

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique



THESE DE DOCTORAT EN AUTOMATIQUE

Présentée au Laboratoire de Commande des Processus

Par

MERADI Samir

Magister en Electrotechnique

THEME

Commande et observation des systèmes dynamiques hybrides
Application à la commande tolérante aux défauts des convertisseurs de puissance

Soutenue le 03/07/2013 devant le jury suivant :

Président	NEZLI Lazhari	Professeur, ENP
Directeur de Thèse	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur, ENP
Co-directeur	TADJINE Mohamed	Professeur, ENP
Examineurs	BENMANSOUR Khelifa	MC, U. Médéa
	GROUNI Said	MC, UMB. Boumerdes
	BARAZANE Linda	Professeur, USTHB

Remerciements

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

L'achèvement de ce manuscrit n'a été possible sans l'aide et le soutien de plusieurs personnes qui ont contribué de près ou de loin à ma formation le long de mes d'études et recherches scientifiques.

Au terme de cette thèse, je tiens à remercier :

Professeur Boucherit Mohamed Seghir de l'école nationale polytechnique d'Alger, mon directeur de thèse, qui a fait preuve d'une grande disponibilité à mon égard tout au long de la période que j'ai passé à l'ENP.

Professeur Tadjine Mohamed de l'école nationale polytechnique d'Alger, mon deuxième directeur de thèse, pour le temps qu'il m'a consacré, sachant répondre à toutes mes interrogations, sans oublier sa participation au cheminement de cette thèse.

Tout particulièrement et à témoigner toute ma reconnaissance au Dr. Benmansour Khelifa de l'université de Media, pour ses conseils, pour son soutien et sa contribution dans ce travail.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements, au Dr. Barkat Said maître de conférence de l'université de M'Sila pour son assistance et ses conseils précieux. Il trouve ici ma profonde reconnaissance pour son précieuse aide et sa disponibilité.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur le Professeur Nezli Lazhari à L'ENP, qui me fait l'honneur de présider ce jury,

Je tiens à remercier Dr. Grouni Said maître de conférence pour avoir accepté de faire partie de notre jury de thèse, et pour le regard industriel qu'il a porté sur ce travail,

J'adresse mes profonds remerciements à Madame Barazane Linda, Professeur à l'USTHB pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Je tiens à remercier Dr. Amr Benaïssa maître de conférence à L'Université de Djelfa pour ses conseils, pour son soutien et sa contribution dans ce travail.

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

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

Table des matières

CHAPITRE I : SYSTEMES DYNAMIQUE HYBRIDE (SDH)-SYSTEMES DYNAMIQUES A COMMUTATION (SDC)	3
I.1 .INTRODUCTION	4
I.2 .DEFINITION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES	5
I.2.1 .Séquence de temps et exécution	5
I.2.2 .Les systèmes à commutations	6
I.3 .MODELISATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	7
I.3.1 .Le modèle à temps continu	7
I.3.2 .Modèle du circuit	8
I.3.3 .Systèmes affines commutés et modèle affine par morceaux (PWA)	9
I.3.4 .Modèle Mixte Logique Dynamique (MLD)	10
I.3.5 .Réseaux de Petri et formalisme Hybride	11
I.3.6 .Bond Graph	12
I.3.7 .Système dynamique continu par morceaux (convertisseur multicellulaire)	13
I.4 .CONCEPTS DE STABILITE ET PROBLEMATIQUES	17
I.4.1 .Définitions	17
I.4.2 .Résultats généraux sur la stabilité des S.D.H.	19
I.4.3 .Stabilité et stabilisation des systèmes hybride linéaires à commutation de modèle	20
I.5 .EXEMPLE (ILLUSTRATION SUR LE CONVERTISSEUR D'ENERGIE COMMANDE ALIMENTATION STABILISEE)	22
I.5.1 .Caractéristiques des alimentations stabilisées	22
I.5.2 .Composition d'une alimentation stabilisée	23
I.5.3 .Topologie des alimentations stabilisées (AC)	23
I.5.4 .Alimentation en mode de commutation (switched-mode AC power supplies)	24
I.6 .CONCLUSION	27
CHAPITRE II : COMMANDE DES SYSTEMES AFFINES COMMUTES	30
II.1 .INTRODUCTION	31
II.2 .COMMANDE DU CONVERTISSEUR	32
II.2.1 .Stratégie de la commande par une Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM)	32
II.2.2 .Stratégie du mode glissant d'ordre simple	34
II.2.3 .Stratégie du mode glissant d'ordre Supérieur	35
II.2.4 .Commande optimale des systèmes hybrides linéaires	36
II.2.5 .Loi de commande:	37
II.3 .EQUILIBRAGE DES TENSIONS DES CAPACITES FLOTTANTES	39
II.3.1 .Commande des convertisseurs multicellulaires	39
II.4 .APPLICATION	40
II.4.1 .Commande hybride du convertisseur multicellulaire trois cellules	41
II.4.2 .Commande par mode de glissement du convertisseur quatre quadrants	45
II.4.3 .Commande optimale d'un onduleur monophasé	50
II.5 .CONCLUSION	63
CHAPITRE III: OBSERVATION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES	64
III.1 .INTRODUCTION	65
III.2 .OBSERVATION DES SYSTEMES HYBRIDES A COMMUTATION	65
III.3 .OBSERVABILITE ET OBSERVATEURS	66
III.4 .MODELISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE	67
III.4.1 .Représentation classique du convertisseur multicellulaires	68

III.4.2 .Représentation Hybride	69
III.5 .ANALYSE D'OBSERVABILITE DES TENSIONS INTERMEDIAIRES VCK	71
III.5.1 .Approche statique	72
III.5.2 .Approche hybride	73
III.5.3 .Observabilité et règles d'adjacences	76
III.6 .LES OBSERVATEURS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE	78
III.6.1 .Stratégie d'observation des tensions	78
III.7 .APPLICATION : OBSERVATION DES TENSIONS FLOTTANTES D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE QUATRE QUADRANTS:	86
III.7.1 .Modélisation du convertisseur multicellulaire	86
III.7.2 .Modèle hybride du convertisseur quatre quadrants	87
III.7.3 .Observabilité du convertisseur multicellulaire à deux bras	88
III.7.4 .Commande par modulation de largeur d'impulsion du convertisseur quatre quadrants	90
III.7.5 .Synthèse d'observateurs pour le convertisseur multicellulaire	95
III.7.6 .Synthèse d'observateur par mode de glissement	95
III.7.7 .Synthèse d'observateur par mode glissant d'ordre deux	102
III.7.8 .Synthèse de l'observateur par $H\infty$	108
III.7.9 .Etude comparative des observateurs	114
III.8 .CONCLUSION	114
CHAPITRE IV: COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS APPLIQUEE AU CONVERTISSEUR DE PUISSANCE	115
IV.1 .INTRODUCTION	116
IV.2 .PANORAMA DES DEFAUTS ET METHODES DE DIAGNOSTIC	116
IV.2.1 .Intérêt et objectifs du diagnostic	116
IV.2.2 .Description et caractérisation des défaillances	117
IV.3 .ETAPES DU DIAGNOSTIC DES DEFAUTS	118
IV.3.1 .Méthode de génération de résidu	119
IV.3.2 .Méthodes de diagnostic à base d'observateurs:	120
IV.3.3 .Diagnostic des convertisseurs multicellulaires	122
IV.3.4 .Utilisation des résidus pour la surveillance des systèmes hybrides	123
IV.3.5 .Exemple d'illustration(défaut de blocage dans un convertisseur multicellulaire 3 cellules)	124
IV.4 .COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS	128
IV.4.1 .Objectifs de la commande tolérante aux défauts	128
IV.4.2 .Les systèmes tolérants aux défauts	129
IV.4.3 .Conception d'une commande tolérante aux défauts pour les convertisseur multicellulaire	131
IV.5 .CONCLUSION	142

Notations et abréviations

Cette partie du mémoire regroupe l'ensemble des notations et abréviations utilisées lors de la rédaction. Ces dernières sont indiquées par chapitre.

CHAPITRE I : *Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH)- Systèmes Dynamiques à Commutation (SDC)*

C_k	Capacité du condensateur k
C_{aux}	Capacité du circuit auxiliaire
E	La tension de l'alimentation du convertisseur
f_{dec}	Fréquence de découpage
f_{mod}	Fréquence du signal modulant
i_{Ck}	Courant dans le condensateur k
I_{ch}	Courant de charge
L_{aux}	L'inductance du circuit auxiliaire
L	L'inductance de charge
Mod	Signal modulant
N	Nombre de niveaux
P	Nombre de cellule
R	La résistance de charge
R_{aux}	La résistance du circuit auxiliaire
Sc	Signal de commande de l'interrupteur de puissance
T_{dec}	Période de découpage
T_{on}	Durée à l'état passant d'un interrupteur
Tr	Signal de modulation
v_a, v_b, v_c	Les tensions de sortie d'un onduleur triphasé
V_{ck}	La tension aux bornes du condensateur flottant k
V_s	La tension de sortie du convertisseur statique (V)
α	Rapport cyclique
δ	Déphasage entre les signaux de commande

CHAPITRE II : *commande des systèmes affines commutés*

C_{kj}	Capacité du condensateur du bras k de la cellule j
f_{dec}	Fréquence de découpage
i_{Ckj}	Courant dans le condensateur j du bras k
I_{ch}	Courant de charge
L	L'inductance de charge
P	Nombre de cellule
R	La résistance de charge
u_{kj}	Signal de commande du bras k de l'interrupteur j
T_{dec}	Période de découpage
V_{ck}	La tension aux bornes du condensateur flottant k
V_{Ckj}	Tension aux bornes du condensateur j du bras k
V_s	La tension de sortie du convertisseur statique (V)
ΔV_{ckj}	Variation de la tension aux bornes du condensateur j du bras k

CHAPITRE III: *observation des systèmes dynamiques hybrides*

C	Capacité du condensateur
I	Courant dans la charge
L	L'inductance de charge
P	Nombre de cellule
q_k	Le mode k (état discret)
R	La résistance de charge
u_k	Signal de commande $u_k = S_{k+1} - S_k$
S_k	Signal de commande de l'interrupteur k de puissance
O_k	Observateur k
e_k	Erreur d'estimation
C	Capacité du condensateur
I	Courant dans la charge
L	L'inductance de charge
P	Nombre de cellule

CHAPITRE IV : *Commande tolérante aux défauts appliquée au convertisseur de puissance*

FDI	Fault Detection and Isolation
C_k	Capacité du condensateur k
C_{aux}	Capacité du circuit auxiliaire
E	La tension de l'alimentation du convertisseur
f_{dec}	Fréquence de découpage
f_{mod}	Fréquence du signal modulant
i_{Ck}	Courant dans le condensateur k
I_{ch}	Courant de charge
L_{aux}	L'inductance du circuit auxiliaire
L	L'inductance de charge
Mod	Signal modulant

Références personnelles

Revue avec comité de lecture

1. **S.Meradi**, K.Benmansour, K.Herizi, M.Tadjine, M.S.Boucherit “ Performance and analysis of sliding mode observer design for nonlinear hybrid system, Application: multicellular converter four quadrants” Mederani journal of electronics and communication V8/No.2, pp. 387-399.2012.
2. **S.Meradi**, K.Benmansour, K.Herizi, M.Tadjine, M.S.Boucherit “Sliding mode and fault tolerant control for multicell converter four quadrants” Electric Power Systems Research 95 (2013), pages 128-139.
3. A. Mezhoud, **S.Meradi**, K. Benmansour, M. Djemai and M. Tadjine, “On hybrid observability and sliding mode observer in three cells converter”, Archives of Control Sciences Volume19(LV), 2009 No.2, pages 127–153.

Congrès internationaux

1. **S.Meradi**, K.Herizi, M.S.Boucherit, M.Tadjine, K.Benmansour, “Diagnosis of the cells fault in the Multi-cellular Converter with Fault Tolerant Control”, ICEEA’10, University of Béjaïa, Algeria.
2. **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Djemai, M.Tadjine, M.S.Boucherit, “Fault Detection and sliding mode reconfiguration for the Multi-cellular Converter three cells”, International Conference on Electrical Engineering, ICEE'12, Algiers, Algeria, 7-8 May 2012.
3. **S.Meradi**, K.Benmansour, K.Herizi, M.Tadjine, M.S.Boucherit, “On hybrid Observability design for multi-cellular four quadrants dc - dc converter”, International symposium on Environment friendly energies and applications , 25-27 june 2012, Newcastle upon tyne, UK.
4. **S.Meradi**, M.Tadjine, K.Benmansour, M.S.Boucherit “On hybrid observability design for multicellular four quadrants dc - dc converter” International Conference on Electrical Engineering (CEE) 2012 Batna.
5. **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Tadjine, M.S.Boucherit “Nouvelle topologie des convertisseurs multicellulaires dédiés à la commande tolérante aux défauts” International Conference on Electrical Engineering (CEE) 2012, Batna.
6. **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Tadjine, M.S.Boucherit “Fault hybrid diagnosis cells in four levels flying capacitors Multicell Converter” Conférence Internationale sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l’Electrotechnique CIMGLE 2012, Oran.
7. **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Tadjine, M.S.Boucherit “Sliding mode controller for flying capacitors multicell converter four quadrants” Conférence Internationale sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l’Electrotechnique CIMGLE 2012, Oran.

Congrès nationaux

- S.Meradi**, A.Benakcha, A.Menacer, “Fault diagnosis for induction motor rotor broken bar based on the comparative analysis of classical and fuzzy pi regulators for the indirect field oriented control”, Colloque National sur l’Inductique : Application de l’Induction Electromagnétique, CNI’2-2011, Université A. MIRA – Béjaïa, le 03 et le 04 Mai 2011.

Introduction générale

L'automatique représente une discipline scientifique qui permet l'étude des systèmes en s'appuyant sur les outils mathématiques qui permettent de représenter le plus fidèlement possible leur comportement dynamique réel pour effectuer, par la suite, leur analyse et leur commande. L'automaticien construit un schéma théorique qui décrit le comportement dynamique interne du système dans le but d'obtenir un modèle mathématique. Les problèmes résident donc dans la fidélité du modèle au processus réel et l'adéquation de ce modèle à une forme mathématique exploitable [TAV87] [STI92] [BUI94] [TIT95][BRA96].

Les domaines d'application de l'automatique sont très nombreux (la mécanique, l'électricité, la chimie, l'économie,...). La modélisation est basée sur les lois physiques (bilan de matière, bilan d'énergie, relation de cause à effet, ...) qui relient entre elles un certain nombre de grandeurs : les entrées qui reflètent les actions subies par le système de la part de son environnement extérieur, les sorties qui représentent les actions du système sur son environnement extérieur et les mesures extraites du système, et enfin l'état qui décrit le système à un instant donné. Ces lois doivent être les plus complètes possibles et représenter tous les modes de fonctionnement possibles, ainsi que toutes les interactions entre les différents modes et grandeurs.

Les systèmes à commutations appartiennent à la classe plus générale des systèmes dynamiques hybrides. Les systèmes dynamiques hybrides sont des systèmes faisant intervenir simultanément des dynamiques continues et des dynamiques événementielles. La classe des systèmes à commutations se distingue par le fait que la variable événementielle indique quel sous-système dynamique est actif [VID03] [COL04] [BAB04]. Les systèmes linéaires à commutations, qui se distinguent par leurs dynamiques linéaires en l'état sont largement étudiés dans la littérature. Les systèmes affines à commutations, qui eux possèdent des dynamiques affines en l'état, possèdent une littérature moins développée. L'intérêt que nous portons à cette classe provient du fait qu'un grand nombre de systèmes physiques peuvent être représentés par cette classe. Comme nous allons le voir par la suite, les résultats obtenus sur les systèmes affines commutés, et a fortiori les résultats de cette thèse, peuvent être appliqués, par exemple, sur les convertisseurs de puissance de type continu-continu [BAL01] [JUL03a] [PET05] [SAA06a].

Dans le domaine de l'énergie, le problème de la conception et l'amélioration des structures de convertisseurs de puissance et des leurs algorithmes de commande est un défi technologique important. Les difficultés mathématiques sous-jacentes en font aussi un verrou scientifique passionnant [MEY92][GAT02] [FAD96]. Ce sont des systèmes qui contiennent des éléments en commutation et forment une classe de systèmes technologiques très répandue qui présente la caractéristique d'être hybride. Cette classe peut être classifiée comme étant un système dynamique à commutation (SDC). On y rencontre la plupart des problèmes posés. C'est un domaine d'application riche en problèmes génériques et pour lequel des retombées pratiques sont attendues. Certains relèvent de problèmes qui sont généraux (stabilité, atteignabilité, commande optimale, etc...), ils n'ont pas de solution générale pour des SDH quelconques, mais peuvent en avoir pour la classe de systèmes considérés.

Proposer des améliorations des performances dynamiques des systèmes hybrides ainsi que la diminution du nombre de capteurs nécessaires moyennant des observateurs, est un enjeu d'actualité. Il est souvent possible de trouver des solutions industriellement satisfaisantes pour

les problèmes posés. Cependant, les démarches restent souvent dédiées à une application donnée et souffrent d'un manque de généralité [TIT94] [BOR03] [SUN05] [XIE05] [IUN06] [XIE09].

Le besoin d'une procédure de diagnostic fiable se fait de plus en plus ressentir, permettant d'assurer le bon fonctionnement de ces convertisseurs et aussi protéger les appareils électriques reliés à ce dernier. Ainsi, le diagnostic des défauts de tels systèmes fait partie de ce travail. En effet, les interrupteurs commandés sont les plus sujets à défaillance. Cela peut venir de leurs commandes ou d'un défaut physique lié à un problème thermique [COC04]. Nous proposons dans ce travail, une méthode de diagnostic des convertisseurs multicellulaires à base d'observateurs.

Ce travail porte sur l'étude des systèmes dynamiques hybrides et plus particulièrement une classe spécifique et très importante de ces systèmes, qui sont les systèmes dynamiques à commutation (SDC), comme les convertisseurs de puissance. Il sera consacré principalement au développement de méthodes de commande et d'observation qui nécessitent naturellement une modélisation pertinente et une analyse préalable de ces systèmes.

Cette thèse, composé de trois chapitres principaux, en plus des introductions, conclusion et perspectives, est organisé de la façon suivante :

Chapitre I : on s'intéressera à la définition et à la modélisation des systèmes dynamiques hybrides (SDH). Ainsi, la notion d'automate hybride est introduite.

Chapitre II : est consacrée à la commande des systèmes dynamiques hybrides à commutation. Comme application, le convertisseur multicellulaire série à quatre niveaux est considéré. La commande par mode de glissement, la commande hybride feront l'objet de cette partie.

Chapitre III : une nouvelle approche basée sur l'analyse d'observabilité d'un point de vue hybride, en utilisant la théorie de $Z(TN)$ observabilité. Ensuite, trois différentes stratégies d'observation des tensions intermédiaires du convertisseur sont proposées : l'observateur adaptatif, l'observateur par mode de glissement simple et par mode de glissement d'ordre deux.

Le dernier chapitre sera consacrée, dans un premier temps, au diagnostic des systèmes et à l'application du diagnostic à une classe des systèmes dynamiques hybrides à commutation et plus particulièrement les convertisseurs multicellulaires. Par la suite, la commande tolérante aux défauts est appliquée sur le même système.

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

Chapitre I : Systèmes Dynamique Hybride (SDH)- Systèmes dynamiques à commutation (SDC)

<i>I.1 .INTRODUCTION</i>	4
<i>I.2 .DEFINITION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES</i>	5
<i>I.2.1 .Séquence de temps et exécution</i>	5
<i>I.2.2 .Les systèmes à commutations</i>	6
<i>I.3 .MODELISATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE</i>	7
<i>I.3.1 .Le modèle à temps continu</i>	7
<i>I.3.2 .Modèle du circuit</i>	8
<i>I.3.3 .Systèmes affines commutés et modèle affine par morceaux (PWA)</i>	9
<i>I.3.4 .Modèle Mixte Logique Dynamique (MLD)</i>	10
<i>I.3.5 .Réseaux de Petri et formalisme Hybride</i>	11
<i>I.3.6 .Bond Graph</i>	12
<i>I.3.7 .Système dynamique continu par morceaux (convertisseur multicellulaire)</i>	13
<i>I.4 .CONCEPTS DE STABILITE ET PROBLEMATIQUES</i>	17
<i>I.4.1 .Définitions</i>	17
<i>I.4.2 .Résultats généraux sur la stabilité des S.D.H.</i>	19
<i>I.4.3 .Stabilité et stabilisation des systèmes hybride linéaires à commutation de modèle</i>	20
<i>I.5 .EXEMPLE (ILLUSTRATION SUR LE CONVERTISSEUR D'ENERGIE COMMANDE ALIMENTATION STABILISE)</i>	22
<i>I.5.1 .Caractéristiques des alimentations stabilisées.</i>	22
<i>I.5.2 .Composition d'une alimentation stabilisée.</i>	23
<i>I.5.3 .Topologie des alimentations stabilisées (AC)</i>	23
<i>I.5.4 .Alimentation en mode de commutation (switched-mode AC power supplies)</i>	24
<i>I.6 .CONCLUSION</i>	27

1.1. Introduction

De manière générale, un système continu se caractérise par une évolution continue de ses états en fonction du temps. Les variables d'état de ces systèmes peuvent donc prendre un nombre infini de valeurs, qui évoluent dans un espace mathématique continu. Les modèles les plus couramment utilisés pour ces systèmes sont les représentations d'états qui donnent un équivalent mathématique de l'évolution du système sous forme d'équations différentielles et algébriques et les fonctions de transfert pour les systèmes linéaires.

Un système à événements discrets possède pour sa part un nombre fini d'états, chacun représentant un mode ou une phase de fonctionnement distincte du procédé. C'est pourquoi l'espace mathématique dans lequel se trouvent ces états est discret. L'évolution de ces systèmes se traduit par une suite ordonnée d'événements ou séquence d'événements qui génèrent le passage d'un état à un autre. L'évolution de ces systèmes peut donc également s'exprimer en terme de séquence d'états rencontrés. La durée de séjour dans chacun de ces états n'est pas systématiquement connue et donc, le temps n'apparaît pas comme la valeur de référence, comme pour les systèmes continus. Les modèles les plus communément utilisés sont les réseaux de Petri, les automates à états finis ou encore le grafcet. Le nombre d'états étant fini, ces modèles proposent une représentation graphique ou mathématique de chacun d'eux [BRA96] [VID03] [COL04] [BAB04].

Un système dynamique hybride (SDH) est un système dynamique faisant intervenir explicitement et simultanément des phénomènes ou des modèles de type dynamique continu et événementiel. Le terme hybride se réfère au couplage de phénomènes continus et discrets au sein d'un système (Voir figure I.1). Un tel système est classiquement constitué de processus continus interagissant avec ou supervisés par des processus discrets. Ils résultent également de l'organisation hiérarchique des systèmes de contrôle/commande complexes, ou de l'interaction entre des algorithmes discrets de planification et des algorithmes continus de commande.

La plupart des systèmes réels sont composés de sous-processus continus qui sont démarrés, reconfigurés et arrêtés par une commande logique, à états discrets (systèmes de

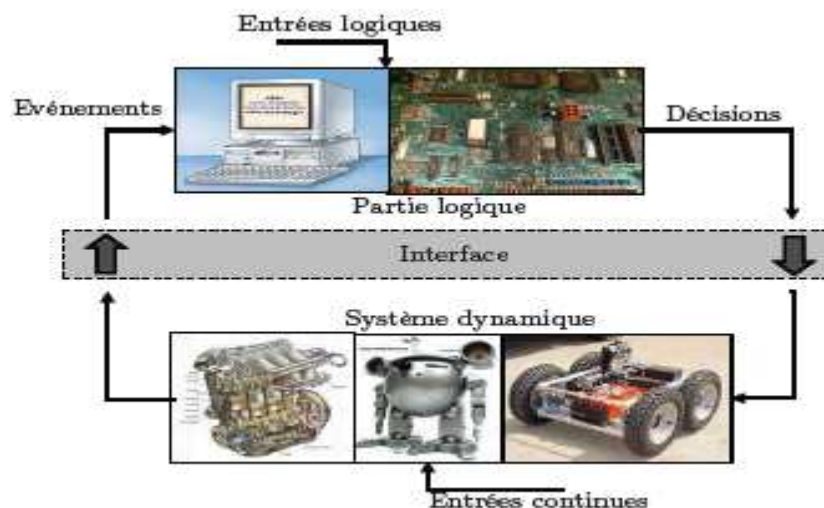


Figure. I.1 – Couplage continu-discret au sein d'un système hybride [BAK08]

transport ou production chimique par exemple). L'évolution de ces systèmes est à la fois continue et événementielle. Pour garantir le bon fonctionnement d'un ensemble automatisé réel il est nécessaire de prendre en compte simultanément les aspects continus et événementiels de sa dynamique. Pour répondre à ce besoin, les SDH ont été introduits.

Ce chapitre a pour but de présenter les notions fondamentales concernant les systèmes à commutations et leurs propriétés. Après un bref rappel concernant les systèmes hybrides, nous permettant de définir les systèmes à commutations, nous nous attacherons à définir la stabilité des systèmes. Tout d'abord, d'un point de vue classique pour les systèmes continus, puis pour le cas particulier des systèmes à commutations.

1.2. Définition des Systèmes Dynamiques Hybrides

Une définition formelle du système hybride est donnée en se basant sur l'automate hybride [SIM99] [LEE03] [HAU12].

Définition 1 (Système hybride). *Un système hybride est un 8-uplet :*

$$H = (I, A, \mathcal{D}, \mathcal{F}, \text{Init}, \mathcal{G}, \mathcal{R}) \quad (I.1)$$

où :

- I est l'ensemble des variables discrètes nommées modes $i \in I = \{1, 2, \dots, m\}$, $m \geq 1$ ($m \in \mathbb{N}$) ;
- $A \subseteq I \times I$ est un ensemble d'arcs ;
- X est l'ensemble des variables continues $x \in X$;
- $\mathcal{D} = \{D_i : i \in I\}$ est un ensemble de domaines de l'automate hybride H , $D : I \rightarrow P(X)$;
- $\mathcal{F} = \{F_i : i \in I\}$ est un ensemble de champs de vecteurs tel que F_i est Lipschitz sur $D_i, \forall i \in I$;
- $\text{Init} \subseteq I \times X$ est l'ensemble des états initiaux ;
- $\mathcal{G} = \{G(a) : a \in A\}$ est un ensemble de gardes, où $a = (i, i') \in A$, $G : A \rightarrow P(X)$;
- $\mathcal{R} = \{R(a, x) : a \in A\}$ est un ensemble de réinitialisations, où $a = (i, i') \in A$. $R : A \times X \rightarrow P(X)$.

1.2.1. Séquence de temps et exécution [HAU12]

Nous allons définir dans cette section deux notions importantes des systèmes hybrides :

Définition 3 (Séquence de temps [SIM99]). *Une séquence de temps est un ensemble ordonné, fini ou infini, $\mathcal{T} = \{i_j\}_{j=0}^s$ de temps tels que :*

- $I_j = [t_{j,0}, t_{j,1}]$, pour tout $0 \leq j \leq s$;
- si $s < \infty$, alors soit $I_s = [t_{s,0}, t_{s,1}]$ ou $I_s = [t_{s,0}, t_{s,1})$;
- pour tout $0 \leq j \leq s$, $t_{j,1} = t_{j+1,0}$.

On notera de plus $\langle \mathcal{T} \rangle$ l'ensemble ordonné $\{0, 1, \dots\}$ pour une séquence infinie, et $\{0, 1, \dots, s\}$ pour une séquence finie, avec s la taille de la séquence.

Définition 4 [HAU12] (Exécution d'un système hybride [SIM99]). *Une exécution d'un système dynamique hybride H est un triplet (T, σ, X) où :*

- T est la séquence des temps de commutations ;

- $\sigma = \{i_j\}_{j=0}^{s-1}$ est un ensemble d'applications appelé séquence de modes tel que $\forall j \in \langle \mathcal{T} \rangle, i_j: [t_j, t_{j+1}] \rightarrow I$;
- $\mathcal{X} = \{x_j: j \in \langle \mathcal{T} \rangle\}, x_j: [t_j, t_{j+1}] \rightarrow \mathbb{X}$ est un ensemble d'applications de classe \mathcal{C}^1 tel que :
 1. $(i_0, x_0) \in \text{Init}$;
 2. $\forall t \in [t_j, t_{j+1}], x^j: [t_j, t_{j+1}] \rightarrow D_{i_j}$ et $\dot{x}^j = F_{i_j}(x_j(t))$;
 3. $\forall j \in \langle \mathcal{T} \rangle$, nous avons $a = (i_j, i_{j+1}) \in \mathcal{A}, x^j(t_{j+1}^-) \in G(i_j, i_{j+1})$ et $x^{j+1}(t_{j+1}^+) \in R(a, x^j(t_{j+1}^-))$.

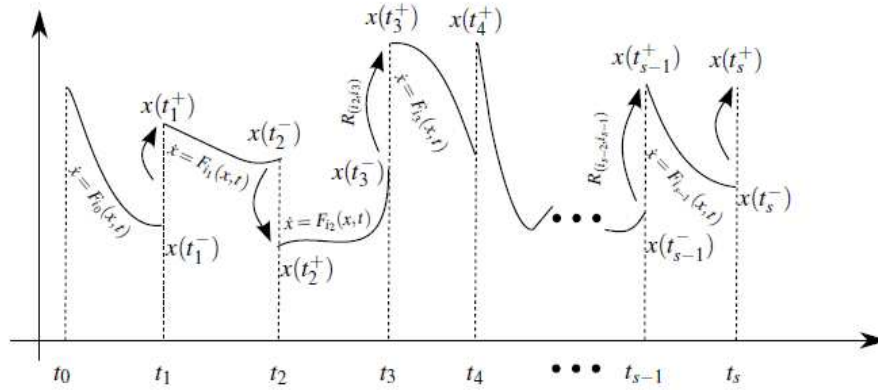


Figure. 1.2: Exécution d'un système hybride[HAU12]

1.2.2. Les systèmes à commutations

Un système dynamique à commutations est un système hybride où la variable discrète $q(t)$ n'est pas vue comme une variable d'état discrète mais soit comme une variable de contrôle de la dynamique continue, soit comme un évènement sans mémoire. À partir des définitions précédentes, on peut décrire les systèmes à commutations ainsi [HAU12] :

Définition 5[HAU12] (Système à commutations [LIB03]). Soit une famille de fonctions suffisamment régulières $F: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$, paramétrée par un ensemble d'applications $I = \{t_i\}_{j=0}^s$ tel que

$$R(a, x^j(t_{j+1}^-)) = x^{j+1}(t_{j+1}^+) \text{ avec } x^j(t_{j+1}^-) = x^{j+1}(t_{j+1}^+)$$

On écrit alors le système à commutations comme :

$$\dot{x} = F_{\sigma}(x(t))$$

Si $\forall i \in I$, la fonction F_i est affine, on a :

$$\dot{x}(t) = A_{\sigma}x(t) + B_{\sigma} \tag{I.2}$$

Définition 6 [HAU12] (Loi de commutations). Une loi de commutations $\sigma(t)$, $\sigma: \mathbb{R}^+ \rightarrow I$ est une fonction constante par morceaux qui prend ses valeurs dans l'ensemble I d'indices de modes.

