. French patent N°91,09582 du 25 juillet 1991, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada), N°92,00652 du 8 juillet 1992.

- [83] T. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt. Multicell converters : basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5) :955–964, 2002.
- [84] P. Mhaskar, N. H. El-Farra, and P. D. Christofides. Robust predictive control of switched systems : Satisfying uncertain schedules subject to state and control constraints. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 22(2) :161–179, 2008.
- [85] J. A. Moreno and M. Osorio. Strict Lyapunov Functions for the Super-Twisting Algorithm. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 57(4) :1035–1040, 2012.
- [86] S. Narasimhan, G. Biswas, G. Karsai, T. Pasternak, and F. Zhao. Building observers to address fault isolation and control problems in hybrid dynamic systems. In *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, Nashville*, volume 4, pages 2393–2398, 2000.
- [87] N. Orani, A. Pisano, M. Franceschelli, A. Giua, and E. Usai. Robust reconstruction of the discrete state for a class of nonlinear uncertain switched systems. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 5(2) :220–232, 2011.
- [88] C. M. Ozveren and A. S. Willsky. Observability of discrete event dynamic systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 35(7) :797–806, 1990.
- [89] D. Patino, M. Baja, H. Cormerais, P. Riedinger, J. Buisson, and C. Iung. Alternative control methods for a four-level, three-cell DC-DC converter. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 21(7) :1112–1133, 2011.
- [90] D. Patino, P. Riedinger, and C. Iung. Predictive control approach for multicellular converters. In *Proceedings of the 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON 2008, Orlando*, pages 3309–3314, 2008.
- [91] D. Patino, P. Riedinger, and C. Iung. Practical optimal state feedback control law for continuous-time switched affine systems with cyclic steady state. *International Journal of Control*, 82(7) :1357–1376, 2009.
- [92] D. Patino, P. Riedinger, and F. Ruiz. A predictive control approach for DC-DC power converters and cyclic switched systems. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Vina del Mar*, pages 1259–1264, 2010.
- [93] A. Pisano, M.R. Rapaić, and E. Usai. Discontinuous dynamical systems for fault detection. A unified approach including fractional and integer order dynamics. *Mathematics and Computers in Simulation*, (0) :-, 2012.
- [94] F. Plestan, Y. Shtessel, V. Bregeault, and A. Poznyak. Sliding mode control with gain adaptation : Application to an electropneumatic actuator. *Control Engineering Practice*, 21(5) :679–688, 2013.

- [95] M. Pocci. *Test and diagnosis of Discrete Event Systems using Petri Nets*. PhD thesis, Université de Aix-Marseille, 2013.
- [96] M. Pocci, I. Demongodin, N. Giambiasi, and A. Giua. Synchronizing sequences on not strongly connected petri nets. In *DEVS/TMS'11 : Symposium on Theory of Modeling and Simulation, Boston*, 2011.
- [97] J. Ragot, F. Kratz, and D. Maquin. Finite memory observer for input-output estimation. Application to data reconciliation and diagnosis. In *IFAC Symposium On Fault Detection, Safety And Supervision Of Technical Process, Safeprocess, Budapest*, pages 587–592, 2000.
- [98] P. Riedinger, C. Iung, and F. Kratz. An optimal control approach for hybrid systems. *European Journal of Control*, 9(5) :449–458, 2003.
- [99] P. Riedinger, M. Sigalotti, and J. Daafouz. On the observability of the flying capacitor converter. In *10th Proceedings of European Control Conference, ECC'09, Budapest*, 2009.
- [100] H. Rios, J. Davila, and L. Fridman. High-order sliding mode observers for nonlinear autonomous switched systems with unknown inputs. *Journal of The Franklin Institute*, 349(10) :2975–3002, 2012.
- [101] H. Saadaoui, N. Manamanni, M. Djemai, J.P. Barbot, and T. Floquet. Exact differentiation and sliding mode observers for switched Lagrangian systems. *Nonlinear Analysis : Theory, Methods & Applications*, 65(5) :1050–1069, 2006.
- [102] M. Sampath, S. Lafortune, and D. Teneketzis. Active diagnosis of discrete-event systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 43(7) :908–929, 1998.
- [103] M. Sampath, R. Sengupta, S. Lafortune, K. Sinnamohideen, and D. Teneketzis. Failure diagnosis using discrete-event models. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4(2) :105–124, 1996.
- [104] M. Schmidt and J. Lunze. Active diagnosis of deterministic I/O Automata. In *4th IFAC Workshop on Dependable Control of Discrete Systems, University of York*, 2013.
- [105] R. Sharma and M. Aldeen. Design of integral sliding mode observer with application to fault and unknown input reconstruction. In *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control, 2009 held jointly with the 2009 28th Chinese Control Conference. CDC/CCC 2009, Shanghai*, pages 6958–6963, 2009.
- [106] H. Shim and A. Tanwani. On a sufficient condition for observability of nonlinear switched systems and observer design strategy. In *American Control Conference, San Francisco*, pages 1206–1211, 2011.
- [107] Y. Shtessel, F. Plestan, and M. Taleb. Lyapunov design of adaptive super-twisting controller applied to a pneumatic actuator. In *Proceedings of the 18th IFAC World Congress, Milano*, pages 3051–3056, 2011.