On peut distinguer dans la littérature deux types de systèmes à commutations : ceux dont les commutations sont autonomes dans le sens où la commutation s'effectue car une condition

de garde est remplie ($\exists (i, i') \in I_2$ tel que $x \in G(i, i')$) et que la condition d'invariance ne l'est plus ($\exists (i, i') \in I_2$ tel que $x \notin Di$ et $x \in Di'$) et ceux dont la commutation présente un aspect contrôlé, c'est-à-dire que l'état discret change en fonction d'une commande externe.

Sauf mention contraire, on se placera dans le cas de systèmes commutés autonomes invariants dans le temps de la forme

$$\dot{x} = F_i(x, t), \quad t \in \mathbb{R}^+, \quad i \in I \quad (I.3)$$

avec l'état $x \in \mathbb{R}^n$ et $f_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ des champs de vecteurs. Par la suite, deux cas seront envisagés :

- soit les champs de vecteurs sont linéaires, c'est-à-dire $\forall i \in I, f_i(x) = A_i x$

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) \quad t \in \mathbb{R}^+, \quad i \in I; \quad (I.4)$$

- soit les champs de vecteurs sont affines, c'est-à-dire $\forall i \in I, f_i(x) = A_i x + B_i$

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i \quad t \in \mathbb{R}^+, \quad i \in I. \quad (I.5)$$

I.3. Modélisation des convertisseurs de puissance

La synthèse de lois de commande ainsi que la simulation nécessite une modélisation du système étudié. Celle-ci dépend de son utilisation finale : en effet, il n'est pas toujours nécessaire d'obtenir une modélisation précise, donc souvent complexe, d'un système. On peut se satisfaire d'un modèle simplifié si celui-ci répond parfaitement à nos attentes, c'est-à-dire, si par exemple une commande basée sur ce modèle et appliquée sur le système original répond à un cahier des charges prédéterminé. Dans cette partie, nous allons faire un état de l'art des modélisations existant pour les systèmes commutés et plus particulièrement pour les convertisseurs de puissance[HAU12].

On débute par une modélisation du convertisseur dans le domaine des temps continus, afin de tirer les équations correspondantes à chaque mode de fonctionnement. Ce modèle prend en compte les perturbations, plus particulièrement, la résistance interne de la self et la résistance série équivalente de la capacité (RSE).

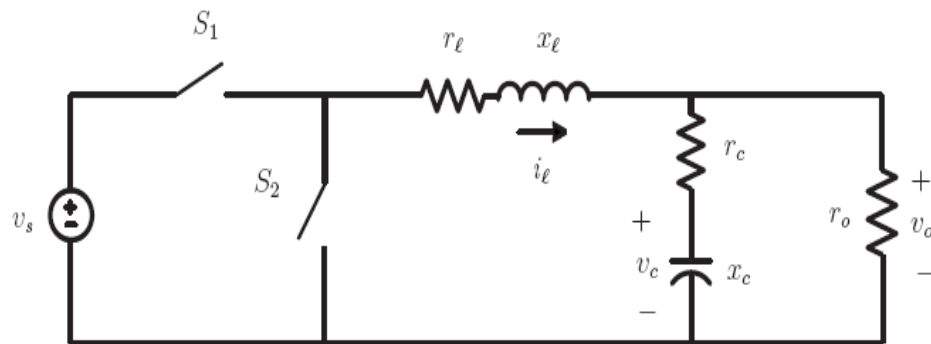


Figure I.3 : Topologie du convertisseur abaisseur DC-DC

I.3.1. Le modèle à temps continu

La topologie du circuit du convertisseur DC-DC est donnée à la figure 1. Les quantités utilisées étant toutes normalisées, représentent:

v_s La tension d'entrée, r_l la résistance interne de l'inductance, x_l la self, r_c la RSE de la capacité, x_c la capacité, r_o et v_o la résistance de charge et la tension de sortie respectivement .

- Pour chaque période k , un rapport cyclique $d(k)$ compris entre zéro et un est déterminé par le régulateur .
- Durant l'intervalle $kT_s \leq t < (k + d(k))T_s$, l'interrupteur S_1 conduit, et la tension est transférée directement de la source vers la charge. Durant la conduction de S_1 , S_2 est ouvert .A la fin de cet intervalle S_1 est ouvert et maintenue ainsi jusqu'au début de la prochaine période.
- L'interrupteur S_2 qui fonctionne en opposition avec S_1 est lui fermé pour $(k + d(k))T_s \leq t < (k + 1)T_s$, moment durant lequel S_2 fournit un passage au courant d'induction i_l , indifféremment de son signe .

1.3.2. Modèle du circuit

On pose $x(t) = [i_l(t) \ v_c(t)]^T$, comme le vecteur d'état, ou $i_l(t)$ est le courant d'induction et $v_c(t)$ la tension au borne de la capacité, et soit $d(k)$ le rapport cyclique au cours de la k me période .Le système est décrit par l'ensemble des équations d'états affines et continues suivantes :

S_1 conduit :

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + fv_s, \quad kT_s \leq t < (k + d(k))T_s \quad (I.6)$$

S_1 ouvert :

Le système évolue en autonomie c à d :

$$\dot{x}(t) = Fx(t), \quad (k + d(k))T_s \leq t < (k + 1)T_s \quad (I.7)$$

Où les matrices F et f sont données par :

$$F = \begin{bmatrix} -\frac{1}{x_l} \left(r_l + \frac{r_o r_c}{r_o + r_c} \right) & -\frac{1}{x_l} \frac{r_o}{r_o + r_c} \\ \frac{1}{x_c} \frac{r_o}{r_o + r_c} & -\frac{1}{x_c} \frac{1}{r_o + r_c} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$f = \begin{bmatrix} \frac{1}{x_l} \\ 0 \end{bmatrix}$$

La tension de sortie au borne de la charge est exprimée comme une fonction d'état tel que :

$$v_o(t) = g^T x(t) \quad (I.9)$$

Avec :

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} \frac{r_o r_c}{r_o + r_c} & \frac{r_o}{r_o + r_c} \end{bmatrix}^T \quad (I.10)$$

La variable qui nous intéresse le plus d'un point de vue commande est l'erreur sur la tension de sortie, qui est obtenue par l'intégration de la différence entre la tension de sortie et sa référence le long d'une période de commutation k :

$$\mathbf{v}_{o, err}(k) = \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} (\mathbf{v}_o(t) - \mathbf{v}_{o, ref}) dt \quad (I.11)$$

où $\mathbf{v}_{o, ref}$ dénote la référence de la tension de sortie.

En résumé le convertisseur se caractérise par deux modes de fonctionnement, avec deux dynamiques différentes. Ces deux modes dont la fonction de sortie est identique, se différencient seulement dans les expressions de leurs équations d'états affines.

Au début de chaque période, le mode 1 généré par (I.6) est actif, puis le rapport cyclique $d(k)$ détermine le moment de commutation du premier au second mode qui évolue suivant (I.7).

Les contraintes présentes dans notre modèle proviennent de deux sources différentes :

- Par définition, le rapport cyclique $d(k)$ est contraint à être compris entre zéro et un .
- Le fait que les composants à semi-conducteurs ainsi que les charges ne peuvent supporter réellement qu'une certaine valeur maximale de courant implique une contrainte sur le courant d'induction qui est borné par une valeur de courant maximale variant suivant l'application tel que : $i_l(t) \leq i_{l, max}(t)$.

Les paramètres des convertisseurs DC-DC sont généralement variables dans le temps ,néanmoins cette variation peut être répartie en deux catégories ,la première inclue les paramètres de l'étage du filtre passe bas x_c et x_l qui ne sont sujet qu'à des détériorations très lentes par l'effet de la chaleur ou de la température de même que la RSE r_c de la capacité et la résistance interne de la bobine r_l , qui sont considérés dans notre cas comme des quantités invariantes dans le temps. Par contre dans la seconde catégorie on a la tension d'entrée et la résistance de charge qui elles peuvent varier d'une manière très importante. De plus aux courants limite et à la tension de référence qui n'ont pas été restreint à être constants par le cahier de charge.

1.3.3. Systèmes affines commutés et modèle affine par morceaux (PWA)

L'évolution d'un système peut être gouvernée par différents modèles affines selon les valeurs courantes des états et des entrées [KON 00] [LAU 72] [VAS 72]. Dès lors, l'espace global est divisé en plusieurs régions, chaque région étant définie par des inégalités sur les états et les entrées. La dynamique de chaque région est caractérisée par une dynamique affine particulière[BOR 05].

Un modèle affine par morceaux est défini de la façon suivante :

$$S^i : \left\{ \begin{array}{l} x(k+1) = A^i x(k) + B^i u(k) + f^i \\ y(k) = C^i x(k) + g^i \end{array} \right\}, \text{ pour } \begin{bmatrix} x(k) \\ u(k) \end{bmatrix} \in \mathcal{X}_i \quad (I.12)$$

Où $\{\mathcal{X}_i\}_{i=1}^s$ représente la partition polyédrale de l'espace d'état et de commande (s est le nombre d'éléments de cette partition).

Chaque \mathcal{X}_i est donné par :

$$\mathcal{X}_i = \left\{ \begin{bmatrix} x(k) \\ u(k) \end{bmatrix} \middle| Q^i \begin{bmatrix} x(k) \\ u(k) \end{bmatrix} \leq q^i \right\} \quad (I.13)$$

Où $x(k), u(k), y(k)$ sont respectivement les vecteurs d'état, de commande et de sortie à l'instant k . Chaque sous-système S^i défini par le 7-uplet $(A^i, B^i, C^i, f^i, g^i, Q^i, q^i), i \in \{1, 2, \dots, s\}$ est un composant du modèle PWA. $A^i \in \mathfrak{R}^{n \times n}, B^i \in \mathfrak{R}^{n \times m}, C^i \in \mathfrak{R}^{p \times n}, Q^i \in \mathfrak{R}^{p_i(n+m)}, f^i, g^i, q^i$ sont des vecteurs constants de dimensions appropriées, où n, m, p sont respectivement les dimensions de l'état, de l'entrée, de la sortie, et p_i est le nombre d'hyperplans définissant le $i^{\text{ème}}$ polyèdre. Dans ce formalisme, une entrée de commande logique est prise en compte en développant un modèle affine pour chaque valeur 1 et 0 de cette grandeur, et en définissant des contraintes linéaires de type inégalité liant le modèle avec la valeur correspondante de cette entrée.

1.3.4. Modèle Mixte Logique Dynamique (MLD)

La forme MLD représente le système hybride par des équations linéaires, avec des inégalités linéaires portant sur les variables continues et binaires. L'ensemble des inégalités de la forme MLD rassemble donc d'une part les contraintes du système, d'autre part les inégalités issues des propositions logiques et des variables auxiliaires.

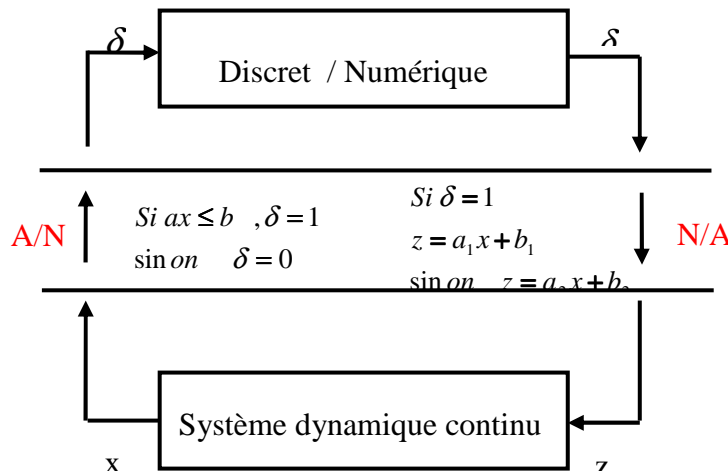


Figure I.4 : Structure d'un modèle MLD

Des variables auxiliaires permettent de modéliser les relations existantes entre les parties continue et discrète. Ainsi, le passage de la partie continue à la partie discrète nécessite l'ajout de variables logiques [BEM99].

Les systèmes sous formalisme MLD résultant de l'association continu/discret sont dès lors décrits par les relations linéaires suivantes :

$$x(k+1) = Ax(k) + B_1u(k) + B_2\delta(k) + B_3z(k) \quad (I.14)$$

$$y(k) = Cx(k) + D_1u(k) + D_2\delta(k) + D_3z(k) \quad (I.15)$$

$$E_2\delta(k) + E_3z(k) \leq E_1u(k) + E_4x(k) + E_5 \quad (I.16)$$

Cette relation fait intervenir les grandeurs suivantes, mixtes continues/binaires, ou binaires, ou continues :

$$\text{L'état : } x = \begin{bmatrix} x_c \\ x_l \end{bmatrix}, x_c \in R^{n_c}, x_l \in \{0,1\}^{n_l} \text{ et } n = n_c + n_l$$

$$\text{La sortie : } y = \begin{bmatrix} y_c \\ y_l \end{bmatrix}, y_c \in R^{p_c}, y_l \in \{0,1\}^{p_l} \text{ et } p = p_c + p_l$$

$$\text{L'entrée : } u = \begin{bmatrix} u_c \\ u_l \end{bmatrix}, u_c \in R^{m_c}, u_l \in \{0,1\}^{m_l} \text{ et } m = m_c + m_l$$

Les variables binaires auxiliaires : $\delta \in \{0,1\}^{r_i}$

Les variables continues auxiliaires : $z \in R^{r_c}$

Un problème est dit « bien posé » si la solution en δ et z est unique pour une paire donnée (u, x) et par conséquent $x(k+1)$ est défini de façon unique, ce qui permet de trouver la trajectoire unique des états x .

1.3.5. Réseaux de Petri et formalisme Hybride

Un réseau de Petri est un outil graphique et mathématique qui est largement utilisé dans les domaines où les notions d'évènements et d'évolutions simultanées sont importantes. Les réseaux de Petri sont considérés comme un outil de représentation formel qui permet la modélisation, l'analyse et le contrôle des systèmes à évènements discrets. En plus, il tient compte des activités en parallèle, concurrentes et asynchrones (ressources partageables) des systèmes. De plus, l'un des avantages des réseaux de Petri, par rapport aux autres formalismes du même type, est qu'ils reposent sur des fondements théoriques permettant de vérifier les propriétés générales d'un modèle (vérifier que le modèle est vivant, sans blocage, borné, etc.) ainsi que l'accessibilité de certains marquages [HAM10].

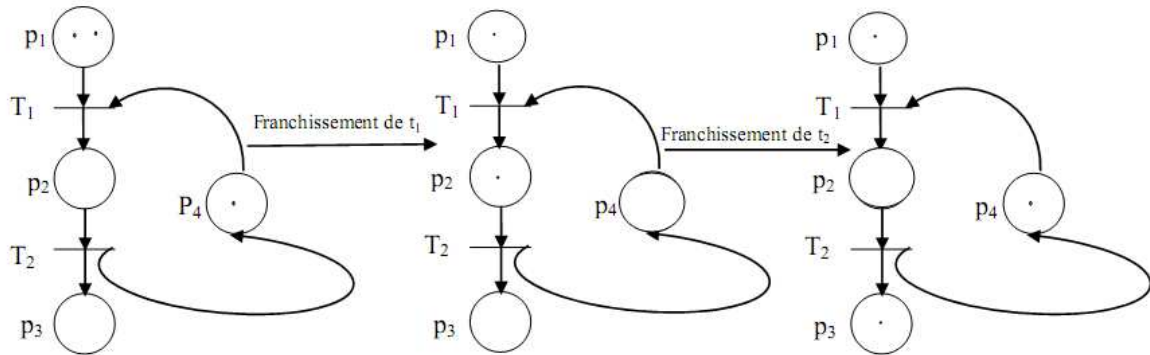


Figure I.5 :Evolution du marquage d'un réseau de Pétri[HAM10]

Un RdP est un graphe composé de deux types de nœuds, des places et des transitions. Les places sont représentées par des cercles, les transitions par des barres. Des arcs orientés relient les places aux transitions. Un réseau de Pétri marqué contient un nombre entier (positif ou nul) de marques, ou jetons, réparties à travers les places. Cette répartition décrit l'état discret du modèle. Les jetons se déplacent dans le réseau de Pétri en respectant les règles d'évolution suivantes :

- Une transition est sensibilisée si chacune de ses places d'entrée (place amont) contient au moins un jeton.
- Le tir d'une transition correspond à retirer un jeton de chaque place amont à la transition et à ajouter un jeton à chaque place aval (place de sortie), voir Figure I. 5.
- Le franchissement d'une transition correspond à l'occurrence d'un évènement.

1.3.6. Bond Graph

Le bond graph est une technique graphique utilisée pour modéliser les systèmes avec un langage unifié pour les systèmes dynamiques hybrides. Cet outil, fondé sur les lois de la physique, est utilisé entre autres, pour représenter les convertisseurs de puissance. L'utilisation des Bond Graph pour représenter ces systèmes a conduit à des solutions élégantes pour construire automatiquement le modèle actif avec le basculement d'interrupteurs. Ce formalisme permet de modéliser de manière unifiée des systèmes de nature différente (électronique, mécanique, hydraulique, etc.) mais régis par des équations similaires. Les bond graphs, en se basant sur le principe de conservation de la puissance, représentent les transferts d'énergie dans le système considéré. La modélisation par bond graph du convertisseur multicellulaire est donnée à la figure I.6.

se : E représente une source d'effort, dans notre cas la source de tension E , $I : L$ est un élément d'induction, l'inductance dans notre cas. $Q : \text{int}$ et $T : D$ sont des éléments de transition, l'interrupteur et la diode. La jonction 0 représente un noeud du système pour lequel tous les efforts des liens sont égaux, ce qui revient dans le cas électrique à dire que la somme des flux des liens connectés au noeud est nulle. La jonction 1 est la forme duale de la jonction 0, c'est-à-dire pour laquelle les notions d'efforts et de flux sont inversées.

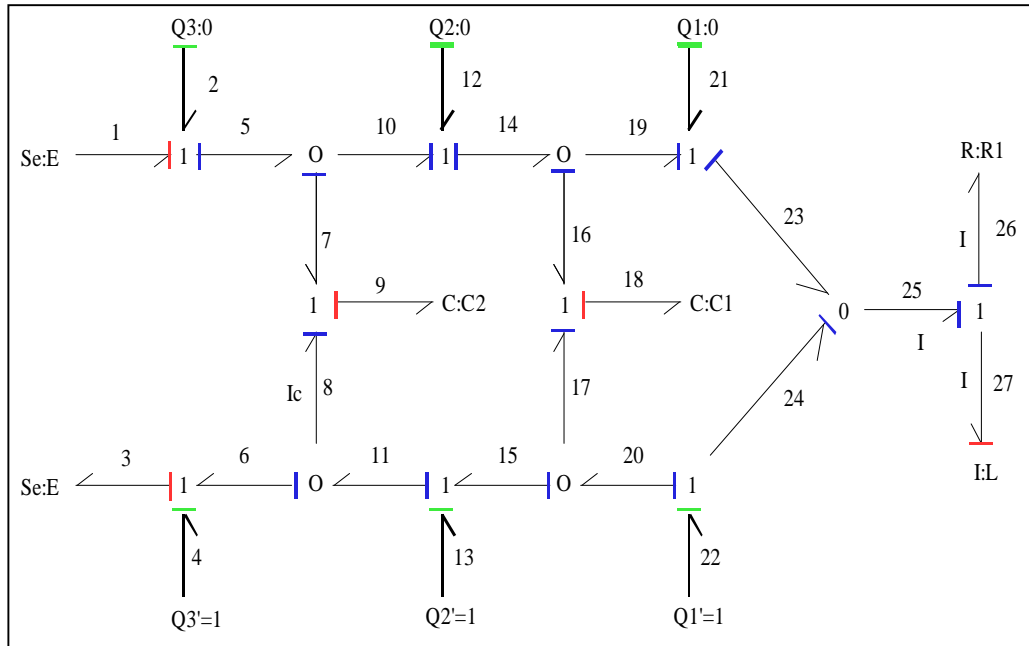


Figure I.6: Modélisation du convertisseur multicellulaire sous bond graph[TRA07]

I.3.7. Système dynamique continu par morceaux (convertisseur multicellulaire)

nous présenterons le modèle hybride d'un convertisseur à 3 cellules. Huit modes de fonctionnement sont alors possibles. Le tableau I.1 donne les différentes valeurs des fonctions de commutation S_k et les valeurs correspondantes des séquences de commande u_k . Les huit modes opérants donnés par :

$Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\}$ Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = R^3, \forall q_i \in Q$. En chaque mode, le

vecteur fonctions f_q est linéaire. Ici la dynamique continue peut être donnée pour chaque mode sous la forme :

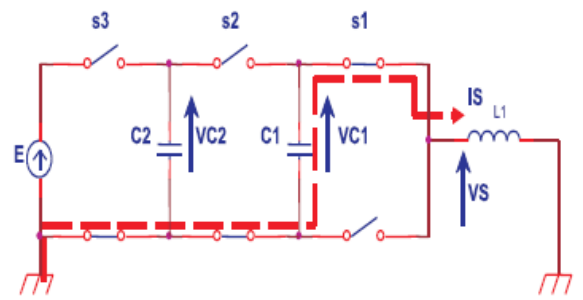
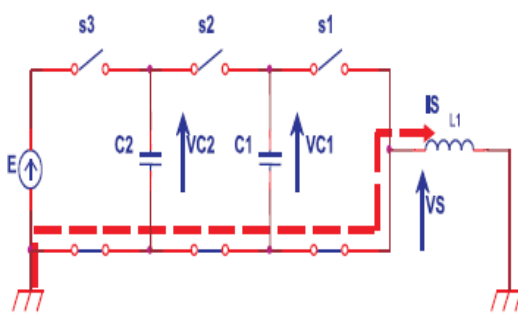
$$f_q(X) = A(q)X + b(q) \quad (I.17)$$

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

$X = [V_{c1} \ V_{c2} \ I]^T$. Ainsi, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit:

q_i	S_3	S_2	S_1	u_1	u_2	u_3
q_1	0	0	0	0	0	0
q_2	0	0	1	-1	0	0
q_3	0	1	0	1	-1	0
q_4	0	1	1	0	-1	0
q_5	1	0	0	0	1	1
q_6	1	0	1	-1	1	1
q_7	1	1	0	1	0	1
q_8	1	1	1	0	0	1

Tableau I.1 : Différents modes du convertisseur à 3 cellules

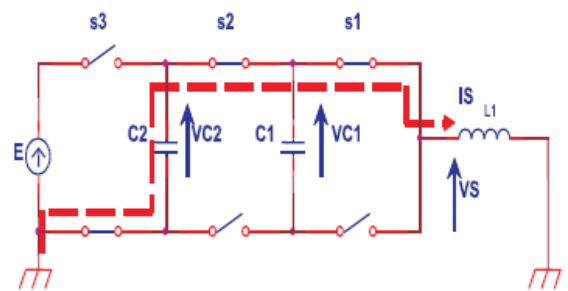
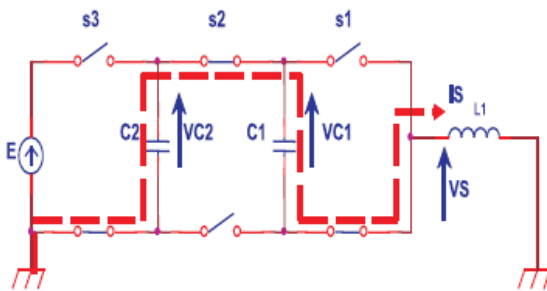


Mode $q = q_1$, avec ($u_1 = 0; u_2 = 0; u_3 = 0$):

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x$$

Mode $q = q_2$, avec ($u_1 = 1; u_2 = 0; u_3 = 0$):

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x$$

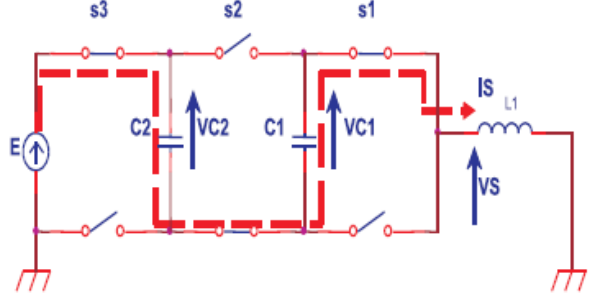
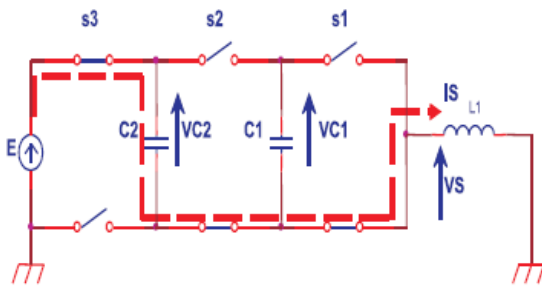


Mode $q = q_3$, avec ($u_1 = 0; u_2 = 1; u_3 = 0$):

Mode $q = q_4$, avec ($u_1 = 1; u_2 = 1; u_3 = 0$):

$$f_{q3}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x$$

$$f_{q4}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x$$

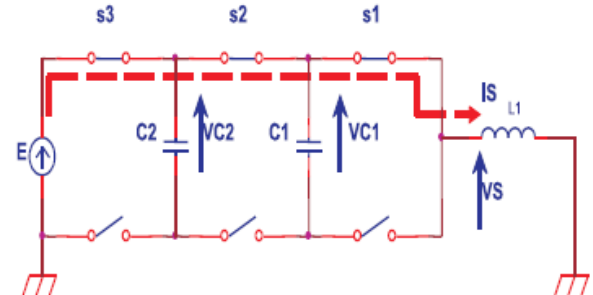
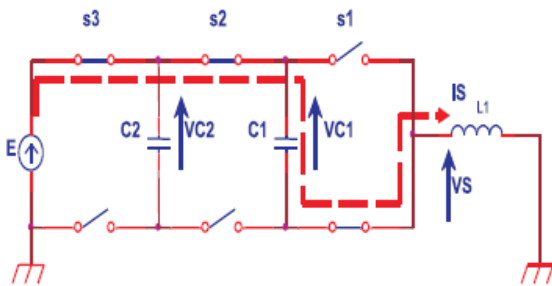


Mode $q = q5$, avec $(u1 = 0; u2 = 0; u3 = 1)$:

$$f_{q5}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Mode $q = q6$, avec $(u1 = 1; u2 = 0; u3 = 1)$:

$$f_{q6}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$



Mode $q = q7$, avec $(u1 = 0; u2 = 1; u3 = 1)$:

$$f_{q7}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Mode $q = q8$, avec $(u1 = 1; u2 = 1; u3 = 1)$:

$$f_{q8}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

On obtient trois transitions possibles à partir de chaque mode. Ces transitions sont données dans le tableau I.2 et sont marquées par (x). Les conditions de transitions du mode q_i au mode de fonctionnement q_j sont notés T_{ij} et sont donnés ci-dessous

	q1	q2	q3	q4	q5	q6	q7	q8
q1	-	X	X	-	X	-	-	-
q2	X	-	-	X	-	X	-	-
q3	X	-	-	X	-	-	X	-
q4	-	X	X	-	-	-	-	X
q5	X	-	-	-	-	X	X	-
q6	-	X	-	-	X	-	-	X
q7	-	-	X	-	X	-	-	X
q8	-	-	-	X	-	X	X	-

Tableau I.2 : Les conditions de transitions

Notons que pour tous les ordres possibles Si , on a toujours $u_1 \neq u_2$ (dû au règle d'adjacence qui stipule que pour des raisons de minimisation de pertes pendant les commutation deux intercepteurs adjacent ne peuvent jamais change l'états simultanément). Les conditions possibles des transitions entre les divers modes sont définies par les ensembles selon [BEN3] :

Avec $T(q_i, q_j) = T_{ij}$ pour $u^T = (u_1, u_2, u_3)$.

$T_{12} : u^T = (-1, 0, 0)$	$T_{51} : u^T = (0, 0, 0)$
$T_{13} : u^T = (-1, -1, 0)$	$T_{56} : u^T = (-1, 1, 1)$
$T_{15} : u^T = (1, 1, 1)$	$T_{57} : u^T = (1, 0, 1)$
$T_{21} : u^T = (0, 0, 0)$	$T_{62} : u^T = (1, 0, 0)$
$T_{24} : u^T = (0, -1, 0)$	$T_{65} : u^T = (0, 1, 1)$
$T_{26} : u^T = (1, 1, 1)$	$T_{68} : u^T = (0, 0, 1)$
$T_{31} : u^T = (0, 0, 0)$	$T_{73} : u^T = (1, -1, 0)$
$T_{34} : u^T = (0, -1, 0)$	$T_{75} : u^T = (0, 1, 1)$
$T_{37} : u^T = (1, 0, 1)$	$T_{78} : u^T = (0, 0, 1)$
$T_{42} : u^T = (-1, 0, 0)$	$T_{84} : u^T = (0, -1, 0)$
$T_{43} : u^T = (1, -1, 0)$	$T_{86} : u^T = (-1, 1, 1)$
$T_{48} : u^T = (0, 0, 1)$	$T_{87} : u^T = (1, 0, 1)$

Remarque 4: Les autres transitions telles que $T(q_1, q_4)$; et $T(q_4, q_1)$ ne sont pas tolérés parce qu'ils ne sont pas conformes à la règle d'adjacent. La dynamique de chaque mode est indiquée à l'intérieur de chaque cercle et des conditions des transitions au dessus des flèches (avec $T_{ij} = T(q_i, q_j)$). Quand un état de transition est vérifié, le système commute vers un autre mode .

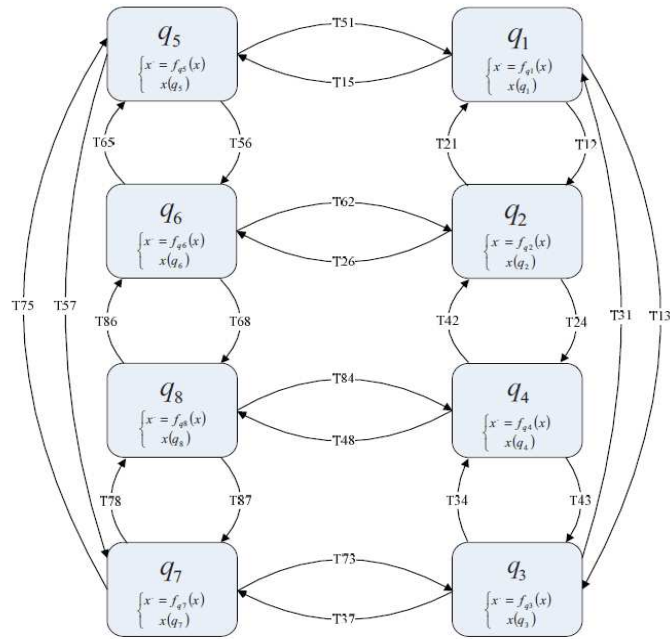


Figure 1.7 : Automate hybride du convertisseur multicellulaire

1.4. Concepts de stabilité et problématiques

Les ensembles remarquables (équilibres, orbites périodiques,...) peuvent caractériser des configurations à énergie minimale pour un système physique. Ces systèmes peuvent avoir tendance à rechercher une de ces configurations plutôt qu'une autre: c'est ce que les concepts de stabilité traduisent d'une certaine façon. Comme nous l'avons évoqué dans notre chapitre introductif, l'évolution de notre état est gouverné étant par les champs de vecteurs que parle

Signal de commutation. Dans ce sens, les concepts de stabilités, qui portent sur des propriétés qualitatives des solutions, peuvent être définis:

- seulement sur l'état continu x , et ce indépendamment du signal de commutation: on Parlera de propriété uniforme (sous entendu par rapport à σ),
- sur x et ce pour un signal de commutation: on parlera de propriété conditionnelle (sous entendu par rapport à une évolution de σ donnée).

Si notre lecteur est déjà familiarisé avec les systèmes dynamiques, précisons que pour une Equation différentielle ordinaire (EDO) non autonome (dont le temps apparaît explicitement Dans le second membre),on parle de stabilité uniforme si elle n'est pas conditionnée par un Ensemble d'instant initial. Dans le cas contraire, on parle de stabilité non uniforme. Cette Notion est évidemment différente de celle présentée dans le cadre des systèmes dynamiques hybrides.

1.4.1. Définitions

La stabilité d'un point d'équilibre d'un système, qu'il soit à commutation ou non, consiste toujours à observer que son évolution reste proche du point d'équilibre lorsqu'on s'en écarte, dans un certain voisinage, appelé le domaine de stabilité. L'attractivité, quant à elle, revient A traduire que, s'écartant légèrement de cette position d'équilibre, le système reviendra dessus, au bout d'un certain temps et d'un temps certain (voire infini). La stabilité asymptotique Combine à la fois la stabilité et l'attractivité, et indique donc que le système reviendra au bout d'un temps qui peut être infini, au

point d'équilibre, tout en restant proche de celui-ci au cours du temps. Notons que la notion de stabilité asymptotique est la plus exigée en pratique.

Ceci s'explique certainement parce qu'elle constitue une première approche pouvant s'adapter A plusieurs situations (précision en régulation, pour suite d'une trajectoire de référence,...).

La stabilité exponentielle vient ajouter au caractère asymptotique un critère de rapidité de convergence.

Avant de détailler les diverses définition de la stabilité, il convient en premier lieu de définir la notion d'équilibre pour un système à commutation.

Soit le système à commutation suivant:

$$\dot{x} = A_{\sigma}x, \quad x \in \mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n, \sigma \in S(\Gamma).$$

Partant d'un état initial $x_0 \in X$, pour une loi de commutation $\sigma \in S(\Gamma)$ donnée, l'état de Notre système va évoluer tout au long du temps. Cette évolution, dénommée trajectoire d'un Système à commutation, sera notée $x(t, x_0, \sigma)$.

Définition 7. L'état $x_e \in X$ est un équilibre pour le système à commutation si et Seulement si pour tout $t \in \mathbb{R}_+$,

$$x(t, x_e, \sigma) = x_e, \forall \sigma \in S(\Gamma).$$

Les deux exemples suivants donnent une idée des défis ou difficultés posés par les caractéristiques inattendus et intrinsèques des S.D.H.

Exemple :

On considère les dynamiques d'état autonomes suivantes :

$$\dot{x}(t) = A_p x(t) \quad \text{Ou} \quad x = [x_1 \quad x_2]^T \in \mathbb{R}^2 \quad \text{et} \quad p \in \{1, 2\} \quad \text{et} :$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1 & -100 \\ 10 & -1 \end{bmatrix}; \quad A_2 = \begin{bmatrix} -1 & 10 \\ -100 & -1 \end{bmatrix}$$

, ou les deux matrices A_1 et A_2 dont les valeurs propres sont : $\lambda_{1,2} = -1 \pm j\sqrt{1000}$, sont stables.

On définit la séquence de commutation P comme suit :

$$P(t^+) = \begin{cases} 1 & \text{if } P(t) = 2 \text{ et } x_2(t) = (-1/k) * x_1(t) \\ 2 & \text{if } P(t) = 1 \text{ et } x_2(t) = k * x_1(t) \end{cases} \quad (I.18)$$

Pour des valeurs initiales quelconques, cette fonction détermine les conditions de commutation de la dynamique du système entre A_1 et A_2 en se basant sur une mémoire de l'état précédent. Pour $k=-0.2$ et $\forall x(0) \neq 0$; la trajectoire d'état diverge vers l'infini (figure I.8.b) .Ce qui démontre que la commutation entre deux systèmes A.stables, dont les diagrammes de phase sont donnés dans la figure 1.a ne donne pas forcément un système stable.

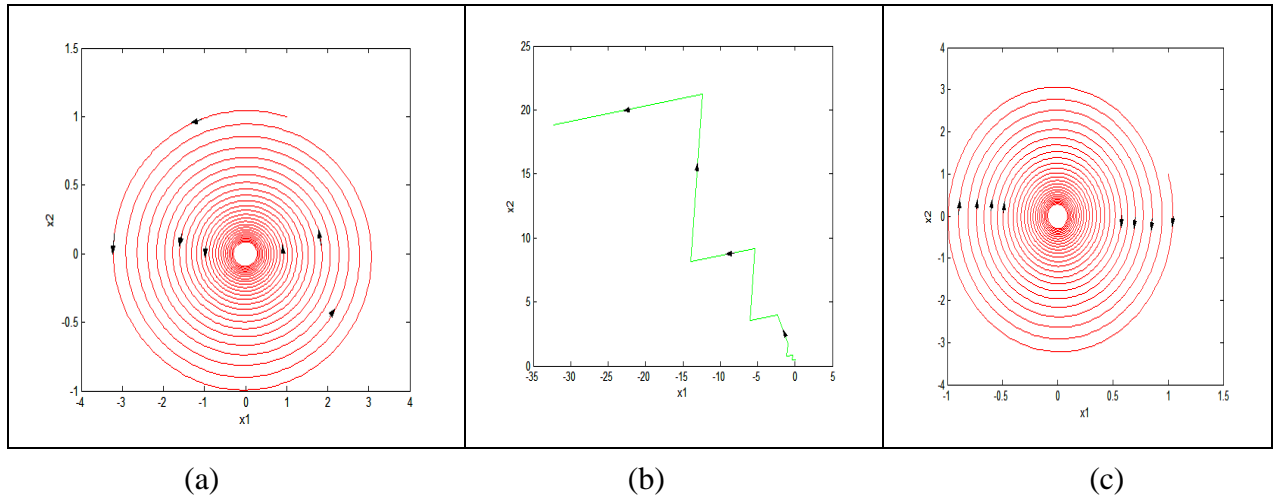


Figure 1.8.a.c: Diagramme de phase stable de A_1 et A_2
 b : Diagramme de phase instable

Cet exemple nous amène à poser deux questions fondamentales :

1. Quelle classe de systèmes stables admet une trajectoire d'état stable pour toutes les séquences de commutation ?
2. Quelles sont les séquences de commutation qui induisent toujours des trajectoires d'états stables ?

1.4.2. Résultats généraux sur la stabilité des S.D.H.

La nature intrinsèque discontinue des S.D.H. a amené les chercheurs à penser à assembler les fonctions de Lyapunov Like des sous systèmes constituant le S.D.H afin d'aboutir à une fonction de Lyapunov non orthodoxe continue, quadratique par morceaux satisfaisant les conditions de stabilité [BRA98] ;[LIB03] .

Dans la plupart des travaux sur la stabilité des S.D.H n'a été considéré que le cas où le système est à commutation de modèle sous la forme :

$$\dot{x} = f_i(x) \tag{I.19}$$

, en ajoutant les deux conditions suivantes [LIB99] :

1. Chaque f_i est continue selon Liptchiz.
2. la séquence de commutation est choisie tel qu'il y ait un nombre fini de commutations en un temps fini.

Théorème 2 : (MLF) [LIB99], [DEC00] :

Soit le système non linéaire à M commutations (I.19) .On suppose qu'à chaque champ de vecteur f_i est associée une fonction de Lyapunov Like $V_i(x)$ dans le domaine Ω_i ; dont le point

d'équilibre est $\bar{x} = \mathbf{0}$ et on suppose que $\bigcup_i \Omega_i = \mathbf{R}^n$. Soit $P(t)$ une séquence de commutation donnée tel que : $P(t)$ peut prendre la valeur i seulement si $x(t) \in \Omega_i$ et :

$$V_i(x(t_{i,k})) \leq V_i(x(t_{i,k-1}))$$

Alors le système (I.19) est *Lyapunov stable*.

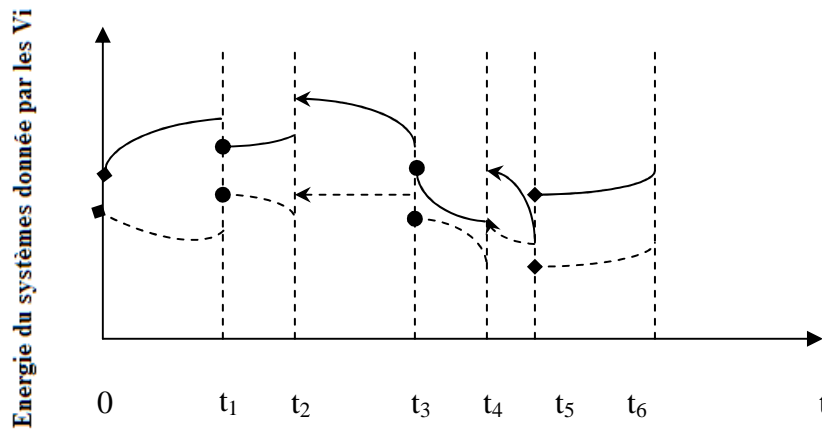


Figure I.9 : Diagramme d'Energie d'un système hybride

La figure I.9 décrit explicitement le sens de l'expression (I.20), et un résultat plus général exposé par Ye et al. ([YE95],[BRA98],[GER06]). Les résultats généraux présentés ci dessus fournissent des conditions suffisantes pour la stabilité des systèmes hybrides ; qui conduisent souvent à des règles de conception efficaces .

1.4.3. Stabilité et stabilisation des systèmes hybride linéaires à commutation de modèle

Cette partie étudie quelques résultats importants appliqués au M-switched system .c à d qui vérifient :

$$\dot{x}(t) = A_{p(t)}x(t) \tag{I.21.a}$$

$$p(t^+) = \varphi(x(t), p(t)) \tag{I.21.b}$$

tel que : $p(t) \in \{1,2,\dots,M\}$. Pour cette classe spécifique de systèmes hybrides il existe des résultats plus efficaces que ceux décrit précédemment permis par Des choix particuliers de la fonction de commutation (I.21.b).

a) Commutation entre des matrices A_i stables :

Supposons que les $A_i; i = 1,\dots, M$. soient stables ç à d que toutes leurs valeurs propres sont dans la parties gauche du plan complexe.

Si tous les A_i ont la même fonction de Lyapunov $V(x) = x^T Px$ tel que :

$$\dot{V}(x) = -x^T Qx, \quad Q > 0$$

Alors le système est *exponentiellement stable* pour n'importe qu'elle séquence de commutation. Les conditions ci-dessus sur $V(x)$ sont équivalentes à $A_i^T P + P A_i \leq -Q$ pour tout i .

b) Commutation entre des matrices A_i quelconques :

Si au moins une matrice $A_i \in A = \{A_1, \dots, A_M\}$ possède des valeurs propres dans la partie droite du plan complexe, alors il existe une séquence de commutation $p(t)$ capable de déstabiliser le système (I.19). C'est pourquoi l'existence et la construction d'une séquence de commutation stabilisante deviennent extrêmement importantes .

Quand, $M=2$, c à d, $A = \{A_1, A_2\}$, alors les corollaires de [BOY94],[SHO99] et [SHO03] donnent :

Théorème 3:

Il existe une séquence de commutation $p(t)$ assurant la stabilité quadratique du système s'il existe $\alpha \in [0,1]$ tel que :

$$A_{eq} = \alpha A_1 + (1 - \alpha) A_2, \quad (I.22)$$

soit une matrice stable, ç à d que ses valeurs propres soient strictement dans la partie gauche du plan complexe.

Les conditions pour trouver A_{eq} sont données dans [LIB99], [ZHA04],[ZHA06] satisfaisant :

Théorème 4 :

Soit $A = \{A_1, \dots, A_M\}$. Une condition suffisante pour l'existence d'une séquence de commutation $p(t)$ produisant un état $x(t)$ stable vérifiant l'équation du système (I.19) est l'existence d'une combinaison convexe stable des matrices A_i c à d qu'il existe $\alpha_i > 0, \sum_i \alpha_i = 1$:

$$A_{eq} = \sum_{i=1}^{i=M} \alpha_i A_i \quad (I.23)$$

Soit une matrice stable.

1.4.3.1. Les conditions de stabilité sous forme d'inégalité matricielle linéaire

Le principal défi dans les applications pratiques des systèmes hybrides est de trouver une fonction de Lyapunov vérifiant les conditions de stabilité. Malheureusement, il n'existe pas de méthodes systématiques .Toute fois pour les systèmes linéaires à commutation de modèle tel que ceux étudié dans la partie précédente, il existe un « LMI problem formulation » pour la construction d'un ensemble de fonction de Lyapunov like quadratique [MOL87],[DAA02] . L'existence d'une solution pour le « LMI problem » est une condition suffisante à la stabilité d'un système hybride. Le grand avantage de cette approche est que « LMI problem » possède des solutions numériques efficaces et sûres obtenues par des techniques standard [DAA02].

Dans le cas ou on désire garantir la stabilité de toutes les séquences de commutations pour des matrices A_i asymptotiquement stable, alors le « LMI problem » est de trouver la matrice P tel que :

$$P = P^T > 0 \text{ et } A_i^T P + A_i P < 0, ([BOY94])$$

En suivant les étapes décrites dans [ref]la stabilité exponentielle des systèmes hybrides avec des champs de vecteur linéaire peut être vérifié par le « LMI problem » suivant :

LMI problème :

Soit I la matrice identité .S’il existe une solution à **min β** tel que :

1. $\alpha > 0, \mu_q \geq 0, \nu_q \geq 0, \zeta_q \geq 0, q \in \{1, \dots, k\}$.
2. $\alpha I + \mu_q Q_q \leq P_q \leq \beta I - \nu$
3. $A_i^T P_q + P_q A_i + \zeta_q Q_q \leq -I, (q, i) \in D_1$
4. $P_r + \eta_{q,r} Q_{q,r} \leq P_q, (q, r) \in D_2$

Où k représente le nombre de fonction de Lyapunov like locale utilisées Alors :

Le point d’équilibre zéro est *exponentiellement stable dans le sens de Lyapunov*.

L’inégalité gauche de la deuxième condition, exige la définitude et la positivité des fonctions de Lyapunov like. L’inégalité droite est introduite afin de trouver une borne supérieure des fonctions de Lyapunov like et de déterminer ainsi une borne supérieure à la vitesse de convergence. S’il on désire effectuer une étude sur la stabilité uniquement cette inégalité peut être négligée.

La troisième condition représente la contrainte de décroissance de l’énergie sur toutes les régions Ω_q . Où D_1 est l’ensemble des pairs caractérisant les champs de vecteur admissible dans Ω_q . La décroissance de l’énergie doit être inférieure à la valeur négative de la matrice identité afin de conclure à la stabilité exponentielle .On a une stabilité simple si le terme de droite s’annule. Quand à la quatrième condition ,elle représente la contrainte d’une énergie décroissante lors du passage vers une nouvelle région ,ou D_2 représente l’ensemble des régions adjacentes vers lesquelles x(t) peut transiter de Ω_q vers Ω_r .

La stabilité exponentielle est vérifiée s’il existe une solution au LMI problem ci-dessus .les variables $\alpha, \mu_q, \text{ et } \zeta_q$ et les matrices P_q sont des inconnues ,contrairement aux différentes matrices Q ,correspondants aux différentes régions générées par l’utilisateur,ou les conditions doivent être vérifiés.

1.5. Exemple (Illustration sur le convertisseur d’énergie commandé Alimentation stabilisée)

L’alimentation des charges sensibles qui exigent une grande stabilité de l’amplitude et de la fréquence nécessite une alimentation stable qui remplace la source principale lorsque cette dernière subit une perturbation [BEA07].

1.5.1. Caractéristiques des alimentations stabilisées

Une alimentation stabilisée est une source d’énergie alternative régulée, qui à les caractéristiques suivantes [BIL11] [BEA07]:

- Une amplitude de tension stable (statique et dynamique)
- Une fréquence de tension stable (statique et dynamique)
- Une tension symétrique (dans le cas triphasé)
- Une tension isogonale (dans le cas triphasé)
- Teneur des harmoniques faible
- Faible déviation par rapport à la sinusoïde

- Une capacité de court-circuit importante

1.5.2. Composition d'une alimentation stabilisée

Une alimentation stabilisée est généralement composée [BEA07] :

- d'un redresseur pour la conversion de l'énergie du réseau AC/DC
- d'une batterie pour le stockage de l'énergie électrique
- d'un convertisseur statique DC/AC
- de commutateurs statiques pour permuter l'alimentation de la charge entre le réseau et l'onduleur.

Et ce pour mettre à la disposition de la charge une tension de qualité, dépourvues d'harmonique et stable.

1.5.3. Topologie des alimentations stabilisées (AC)

Les alimentations à courant alternatif peuvent être classées en fonction [BEA07] :

- De la disponibilité du réseau (source principale): dans cette catégorie on discute la disponibilité du réseau et le mode transfert de l'alimentation de la charge du réseau vers l'ensemble batterie-onduleur-commutateur statique -charge et vis versa [BIC10].

Les deux configurations généralement utilisées dans ce type d'alimentation sont montrées sur la figure:

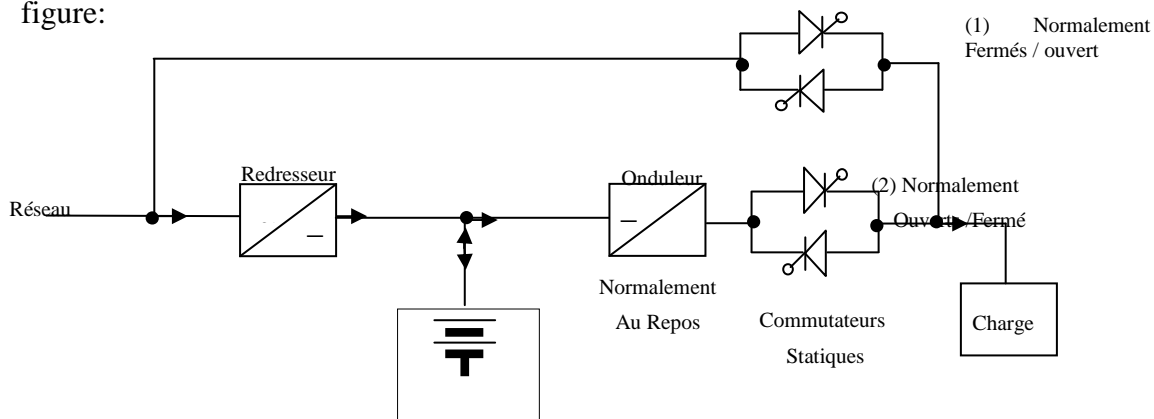


Figure 1.10 : Configuration des alimentations stabilisées [BEA07]

Dans la configuration de la figure la charge est normalement alimentée par la source principale (réseau) et le redresseur maintient la charge de la batterie (le commutateur statique (1) dans ce cas est normalement fermé).

En cas de défaillance de la source principale (réseau) l'alimentation de la charge est basculée vers l'ensemble batterie-onduleur.

Ce type de configuration exige un temps de transfert en cas de défaillance de la source principale qui prend habituellement de 4 à 5 ms lorsque le transfert est effectuée par des transistors, dans le cas d'un contacteur mécanique le temps de transfert peut aller de 30 à 50ms [BEA07].

L'onduleur dans cette configuration n'est en service que dans la durée de défaillance de la source principale (réseau).

Dans le cas où la charge est alimentée continuellement par l'ensemble « réseau-redresseur-batterie-onduleur » (commutateur statique (2) normalement fermé).

Ce type de configuration n'exige aucun système de transfert en cas de défaillance de la source principale (réseau) [BEA07].

En cas de défaillance de l'onduleur l'alimentation de la charge est basculée vers la source principale. L'onduleur dans cette configuration est en service d'une façon permanente .

La figure I.11 montre un type de configuration d'une alimentation à courant alternatif où elle consiste à alimenter la charge directement du réseau dans ce cas le convertisseur est commandé en redresseur pour charger la batterie ; en cas de défaillance du réseau le convertisseur est commandé en onduleur[BEA07].

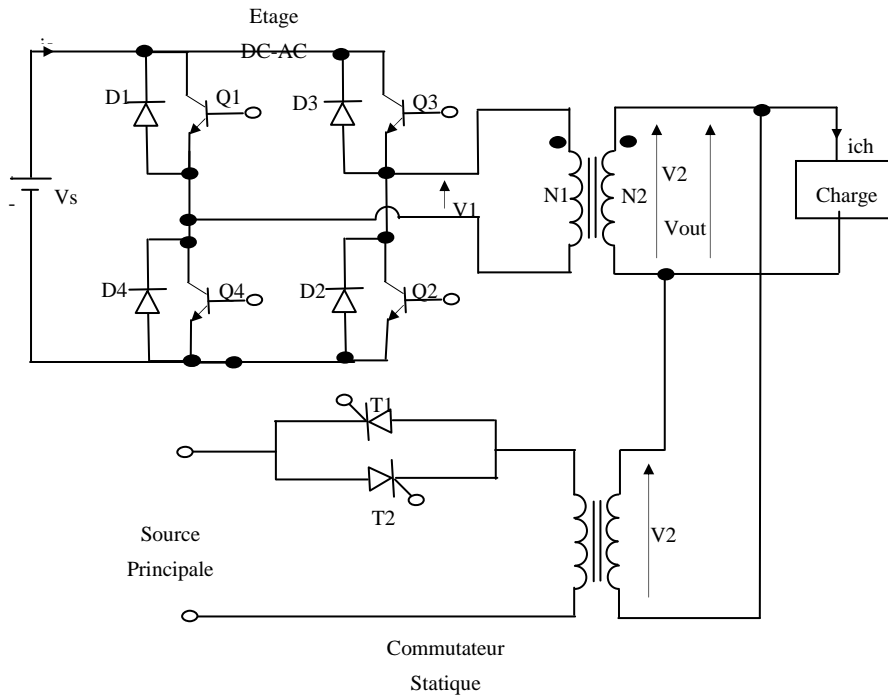


Figure I.11: Type de configuration d'une Alimentation stabilisée [BEA07]

- Du mode de commutation : dans cette catégorie on discute les dimension du transformateur d'isolement, rendement du convertisseur (mode de résonance); on distingue trois types :
 1. Alimentation en mode de commutation (switched-mode AC power supplies)
 2. Alimentation en mode de résonance (Resonant AC power supplies)
 3. Alimentation bidirectionnelle (bidirectional AC power supplies)

1.5.4. Alimentation en mode de commutation (switched-mode AC power supplies)

La dimension du transformateur de la Figure I.11 peut être réduite à travers l'introduction d'une liaison dc de haute fréquence comme le montre la Figure I.12[BEA07].

Le premier onduleur alimenté par la source continue est contrôlé par une PWM de très haute fréquence et ce pour réduire la dimension du transformateur, la sortie dc filtré alimente un second onduleur contrôlé par une PWM à la fréquence de sortie désirée[BEA07].

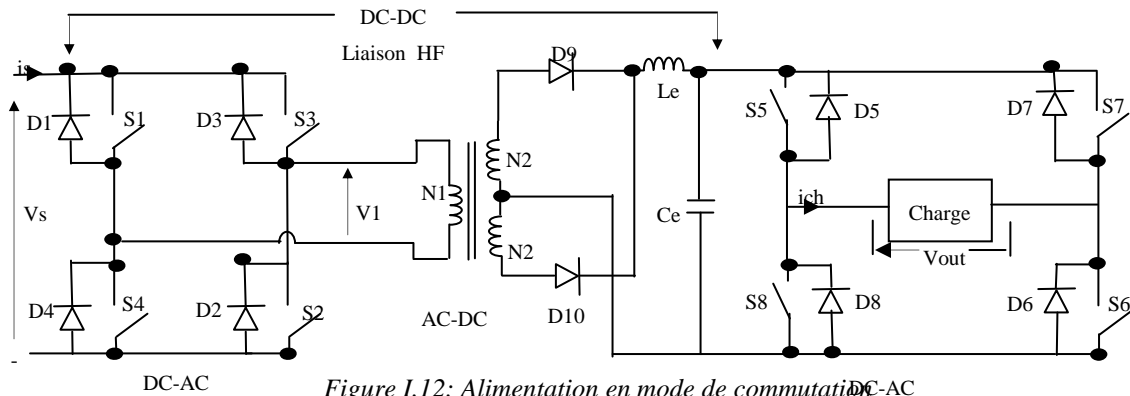


Figure I.12: Alimentation en mode de commutation (Switched-mode AC power supplies) [BEA07]

Cette représentation d'onduleur représenté ci-dessous utilise deux bras (T_1 - T'_1) et (T_2 - T'_2) à interrupteurs en série . L'onduleur en pont ne nécessite pas de source de tension d'alimentation à point milieu. La technique appelée modulation de largeur d'impulsion (MLI), très répandue, permet la conversion d'un signal analogique continu temporellement en un train d'impulsion pour la commande du convertisseur [BEA07].

Son principe repose sur le fait que la valeur moyenne d'un créneau est directement liée à son rapport cyclique.

Ainsi en commandant un étage de puissance non linéaire, capable de commuter entre $+E$ et $-E$, il est possible d'obtenir un signal de sortie dont la valeur moyenne est fonction de la commande [BEA07].

La figure nous montre le synoptique général de l'ensemble commande rapprochée, convertisseur de puissance, et charge :

Le circuit classique du pont en H est donné dans la figure I.13. S_i sont les interrupteurs du système (électriquement ce sont des semi-conducteurs) fonctionnant en tout ou rien. D est une diode à commutation autonome et T est un transistor (ou thyristor) commandé. Pour que le circuit puisse fonctionner en mode de fonctionnement continu (pas de discontinuité du courant dans la bobine et pas de court-circuit de la source de tension), le cas où les deux interrupteurs sont ouverts est éliminé et seulement deux modes de fonctionnement (deux dynamiques) du SDC sont possibles puisque le cas où les deux interrupteurs sont fermés court-circuite la source de tension E , donc ce mode est aussi indésirable.

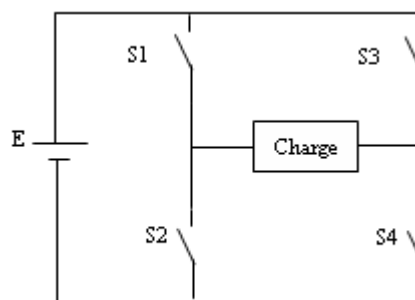


Figure I.13: Convertisseur pont H commandé

Compte tenu de la cellule de base de trois niveaux, il est clair qu'un seul transistor de chaque bras (S_1 - S_2 , S_3 - S_4) peut être allumés en même temps. Afin de faciliter la notation des possibles configurations, pour chaque cellule de base en phase x , facteurs binaires de commutation H_i peut être défini comme suit :

$$H_i = \begin{cases} 0, & S_1, S_2 = ON \text{ et } S_3, S_4 = OFF \\ 1, & S_1, S_2 = OFF \text{ et } S_3, S_4 = ON \end{cases}$$

avec $q \in \{1, 2\} = Q$ et $x = [v \ i]^T = [x_1 \ x_2]^T$. Le mode 1 représente S_1 et S_2 fermés, S_3 et S_4 ouverts, et le mode 2 représente S_1 et S_2 ouverts, S_3 et S_4 fermés. Ce convertisseur est donc un système dynamique hybride. En effet des variables discrètes (état des interrupteur T) et des variables continues (courant et tension) apparaissent simultanément. Il a deux dynamiques continues différents suivant les domaines de fonctionnement suivants (voir figure I.14).