- [108] H. Sira-Ramirez. Nonlinear P-I controller design for switchmode dc-to-dc power converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 38(4) :410–417, 1991.
- [109] H. Sira-Ramirez, R.P. Moreno, R. Ortega, and M.G. Esteban. Passivity-based controllers for the stabilization of dc-to-dc power converters. *Automatica*, 33(4) :499–513, 1997.
- [110] W. Song and A.Q. Huang. Fault tolerant design and control strategy for cascaded H-bridge multilevel converter based STATCOM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8) :2700–2708, 2010.
- [111] M. Starowski. Surveillance le cadre linéaire et quelques extensions. In *Proceedings of the 1ère Conférence Internationale Francophone d’Automatique, Lille*, 2000.
- [112] S. Tabatabaeipour, A. P. Ravn, R. Izadi-zamabadi, and T. Bak. Active diagnosis of hybrid systems : A model predictive approach. In *IEEE International Conference on Control and Automation, ICCA 2009, Christchurch*, pages 465–470, 2009.
- [113] C. P. Tan and C. Edwards. Robust fault reconstruction using multiple sliding mode observers in cascade : development and design. In *American Control Conference, St Louis*, pages 3411–3416, 2009.
- [114] A. Tanwani, A. D. Dominguez-Garcia, and D. Liberzon. An inversion-based approach to fault detection and isolation in switching electrical networks. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 19(5) :1059–1074, 2011.
- [115] A. Tanwani, H. Shim, and D. Liberzon. Observability for switched linear systems : Characterization and observer design. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 58(4) :891–904, 2013.
- [116] M. A. Trabelsi. *Modélisation et commande des systèmes physiques à topologie variable : Application au convertisseur multicellulaire*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2009.
- [117] M. Uzunova, J. Van Gorp, B. Ould Bouamama, and M. Djemai. Modélisation hybride en vue de diagnostic par l’approche hybride de Bond Graph : application à un convertisseur multicellulaire. In *Proceedings of the 7ème Conférence Internationale Francophone d’Automatique, Grenoble*, 2012.
- [118] J. Van Gorp, M. Defoort, and M. Djemai. Binary Signals Design to Control a Power Converter. In *50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), Orlando*, pages 6794–6799, 2011.
- [119] J. Van Gorp, M. Defoort, and M. Djemai. Commande binaire d’un système à commutation - application à un convertisseur. In *Journées Doctorales MACS, Marseille*, 2011.
- [120] J. Van Gorp, M. Defoort, and M. Djemai. Observateur hybride pour une classe de systèmes à commutation : Application au convertisseur multicellulaire. In *Proceedings of the 7ème Conférence Internationale Francophone d’Automatique, Grenoble*, 2012.