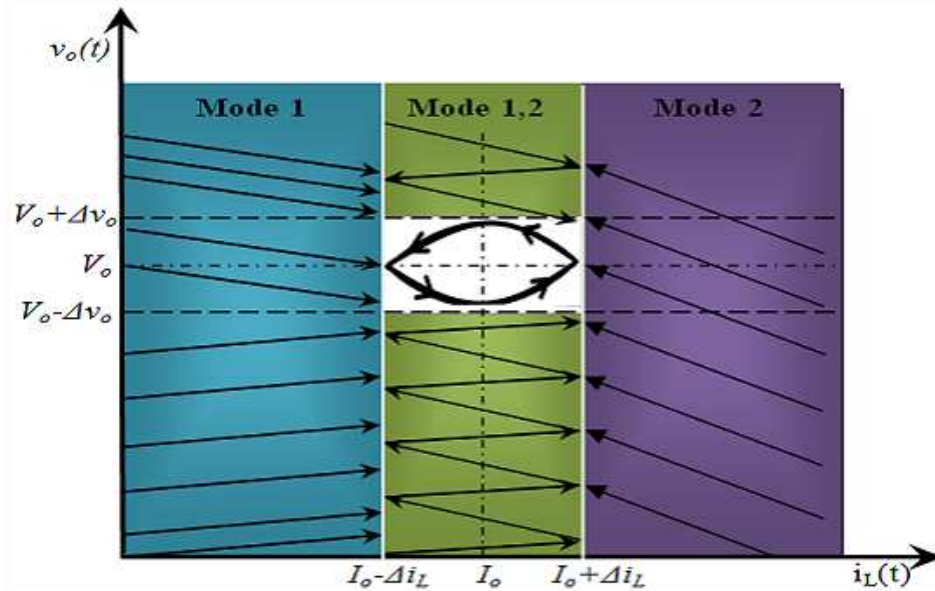


Figure. I.13 : Domaines de fonctionnement du convertisseur commandé

Le comportement du convertisseur d'énergie commandé à partir de son point de repos ($v = 0V$, $i = 0A$) avec les valeurs numériques : $E = 40 \text{ V}$, $L = 53 \text{ mH}$, $C = 80\mu\text{F}$, $R = 22$, une charge résistive dont la valeur peut basculer entre 24Ω et 4Ω . La génération des impulsions MLI est produite à travers la comparaison d'une porteuse triangulaire de 1.5 kHz et d'une référence de $32V$ d'amplitude et de 50Hz de fréquence avec un rapport de modulation m_a de 0.8 . Le temps de discrétisation T_s est de $1/18000 \text{ s}$. L'évolution de l'état hybride (état continu et état discret) du convertisseur pendant un temps de 0.02 ms est donné par la figure I.15.

La commutation se fait par retour d'état non linéaire après une comparaison de la tension de sortie V avec une tension de référence V_{ref} . Ainsi, la commande se fera directement sur les variables discrètes. Le convertisseur d'énergie commandé est bien un SDC (1.3). Le signal de commutation (à droite en bas de la figure I.14) est défini par $\sigma(t) : \mathbb{R}^+ \times \{1, 2\} \rightarrow \{1, 2\}$, avec $\sigma(t) = 1$ signifie que la dynamique du mode 1 est active (S_1 et S_2 fermés, S_3 et S_4 ouverts) et $\sigma(t) = 2$, signifie que la dynamique du mode 2 est active (S_1 et S_2 ouverts, S_3 et S_4 fermés).

Cette exécution hybride du convertisseur commandé est finie puisque τ est fini. Mais on remarque que la trajectoire converge vers un cycle qui se répète d'une façon déterministe et non bloquante. Donc, le système peut continuer à évoluer pendant un temps infini.

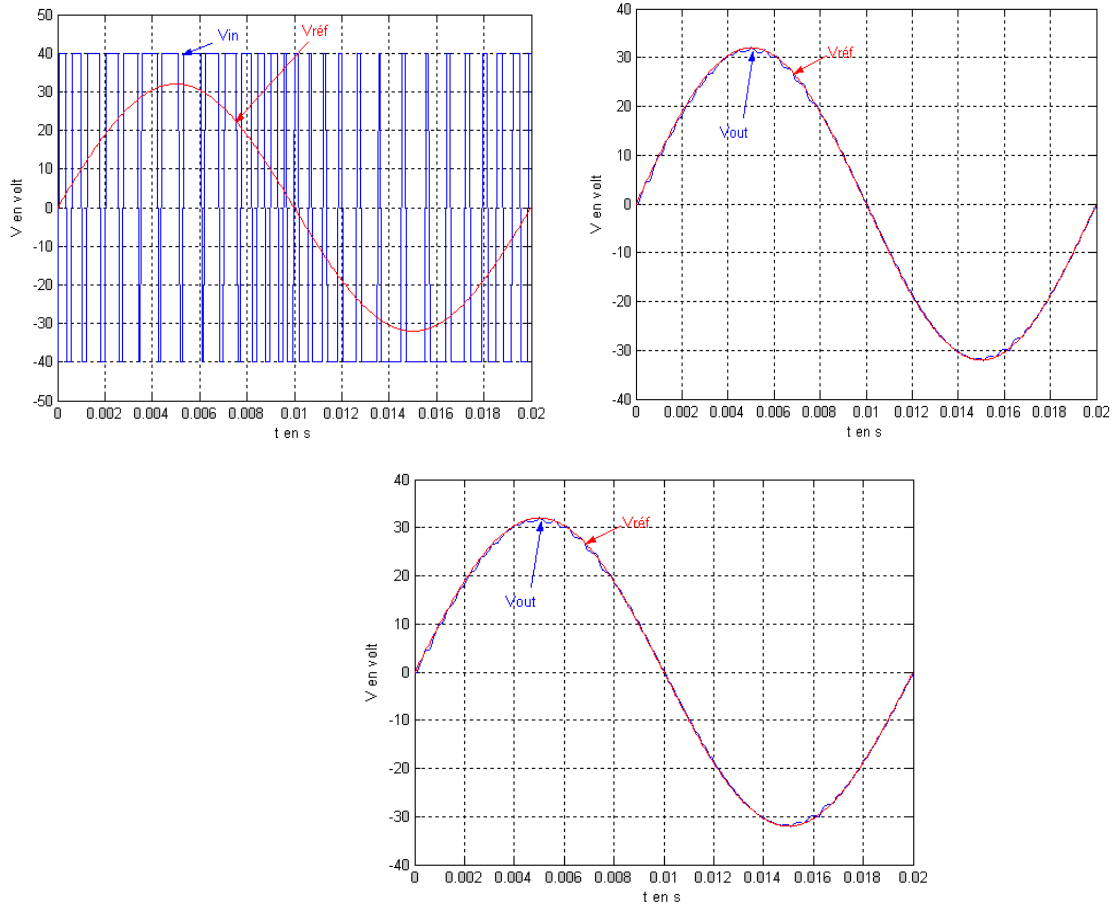


Figure 1.14 : Exécution hybride du convertisseur commandé avec hystérésis

1.6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mieux situer les SDH par rapport aux systèmes continus et aux systèmes à événements discrets. A travers des exemples explicatifs et des méthodes de modélisation utilisées dans le domaine des SDH, on a essayé d'exprimer l'importance des systèmes à commutation très présente dans les applications industrielles.

On a fourni des différentes méthodes servant à leur analyse d'un point de vue de la stabilité. Une définition formelle a été donnée et différents moyens de représentation des SDH ont été présentés. Ensuite les outils de simulation des SDH ont été exposés. Enfin des exemples pris dans des domaines variés ont illustré les caractéristiques des SDH.

Chapitre II : Commande des systèmes affines commutés

<i>II.1 .INTRODUCTION</i>	31
II.2 .COMMANDE DU CONVERTISSEUR	32
<i>II.2.1 .Stratégie de la commande par une Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM)</i>	32
<i>II.2.2 .Stratégie du mode glissant d'ordre simple</i>	34
<i>II.2.3 .Stratégie du mode glissant d'ordre Supérieur</i>	35
<i>II.2.4 .Commande optimale des systèmes hybrides linéaires</i>	36
<i>II.2.5 .Loi de commande</i>	37
<i>II.3 .EQUILIBRAGE DES TENSIONS DES CAPACITES FLOTTANTES</i>	39
<i>II.3.1 .Commande des convertisseurs multicellulaires</i>	39
<i>II.4 .APPLICATION</i>	40
<i>II.4.1 .Commande hybride du convertisseur multicellulaire trois cellules</i>	41
<i>II.4.2 .Commande par mode de glissement du convertisseur quatre quadrants</i>	45
<i>II.4.3 .Commande optimale d'un onduleur monophasé</i>	50
<i>II.5 .CONCLUSION</i>	63

II.1. Introduction

Les systèmes dynamiques à commutations (SDC) constituent une classe importante de systèmes dynamiques hybrides dans lesquels plusieurs modes de fonctionnement se succèdent de manière autonome ou commandée. Il s'agit de systèmes dynamiques classiquement constitués d'un processus dans lequel peuvent avoir lieu des commutations autonomes (provoquées par des diodes, des chocs, ...) ou contrôlée (provoquées par des transistors, relais ...). La commande est discrète ou séquentielle.

Une famille très étudiée de systèmes à commutation et dont la loi de commande est difficile à synthétiser à cause des évolutions rapides du système est la famille des convertisseurs d'énergie électrique. La méthode la plus utilisée dans l'industrie pour ces systèmes est la modulation de largeur d'impulsion (MLI) connue par sa simplicité de mise en œuvre (comparaison du signal de référence à une porteuse triangulaire). En contre-partie, cette méthode manque de fiabilité dans certains cas. Par exemple, dans [SAA07] les auteurs illustrent l'instabilité du convertisseur multicellulaire (où multiniveaux) à nombre non premier de cellules, commandé par MLI et propose une commande directe et rapide basée sur une approche géométrique en respectant un cycle limite de commutation optimal à fréquence

de commutation imposée par les caractéristiques des semi-conducteurs et qui peut être synthétisée pour un nombre quelconque de cellules. Une autre loi de commande est proposée

pour ce même convertisseur dans [BEN09]. Elle est basée sur des surfaces de commutation calculées par une méthode issue de Lyapunov qui force l'énergie du système à décroître continûment dans le temps.

L'étude de commandabilité consiste à montrer qu'il existe au moins une séquence de commutation hybride qui permet d'atteindre la région finale depuis l'état initial. Elle est réalisée analytiquement par inférence arrière dans l'espace d'état continu [ZAY01], [SAA09].

Dans cette partie, nous proposons quatre stratégie de commande appliquer sur les convertisseurs de puissance : le convertisseur multicellulaire trois cellules, le convertisseur multicellulaire quatre quadrant et l'onduleur monophasé. L'objectif est de développer un algorithme permettant de commander le système d'un état initial vers un état de fonctionnement du système et qui respecte les contraintes physiques de comportement.

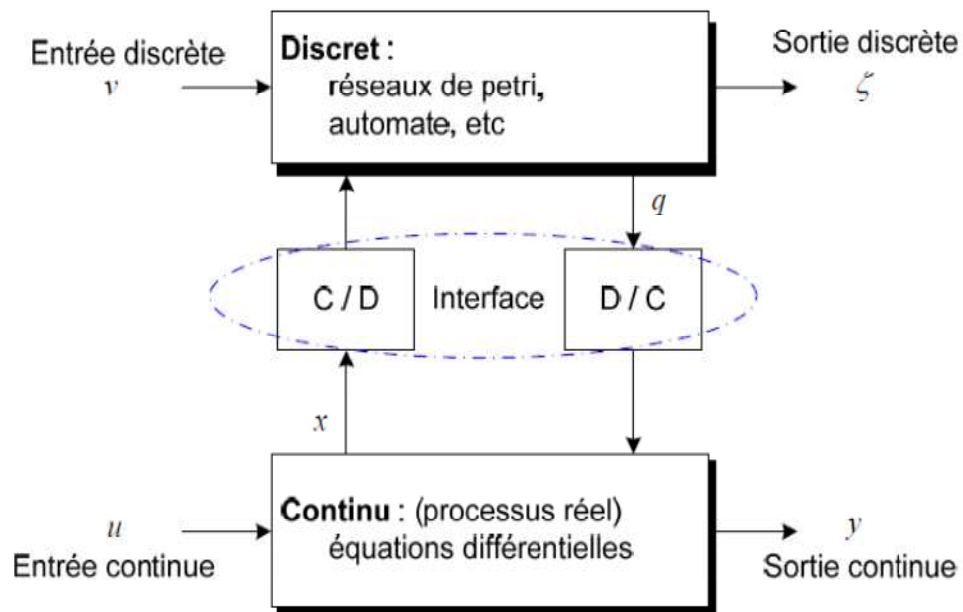


Figure II.1 : Système hybride : interaction du continu et du discret [WAN08]

II.2. Commande du convertisseur

Le but de cette section est de construire une loi de commutations permettant de contrôler le système vers une référence donnée et de garantir son observabilité. Trois stratégies de commande sont proposées. La commande hybride qui est basée sur la commutation entre les modes qui définissent le modèle hybride du convertisseur multicellulaire. Cette commutation est réalisée en tenant compte des conditions de transitions qui doivent satisfaire la variation des variables d'état du système sur une zone bien définie en se basant sur le comportement dynamique du système. La commande par mode de glissement qui est basée sur la génération des surfaces de glissement issues de la mesure des variables d'état. La commande optimale des systèmes hybrides linéaires par un critère de type linéaire quadratique (LQ). Ce type de critère permet d'obtenir pour un système linéaire, une commande en boucle fermée qui assure la stabilité (éventuellement asymptotique) du système tout en modérant la dépense d'énergie nécessaire.

II.2.1. Stratégie de la commande par une Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM)

La modulation de la largeur d'impulsions (MLI) repose sur la philosophie de se débarrasser des harmoniques de basses fréquences pour s'approcher le plus possible d'une onde sinusoïdale par modulation du rapport cyclique des interrupteurs. Avec une telle technique, on peut obtenir à la sortie une suite de créneaux de tension de largeurs convenables et dont la valeur moyenne correspond à la valeur instantanée de l'onde de référence. Le principe consiste à considérer une forme discrète de l'onde sinusoïdale et l'on s'en approchera le plus possible avec un grand nombre de périodes de découpage. C'est pourquoi, la fréquence de commande des interrupteurs peut facilement atteindre 10KHz pour synthétiser une onde sinusoïdale de 50Hz. Toutefois, avec un choix judicieux des fréquences et des instants de commutation des interrupteurs, on peut éliminer un bon nombre d'harmoniques de basses fréquences. Pour cela, on utilise la modulation dite triangulo-sinusoïdale qui consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence avec une onde triangulaire de modulation dite

porteuse (figure II.1) :

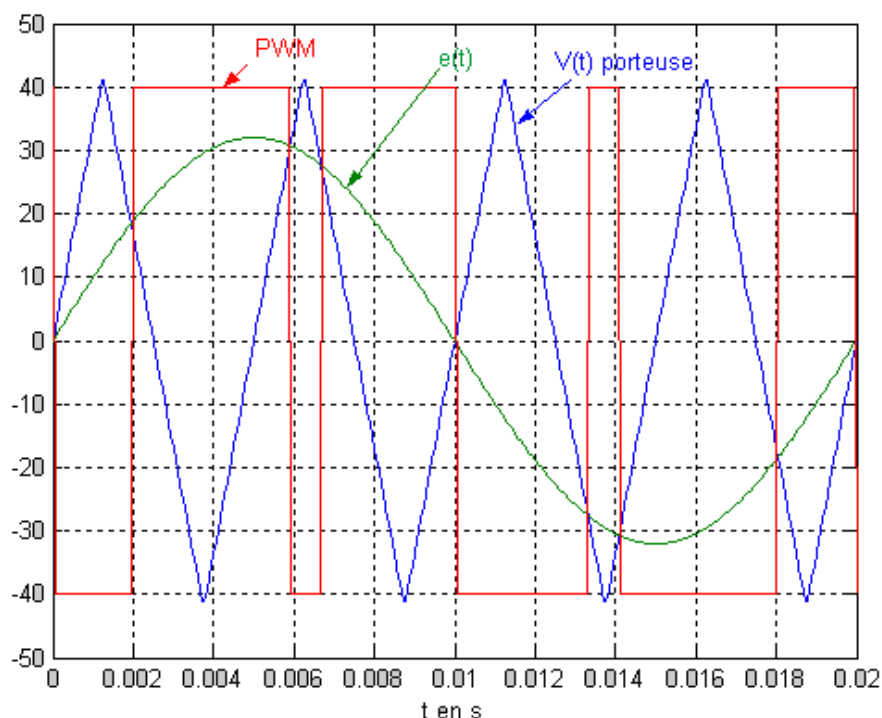


Figure II.1: signaux d'entrée $e(t)$, la porteuse $V(t)$ et de sortie du convertisseur

Le signal d'entrée est comparé à un triangle de manière à obtenir un signal de type MLI. Les conditions suivantes doivent être respectées :

- Fréquence du signal d'entrée bien plus faible que celle du triangle.
- Amplitude maximale de l'entrée plus petite que l'amplitude maximale du triangle (en boucle ouverte)

Enfin le signal issu de la comparaison commande un interrupteur de puissance. Si la valeur instantanée du signal est supérieur à celle du triangle, on commutera alors la sortie à +E et inversement.

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

Les commandes en boucle fermée sont divisées en deux grandes catégories : les commandes en durée et les commandes en amplitude. [AIM03]

- Commande en durée : une stratégie de commande est dite en durée lorsque les grandeurs commandant le convertisseur sont les durées de conduction des semi-conducteurs, autrement dit, les valeurs des rapports cycliques. Parmi les commandes en durée développées jusqu'à présent, on

peut citer la commande linéaire par modulation des rapports cycliques et les deux variantes de commande découplante (avec retour d'état linéaire, et non linéaire).

- Commande en amplitude : la commande en amplitude regroupe toutes les commandes pour lesquelles « l'état des interrupteurs est défini directement en fonction des grandeurs essentielles du convertisseur ». Typiquement, toutes les commandes par fourchette (de courant, et autres), ainsi que les commandes de la valeur crête, sont des commandes en amplitude.

II.2.2. Stratégie du mode glissant d'ordre simple

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée (la surface étant définie par un ensemble de relation statique entre les variables d'état du système) pour, ensuite, y rester. La synthèse d'une loi de commande par modes glissants se déroule en deux temps ;

- une surface est déterminée en fonction des objectifs de commande et des propriétés statiques et dynamiques désirées pour le système bouclé.
- Une loi de commande discontinue est synthétisée de manière à contraindre les trajectoires d'état du système à atteindre et, ensuite, à rester sur cette surface en dépit d'incertitudes, de variations de paramètres.

Soit $s(x,t) : \mathcal{X} \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction suffisamment différentiable, considérée comme une sortie fictive du système telle que son annulation permette de satisfaire l'objectif de commande. La fonction $s(x,t)$ est appelée variable de glissement ou de commutation. L'ensemble $S = \{x \in \mathcal{X} / s(x,t) = 0\}$ représente alors une sous variété de \mathcal{X} de dimension (n-1) appelée surface de glissement ou de contrainte de commutation. La définition classique du phénomène d'évolution en régime glissant est donnée par :

Définition 1[UTK92].

On dit qu'il existe un régime glissant idéal sur S s'il existe un temps fini t_s tel que la solution du system satisfait $s(x,t) = 0$ pour tout $t \geq t_s$

Des conditions suffisantes permettent de garantir l'existence d'un régime glissant. La surface de glissement doit être localement attractive, ce qui peut se traduire mathématiquement par :

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{\partial s}{\partial x} (f + gu) < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{\partial s}{\partial x} (f + gu) > 0 \quad (II.1)$$

Cette condition traduit le fait que, dans un voisinage de la surface de glissement, les vecteurs vitesses des trajectoires du système doivent toujours pointer vers cette surface. Ainsi, une fois la surface intersectée, les trajectoires restent dans un ε voisinage de S, et on dit que le régime glissant est idéal si on a exactement $S(x,t) = 0$. Cette condition est plus souvent rencontrée sous la forme

$$\dot{S}S < 0 \quad (II.2)$$

et est appelée condition d'attractivité

La commande u est construite de façon à ce que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci. u est une loi de commande à structure variable définie comme suit

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } s(t,x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } s(t,x) < 0 \end{cases}, \quad u^+ \neq u^- \quad (II.3)$$

u^+ et u^- étant des fonction continues. Il est à noter que c'est le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations.

Le terme u_{eq} est appelée commande équivalente [UTK92][BET02], et permet de décrire le mouvement de glissement idéal, c'est-à-dire dans le cas d'un système sans incertitudes. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface donnée par :

$$\dot{S}=0 \quad S=0 \tag{II.4}$$

On dit que la commande équivalente est bien définie si elle existe et est déterminée de façon unique par les conditions d'invariance. Afin de contrecarrer les perturbations et les incertitudes sur $f(t,x)$ et $g(t,x)$, un bouclage discontinu est utilise dans le but d'assurer l'objectif de commande $S(t,x)=0$. La commande u est alors composée de la composante u_{eq} et d'une composante discontinue assurant un régime glissant et l'insensibilité du système aux variations des paramètres.

II.2.3. Stratégie du mode glissant d'ordre Supérieur

L'inconvénient majeur de la commande à structure variable réside dans les oscillations appelées "chattering". Les algorithmes de commande à régime glissant d'ordre supérieur ont été développés pour éliminer ce phénomène de "chatterning", et en même temps, sauvegarder les propriétés principales du mode glissant d'ordre un (convergence en temps fini, robustesse) [FLO00][PER02].

Considérons un système dynamique décrit par:

$$\dot{x} = f(t, x, u), \quad S = S(t, x) \in \mathfrak{R}, \quad u = U(t, x) \in \mathfrak{R} \tag{II.5}$$

Où: $x \in \mathfrak{R}^n$, f est une fonction, t est le temps, u est la commande, S est la contrainte. Le degré relatif du système est deux c'est-à-dire

$$\frac{\partial}{\partial u} \ddot{S} \neq 0 .$$

Avec ces hypothèses, en dérivant S deux fois par rapport au temps

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \tag{II.6}$$

$$\ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u}(t) \tag{II.7}$$

L'objectif est la synthèse d'une commande u telle que la contrainte ($S=0$) soit vérifiée et de maintenir $S = \dot{S} = 0$.

Des preuves d'existence de solution, ont été établies sous les conditions suivantes:

- La commande u est une fonction bornée $|u| \leq U_M$ pour tout t .
- Supposons qu'il existe u_1 dans $(0,1)$ telle que pour toute fonction continue $u(t)$ avec $|u(t)| > u_1$ quel que soit t , alors on a $S(t), u(t) > 0$ pour un ensemble fini de t .
- Il existe des constantes positives S_0, K_m, K_M, u_0 avec $u_0 < U_M$ telles que:

$$\text{Si } |S(t, x)| < S_0 \quad \text{alors } 0 < K_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \leq K_M \quad \forall u \tag{II.8}$$

L'ensemble $\left\{ t, x, u : |S(t, x)| < S_0 \right\}$ est appelé région linéaire

- Il existe une constante positive Φ dans la région linéaire telle que :

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \phi \quad (II.9)$$

Il existe alors une loi de commande $u = \varphi(S, \dot{S})$ qui permet de rejoindre, en temps fini, la surface $S = \{x : S = \dot{S} = 0\}$ représentée par l'origine (0,0) dans le plan de phase (S, \dot{S})

Algorithme Super-Twisting

Nous trouvons dans la littérature quelques exemples d'algorithme, assurant un glissement du second ordre: citons l'algorithme «Super-Twisting» :

$$\begin{aligned} u(t) &= u_1(t) + u_2(t) \\ \dot{u}_1 &= \begin{cases} -u & \text{Si } |u| > U_M \\ -\alpha \cdot \text{sign}(S) & \text{Si } |u| \leq U_M \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} -\lambda \cdot |S_0|^\rho \cdot \text{sign}(S) & \text{Si } |S| > S_0 \\ -\lambda \cdot |S|^\rho \cdot \text{sign}(S) & \text{Si } |S| \leq S_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (II.10)$$

Avec α , λ , ρ vérifiant les inégalités suivantes :

$$\begin{aligned} \alpha &> \frac{\phi}{K_m} \\ \lambda^2 &\geq \frac{4\phi}{K_m^2} \cdot \frac{K_M(\alpha + \phi)}{K_m(\alpha - \phi)} \quad \text{et} \quad 0 < \rho \leq 0.5 \end{aligned} \quad (II.11)$$

Cet algorithme a pour avantage de ne pas nécessiter la connaissance du signe de la dérivée de la contrainte S. En fait, la mesure du signe, de dérivée de la contrainte S, en temps réel est très difficile à cause de bruits.

II.2.4. Commande optimale des systèmes hybrides linéaires

La commande par critère linéaire quadratique [RIE99]

L'objet de cette section est d'aborder la commande optimale des systèmes hybrides linéaires par un critère de type linéaire quadratique (LQ). Ce type de critère permet d'obtenir pour un système linéaire, une commande en boucle fermée qui assure la stabilité (éventuellement asymptotique) du système tout en modérant la dépense d'énergie nécessaire.

En toute généralité, la classe des systèmes hybrides que nous considérons dans ce chapitre, est définie par des systèmes dynamiques de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_k x(t) + B_k u_k(t) \quad x(0) = x_0 \\ k(t) &= v(x(t), k(t^-), d(t), t) \quad k(0) = k_0 \end{aligned}$$

Où les matrices A_k , B_k sont respectivement de dimension $n \times n$ et $n \times m$, $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $k(t) \in \mathbb{K} = \{1, 2, \dots, K\}$, $d(t) \in \mathbb{D} = \{1, 2, \dots, D\}$ avec K et D des entiers naturels.

Pour concilier la dynamique discrète et continue, le temps est défini comme une variable continue et les variables discrètes, $k(\cdot)$ et $d(\cdot)$, sont considérées comme des fonctions constantes

par morceaux. Par conséquent, la fonction de transition $v : \mathbb{R}^n \times \mathbb{K} \times \mathbb{D} \times [t_0, t_f] \rightarrow \mathbb{K}$ est continue par morceaux à droite. Cette fonction de transition peut être modélisée par un automate.

Cette classe de système représente l'ensemble des systèmes hybrides linéaires avec sauts autonomes et commandés.

Le problème de commande optimale que l'on se propose de résoudre est alors le suivant :

On considère un critère défini par une forme quadratique, $L_k = x^T Q_k x + u_k^T R_k u_k$ pour chaque mode $k \in \mathbb{K}$, où

- R_k est une matrice symétrique définie positive de dimension $m \times m$
- Q_k est matrice symétrique semi définie positive de dimension $n \times n$

On recherche alors la commande et la trajectoire associée pour le système hybride qui partant d'une position initiale (x_0, k_0) , permettant de minimiser sur un intervalle de temps $[t_0, t_f]$, le critère intégral :

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} L_{k(t)}(x(t), u(t)) dt \quad (II.12)$$

Soit encore :

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left(x^T(t) Q_{k(t)} x(t) + u_{k(t)}^T(t) R_{k(t)} u_{k(t)}(t) \right) dt \quad (II.13)$$

II.2.5. Loi de commande :

par application directe du PM étendu aux SDH, on est amené à définir pour chaque mode une fonction hamiltonienne :

$$H_k(\lambda, x, u) = \lambda^T (A_k x + B_k u_k) - \frac{1}{2} (x^T Q_k x + u_k^T R_k u_k) \quad (II.14)$$

et le système hamiltonien associé comme :

$$\dot{x} = \frac{\partial H_k}{\partial \lambda} = A_k x + B_k u_k \quad (II.15a)$$

$$\dot{\lambda} = - \frac{\partial H_k}{\partial x} = -A_k^T \lambda + Q_k u_k \quad (II.15b)$$

Remarque 1 :

Nous avons délibérément choisi $\lambda_0=1$. En toute rigueur, le cas $\lambda_0=0$ doit être envisagé si le PM n'est pas vérifié avec $\lambda_0=1$.

La condition de maximum de chaque Hamiltonien H_k par rapport à la commande continue u_k s'exprime

$$\frac{\partial H_k}{\partial u_k} = 0 \leftrightarrow u_k = R_k^{-1} B_k^T \lambda \quad (II.16)$$

Si k_i est le mode optimal sur un intervalle de temps $[\tau_i, \tau_{i+1}[$ donné, alors $H_{k_i}(\lambda, x, u_{k_i}) > H_{k_{i+1}}(\lambda, x, u_{k_{i+1}})$, $k_{i+1} \in S(t)$, $k_{i+1} \neq k_i$,

Où $S(t) = \nu(x(t), k_i(t), D, t)$ représente l'ensemble constant sur $[\tau_i, \tau_{i+1}[$ des modes accessibles depuis k_i .

Une commutation est possible lorsque :

- l'ensemble $S(t)$ est modifié suite au changement de région de la variable continue x (saut autonome et commandé contraint),
- la condition n'est plus satisfaite (saut commandé non contraint)

Supposons que sur l'intervalle $[\tau_i, \tau_{i+1}[$ le mode actif soit effectivement le mode k_i et considérons la fonction de Bellman $J(x(t), k_i, t)$. Les équations D'HJB obtenues par dérivation le long de la trajectoire optimale conduisent à :

$$\frac{\partial J}{\partial t} + \frac{\partial J}{\partial x} f_{k_i}(x, u_{k_i}) = -L_{k_i}(x, u_{k_i}) \quad (II.17)$$

Soit

$$\frac{\partial J}{\partial t} = H_{k_i} \left(-\frac{\partial J}{\partial x}, x, u_{k_i} \right) \text{ sur } [\tau_i, \tau_{i+1}[\quad (II.18)$$

Avec $\lambda = -\frac{\partial J}{\partial t}$ et $f_{k_i}(x, u_{k_i}) = A_{k_i}x + B_{k_i}u_{k_i}$

Notons alors J_i la fonction de Bellman J sur l'intervalle $[\tau_i, \tau_{i+1}[$ et c_i une constante, de (II.20) on parvient à une équation de Riccati différentielle :

$$P_i'(t) = -P_i(t)A_{k_i} - A_{k_i}^T P_i(t) + P_i(t)B_{k_i}R_{k_i}^{-1}B_{k_i}^T P_i(t) - Q_{k_i}$$

Où la variable adjointe est identifiée à $\lambda(t) = -P_i(t)x(t)$

Les conditions aux limites de l'équation de Riccati sont alors déterminées par l'examen du type de saut produit aux bornes de l'intervalle $[\tau_i, \tau_{i+1}[$.

Une commutation de type saut sans contrainte intervient lorsqu'il existe un indice k_{i+1} ($k_{i+1} \in S(\tau_{i+1}^-)$ et $k_i \in S(\tau_{i+1})$) tel que :

$$H_{k_{i+1}}(\lambda(\tau_{i+1}^-), x(\tau_{i+1}^-), u_{k_{i+1}}) = H_{k_i}(\lambda(\tau_{i+1}^-), x(\tau_{i+1}^-), u_{k_i}) \quad (II.19)$$

$$H_{k_{i+1}}(\lambda(\tau_{i+1}^+), x(\tau_{i+1}^+), u_{k_{i+1}}) > H_{k_i}(\lambda(\tau_{i+1}^+), x(\tau_{i+1}^+), u_{k_i})$$

A cet instant τ_{i+1} , les conditions de transversalité sont alors :

$$H_{k_{i+1}}(-P_{i+1}x, x, u_{k_{i+1}}) = H_{k_i}(-P_i x, x, u_{k_i}) \quad (II.20)$$

$$P_{i+1}x = P_i x$$

Si le saut est de type contraint (k_{i+1}) alors une modification de l'ensemble $S(t)$ intervient entraînant une commutation vers un autre mode. Par exemple, le mode k_i n'est plus disponible ou un mode plus intéressant est apparu. Rappelons que ce type de saut est obtenu lorsque la variable d'état appartient à une sous-variété continûment différentiable de l'espace d'état. Les équations de cette sous-variété sont représentées par un ensemble de p contraintes égalités ($p < n$),

$$C_{k_i}(x(\tau_{i+1}), \tau_{i+1}) = 0 \quad (II.21)$$

Les conditions de transversalité suivantes doivent alors être satisfaites puisque

$\lambda = -P_i x$:

$$P_{i+1}x + \frac{\partial C_{k_i}^T}{\partial x} \pi \quad (II.22)$$

Avec π un vecteur de dimension p tel que :

$$\pi^T \frac{\partial C_{k_i}}{\partial x} \Big|_{t=\tau} f_{k_i}(x, u_{k_i}) + \frac{\partial C_{k_i}^T}{\partial t} \Big|_{t=\tau} \pi \geq 0 \quad (II.23)$$

II.3. Equilibrage des tensions des capacités flottantes

La structure multicellulaire utilise des condensateurs qui définissent tous les niveaux de tension en sortie du convertisseur. Ces sources de tension flottantes évoluent au gré de la commande et de la circulation du courant de charge. Elles ont un impact direct sur le fonctionnement de cette structure, puisque leurs variations se retrouvent sur les tensions appliquées aux cellules de commutation. Ces dernières doivent être équitablement réparties de sorte à assurer une distribution équilibrée des contraintes en tension aux bornes des interrupteurs de puissance.

L'enjeu consiste à garantir un fonctionnement sécurisé, en évitant les surtensions aux bornes des semi-conducteurs, et à optimiser la qualité spectrale de la tension découpée. Les tensions intermédiaires doivent donc être constamment maîtrisées et maintenues à leurs niveaux de référence en accord avec la tension du bus continu, soit pour un convertisseur p cellules : $k \frac{E}{p}$, $k \in \{1, \dots, p\}$. L'équilibrage naturel des tensions flottantes autour de ces valeurs est l'un des propriétés du convertisseur. Cependant, pour des applications ayant des dynamiques élevées, il est nécessaire de commander ces tensions en boucle fermée en utilisant un retour d'état des tensions flottantes. Ceci nécessite la connaissance de toutes les tensions internes.

II.3.1. Commande des convertisseurs multicellulaires

II.3.1.1. Modulation MLI boucle ouverte

Il est possible de définir une stratégie de modulation MLI simple pour la structure multicellulaire. Le principe est de piloter les cellules avec des rapports cycliques égaux dont les motifs sont déphasés de $2\pi/p$. Ceci permet d'assurer l'équilibrage naturel des tensions flottantes à leurs valeurs d'équilibre (kE/p).

Mais l'équilibrage est lié fortement à la composante alternative du courant de charge. Cet équilibrage n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide.

Pour assurer l'équilibrage quel que soit le point de fonctionnement, on peut mettre en parallèle avec la charge un circuit RLC auxiliaire dont la fréquence de résonance f_{aux} est choisi telle que l'impédance du circuit soit minimale pour les harmoniques à $k f_{dec}$ (k entier positif non multiple de p) et maximale pour les harmoniques à $k p f_{dec}$.

II.3.1.2. Objectifs des lois de commande

Il est important de fixer clairement les objectifs des lois de commande. La première grandeur d'état à contrôler sera le courant de sortie qui alimentera la charge. Cette grandeur devra suivre une consigne continue ou sinusoïdale suivant le type de structure utilisé (hacheur ou onduleur).

Le deuxième objectif aussi important que le premier est de fixer à une fraction de la tension d'entrée les tensions flottantes.

Il est important de réguler ces tensions pour assurer une bonne répartition de la tension d'entrée sur les différents interrupteurs de la topologie.

II.3.1.3. Classification des stratégies de commande

La classification présentée dans cette section reste tout à fait standard. On effectue d'abord la séparation des commandes directes et indirectes.

Par définition, la commande directe pilote directement les états des interrupteurs comme par exemple la commande par hystérésis. Un exemple dans la figure II.3 avec une structure multicellulaire à trois bras.

On utilisera également une commande indirecte représentée sur la figure II.4. Le principe est alors plus classique et utilise pour la génération des ordres de commande un bloc MLI.

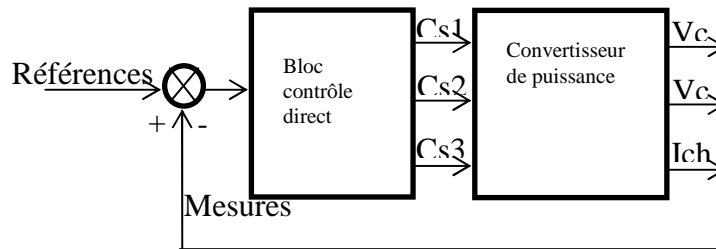


Figure. II.3 : Principe de la commande directe

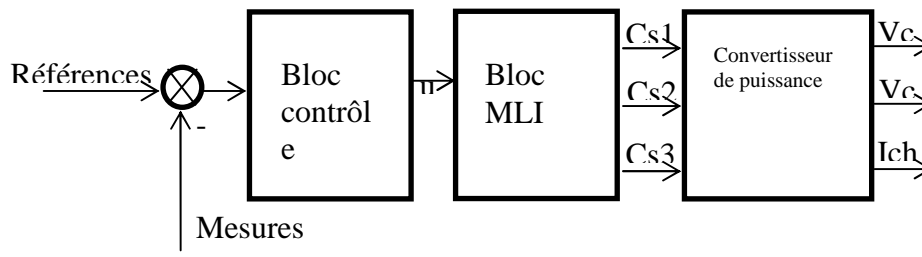


Figure. II.4: Principe de la commande indirecte

L'avantage de ce type de stratégie par rapport à la commande directe est d'assurer de façon naturelle une fréquence fixe de fonctionnement pour le convertisseur. Le prix à payer est une légère dégradation des performances dynamiques car le bloc de contrôle est échantillonné à la fréquence de découpage.

Parmi les lois de commande indirecte les plus répandues, on cite : les commandes par découplage [PIN00], contrôle par Backstepping, pilotage par utilisation des déphasages entre les signaux de commande.

Et pour les lois de commande directe, on cite : le contrôle par modes glissants [BEN09].

II.4. Application

Dans cette partie, nous allons illustrer les résultats mis en évidence dans les parties précédentes par la synthèse de différentes lois de commande. La première, c'est la commande hybride qui est basée sur la commutation entre les modes du modèle hybride du convertisseur multicellulaire afin d'effectuer la régulation des tensions flottantes et le courant de charge autour de leurs références. La deuxième c'est la commande par mode de glissement qui est basée sur la génération des surfaces de commutation, à partir des mesures des variables d'état du convertisseur. Le régulateur linéaire quadratique (LQR) a été développé avec succès pour une alimentation stabilisée, les gains de ce dernier sont calculés par la minimisation d'une fonction de coût.

Dans cette partie, l'algorithme de synthèse de commande précédent sera appliqué, dans

un premier temps, à la commande des convertisseurs d'énergie électrique DC-DC, qui sont des SDC non linéaires, puis dans un deuxième temps à un système linéaire.

II.4.1. Commande hybride du convertisseur multicellulaire trois cellules

La commande hybride est basée sur la génération des conditions de transition suivant la dynamique des modes du modèle du convertisseur. L'idée de cette stratégie ressemble à la commande tout ou rien (avec deux états : état marche, état arrêt) sauf qu'on a plusieurs états (modes), dont le nombre dépend du nombre des cellules, et qui représentent le modèle du convertisseur. Dans cette section on va voir la commande hybride d'un convertisseur trois cellules (figure II.4).

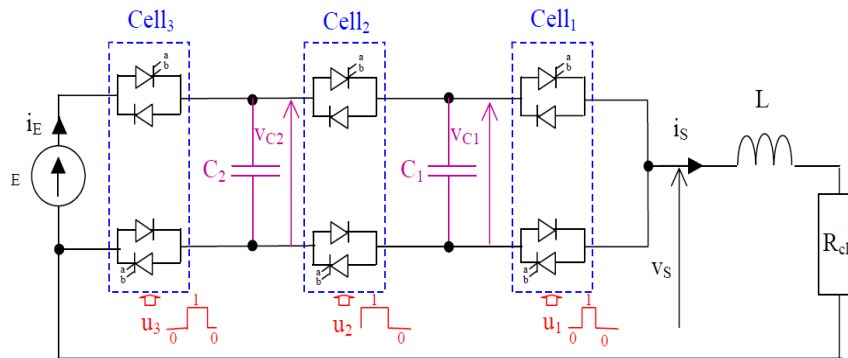


Figure II.4 : convertisseur à 3 cellules imbriquées [BET07]

II.4.1.1. Automate hybride du convertisseur

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

$G(q_1, q_2)$	$\{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \}$
$G(q_2, q_1)$	$\{x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+)] \}$
$G(q_1, q_2)$	$\{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \}$
$G(q_1, q_3)$	$\{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \}$
$G(q_3, q_1)$	$\{x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+)] \}$
$G(q_1, q_5)$	$\{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} > V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \vee [(I < I_{ref}^-) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2ref})] \}$
$G(q_5, q_1)$	$\{x \in R^3 : [(I > I_{ref}^+) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref})] \}$
$G(q_2, q_4)$	$\{x \in R^3 : [(I < I_{ref}^+) \wedge (V_{c1} < V_{c1ref}^-) \wedge (V_{c2} > V_{c2ref}^+)] \}$

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

La figure II.5 présente L'automate Stateflow sous Simulink qui représente les conditions de transition. Quand une condition de transition est vérifiée, le système commute vers un autre mode. Les conditions des transitions établies précédemment sont données afin d'assurer un réglage des tensions flottantes et du courant I autour des valeurs de référence en créant une zone où ces variables s'évaluent autour.

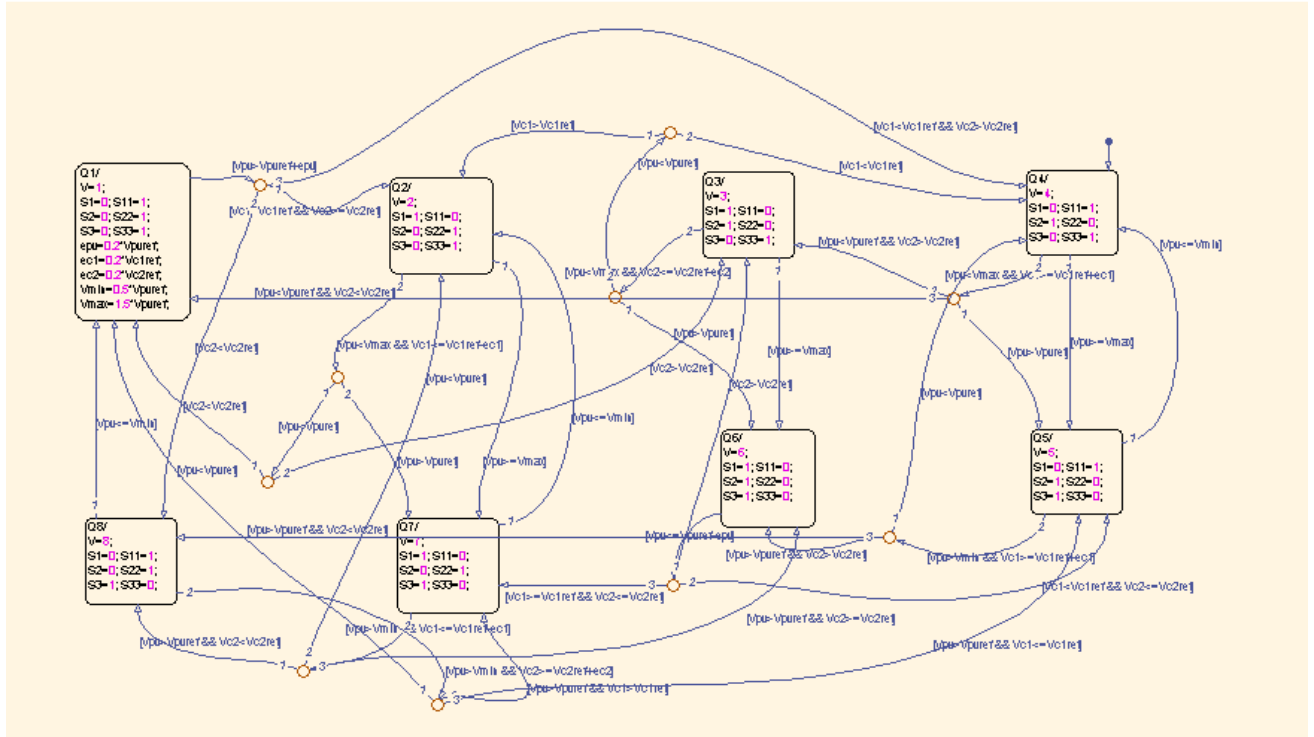


Figure II.5: Simulation de la commande hybride avec state flow

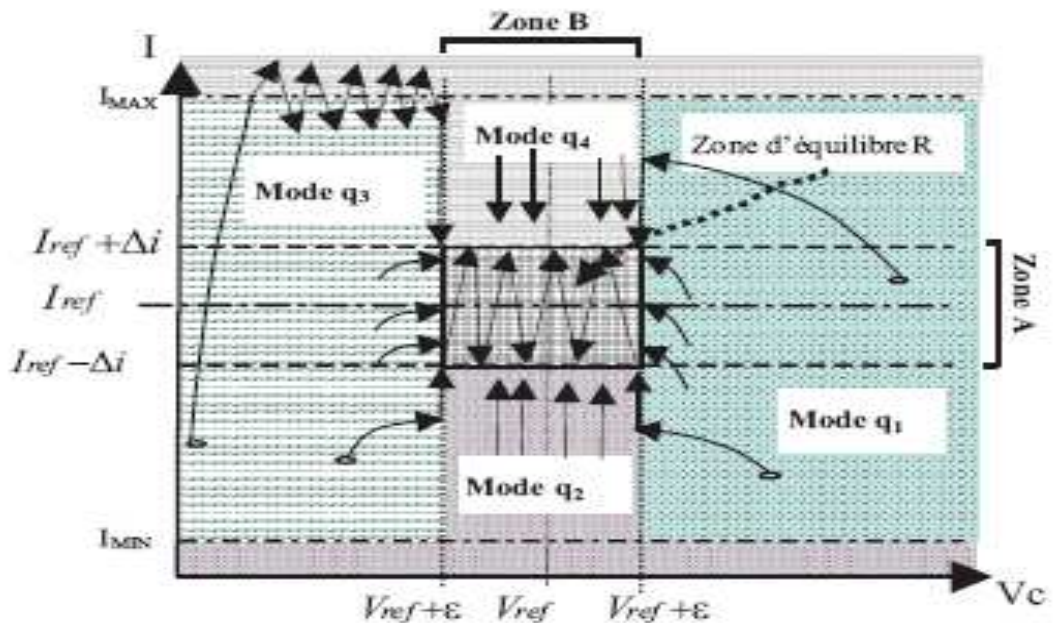


Figure II.6 : La zone d'équilibre du convertisseur à deux cellules [BEN09]

II.4.1.2. Résultats de simulation

La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants : $E = 1500 \text{ V}$, $R = 10 \Omega$, $C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}$, $L = 0.5 \text{ mH}$.

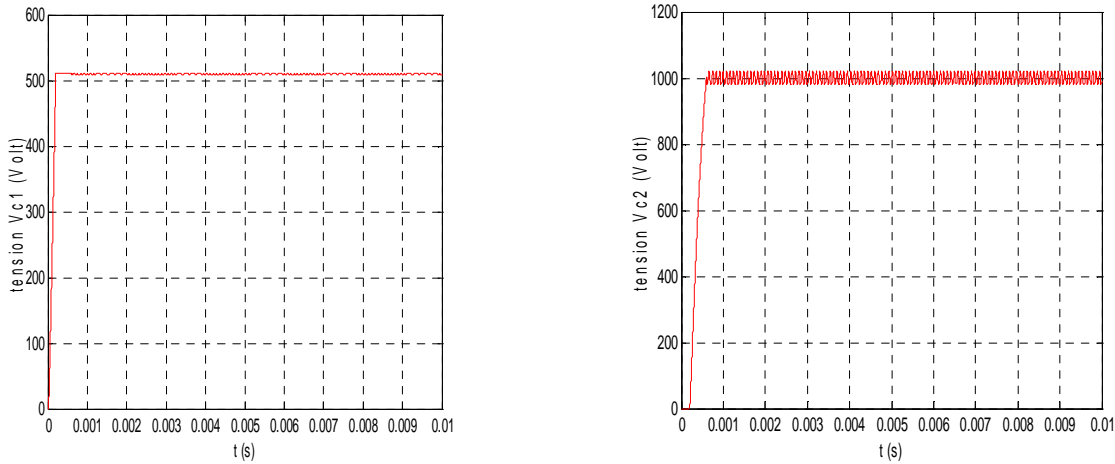


Figure II.7: Evolution des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} du convertisseur

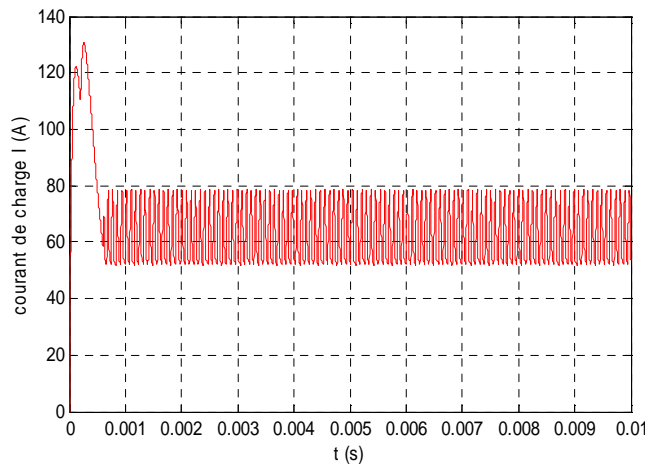


Figure II.8: Evolution du courant dans la charge I

Les figures II.9 et II.10 montrent l'évolution des transitions, et la tension de sortie. Pour commencer, les valeurs initiales nulles sont données au système à l'état q_8 . On commute vers le mode q_7 pour charger le condensateur C_1 et vers le mode q_5 pour charger le condensateur C_2 . Après la stabilisation du courant, on répète le même cycle. On remarque aussi les trois niveaux de la tension de sortie $E/3$, $2E/3$, E .

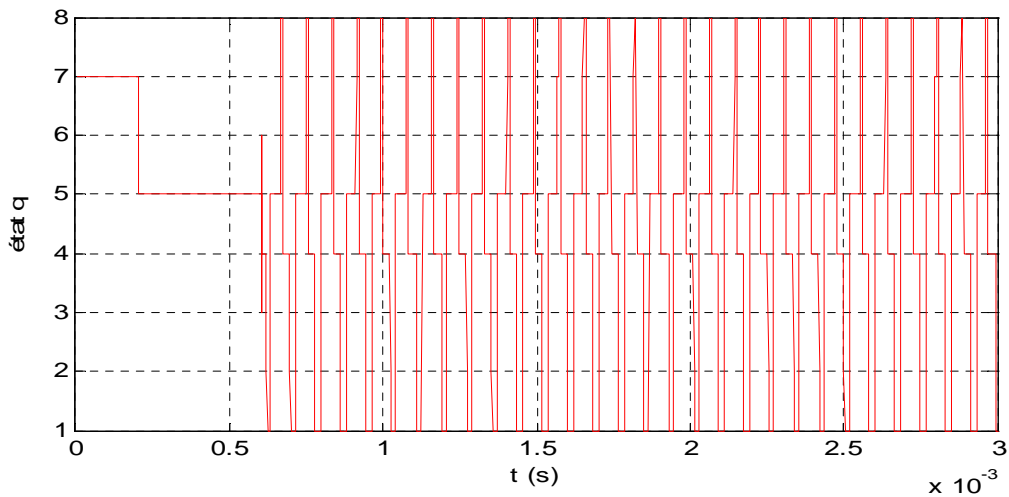


Figure II.9 : Evolution des transitions entre les modes

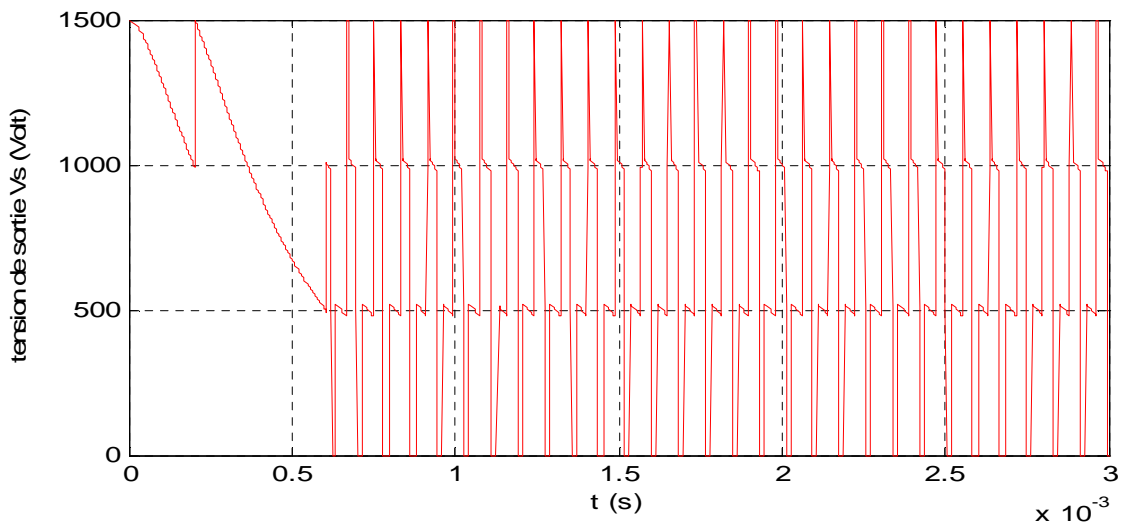


Figure II.10: Evolution de la tension de sortie

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

La commande par mode de glissement appliquée au convertisseur quatre quadrants (figure II.11) est basée sur la génération des surfaces de glissement issues de la mesure des variables d'état. En faisant une transformation au niveau des surfaces, on obtient les commandes des interrupteurs par limitation des hystérésis.

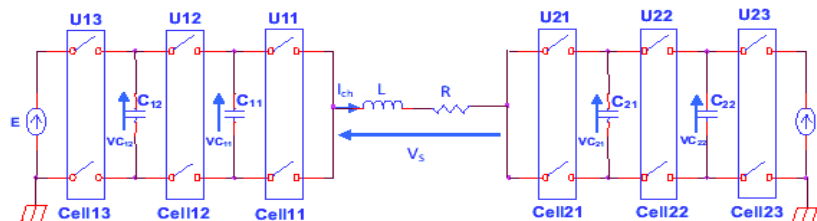


Figure II.11: Convertisseur multicellulaire quatre quadrants

L'équation des variables d'état est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{C11} &= \frac{1}{C_{11}} \cdot (u_{12} - u_{11}) \cdot I_{ch} \\
 \dot{V}_{C12} &= \frac{1}{C_{12}} \cdot (u_{13} - u_{12}) \cdot I_{ch} \\
 \dot{V}_{C21} &= \frac{1}{C_{21}} \cdot (u_{22} - u_{21}) \cdot I_{ch} \\
 \dot{V}_{C22} &= \frac{1}{C_{22}} \cdot (u_{23} - u_{22}) \cdot I_{ch} \\
 \dot{i}_{ch} &= -\frac{R}{L} \cdot I_{ch} + \frac{1}{L} \cdot V_s \\
 V_s &= (u_{13} - u_{23})E + (u_{11} - u_{12}) \mathcal{Y}_{C11} + (u_{11} - u_{12}) \mathcal{Y}_{C12} \\
 &\quad - (u_{21} - u_{22}) \mathcal{Y}_{C21} - (u_{23} - u_{22}) \mathcal{Y}_{C22}
 \end{aligned} \tag{II.24}$$

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

Le principe de la commande par mode glissant appliquée à notre convertisseur est illustré dans la figure II.12. La génération des surfaces de glissement est issue de la mesure des variables d'état, en faisant une transformation au niveau des surfaces, on obtient les commandes des interrupteurs par limitation hystérésis.

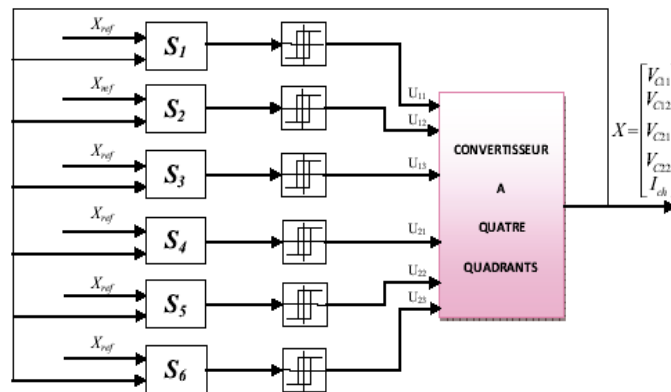


Figure II.12 : Structure de la commande par mode de glissement du convertisseur quatre quadrants [HER08]

La structure de conversion est celle de la figure II.12, l'équation d'état instantanée du hacheur est définie par l'équation (II.25). Le vecteur d'état

contient les quatre tensions flottantes ainsi que le courant de charge. Le vecteur de commande contient les états des interrupteurs.

Pour simplifier les notations, les tensions flottantes $[v_{c11}, v_{c12}, v_{c21}, v_{c22}]$ seront notées $[v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{c4}]$ [HER08].

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \\ \dot{v}_{c3} \\ \dot{v}_{c4} \\ \dot{I}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -\frac{x_5}{C_1} & \frac{x_5}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{x_5}{C_2} & \frac{x_5}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{x_5}{C_3} & -\frac{x_5}{C_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{x_5}{C_4} & -\frac{x_5}{C_4} \\ \frac{x_1}{L} & \frac{x_2-x_1}{L} & \frac{E-x_2}{L} & \frac{x_3}{L} & -\frac{x_4-x_3}{L} & -\frac{E-x_4}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

Soit, sous forme condensée :

$$\dot{x} = Ax + \sum_{k=1}^{k=6} g_k(x) u_k \quad (II.26)$$

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

La synthèse présentée et détaillée dans [PIN00] donnait l'expression générale des fonctions

de commutation. Elles s'expriment en fonction du champ de vecteur g_i associé à la i -ème commande. Notons S_i la fonction de commutation associée à u_i . L'expression de S_i est définie par :

$$S_i = -\Delta x^T Q g_i(x) \quad (II.27)$$

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

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad \Delta x^T = \left[v_{c1} - \frac{E}{3} \quad v_{c2} - \frac{2E}{3} \quad v_{c3} - \frac{E}{3} \quad v_{c4} - \frac{2E}{3} \quad I_s - I_{ref} \right]$$

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

$$\begin{cases} S_1(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_1(x) = I_{ref} \cdot v_{c1} - \frac{E}{3} I_s \\ S_2(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_2(x) = I_{ref} \cdot (v_{c2} - v_{c1}) - \frac{E}{3} I_s \\ S_3(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_3(x) = I_{ref} \cdot (E - v_{c2}) - \frac{E}{3} I_s \\ S_4(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_4(x) = -I_{ref} \cdot v_{c3} + \frac{E}{3} I_s \\ S_5(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_5(x) = -I_{ref} \cdot (v_{c4} - v_{c3}) + \frac{E}{3} I_s \\ S_6(x) = -\Delta x^T \cdot Q \cdot g_6(x) = -I_{ref} \cdot (E - v_{c4}) + \frac{E}{3} I_s \end{cases} \quad (II.28)$$

Après quelques transformations (voir [PIN00]), on réécrit ces fonctions sous forme homogène à un courant comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(x) = -\frac{3}{E} I_{ref} \cdot v_{c1} - I_s \\ S_2(x) = \frac{3}{E} I_{ref} \cdot (v_{c1} - v_{c2}) - I_s \\ S_3(x) = \frac{3}{E} I_{ref} \cdot (E - v_{c2}) - I_s \\ S_4(x) = -\frac{3}{E} I_{ref} \cdot v_{c3} + I_s \\ S_5(x) = -\frac{3}{E} I_{ref} \cdot (v_{c4} - v_{c3}) + I_s \\ S_6(x) = -\frac{3}{E} I_{ref} \cdot (E - v_{c4}) + I_s \end{array} \right. \quad (II.29)$$

II.4.2.1. Résultats de simulation

La technique précédente est appliquée sur un convertisseur à quatre quadrants ayant les paramètres suivants :

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

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

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes [HER08] :

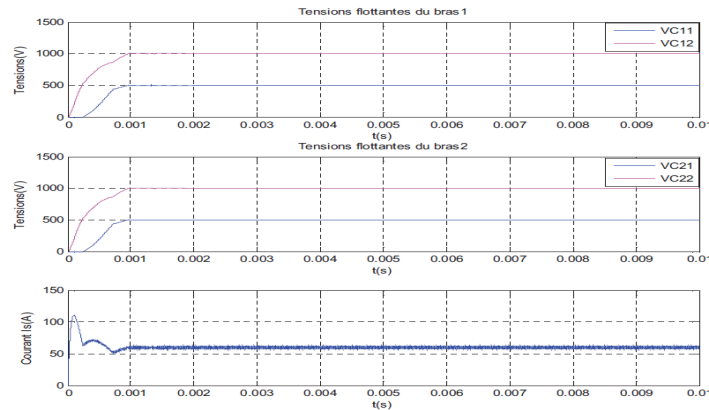


Figure II.13 : Evolution des variables d'état du convertisseur quatre quadrants commandé par mode de glissement

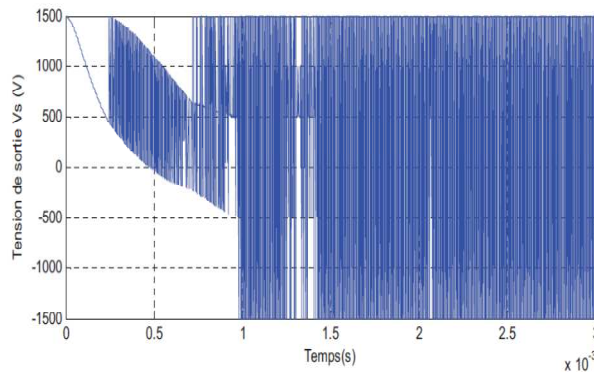


Figure II.14 : Evolution de la tension de sortie

On constate que les variables d'état atteignent leurs références sans erreur statique et que le temps de réponse est acceptable. On remarque aussi un dépassement dans le courant.