- [121] J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai, and N. Manamanni. Hybrid observer for the multicellular converter. In *4th IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, TU Eindhoven*, pages 259–264, 2012.
- [122] J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai, N. Manamanni, and N. Messai. Diagnosis of systems with multiple operating modes. *N. Matta, Y. Vanderboomgaerde, J. Arlat, Supervision and Safety of Complex Systems, Wiley-ISTE*, 2012.
- [123] J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai, N. Manamanni, and N. Messai. Diagnostic de systèmes à modes multiples de fonctionnement. *N. Matta, Y. Vanderboomgaerde, J. Arlat, Supervision, surveillance et sûreté de fonctionnement des grands systèmes, Hermès*, pages 115–154, 2012.
- [124] J. Van Gorp, M. Defoort, M. Djemai, N. Manamanni, S. Paganelli, and K.C. Veluvolu. Binary control design of a flying capacitors converter. *Electric Power Systems Research, Submitted*.
- [125] J. Van Gorp, M. Defoort, K.C. Veluvolu, and M. Djemai. Hybrid observer for switched linear systems with unknown inputs. *Journal of the Franklin Institute, 2nd Submission*.
- [126] J. Van Gorp, A. Giua, M. Defoort, and M. Djemai. Active diagnosis for a class of switched systems. In *IEEE Conference on Decision and Control (CDC), Florence, à paraître*, 2013.
- [127] J. Van Gorp, A. Giua, M. Defoort, M. Djemai, and S. Paganelli. Fault detection and isolation for a class of switched systems. *IEEE Transactions on Power Electronics, Submitted*.
- [128] J. Vento, V. Puig, and R. Sarrate. Fault detection and isolation of hybrid system using diagnosers that combine discrete and continuous dynamics. In *Conference on Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol), Nice*, pages 149–154, 2010.
- [129] J. Vento, V. Puig, and R. Sarrate. A Methodology for Building a Fault Diagnoser for Hybrid Systems. In *9th European Workshop on Advanced Control and Diagnosis, Budapest*, 2011.
- [130] R. Vidal, A. Chiuso, S. Soatto, and S. Sastry. Observability of linear hybrid systems. In *Hybrid systems : Computation and control, Springer*, pages 526–539, 2003.
- [131] W. Wang, L. Li, D. Zhou, and K. Liu. Robust state estimation and fault diagnosis for uncertain hybrid nonlinear systems. *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, 1(1) :2–15, 2007.
- [132] X. Xu and P. J. Antsaklis. Optimal control of switched systems based on parameterization of switching instants. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 49(1) :2–16, 2004.
- [133] X.-G. Yan and C. Edwards. Nonlinear robust fault reconstruction and estimation using a sliding mode observer. *Automatica*, 43(9) :1605–1614, 2007.
- [134] T.-S. Yoo and S. Lafortune. Polynomial-time verification of diagnosability of partially-observed Discrete-Event Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(9) :1491–1495, 2002.
- [135] S. Yoon, S. Kim, J. Bae, Y. Kim, and E. Kim. Experimental evaluation of fault diagnosis in a skew-configured UAV sensor system. *Control Engineering Practice*, 19(2) :158–173, 2011.

- [136] J. Zaytoon. *Systèmes dynamiques hybrides*. IC2 systèmes automatisés, 2001.
- [137] K. Zhang, B. Jiang, and V. Cocquempot. Adaptive observer-based fast fault estimation. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 6(3) :320–326, 2008.
- [138] X. Zhang, M.M. Polycarpou, and T. Parisini. A robust detection and isolation scheme for abrupt and incipient faults in non-linear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(4) :576–593, 2002.
- [139] Y. Zhang and J. Jiang. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, 32(2) :229–252, 2008.