Ce dépassement prend sa valeur maximale qui vaut le double de la valeur de référence. Un zoom sur la dynamique de la tension de sortie est représenté sur la figure II.14. La tension de charge évolue dans deux phases, la phase transitoire qui correspond au démarrage du convertisseur, et la

phase permanente pour laquelle V_s prend les sept niveaux. Par la suite, on donne les représentations graphiques des surfaces de glissement, ainsi que l'évolution de la commande des interrupteurs.

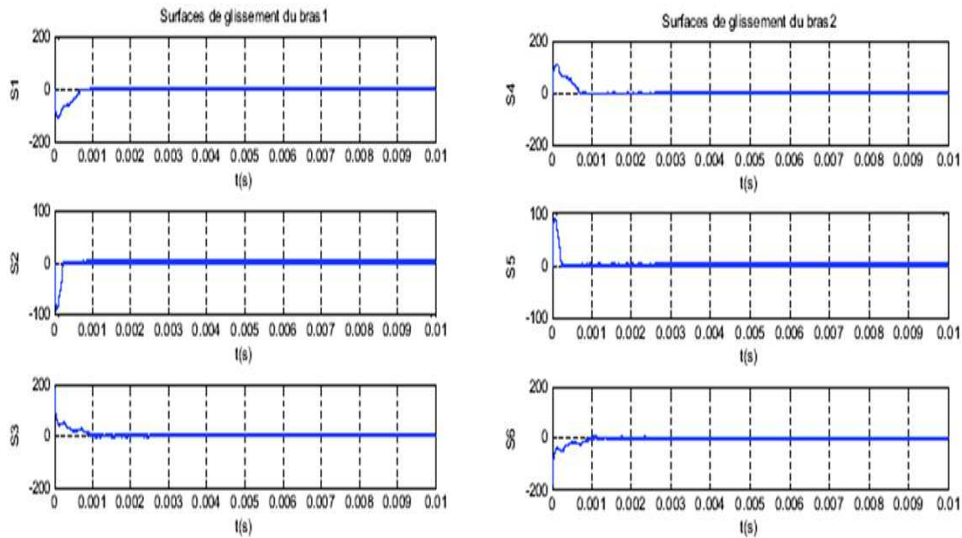


Figure II.15 : Evolution des surfaces de glissement

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

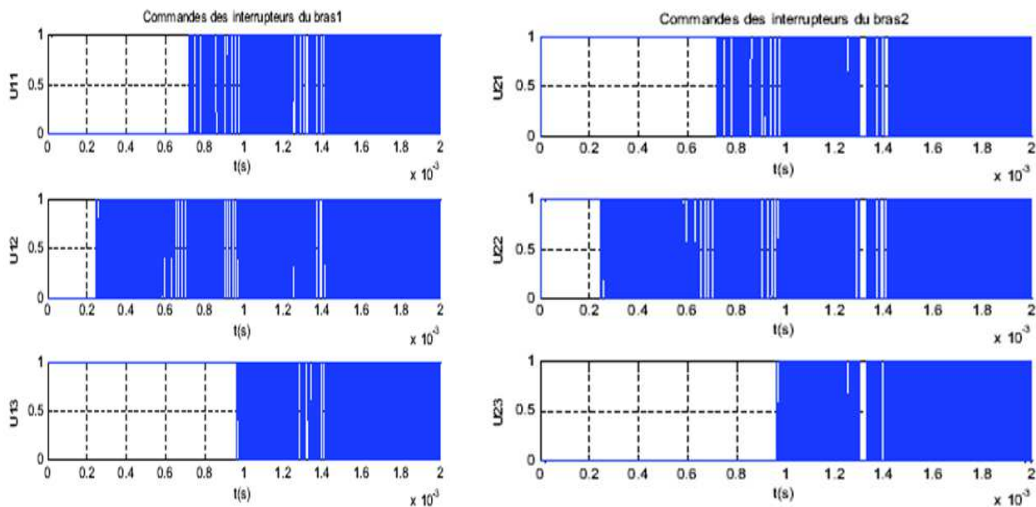


Figure II.16: Evolution des commandes des interrupteurs

La séquence de commande des interrupteurs assurant la commande du convertisseur représentée dans II.16 (pour mieux visualiser les commandes on a effectué un zoom), est obtenue selon les signes des surfaces de glissement prennent l'état 0 ou 1. Dans le régime permanent elles varient rapidement, la commande est donc énergétique, ce qui explique l'effet chattering dans les variables d'état et dans les surfaces de glissement.

II.4.3. Commande optimale d'un onduleur monophasé

II.4.3.1. Description du convertisseur

La configuration de base des alimentations stabilisées est constituée généralement d'une batterie pour le stockage de l'énergie électrique, un convertisseur statique DC/AC et un filtre LC et ce pour fournir à la charge une tension sinusoïdale avec un faible taux de distorsion d'harmonique[BEA07].

Les performances des alimentations stabilisées sont généralement mesurées en terme de réponse transitoire dû aux changements brusque de la charge, distorsion de la tension de sortie pour les charges linéaires et non linéaires.

Avec la réduction du coût des microcontrôleurs, l'usage de la technique du contrôle numérique dans les convertisseurs de puissance a augmenté. Cependant, les convertisseurs de puissance sont généralement opérés avec une fréquence de commutation basse pour la réduction des pertes. Par conséquent, la stratégie du contrôle proposée assure les mêmes performances en conservant une basse fréquence de commutation.

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à l'application des lois de commandes optimale précédemment développées sur un convertisseur DC/AC (figure II.17) dont les équations en mode de conduction continue s'écrivent :

II.4.3.2. En temps continu

A/ Model d'état

La figure II.17 représente l'onduleur monophasé, le filtre LC et la charge résistive. L'onduleur est contrôlé par la MLI unipolaire[BEA07].

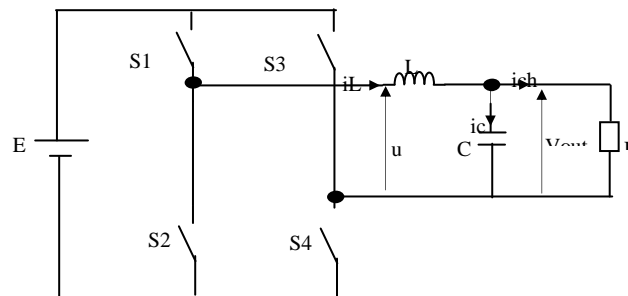


Figure II.17 : convertisseur DC/AC

Le convertisseur et la charge résistive forment le système à étudier à savoir :

- u : tension d'entrée
- i_L : courant de bobine du filtre
- V_{out} : tension de sortie ou tension d'alimentation de la charge

L'équation du nœud est donnée par : $i_c = i_L - i_{ch}$

En remplaçant l'expression des courants dans la capacité et dans la charge, on obtient :

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_L - \frac{v_c}{R}$$

D'où on tire la première équation du système d'état :

$$\dot{v}_c = -\left(\frac{1}{RC}\right)v_c + \left(\frac{1}{C}\right)i_L \quad (II.30)$$

D'autre part on a :

$$u - v_c = L \frac{di_L}{dt}$$

D'où on obtient la deuxième équation du système d'état :

$$\dot{i}_L = -\left(\frac{1}{L}\right)v_c + \left(\frac{1}{L}\right)u \quad (II.31)$$

En considérant comme variable d'état respectivement la tension aux bornes de la capacité et le courant de la bobine du filtre on peut écrire :

$$\dot{v}_c = -\left(\frac{1}{RC}\right)v_c + \left(\frac{1}{C}\right)i_L + 0u$$

$$\dot{i}_L = -\left(\frac{1}{L}\right)v_c + 0i_L + \left(\frac{1}{L}\right)u$$

La mise en équation du model nous permet d'obtenir :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} u \quad (II.32)$$

Et l'équation de sortie :

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

Le système peut être décrit par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned}$$

En définissant $x(t) = [i_L(t) \ v_c(t)]^T$ le vecteur d'état, où $i_L(t)$ est l'inductance est en cours et $V_c(t)$ est la Tension flottante du condensateur, la dynamique du système peut être défini par l'équation affine continue suivante de temps l'espace d'état:

$$\dot{x}(t) = \begin{cases} H_1 x + h_1 u & kT_s \leq t < (k+d(k))T_s \\ H_2 x + h_2 u & (k+d(k))T_s \leq t < (k+1)T_s \end{cases}$$

Où les matrices H_i et h_i peuvent être trouvées par les lois de Kirchoff et simples operations mathématique.

$$H_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}, \quad h_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad h_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ L \end{bmatrix}$$

La première dynamique du système est actif au début de chaque période. A la fin o le premier intervalle ($kT_s \leq t < (k + d(k))T_s$)

de transition se produit et la seconde dynamique devient actif. Le modèle automate hybride pour le convertisseur peuvent être facilement trouvés. La modèle du système dispose de deux modes (figure II.18).

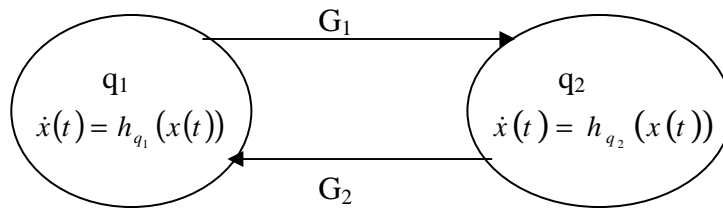


Figure II. 18 : Automate hybride du système

Dans le modèle automate hybride, G1 et G2 sont les transitions du modèle qui sont:

$$G_1 = [kT_s \leq t < (k + d(k))T_s]$$

$$G_2 = [(k + d(k))T_s \leq t < (k + 1)T_s]$$

q1 et q2 sont les états discrets et:

$$\begin{cases} h_{q_1}(x(t)) = H_1 x(t) + h_1 u \\ h_{q_2}(x(t)) = H_2 x(t) + h_2 u \end{cases}$$

B/ Fonction de transfert en temps continu

La fonction de transfert du système en temps continu est caractérisé par :

- La tension de sortie de l'onduleur V_{in}
- La tension aux bornes de la capacité comme tension de sortie : $y = V_c(t) = V_{out}$

Elle est donnée par :

$$\frac{y(p)}{V_{in}(p)} = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2} \quad (II.34)$$

Avec :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Et l'amortissement

$$\xi = \frac{1}{2RC\omega_n}$$

Preuve :

L'équation du nœud nous donne :

$$i_L = i_C + i_{ch} = Cd \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R}$$

D'où Laplacien nous permet d'obtenir:

$$i_L(p) = CPv_C(p) + \frac{v_C(p)}{R}$$

On peut écrire :

$$i_L(p) = \frac{v_C}{R}(RCP + 1)$$

D'autre part on a :

$$L \frac{di}{dt} = V_{in} - v_C$$

D'où Laplacien de l'équation nous permet d'obtenir:

$$LPi_L(p) = V_{in}(p) - v_C(p)$$

D'où on tire :

$$\begin{aligned} \frac{v_C}{V_{in}} = H(p) &= \frac{\frac{1}{LC}}{P^2 + \frac{1}{RC}P + \frac{1}{LC}} \\ &= \frac{\omega_n^2}{P^2 + 2\xi\omega_n P + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (II.35)$$

Par identification on a :

$$\omega_n^2 = \frac{1}{LC} \quad \text{Et} \quad \xi = \frac{1}{2RC\omega_n}$$

II.4.3.3. En temps discret

A/ Discrétisation du model du système

Le passage du model continu en model discret s'impose pour les raisons suivantes :

- Le stockage de certains valeurs dans des cases mémoires pour les utilisés durant le lancement de la commande optimale « Forward ».

Le processus hybride à Ts (temps de discrétisation) possède le model d'état discret suivant :

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (II.36)$$

L'équation de sortie en temps discret est donnée par :

$$Y(k) = C_d X(k) \quad (II.37)$$

Le vecteur d'état est donné par :

$$X(k) = \begin{bmatrix} v_c(k) & \hat{i}_L(k) \end{bmatrix}^T$$

La matrice d'état en temps discret est donnée par :

$$A_d = I + T_s A$$

Soit

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{RC} & \frac{T_s}{C} \\ -\frac{T_s}{L} & 1 \end{bmatrix} B_d = T_s B \quad \text{Soit } B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L} \end{bmatrix}$$

La matrice de sortie peut être définie par : $C_d = [1 \quad 0]$

B/ Fonction de transfert en temps discret

La fonction de transfert du système en temps discret peut être obtenue par :

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{Y(z)}{U(z)} = C_d (ZI - A_d)^{-1} B_d + D_d \\ &= \frac{\frac{T_s^2}{LC}}{Z^2 + \left(\frac{T_s}{RC} - 2\right)Z + \left(1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC}\right)} \end{aligned}$$

D'où la fonction de transfert en temps discret est donnée par :

$$H(Z) = \frac{\frac{T_s^2}{LC}}{Z^2 + \left(\frac{T_s}{RC} - 2\right)Z + \left(1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC}\right)}$$

La fonction de transfert peut être décrite par :

$$H(Z) = \frac{\theta_3 Z^{-2}}{1 + \theta_1 Z^{-1} + \theta_2 Z^{-2}}$$

Avec :

$$\theta_1 = \frac{T_s}{RC} - 2, \quad \theta_2 = 1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC}, \quad \theta_3 = \frac{T_s^2}{LC}$$

On peut écrire :

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{\theta_3}{Z^2 + \theta_1 Z + \theta_2}$$

D'où TZ^{-1} :

$$Y(k+2) + \theta_1 Y(k+1) + \theta_2 Y(k) = \theta_3 U(k)$$

$$Y(k) = -\theta_1 Y(k-1) - \theta_2 Y(k-2) + \theta_3 U(k-2)$$

D'où le nouveau model d'état qui correspond à la fonction de transfert en temps discret :

$$\begin{cases} X_1(k+1) = -\theta_2 X_2(k) + \theta_3 U(k) \\ X_2(k+1) = X_1(k) - \theta_1 X_2(k) \end{cases} \quad (II.38)$$

Avec :

$$Y(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

Alors les matrices d'état sont définies comme suit :

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & -\theta_2 \\ 1 & -\theta_1 \end{bmatrix}; \quad B_d = \begin{bmatrix} \theta_3 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

II.4.3.4. Régulateur linéaire Quadratique (LQR)

L'objectif du régulateur linéaire Quadratique (LQR) est de poursuivre une référence $r(k)$ à chaque instant T_s , les gains optimaux du régulateur sont calculés par la minimisation d'une fonction de coût qu'on peut la changée à travers un choix judicieux des fonctions de poids ce qui rend possible l'optimisation de l'effort de contrôle dans le suivi de la tension de référence [ZER05].

Les variables d'état du système augmenté proposé dans notre projet sont alors définies comme suit [MON00]:

- L'état mesuré $v_c(k)$
- L'état estimé $\hat{i}_L(k)$
- L'intégration de l'erreur $V(k)$
- La référence $r(k)$
- La dérivée de la référence $\dot{r}(k)$

Le vecteur forme par les variables d'état du système augmenté est:

$$\varpi(k) = \begin{bmatrix} v_c(k) & \hat{i}_L(k) & V(k) & r(k) & \dot{r}(k) \end{bmatrix}^T \quad (II.40)$$

La tension de commande du régulateur LQR est définie comme suit :

$$U_{LQR} = -K\varpi(k) \quad (II.41)$$

Avec K représente les gains de Ricatti tel que :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 & K_5 \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

II.4.3.5. Représentation d'état du système augmenté

Elle consiste à mettre le système augmenté sous la forme standard :

$$\varpi(k+1) = G\varpi(k) + HU_{LQR}(k)$$

Pour déterminer les matrices G et H nous procédons comme suit :

Pour l'état mesuré $v_c(k)$ et l'état estimé $\hat{i}_L(k)$ on a :

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (II.43)$$

$$X(k) = \begin{bmatrix} v_c(k) & \hat{i}_L(k) \end{bmatrix}^T, \quad (II.44)$$

$$A_d = I + T_s A \quad (II.45)$$

soit

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{RC} & \frac{T_s}{C} \\ -\frac{T_s}{L} & 1 \end{bmatrix}, \quad B_d = T_s B \quad \text{avec} \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L} \end{bmatrix}, \quad C_d = [1 \quad 0]$$

Qui peut être écrite dans le nouveau système augmenté comme suit :

$$\begin{cases} v_c(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{RC}\right)v_c(k) + \frac{T_s}{C}\hat{i}_L(k) + 0V(k) + 0r(k) + 0\dot{r}(k) + 0U_{LQR}(k) \\ \hat{i}_L(k+1) = -\frac{T_s}{L}v_c(k) + \hat{i}_L(k) + 0V(k) + 0r(k) + 0\dot{r}(k) + \frac{T_s}{L}U_{LQR}(k) \end{cases} \quad (II.46)$$

Qui peut être décrite comme suit :

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U_{LQR}$$

Pour l'intégration de l'erreur $V(k)$ on a :

$$V(k+1) = e(k+1) + V(k)$$

L'erreur est donnée par :

$$\begin{aligned} e(k+1) &= r(k+1) - Y(k+1) \\ &= r(k+1) - C_d X(k+1) \end{aligned}$$

$$V(k+1) = r(k+1) - C_d (A_d X(k) + B_d U(k)) + V(k)$$

$$V(k+1) = V(k) + r(k+1) - C_d (A_d X(k) + B_d U(k))$$

La mise en forme de l'équation on peut écrire :

$$V(k+1) = -C_d A_d X(k) + V(k) + r(k+1) - C_d B_d U_{LQR}(k) \quad (II.47)$$

D'autre part on a le signal de référence est définie par :

$$\ddot{r} + \omega^2 r = 0 \quad (II.48)$$

Où ω est la pulsation du signal de référence avec :

$$\omega = 2\pi f \quad \text{Ou } f=50\text{hz}$$

En temps continu l'équation (II.48) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{r} \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ \dot{r} \end{bmatrix}$$

En temps discret on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} r(k+1) \\ \dot{r}(k+1) \\ r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ -\omega^2 T_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(k) \\ \dot{r}(k) \\ r(k) \end{bmatrix}$$

$$n(k+1) = R_d n(k) \quad (II.49)$$

Ou :

$$n(k+1) = \begin{bmatrix} r(k+1) \\ \dot{r}(k+1) \\ r(k+1) \end{bmatrix}; R_d = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ -\omega^2 T_s & 1 \end{bmatrix}; n(k) = \begin{bmatrix} r(k) \\ \dot{r}(k) \\ r(k) \end{bmatrix}$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$r(k+1) = C_d R_d n(k) \quad (II.50)$$

D'où :

$$V(k+1) = -C_d A_d X(k) + V(k) + C_d R_d n(k) - C_d B_d U_{LQR}(k) \quad (II.51)$$

D'où le système augmenté se présente comme suit :

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ V(k+1) \\ n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 0 \\ -C_d A_d & 1 & C_d R_d \\ 0 & 0 & R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \\ n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d \\ -C_d B_d \\ 0 \end{bmatrix} U_{LQR} \quad (II.52)$$

Et

$$Y(k) = \begin{bmatrix} C_d & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \\ n(k) \end{bmatrix} \quad (II.53)$$

Pour désigner les gains optimaux du régulateur nous devons présenter le système sous la forme standard comme suit :

$$\varpi(k+1) = G\varpi(k) + HU_{LQR}(k)$$

Cette expression constitue la forme standard pour appliquer la commande optimale où :

$$G = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 0 \\ -C_d A_d & 1 & C_d R_d \\ 0 & 0 & R_d \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} B_d \\ -C_d B_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

La loi de commande est donnée par :

$$U_{LQR} = -K\varpi(k) \quad (II.54)$$

Les gains qui définissent la loi de commande sont ceux qui minimisent la fonction de coût J donnée par :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \{ \varpi^T(k) Q \varpi(k) + U^T(k) R_u U(k) \} \quad (II.55)$$

De tel façon qu'on ramène $\varpi(0) = \varpi_0$ vers $\varpi(N) = 0$

Les matrices Q et Ru sont des matrices de pondération arbitraire de l'état et de l'entrée, qui sont définies positives.

La stratégie de commande optimale sans qu'il y ait contrainte sur la commande U_{LQR} (pas de limitation par exemple) se présente comme suit :

- On forme le Hamiltonien H :

$$H = \frac{1}{2} U^T(N) R_U U(N) + P^T(k+1) (G\varpi(k) + H U_{LQR}) \quad (II.56)$$

- L'équation vectorielle adjointe :

$$P^*(k) = \frac{\partial H^*}{\partial \varpi(k)} = Q\varpi(k) + G^T P^*(k+1) \quad (II.57)$$

On suppose que l'inverse de $G = G^{-1}$ existe.

- Condition de transversalité :

$$P(N) = \frac{\partial \Theta(\varpi(N))}{\partial \varpi(N)} = 0$$

- Trajectoire optimale $\varpi^*(k)$:

$$\frac{\partial H^*(k)}{\partial U_{LQR}} = 0 \Rightarrow U_{LQR}^*(k) = -R_u^{-1} H^T P^*(k+1) \quad (II.58)$$

On a 2n équations différentielles à deux conditions aux limites ($\varpi(0) = \varpi_0$ et $P(N) = P_N$)

D'où :

$$\begin{cases} \varpi^*(k+1) = G\varpi^*(k) - H R_u^{-1} H^T P^*(k+1) \\ P^*(k) = Q\varpi^*(k) + G^T P^*(k+1) \end{cases} \text{ avec } \varpi(0) = \varpi_0 \quad (II.59)$$

Une solution en boucle fermé proposé par [BRY69], tel que :

$$P(k) = P_{LQR}(k)\varpi(k) \quad (II.60)$$

Par substitution des équations (II.58), (II.59), (II.60) afin d'éliminer $P(k)$ nous aurons donc :

$$\begin{cases} \varpi(k+1) = G\varpi(k) - H R_u^{-1} H^T P_{LQR}(k+1)\varpi(k+1) \\ P_{LQR}(k)\varpi(k) = Q\varpi(k) + G^T P_{LQR}(k+1)\varpi(k+1) \end{cases} \quad (II.61)$$

D'où

$$P_{LQR}(k)\varpi(k) = Q\varpi(k) + G^T P_{LQR}(k+1) [I + H R_u^{-1} H^T P_{LQR}(k+1)]^{-1} G\varpi(k)$$

Soit :

$$P_{LQR}(k)\varpi(k) = [Q + G^T P_{LQR}(k+1) [I + H R_u^{-1} H^T P_{LQR}(k+1)]^{-1} G] \varpi(k)$$

$\forall \varpi(k) \neq 0$ on a :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T P_{LQR}(k+1) [I + H R_u^{-1} H^T P_{LQR}(k+1)]^{-1} G$$

Soit :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T \left[P_{LQR}^{-1}(k+1) + HR_u^{-1}H^T \right]^{-1} G \quad (II.62)$$

L'équation (II.62) présente l'équation de différence non linéaire matricielle de Riccati, avec condition terminale [OGA87] :

$$P_{LQR}(k) \Big|_{k=N} = 0$$

La commande est :

$$\begin{aligned} U^*_{LQR}(k) &= -R_u^{-1} H^T P^*(k+1) \\ &= -R_u^{-1} H^T P_{LQR}(k+1) \bar{\omega}^*(k+1) \end{aligned}$$

D'autre part on a :

$$\begin{aligned} (P_{LQR}(k) - Q) \bar{\omega}^*(k) &= G^T P_{LQR}(k+1) \bar{\omega}^*(k+1) \\ P_{LQR}(k+1) \bar{\omega}^*(k+1) &= (G^T)^{-1} (P_{LQR}(k) - Q) \bar{\omega}^*(k) \end{aligned}$$

On a :

$$U^*_{LQR}(k) = -R_u^{-1} H^T (G^T)^{-1} (P_{LQR}(k) - Q) \bar{\omega}^*(k) \quad (II.63)$$

Pour lancer la commande optimale on doit tout d'abord résoudre :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T \left[P_{LQR}^{-1}(k+1) + HR_u^{-1}H^T \right]^{-1} G \quad (II.64)$$

Avec condition terminale

$$P_{LQR}(k) \Big|_{k=N} = 0$$

la résolution de l'équation (II.64) Back Ward de $k=N$ à $k=0$ en stockant toutes les valeurs $P_{LQR}(k)$ dans des cases mémoires pour les utiliser aux instants t_k $k=1,2,\dots,N$ durant le lancement de la commande optimale forward.

On peut ainsi adopter la stratégie de commande optimale par retour d'état.

$$\text{Ou : } U^*_{LQR}(k) = -K_{LQR} \bar{\omega}^*(k)$$

Avec les gains :

$$K_{LQR}(k) = R_u^{-1} H^T (G^T)^{-1} (P_{LQR}(k) - Q) \quad (II.65)$$

Pour synthétiser le processus du calcul des gains optimaux nous procédons comme suit :

- on calcul $P_{LQR}(N) = 0, P_{LQR}(N-1), \dots, P_{LQR}(0)$
- on lance le calcul de la commande optimale à travers :

$$U^*_{LQR}(k) = -R_u^{-1} H^T (G^T)^{-1} (P_{LQR}(k) - Q) \bar{\omega}^*(k) \quad \text{Sachant que } \bar{\omega}^*(0) = \bar{\omega}_0$$

- on calcul la trajectoire optimale à chaque pas à travers l'équation :

$$\bar{\omega}^*(k+1) = G \bar{\omega}^*(k) + H U^*_{LQR}(k)$$

II.4.3.6. Régulateur à temps fini

Pour les régulateurs à temps fini on choisi la fonction de coût J comme suit :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \{ \bar{\omega}^T(k) Q \bar{\omega}(k) + U^T(k) R_u U(k) \} \quad (II.66)$$

On pratique le même raisonnement utilisé dans le paragraphe précédent, on aboutit à l'équation matricielle non linéaire de Riccati :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T [P_{LQR}^{-1}(k+1) + H R_u^{-1} H^T]^{-1} G \quad (II.67)$$

$\dim(P_{LQR}(k)) = nxn$ et $P_{LQR}(N) = 0$ l'état final

On peut aussi trouver une forme équivalente soit :

$$P_{LQR}(k) = G^T P_{LQR}(k+1)G + Q - [H^T P_{LQR}^{-1}(k+1)G]^T [R_u + H^T P_{LQR}(k+1)H]^{-1} H^T P_{LQR}(k+1)G \quad (II.68)$$

Avec $P_{LQR}(k) = P_{LQR}^T(k)$, d'où la matrice $P_{LQR}(k)$ est symétrique.

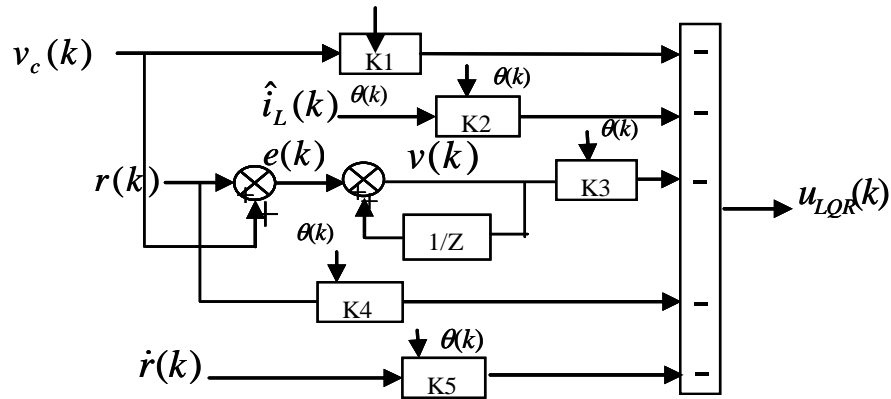


Figure II.19 : Diagramme de la commande optimale du système hybride [BEA07]

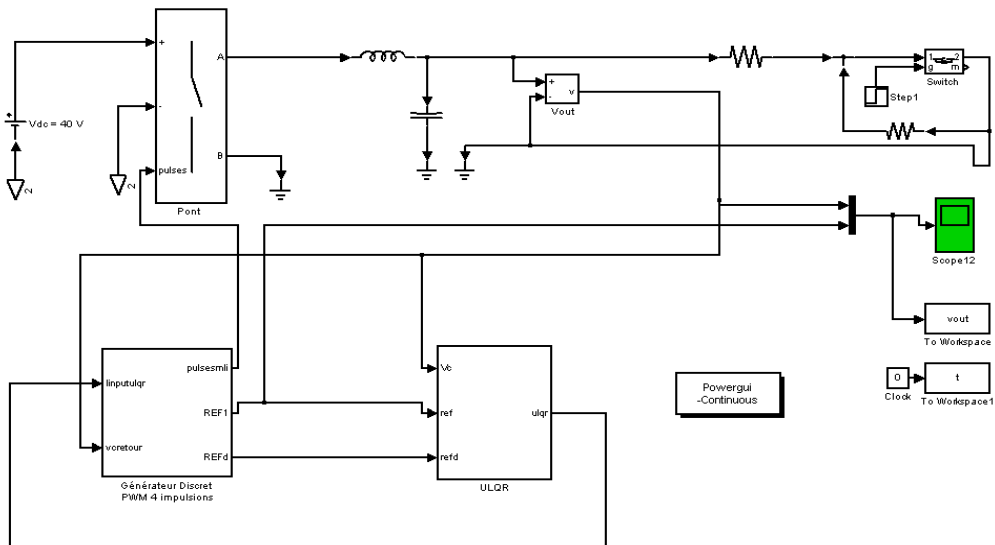


Figure II.20: Synoptique de la technique proposée sur Matlab-Simulink [BEA07]

II.4.3.7. Résultats de simulation

La Figure.II.21 montre la tension de charge V_{out} et la tension de référence V_{r2f} dans le cas d'une charge linéaire $R= 24\Omega$, il est remarquable que V_{out} suit parfaitement la référence V_{r2f}

LA Figure.II.22 montre la tension d'entrée V_{in} à la sortie de l'onduleur et la tension de sortie V_{out} dans le cas d'une charge linéaire $R= 24\Omega$, on remarque ici que la technique MLI appliquée est la MLI unipolaire $+E 0 -E$.

La Figure.II.23 montre les gains optimaux du régulateur LQR k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 . Ces gains varient à la variation de la charge afin de s'adapter à la poursuite de la tension de référence.

La Figure.II.24 montre la tension de commande U_{lqr} et la porteuse triangulaire avec une fréquence de commutation de 1.5Khz pour une charge linéaire de 24Ω .

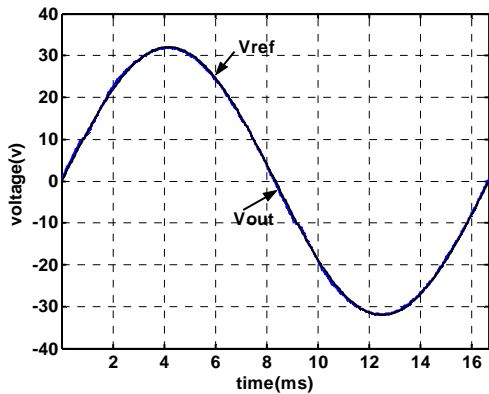


Figure II.21 : Tension de charge V_{out} et tension de référence V_{r2f}

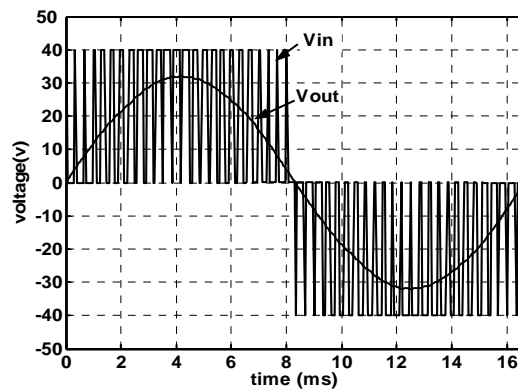


Figure II.22 : Tension d'entrée V_{in} à la sortie de l'onduleur et la tension de charge V_{out}

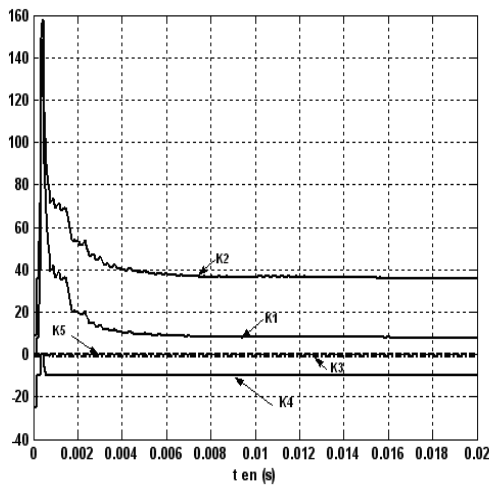


Figure.II.23 : les gains optimaux du régulateur LQR.

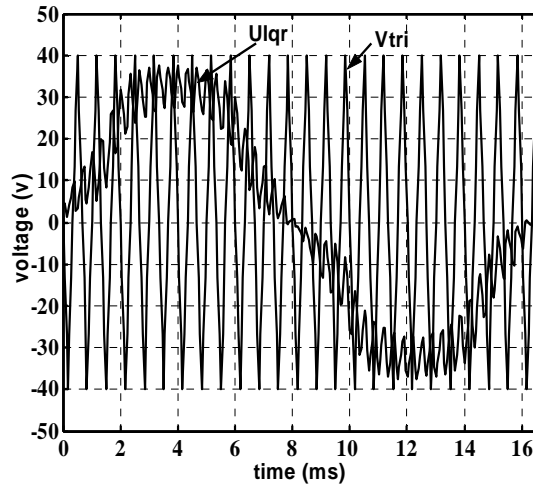


Figure.II.24 : la tension de commande U_{lqr} et la porteuse Triangulaire V_{tr}

- Sensibilité à la variation de la charge des gains du régulateur LQR :

Pour valider la sensibilité des gains optimaux du régulateur LQR k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 à la variation de la charge on procède à réaliser par le biais de simulation sous MATLAB SIMULINK une variation de la charge résistive R passe de 56Ω à 12Ω à l'instant 0.023 s et on a enregistré la sensibilité des gains optimaux du régulateur LQR k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 à cette variation comme le montre respectivement pour chaque gain les figures : Figure II.25, FigureII.26, Figure.II.27, FigureII.28, Figure.II.29.

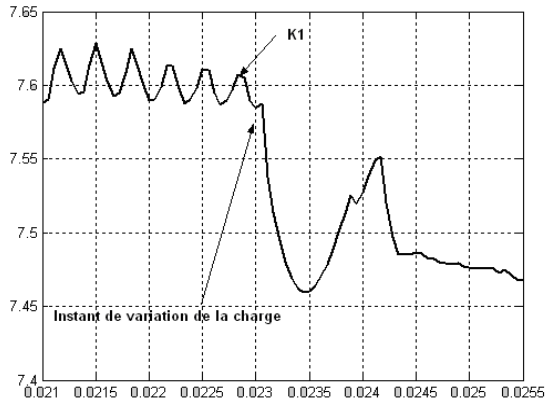


Figure II.25 : sensibilité du gain K1 à la variation De la charge R (passe de 24 Ω à 4 Ω)

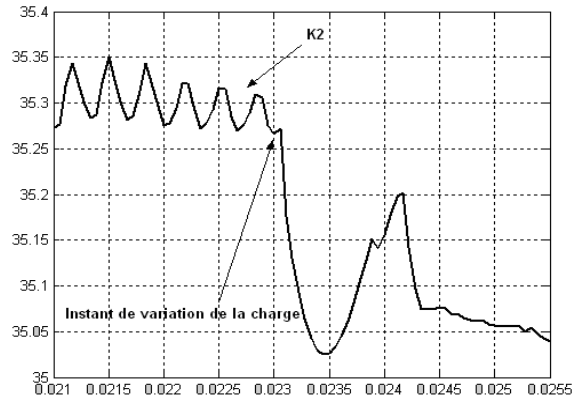


Figure II.26 : sensibilité du gain K2 à la variation De la charge R (passe de 24 Ω à 4 Ω)

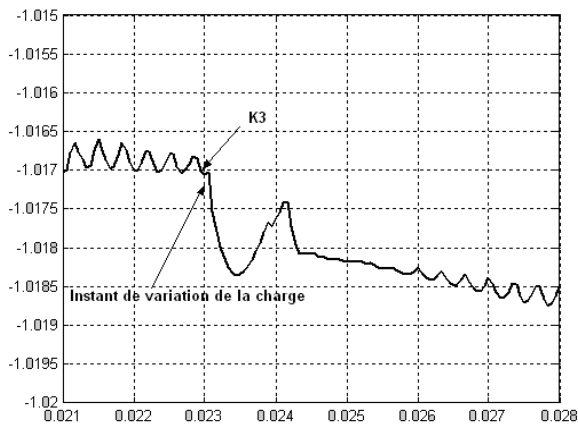


Figure II.27 : Sensibilité du gain K3 à la variation De la charge R (passe de 24 Ω à 4 Ω)

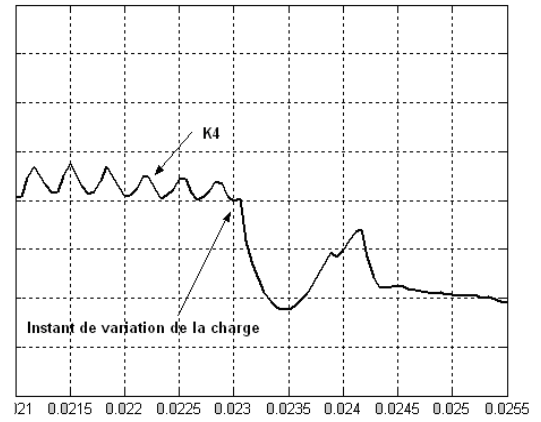


Figure II.28 : sensibilité du gain K4 à la variation De la charge R (passe de 24 Ω à 4 Ω)

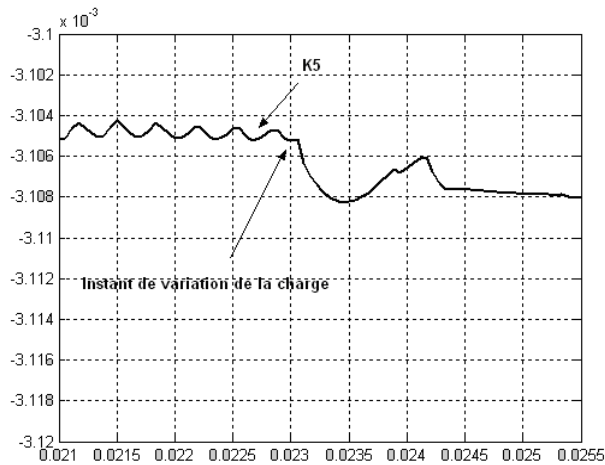


Figure II.29 : Sensibilité du gain K5 à la variation de la charge R (passe de 24 Ω à 4 Ω)

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré différentes lois de commande qui mènent à la stabilité d'un système hybride à commutations. Nous avons étudié la commande hybride qui est basée sur la commutation entre les modes qui définissent le modèle hybride du convertisseur multicellulaire. Cette commutation est réalisée en tenant compte des conditions de transitions qui doivent satisfaire la variation des variables d'état du système sur une zone bien définie en se basant sur le comportement dynamique du système.

Nous avons synthétisé une commande par mode de glissement pour le convertisseur multicellulaire quatre quadrants. Ensuite, nous avons validé la structure proposée par simulation. D'après cette étude, on constate que les performances de la commande sont très satisfaisantes.

Le régulateur linéaire quadratique (LQR) a été développé avec succès pour une alimentation stabilisée, les gains de ce dernier sont calculés par la minimisation d'une fonction de coût qu'on peut la changer à travers un choix judicieux des fonctions de poids ce qui rend possible l'optimisation de l'effort de contrôle dans le suivi de la tension de référence.

La simulation de cette technique a donnée de bons résultats à savoir :

- Une tension de sortie avec un Taux de Distorsion d'Harmonique (THD) appréciable.
- Une bonne aptitude de suivi de la tension de référence pour différentes conditions de la charge (linéaire, non linéaire et variation de la charge).
- Un pilotage des interrupteurs de puissance du convertisseur à basse fréquence de commutation qui contribue

Considérablement à la réduction des pertes et favorise son utilisation pour les applications de grande puissance.

Chapitre III :

Observation des systèmes dynamiques hybrides

CHAPITRE III: OBSERVATION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES	64
<i>III.1 .INTRODUCTION</i>	65
<i>III.2 .OBSERVATION DES SYSTEMES HYBRIDES A COMMUTATION</i>	65
<i>III.3 .OBSERVABILITE ET OBSERVATEURS</i>	66
<i>III.4 .MODELISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE</i>	67
<i>III.4.1 .Représentation classique du convertisseur multicellulaires</i>	68
<i>III.4.2 .Représentation Hybride</i>	69
<i>III.5 .ANALYSE D'OBSERVABILITE DES TENSIONS INTERMEDIAIRES VCK</i>	71
<i>III.5.1 .Approche statique</i>	72
<i>III.5.2 .Approche hybride</i>	73
<i>III.5.3 .Observabilité et règles d'adjacences</i>	76
<i>III.6 .LES OBSERVATEURS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE</i>	78
<i>III.6.1 .Stratégie d'observation des tensions</i>	78
<i>III.7 .APPLICATION : OBSERVATION DES TENSIONS FLOTTANTES D'UN CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE QUATRE QUADRANTS:</i>	86
<i>III.7.1 .Modélisation du convertisseur multicellulaire</i>	86
<i>III.7.2 .Modèle hybride du convertisseur quatre quadrants</i>	87
<i>III.7.3 .Observabilité du convertisseur multicellulaire à deux bras</i>	88
<i>III.7.4 .Commande par modulation de largeur d'impulsion du convertisseur quatre quadrants</i>	90
<i>III.7.5 .Synthèse d'observateurs pour le convertisseur multicellulaire</i>	95
<i>III.7.6 .Synthèse d'observateur par mode de glissement</i>	95
<i>III.7.7 .Synthèse d'observateur par mode glissant d'ordre deux</i>	102
<i>III.7.8 .Synthèse de l'observateur par H_∞</i>	108
<i>III.7.9 .Etude comparative des observateurs</i>	114
<i>III.8 .CONCLUSION</i>	114

III.1. Introduction

La mise en œuvre de lois des commandes basées sur le modèle du système, nécessite la connaissance du vecteur d'état complet du système à chaque instant. Mais, dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système sont les variables d'entrées et de sorties, il est nécessaire qu'à partir de ces informations de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande. De ce fait, l'idée repose sur l'utilisation d'un observateur.

On s'est restreint dans ce chapitre à la synthèse des observateurs pour les systèmes à commutations (SDC) et plus particulièrement aux convertisseurs de puissance qui sont une classe particulière des SDH, ils ont ouvert des perspectives intéressantes de travaux dans le domaine de la théorie des systèmes de commande. En effet, une large classe de systèmes dynamiques est modélisé par une famille de sous systèmes continus et une règle logique qui gère les commutations entre ces sous systèmes. Plus précisément La structure multicellulaire utilise des condensateurs qui définissent tous les niveaux de tension en sortie du convertisseur

. Ces sources de tension flottantes évoluent au gré de la commande et de la circulation du courant de charge. Elles ont un impact direct sur le fonctionnement de cette structure, puisque leurs variations se retrouvent sur les tensions appliquées aux cellules de commutation. Ces dernières doivent être équitablement réparties de sorte à assurer une distribution équilibrée des contraintes en tension aux bornes des interrupteurs de puissance.

L'enjeu consiste à garantir un fonctionnement sécurisé, en évitant les surtensions aux bornes des semi-conducteurs, et à optimiser la qualité spectrale de la tension découpée. Les tensions intermédiaires doivent donc être constamment maîtrisées et maintenues à leurs niveaux de référence en accord avec la tension du bus continu, soit pour un convertisseur p cellules :

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

III.2. Observation des systèmes hybrides à commutation

Les travaux réalisés dans cet axe de recherche se résument sur les domaines de la modélisation, de la stabilité et de la contrôlabilité. Jusqu'au début des années 2000, on trouve très peu de travaux de recherche sur l'observabilité. A notre connaissance la première tentative pour caractériser l'observabilité des systèmes hybrides peut être trouvée dans les travaux de [EZZ89] où les auteurs ont étudié l'observabilité et la commandabilité de la classe des systèmes linéaires à commutation en temps continu où les commutations sont connues et périodiques. Pour la classe des systèmes linéaires par morceaux, l'observabilité a été analysée pour la première fois dans les travaux de [SON81].

La mise en œuvre de lois de commande pour les convertisseurs multicellulaires nécessite la connaissance de toutes les variables d'état du système. Pour un onduleur multicellulaire monophasé de dimension p , il faut envisager $p-1$ capteurs de tensions flottantes et un capteur de courant, et Le problème se complique lorsque le convertisseur est un onduleur triphasé. Dans ce cas, le nombre de capteurs de tension flottante est de $3(p-1)$. Ces capteurs de tension et leurs chaînes de traitement sont compliqués à mettre en œuvre sur les systèmes haute tension. En effet, on doit d'abord mesurer la différence de potentiel aux bornes des condensateurs flottants à l'aide d'une sonde de tension différentielle.

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

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

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

Avant toute synthèse d'observateur, on doit se demander si sa conception est possible.

La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. Nous étudierons dans cette section l'observabilité des convertisseurs multicellulaires.

La notion d'observabilité partielle dans le cas des systèmes commutés est abordée dans [KAN09] sous le nom de $Z(TN)$ -observabilité. Une généralisation de la notion de $Z(TN)$ -observabilité pour le cas des systèmes commutés possédant des discontinuités de l'état est faite dans [TAN11]. Nous détaillerons ces deux approches dans les parties qui vont suivre.

De nombreuses synthèses d'observateurs pour les systèmes hybrides : L'observateur par mode glissant est basé sur la génération de surface de glissant qu'on a choisi comme étant la différence entre le signal de sortie et son estimé pour chaque sous système. L'observateur par mode de glissement d'ordre un a montré des performances de rapidité de convergence et de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques. Cependant, l'effet chattering constitue l'inconvénient majeur de cette stratégie d'observation. Pour remédier à ce problème, nous avons appliqué l'observateur par mode de glissement d'ordre deux (Super Twisting Algorithm). Le troisième observateur, observateur. Nous allons dans les paragraphes suivants présenter brièvement les différentes caractérisations de l'observabilité. Rappelons d'abord ce qu'est l'observabilité d'un système.

III.3. Observabilité et observateurs

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

En général, pour des raisons de réalisation technique, de coût, etc..., la dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. Ceci entraîne qu'à l'instant donné t , l'état $x(t)$ ne peut pas être déduit algébriquement de la sortie $y(t)$ à cet instant. Par contre, sous des conditions d'observabilité qui seront explicitées plus loin, cet état peut être déduit de la connaissance des entrées et sorties sur un intervalle de temps passé: $u([0, t]), y([0, t])$.

Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et sorties passées. Cette estimation devant être obtenue en temps réel, l'observateur revêt usuellement la forme d'un système dynamique.

Définition III.1 [FOS93] : on appelle observateur (ou reconstituteur d'état) d'un système dynamique (S) :

$$(S) \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (III. 1)$$

Un système dynamique auxiliaire \mathcal{O} dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer et dont le vecteur de sortie $\hat{x}(t)$ est l'état estimé :

$$\mathcal{O}: \begin{cases} \dot{z}(t) = \hat{f}(z(t), u(t), y(t)) \\ \hat{x}(t) = \hat{h}(z(t), u(t), x(t)) \end{cases} \quad (III.2)$$

telle que l'erreur entre le vecteur d'état $x(t)$ et $\hat{x}(t)$ tend asymptotiquement vers zéro.

Le schéma d'un tel observateur est donné sur la figure

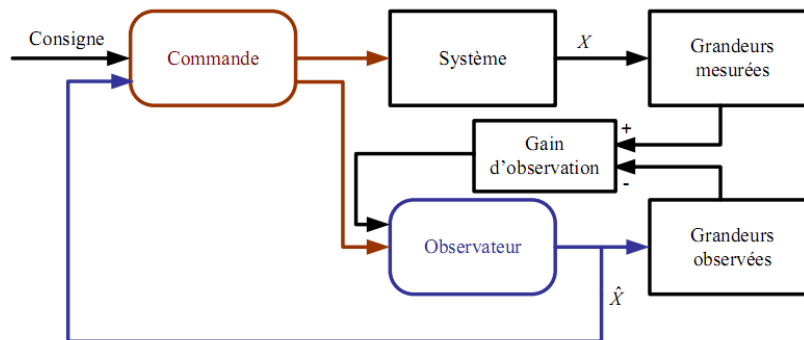


Figure III.1 : Schéma de principe d'un observateur.

L'existence d'un tel observateur est liée à la notion d'observabilité de (S) .

L'observabilité caractérise la propriété de pouvoir récupérer (de façon statique ou dynamique) par une combinaison des mesures et de leurs dérivées toutes les grandeurs d'un système.

III.4. Modélisation du convertisseur multicellulaire

Comme nous avons pu le voir dans le premier chapitre de ce manuscrit, il existe de nombreuses manières de modéliser les convertisseurs de puissance continu-continu. La suite de ce chapitre s'appuie sur une structure particulière de conversion d'énergie continu-continu : le convertisseur multicellulaire en fonctionnement hacheur, c'est-à-dire pour lequel une tension et un courant de sortie de référence sont fixés. Afin de modéliser ce convertisseur, nous allons utiliser deux des approches présentées au premier chapitre. Celles-ci nous serviront dans l'étude de l'observabilité puis dans la recherche d'une commande garantissant l'observabilité du système.

Dans la suite de ce manuscrit, sauf mention contraire, nous utiliserons un convertisseur multicellulaire à p cellules dont le schéma est donné en figure III.2.

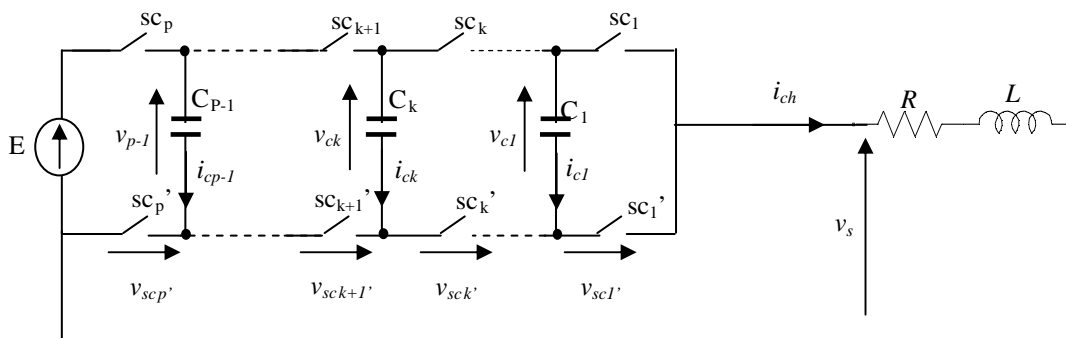


Figure III.2 : Convertisseur multicellulaire à p cellules

R et L sont respectivement la résistance et l'inductance de charge, I est le courant circulant dans celle-ci, V_s la tension à ses bornes et E la tension de la source. De plus, on note pour une capacité $C_j, \forall j \in \{1, \dots, p-1\}$ donnée, V_{c_j} la tension à ses bornes. Enfin le système est constitué de $2p$ interrupteurs fonctionnant par paires : une commande u_k est envoyée à l'interrupteur situé en haut de la cellule et son complément u_k est envoyé à celui du bas de la même cellule. $\forall k \in \{1, \dots, p\}, u_k \in \{0,1\}$:

- $u_k = 0$ signifie que l'interrupteur du haut de la cellule k est ouvert (donc celui du bas fermé) ;
- $u_k = 1$ signifie que l'interrupteur du haut de la cellule k est fermé (donc celui du bas ouvert).

Dans les modélisations qui vont suivre, le fonctionnement du convertisseur sera idéalisé :

- interrupteurs parfaits : la commutation est instantanée, l'impédance quand l'interrupteur est ouvert est infinie, et quand il est fermé, est nulle ;
- source et composants parfaits : la source de tension est constante, les condensateurs et l'inductance ne possèdent pas de résistance parasite.

par une combinaison des mesures et de leurs dérivées toutes les grandeurs d'un système.

III.4.1. Représentation classique du convertisseur multicellulaires

Le convertisseur multicellulaire est conçu par l'association d'un certain nombre de cellules. Chaque cellule est caractérisée par son condensateur C_i et est commandée par un interrupteur binaire S_k pour $k=1, \dots, p$.

Les signaux de commande S_k sont égaux à 1 quand l'interrupteur du haut est conducteur et sont égaux à 0 quand l'interrupteur du bas est conducteur. Cette structure permet d'obtenir en sortie une tension V_s à p niveaux de tension ($E/p, \dots, (p-1)E/p, E$). Comme les séquences de commutations sont indépendantes, on obtient 2^p combinaisons possibles. Ainsi, il est nécessaire d'assurer une distribution équilibrée des tensions. Le convertisseur possède $(p-1)$ sources de tension V_{c_k} de valeur kE/p . On peut représenter le système par p équations différentielles de variables d'états I et V_{c_k} ($k=1, \dots, p-1$) nous avons alors :

$$u^j = \left\{ \begin{array}{l} \frac{dI}{dt} = \frac{-R}{L}I + \frac{E}{L}u_p - \frac{v_{cp-1}}{L}u_{p-1} \dots - \frac{v_{c1}}{L}u_1 \\ \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1}u_1I \\ \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1}u_1I \\ \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{c_2}u_2I \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{dv_{cp-1}}{dt} = \frac{1}{c_{p-1}}u_{p-1}I \\ y = I \end{array} \right. \quad (III. 3)$$

Où E est la tension de la source, V_{ck} est la tension de la capacité. Les séquences de commande $u_k = S_{k+1} - S_k$ pour $k=1, p-1$ et $u_p = S_p$. En supposant que le courant de charge est la seule variable mesurée, la dynamique précédente prend la forme.

$$\sum_{p \text{ cell}} \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) = I \end{cases} \quad (III.4)$$

Où $q = (u_1, u_2, \dots, u_p)^T$ représente l'état de la commande des cellules et $x = (x_1, x_2, \dots, x_p)^T = (I, V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{cp-1})^T$ le vecteur d'état du système.

$$f(x, q) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}I - \sum_{j=1}^{p-1} \frac{u_j V_{cj}}{L} \\ \frac{u_1 I}{c_1} \\ \vdots \\ \frac{u_{p-1} I}{c_{p-1}} \end{bmatrix}, h(x) = x_1 \quad (III.5)$$

III.4.2. Représentation Hybride

Cette représentation se base sur le fait que le convertisseur multicellulaire appartient à une classe particulière des systèmes à commutations ou hybride. Rappelons, qu'un système hybride est décrit par l'interaction entre un système dynamique continu, dont le comportement est décrit par des équations différentielles non linéaires continues, et par un automate, à comportement discret. Dans le cas du convertisseur, la partie continue est représentée par la dynamique du vecteur d'état x et la dynamique discrète est représentée par les états de commutations q .

Dans ce qui suit, nous présentons le modèle hybride d'un convertisseur à 3 cellules. Huit modes de fonctionnement sont alors possibles. Le tableau III.1 donne les différentes valeurs des fonctions de commutation S_k et les valeurs correspondantes des séquences de commande u_k . Les huit modes opérants donnés par $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_8\}$. Ici la dynamique continue peut être donnée pour chaque mode sous la forme :

$$\dot{X} = f(X, q) = A(q) X + B(q) \quad (III.6)$$

Où X représente le vecteur d'état du système, regroupant les variables d'état du système $X = [I \ V_{c1} \ V_{c2}]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ et $q = (u_1, u_2, u_3)^T$.

Ainsi, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit:

q_i	S_3	S_2	S_1	u_1	u_2	u_3
q_1	0	0	0	0	0	0
q_2	0	0	1	-1	0	0
q_3	0	1	0	1	-1	0
q_4	0	1	1	0	-1	0
q_5	1	0	0	0	1	1
q_6	1	0	1	-1	1	1
q_7	1	1	0	1	0	1
q_8	1	1	1	0	0	1

Tableau III.1

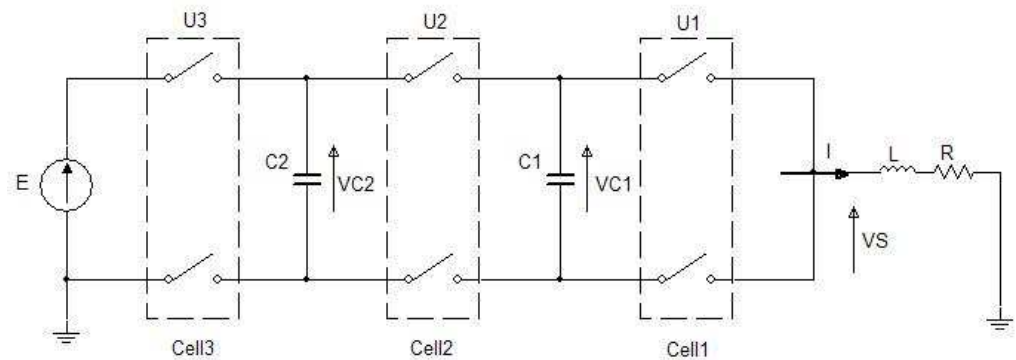


Figure (III. 3) convertisseur multicellulaire 3 cellules

Mode q_1 , avec $(u_1 = 0; u_2 = 0; u_3 = 0)$:

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \text{ et } v_s = 0$$

Il est possible de commuter d'un mode q_i à un autre mode q_j , les conditions de transition sont notées T_{ij} . La dynamique de chaque mode est indiquée précédemment et les conditions de transition au dessus des flèches. Quand une condition de transition est vérifiée, le système commute vers le mode approprié (voir chapitre V) en gardant la continuité du vecteur d'état. Ainsi, quelque soit t l'instant de transition on a $X(t^-) = X(t^+)$ et donc le convertisseur est sans saut d'état. Par ailleurs, le temps de séjour de l'état X dans un mode donné q_j est l'intervalle de temps $I_j = [t_{0,j}, t_{1,j}]$, la trajectoire d'état dans un intervalle de temps $T = [t_{ini}, t_{end}]$ est appelé trajectoire de temps hybride. Plus précisément, nous avons la définition suivante .

Notez que pour la mesure du possible Si séquences, toujours u_1 . Les conditions possibles de

transitions entre les différents modes sont définis par les ensembles selon l'une:

$$\begin{aligned}
 T(q_1, q_2) &= \begin{cases} u_1 = -1 \\ u_2 = 0 \end{cases} & T(q_3, q_7) &= \begin{cases} u_2 = 0 \\ u_3 = 1 \end{cases} & T(q_6, q_5) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_3 = 1 \end{cases} \\
 T(q_1, q_3) &= \begin{cases} u_1 = -1 \\ u_2 = -1 \end{cases} & T(q_4, q_2) &= \begin{cases} u_1 = -1 \\ u_2 = 0 \end{cases} & T(q_6, q_8) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = 0 \end{cases} \\
 T(q_1, q_5) &= \begin{cases} u_1 = 1 \\ u_2 = 1 \end{cases} & T(q_4, q_3) &= \begin{cases} u_1 = 1 \\ u_3 = 0 \end{cases} & T(q_7, q_3) &= \begin{cases} u_2 = -1 \\ u_3 = 0 \end{cases} \\
 T(q_2, q_1) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = 0 \end{cases} \text{ and } & T(q_4, q_8) &= \begin{cases} u_2 = 0 \\ u_3 = 1 \end{cases} \text{ and } & T(q_7, q_5) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = 1 \end{cases} \\
 T(q_2, q_4) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = -1 \end{cases} & T(q_5, q_1) &= \begin{cases} u_2 = 0 \\ u_3 = 0 \end{cases} & T(q_7, q_8) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = 0 \end{cases} \\
 T(q_2, q_6) &= \begin{cases} u_1 = 1 \\ u_2 = 1 \end{cases} & T(q_5, q_6) &= \begin{cases} u_1 = -1 \\ u_3 = 1 \end{cases} & T(q_8, q_4) &= \begin{cases} u_2 = -1 \\ u_3 = 0 \end{cases} \\
 T(q_3, q_1) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = 0 \end{cases} & T(q_5, q_7) &= \begin{cases} u_1 = 1 \\ u_2 = 0 \end{cases} & T(q_8, q_6) &= \begin{cases} u_1 = -1 \\ u_2 = 1 \end{cases} \\
 T(q_3, q_4) &= \begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = 0 \end{cases} & T(q_6, q_2) &= \begin{cases} u_2 = 0 \\ u_3 = 0 \end{cases} & T(q_8, q_7) &= \begin{cases} u_1 = 1 \\ u_2 = 0 \end{cases}
 \end{aligned}$$

Définition III.2. Une trajectoire de temps hybride est une séquence d'intervalles de temps fini ou infini $T_N = \{I_i\}_0^{N-1}$ telle que :

- $I_i = [t_{i,0}, t_{i,1}]$ Pour tous $0 \leq i \leq N-1$
- Pour tout $i \leq N-1$ $t_{i,1} = t_{i+1,0}$
- $t_{0,0} = t_{ini}$ et $t_{N-1,1} = t_{end}$

En outre, nous définissons $\langle T_N \rangle$ la séquence ordonnée des valeurs de q associée à T_N , c'est-à-dire $\{q^0, \dots, q^N\}$ où q^i est la valeur de q au cours de l'intervalle de temps I_i .

Remarque : L'inconvénient majeur de cette représentation (automate hybride) est la complexité de représentation quand le nombre de cellule devient important.

III.5. Analyse d'observabilité des tensions intermédiaires V_{ck}

La mise en œuvre de lois de commande pour les convertisseurs multicellulaires nécessite la connaissance de toutes les variables d'état du système. Pour un onduleur multicellulaire monophasé de dimension p , il faut envisager $p-1$ capteurs de tensions flottantes et un capteur de courant, et Le

problème se complique lorsque le convertisseur est un onduleur triphasé. Dans ce cas, le nombre de capteurs de tension flottante est de $3(p-1)$. Ces capteurs de tension et leurs chaînes de traitement sont compliqués à mettre en œuvre sur les systèmes haute tension. En effet, on doit d'abord mesurer la différence de potentiel aux bornes des condensateurs flottants à l'aide d'une sonde de tension différentielle.

Un étage d'isolation est ensuite utilisé afin d'isoler la partie puissance de la commande. La sortie de cet étage est ensuite mise en forme et numérisée par un convertisseur analogique/numérique pour être utilisée dans une commande numérique. Toute cette chaîne de mesure pose évidemment des problèmes de coût, mais aussi d'encombrement et de fiabilité. Il est donc légitime de penser à réduire au minimum le nombre de capteurs en utilisant un observateur d'état. Il existe deux approches [BEN09]; [KAN09]; pour l'analyse de l'observabilité du convertisseur multicellulaire.

III.5.1. Approche statique

Considérons le modèle du convertisseur multicellulaire donné par l'équation III.22. On peut voir clairement qu'il existe tous les modes opératoires pour lesquelles les tensions sont non observables c'est à dire étant donnée le courant de charge I , mesuré à l'aide d'un capteur de courant, on ne peut restituer les tensions des condensateurs V_{ck} ($k=1, p-1$). En effet, en regardant le modèle dynamique III.3 on peut voir clairement que si

$$u_1 = u_2 = u_3 = \dots u_{p-1} = 0.$$

les tensions V_{ck} correspondantes sont non observables. De plus, en utilisant le test d'observabilité pour le système non linéaire on a :

$$\text{Max}\{rank(dh; dL_f h, \dots, dL_f^{p-1} h)\} = 2 \quad \forall p$$

ou $L_f^i h$ est la dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ le long du champ de vecteur $f(x, q)$. Ceci veut dire que seulement deux composantes du vecteur d'état sont instantanément observables. En réécrivant le modèle instantané avec la tension de sortie $V_s = \sum u_j v_{cj}$ on a :

$$\begin{cases} \frac{dI}{dt} = \frac{-R}{L} I + \frac{v_s}{L} + \frac{E u_p}{L} \\ \frac{dv_s}{dt} = -\sum_{j=1}^{p-1} \frac{u_j^2}{C_j} I \end{cases} \quad (III.6)$$

Le test d'observabilité dans ce cas donne $\text{Rank}(obs) = 2$ avec :

$$obs = (dh; dL_f h) = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -R & I \\ L & L \end{bmatrix}$$

Ceci montre clairement que le courant et la tension de sortie sont observables. Pour restituer les valeurs de tensions intermédiaires, les auteurs de [GAT00] ont présenté un reconstituteur d'état des grandeurs ($V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{cp-1}$) à la base de la mesure de la tension de sortie V_s sur un intervalle de temps suffisant pour la déduction de ces tensions. La tension de sortie V_{si} (l'indice i représente la i^{em} mesure) vérifie :

$$V_{si} = \begin{bmatrix} u_{1i} & u_{2i} & \dots & u_{pi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ \vdots \\ v_{cp-1} \\ E \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

On supposant que les tensions V_{ck} sont lentement variables dans l'intervalle de temps de mesure, on effectue alors p mesures des valeurs successives de la tension de sortie V_{sj} on peut donc écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \vdots \\ v_{sp} \end{bmatrix} = [U] \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{21} & \dots & u_{p1} \\ u_{12} & u_{22} & \dots & u_{p2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ u_{1p} & u_{2p} & \dots & u_{pp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

Ainsi, si $[U]$ est inversible, on est en mesure de restituer les p grandeurs par :

$$\begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = [U]^{-1} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \vdots \\ v_{sp} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

L'algorithme de calcul du reconstituer algébrique sélectionnera les p mesures V_{sj} afin de conduire à l'inversibilité de $[U]$. On peut optimiser ces mesures en faisant en permanence la mesure de V_s et en retenant p mesures conduisant à l'inversibilité de $[U]$. Ainsi au cours du temps, dès que p mesures permettant d'inverser cette matrice ont été détectées, on inverse le système afin d'avoir de nouvelles valeurs pour V_{ck} et E , les plus récentes possibles. Afin que ce système de reconstruction fonctionne bien, il nous faut encore vérifier que quelque soit le rapport cyclique, variable ou non, on obtienne à chaque période de hachage, au moins une mesure.

III.5.2. Approche hybride

Cette approche utilise le fait que le convertisseur appartient à une classe particulière des systèmes à commutations (sous classe des systèmes dynamique hybride). En effet, dans des récents travaux [BEN09][KAN09] [GOE][TAN08] [LYG03], nous avons le résultat résumé ci dessous. Considérons la classe des systèmes hybrides suivante

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(t, x, q), \quad q \in Q, x \in R^n, \\ y &= h(t, x, q) \end{aligned} \quad (III.10)$$

où x est l'état continu, q est présenté la séquence de commande prenant uniquement des valeurs discrètes. Q est un ensemble fini, les fonctions f et h sont deux champs de vecteurs suffisamment dérivables. Pour cette classe de système, la notion d'observabilité est fortement liée à la séquence de commande q , nous avons alors besoin de définir les notions suivantes :

Définition 2. ($Z(TN)$ -observabilité [KAN 09]). *La fonction $z = Z(t, x, \sigma)$ est $Z(TN)$ observable le long de la suite des instants de commutations TN si pour tout couple de trajectoires*

$(t, x^i(t), \sigma^i(t))$, $i = 1, 2$ définies dans l'intervalle de temps $[t_0, t_N]$, l'égalité

$$h_1(t, x_1, \sigma_1) = h_2(t, x_2, \sigma_2) \quad p.p. \text{ pour } t \in [t_0, t_N] \quad (III.11)$$

implique l'égalité

$$Z(t, x_1, \sigma_1) = Z(t, x_2, \sigma_2) \quad p.p. \text{ pour } t \in [t_0, t_N] \quad (\text{III.12})$$

Par la suite, la dimension de la variable z est dénotée n_z . Une projection linéaire P est définie par

$$P : \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{n_z} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \delta_2 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \delta_{n_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{n_z} \end{bmatrix}$$

où $\delta_i, i = 1, 2, \dots, n_z$ est zéro ou un, suivant les variables sélectionnées.

Le complément de P est appelé \bar{P} (projection de z pour les variables éliminées par P). Nous avons le théorème suivant :

Théorème 1. [KAN09]. Considérons le système (III.10) et la trajectoire de temps hybride T_N et $\langle T_N \rangle$. Soit U est un ensemble ouvert et supposons qu'il existe une séquence des projections

$P_i, i = 0, 1, \dots, N$, tels que

- (1) pour tous $0 \leq i \leq N, P_i Z(t, \xi, u)$ est Z observable dans U et l'intervalle de temps $t \in [t_{i,0}, t_{i,1}[$
- (2) $\text{Rank}[P_0^T \cdots P_N^T] = \dim(Z) = n_z$
- (3) $\frac{d\bar{P}_i Z(t, \xi(t), u(t))}{dt} = 0$ pour $t \in [t_{i,0}, t_{i,1}[$ et $(t, \xi(t), u(t)) \in U$

Alors le système est $Z(T_N)$ observable le long de la trajectoire de temps hybride T_N et $\langle T_N \rangle$.

Remarque 2 : La première condition du théorème implique qu'il existe au moins un intervalle de temps dans lequel la variable $P_i Z$ est observable, alors que la deuxième implique que toutes les composantes du vecteur Z sont observables dans un intervalle de temps donnée de la trajectoire hybride T_N . La troisième contrainte exige que toute composante du vecteur Z qui n'est pas observable dans un intervalle de temps doit rester constante et ne varie pas durant l'intervalle de temps. Ceci garantit la non perte de l'observation et nous évite de « re-observer » des variables déjà observées.

La dernière condition demande à ce que lorsqu'une composante de Z n'est pas observable sur un instant donné, elle reste constante. Il est important de remarquer que cette dernière condition n'est pas restrictive dans notre cas, car une capacité dont la tension n'est pas observable n'a pas de courant qui la traverse, donc ne peut pas se charger ou se décharger

Application au convertisseur multicellulaire

L'application du théorème précédent au convertisseur multicellulaire donne le résultat suivant :

Corollaire 1 : Considérons le modèle dynamique du convertisseur à p cellules (III.3) et la fonction $z = X$. Alors, z est $Z(T_N)$ observable par rapport à la trajectoire de temps hybride T_N et $\langle T_N \rangle = \{q^0, \dots, q^N\}$ si : $\text{Rang} \left\{ \begin{bmatrix} q_{p-1}^0 \\ \vdots \\ q_{p-1}^N \end{bmatrix} \right\} = p-1$ avec $q_{p-1}^i = [u_1^i \cdots u_{p-1}^i]^T$.

Lemme 1 ([BEG10]). Considérons le système (III.10), l'état x est $Z(T_N)$ -observable le long de la suite T_N si la famille de vecteurs $\{[u_i^2 - u_i^1, \dots, u_i^p - u_i^{p-1}]^T\}_{i=0, \dots, N-1}$ génère \mathbb{R}^{p-1} avec u_i^j la commande discrète de l'interrupteur j durant l'intervalle de temps $[t_i, t_{i+1}[$.

Ce lemme permet d'obtenir le nombre d'intervalles de temps nécessaire afin d'obtenir une

observation complète du vecteur d'état x . Ainsi $p-1$ mesures de la sortie I suffisent à reconstruire l'état, si la loi de commutations σ garantit que les tensions ne sont pas liées entre elles par des relations linéaires pour chacun des intervalles de mesure.

Remarque 3 : Le résultat précédent est très intéressant car il permet de connaître l'intervalle de temps nécessaire à l'observation de toutes les tensions V_{ck} , à l'encontre de l'approche classique où cet intervalle n'est pas explicitement défini. De plus, il nous montre qu'il faut au moins $p-1$ intervalles de temps (c.à.d $p-1$ séquences de commande) pour pouvoir observer toutes les tensions du convertisseur.

Considérons une trajectoire de temps hybride $T_1 = \{I_i\}_0^0$ constitué d'un seul intervalle de temps I_0 , soit q^1 la valeur de $q = (u_1, u_2, u_3)^T$ au cours de l'intervalle de temps I_0 . Il est clair qu'on ne vérifie pas les conditions du corollaire 1. De plus dans T_1 , quelque soit le mode de fonctionnement du convertisseur, uniquement la variable $z = u_1 V_{c1} + u_2 V_{c2}$ est Z observable. Donc, les tensions intermédiaires ne sont pas observables sur un seul mode ou intervalle de temps et la variable $Z = \begin{pmatrix} x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$ n'est pas $Z(T_1)$ observable..

Maintenant considérons la trajectoire de temps hybride $T_2 = \{I_i\}_0^2$ constitué de trois intervalles de temps I_0, I_1 et I_2 . Soit $q^0 = (0; 0; 1)$, $q^1 = (0; 0; 0)$, $q^2 = (-1; 1; 1)$. Dans I_0 et I_1 , ni la tension V_{c1} ni V_{c2} ne sont observables mais elles sont constantes car elles n'évoluent pas en fonction du temps. Dans I_2 , ni la tension V_{c1} ni V_{c2} ne sont observables mais elles évoluent en fonction du temps. On remarque que $\text{rang}(q^0 \ q^1 \ q^2) = 2$ mais $\text{rang}(q^0_2 \ q^1_2 \ q^2_2) = 1$ donc on ne vérifie pas les conditions du corollaire 1 et la variable $Z = \begin{pmatrix} x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$ n'est pas $Z(T_2)$ observable.

Finalement, considérons la trajectoire de temps hybride $T_3 = \{I_i\}_0^1$ constitué de deux intervalles de temps I_0 et I_1 . Soit $q^0 = (-1; 0; 0)$ et $q^1 = (0; -1; 0)$. On peut voir que dans I_0 , la tension V_{c1} est observable alors que la tension V_{c2} ne l'est pas mais elle est constante. Dans I_1 c'est la tension V_{c2} qui est observable alors que la tension V_{c1} devient non observable mais elle n'évolue pas. Notons que $\text{rang}(q^0 \ q^1) = 2$ ainsi on vérifie la condition du corollaire 1 et la variable $Z = \begin{pmatrix} x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$ est $Z(T_3)$ observable.

Remarque 4. Le fait que la séquence de commande $\{(q_{p-1}^0), \dots, (q_{p-1}^N)\}$ est de plein rang, cela signifie que cette séquence ne s'annule que pour un temps très petit et donc cette condition peut être interprété par la notion 'd'excitation persistante' très utilisée dans les systèmes de commande adaptative. En effet, il a été démontré dans [KAN02] pour un horizon de temps donné T la condition d'excitation persistante est vérifiée, alors il existe une trajectoire de temps hybride T_N comprise dans T tel que $Z=X$ est $Z(T_N)$ observable. De même c'est $Z=X$ et $Z(T_N)$ observable alors la condition d'excitation persistante est vérifiée pour un intervalle de temps T contenant T_N .

Lemme 1. Considérons le système (3) et la fonction. $z=x$ Puis, z est Z -observabilité par rapport à la trajectoire de temps hybride T_N et $\langle T_N \rangle = \{u^i\}_{i=0, N}$, si les vecteurs $\{u^i\}_{i=0, N}$ de générer l'espace \mathfrak{R}^{p-1} , où

$$u^i = u \quad (III. 13)$$

sur l'intervalle de temps I_i .

Remarque 6. Lemme 1 assure que les croisements de courant à travers tous les condensateurs; dans une forme linéaire indépendant. En d'autres termes, après la $p-1$ time intervalles (c.-à-séquences de contrôle $p-1$) de la mesure du courant de charge I permet d'obtenir un ensemble de ($p-$

1) équations linéairement indépendantes, ce qui permet d'estimer les condensateurs du convertisseur. Ce résultat est, en substance, il est nécessaire au moins p-1 time intervalles dont correspondante ui séquences sont linéairement indépendants, afin d'estimer $V_{cj}, \forall j \in \{1, \dots, p-1\}$.

III.5.3. Observabilité et règles d'adjacences

Prenons le convertisseur multicellulaire qui est composé de cellules p. Chaque j cellule de commutation est commandé par le signal de binaire u_j . Par conséquent, la stratégie de contrôle hybride est définie par les modes 2^p . L'observabilité proposée dans la section précédente crée un comportement escaliers de la tension de sortie. Afin de réduire le contenu harmonique et les pertes de commutation des semi-conducteurs au cours de la commutation différent, l'observabilité limite la variation de la tension de sortie de E / p [VAN11].

En effet l'observabilité fonctionne une cellule à la fois. Cette condition implique que le nombre de liens entre les différents modes sont limités à $2p$.

Le marquage d'un mode est représenté par:

$$M = [M_1 \quad \dots \quad M_q \quad \dots \quad M_{2^p}] \quad (III.14)$$

Où $M_q \in \{0,1\}, q=1, \dots, 2^p$ et $\sum_{i=1}^{2^p} M_q = 1$. si ce mode est observable alors $M_q=1$.

Réciproquement, si ce mode n'est pas observable alors $M_q=0$. À partir de la commande binaire du convertisseur $S_j \in \{0,1\}$, le mode actif q est déterminé par la relation suivante: $q = 1 + \sum_{j=0}^{p-1} 2^j S_{j+1}$

(III.15)

En vertu de l'observabilité binaire décrit dans la section précédente, cette équation conduit à Md marquage du mode désiré qui permet de réaliser l'objectif d'observabilité. A chaque temps d'échantillonnage, observabilité du système peuvent choisir entre p+1 actions afin de satisfaire la contrainte d'adjacence. En effet, à partir du mode q_i ème, le système peut rester dans ce mode ou changement des modes p autres. On définit la matrice d'adjacence $C_a \in \{0, 1\}^{2^p \times 2^p}$ qui indique la présence de transitions d'un mode à un autre. De la matrice d'observabilité, on peut déduire si le système peut se rendre à partir de M en mode vers le mode.

$$O = M_j^T C M \quad (III.16)$$

Où C est la matrice d'observabilité, M_j^T représente l'observabilité du mode actuel du système et de l'observabilité M actuel du mode désiré.

Tableau III.2

Les différents modes associés à un convertisseur 3-cellules

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8
S1	0	1	0	1	0	1	0	1
S2	0	0	1	1	0	0	1	1
S3	0	0	0	0	1	1	1	1

Si $O=1$, donc l'observateur binaire proposé est directement appliqué depuis les règles d'adjacences d'observation. Autrement, la stratégie suivante est appliquée pour assurer l'observabilité, c'est-à-

dire. $O = 0$, le système commute vers un mode qui satisfait la condition d'observabilité. La stratégie d'observation hybride peut être récapitulée comme suit :

$$M_{\text{applied}} = \begin{cases} M_d & \text{if } O=1 \\ M_{\text{opt}} & \text{if } O=0 \end{cases} \quad (III.17)$$

Où M_{opt} est l'inscription du mode optimal afin de minimiser V en satisfaisant la contrainte d'adjacence.

Exemple1 : on considère le convertisseur avec $p = 3$ cellules. Le tableau III.2 présente le convertisseur à 3 cellules en forme d'automates hybrides. On peut remarquer la contrainte d'adjacence. En effet, d'un mode, il y a seulement quatre transitions Sortantes (Partantes) [VAN11].

Les liens du mode q^{th} vers le mode q^{th} caractérisent la matrice de contiguïté à peu près donnée dans la Tableau III.3. Nous supposons que le mode réel est 1, c'est-à-dire $M = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$. Alors, nous calculons la loi de don d'observation binaire comme discuté dans la section précédente.

S'il mène, par exemple, au mode désiré 2, c'est-à-dire. $M_d = [0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$, alors $O = 1$. De là, la loi d'observation binaire peut être directement appliquée.

S'il mène, par exemple, au mode désiré 8, c'est-à-dire. $M_d = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1]^T$, alors $O = 0$. De là, nous choisissons le mode optimal entre des modes 1, 2, 3 et 5.

Tableau III.3

Matrice d'observabilité

$M_i \rightarrow M_j$	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8
M1	0	1	0	1	1	0	1	0
M2	0	0	1	1	1	1	0	0
M3	0	1	0	1	1	0	1	0
M4	0	1	1	0	0	1	1	0
M5	0	1	1	0	0	1	1	0
M6	0	1	0	1	1	0	1	0
M7	0	0	1	1	1	1	0	0

M_8	0	1	0	1	1	0	1	0
-------	---	---	---	---	---	---	---	---

Exemple 2 : Nous supposons que le mode réel est 1, c'est-à-dire. $M = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$. Alors, nous calculons l'observabilité binaire, la loi comme discuté dans la section précédente. S'il mène, par exemple, au mode désiré 4, c'est-à-dire. $Md = [0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0]^T$, alors $O = 0$. Alors, l'équation (III.17) mène à $Mcom = [0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$. De là, nous choisissons le mode optimal entre des modes 2 et 3.

III.6. Les observateurs du convertisseur multicellulaire

De manière générale, lors de la conception d'observateurs pour le convertisseur multicellulaire, le problème de l'observabilité est occulté. En effet, la plupart des résultats présents dans la littérature pallient le problème d'observabilité de l'une des deux manières suivantes :

- en synthétisant une loi de commande dans le domaine de commande convexe, et en l'appliquant par des méthodes PWM. Ces méthodes permettent en pratique d'exciter le système, et de le rendre ainsi observable [GHA09]; [BEJ10]; [VAN12]. Cependant, à notre connaissance, aucune preuve que cette excitation est suffisante n'a été donnée ;
- en utilisant des lois de commutations particulières, c'est-à-dire en imposant directement une loi de commutations rendant le système observable, ou bien indirectement en imposant par exemple une référence sinusoïdale au courant de charge, référence nécessitant un passage régulier par tous les modes du système [BEN09]; [DDFP11].

Nous allons ici faire un bref état de l'art concernant les observateurs qui ont été appliqués au convertisseur multicellulaire.

III.6.1. Stratégie d'observation des tensions

Différentes stratégies d'observation des tensions aux bornes des condensateurs du convertisseur multicellulaire ont été développés, dans la suite nous présentons trois stratégies d'observation, observateur adaptatif, observateur par mode glissant d'ordre supérieur (super-Twisting) et l'observateur par mode glissant d'ordre simple.

III.6.1.1. Observateur adaptatif

Avant de décrire la structure de l'observateur adaptatif nous allons introduire quelques rappels sur ce dernier [BEN09]:

Soit le système suivant (affine en l'état) :

$$\Sigma_{SA} \begin{cases} \dot{x}(t) = A(u(t))x(t) + g(u(t), y(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (III.18)$$

Où $x \in \mathfrak{R}^n$ est l'état, $u \in \mathfrak{R}^m$ est la commande et $y \in \mathfrak{R}^p$ est la sortie. La matrice A dépend de l'entrée et $g(u(t), y(t))$ est une injection entrée-sortie.

Si l'entrée u est persistante, dans le sens qu'il existe $\alpha, \beta, T > 0$ et $t_0 > 0$ tel que pour toutes les conditions initiales x_0 on a :

$$\alpha I \leq \int_t^{t+T} \Phi_{u, x_0}^T(\tau, t) C^T C \Phi_{u, x_0}(\tau, t) d\tau \leq \beta I \quad (III.19)$$

Où Φ_{u, x_0} est la matrice de transition du système $\dot{x} = A(u)x$, $y = Cx$, alors :

Un observateur exponentiel pour le système affine est donné par :

$$O_{SA} \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A(u(t))\hat{x}(t) + g(u(t), y(t)) - P^{-1}C^T (\hat{y}(t) - y(t)) \\ \dot{P}(t) = -\theta P(t) - A^T(u(t))P(t) - P(t)A(u(t)) + 2C^T C \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (III.20)$$

Avec θ une constante positive, suffisamment grande et tel que pour toute matrice symétrique positive $P(0)$;

$$\forall \theta \geq \theta_0 \quad \exists \gamma > 0, \quad \delta > 0, \quad t_0 > 0: \quad \forall t \geq t_0, \quad \gamma I \leq P(t) \leq \delta I$$

Dans ce qui suit nous allons construire un observateur adaptatif tel que celui présenté précédemment pour le convertisseur multicellulaire, pour cela nous considérons le modèle suivant :

$$\sum \begin{cases} \dot{x}(t) = A(q)x(t) + G(q) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$$

$$\text{Où } A(q) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L}q_1 & \cdots & \frac{-1}{L}q_{p-1} \\ \frac{1}{C_1}q_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{1}{C_{p-1}}q_{p-1} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} I \\ v_{c1} \\ \vdots \\ v_{cp-1} \end{bmatrix}, \quad G(q) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L}q_p \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

Les tensions V_{c1} et V_{c2} ne sont pas observables en même temps. On ne peut pas donc construire un observateur sur la base du modèle général du convertisseur (représentation mono système).

La solution au problème précédent, consiste à considérer le convertisseur comme constituée par $(p-1)$ sous-systèmes comportant des condensateurs C_k (représentation hybride ou multi système). Le modèle dynamique de chaque sous- système \sum_k peut être écrit comme suit :

$$\sum_k \begin{cases} \dot{x}_k = A_k(q)x_k + B_k(q) \\ y_k = C x_k = I \end{cases}$$

$$x_k = \begin{pmatrix} I \\ V_{ck} \end{pmatrix}, \quad A_k = \begin{pmatrix} \frac{-R}{L} & -\frac{q_k}{L} \\ \frac{q_k}{C_k} & 0 \end{pmatrix} \quad (III.22)$$

$$B_k = \begin{pmatrix} \frac{-1}{L} \sum_{j=1, j \neq k}^{p-1} q_j V_{c_j} + \frac{E}{L}q_p \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = (I \quad 0)$$

Nous supposons tous d'abord l'hypothèse suivante satisfaite

Hypothèse 1. La séquence de commande $\{(q_{p-1}^0), \dots, (q_{p-1}^N)\}$ génère l'espace \mathfrak{R}^{p-1} . De plus, elle constitue une excitation persistante pour le système \sum_k .

Cette hypothèse garantit l'existence d'une trajectoire de temps hybride T_N dans la quelle l'observabilité des tensions V_{ck} est possible et donc l'existence d'observateur.

Alors un observateur adaptatif pour estimer les tensions aux bornes des condensateurs flottants du convertisseur multicellulaire en utilisant uniquement comme mesures le courant dans la charge est donné par l'ensemble des équations suivant [GHA03]:

$$\sum_k \left\{ \begin{array}{l} \dot{Z}_1(t) = A(q_1)Z_1(t) + B_1(q, y) + H_1(q, Z) + |q_1|P_1^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_1 = |q_1|(-\theta P_1 - A^T(q_1)P_1 - P_1A(q_1) + 2C^TC) \\ \dot{Z}_2(t) = A(q_2)Z_2(t) + B_2(q, y) + H_2(q, Z) + |q_2|P_2^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_2 = |q_2|(-\theta P_2 - A^T(q_2)P_2 - P_2A(q_2) + 2C^TC) \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{Z}_{p-1}(t) = A(q_{p-1})Z_{p-1}(t) + B_{p-1}(q, y) + H_{p-1}(q, Z) + |q_{p-1}|P_{p-1}^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_{p-1} = |q_{p-1}|(-\theta P_{p-1} - A^T(q_{p-1})P_{p-1} - P_{p-1}A(q_{p-1}) + 2C^TC) \\ \hat{y} = CZ_k(t) \end{array} \right. \quad (III.23)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_k = \begin{bmatrix} I \\ v_{ck} \end{bmatrix}, \quad A(q_k) = \begin{bmatrix} 0 & -q_k \\ 0 & L \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad H_k(q, Z) = \frac{-1}{L} \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{p-1} q_j \hat{v}_{cj} \\ 0 \end{bmatrix} \\ B_k(q, y) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L}I + \frac{E}{L}q_p \\ \frac{q_k}{C_k} \end{bmatrix}, \quad k = 1, \dots, p-1, \quad q_p = u_p \end{array} \right.$$

La démonstration de la convergence de cet observateur est faite dans [BEN09] en utilisant la fonction de Lyapunov $V(e_k) = e_k^T P e_k$ avec $e_k = x_k - \hat{x}_k$ l'erreur d'estimation.

Pour notre application d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules, nous allons utiliser le modèle suivant :

$$\sum \left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1(t) = A(q_1)x_1(t) + B_1(q, y) - H_1(q, x) \\ \dot{x}_2(t) = A(q_2)x_2(t) + B_2(q, y) - H_2(q, x) \\ y(t) = Cx_k(t), \quad k = 1, 2 \end{array} \right.$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} x_k = \begin{bmatrix} I \\ v_{ck} \end{bmatrix}, \quad A(q_k) = \begin{bmatrix} 0 & -q_k \\ 0 & L \end{bmatrix}, \quad H_1(q, Z) = \frac{-1}{L} \begin{bmatrix} q_2 v_{c2} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad H_2(q, Z) = \frac{-1}{L} \begin{bmatrix} q_1 v_{c1} \\ 0 \end{bmatrix} \\ B_k(q, y) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L}I + \frac{E}{L}u_3 \\ \frac{q_k}{C_k} \end{bmatrix}, \quad k = 1, 2, \quad q_3 = u_3 \end{array} \right. \quad (III.24)$$

Donc l'observateur s'écrit :

$$\sum_k \begin{cases} \dot{Z}_1(t) = A(q_1)Z_1(t) + B_1(q, y) + H_1(q, Z) + |q_1|P_1^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_1 = |q_1|(-\theta P_1 - A^T(q_1)P_1 - P_1A(q_1) + 2C^TC) \\ \dot{Z}_2(t) = A(q_2)Z_2(t) + B_2(q, y) + H_2(q, Z) + |q_2|P_2^{-1}C^T(y - \hat{y}) \\ \dot{P}_2 = |q_2|(-\theta P_2 - A^T(q_2)P_2 - P_2A(q_2) + 2C^TC) \\ \hat{y} = CZ_k(t) \end{cases} \quad (III.25)$$

Avec

$$\begin{cases} Z_1 = \begin{bmatrix} I \\ \hat{v}_{c1} \end{bmatrix}, \quad Z_2 = \begin{bmatrix} I \\ \hat{v}_{c2} \end{bmatrix}, \quad A(q_1) = \begin{bmatrix} 0 & -q_1 \\ 0 & L \end{bmatrix}, \quad A(q_2) = \begin{bmatrix} 0 & -q_2 \\ 0 & L \end{bmatrix}, \quad H_1(q, Z) = \frac{-1}{L} \begin{bmatrix} q_2 \hat{v}_{c2} \\ 0 \end{bmatrix} \\ H_2(q, Z) = \frac{-1}{L} \begin{bmatrix} q_1 \hat{v}_{c1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_1(q, y) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L}I + \frac{E}{L}u_3 \\ \frac{q_1}{C_1} \end{bmatrix}, \quad B_2(q, y) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L}I + \frac{E}{L}u_3 \\ \frac{q_2}{C_2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (III.26)$$

Remarque 7 : $P_1^{-1}C^T$ et $P_2^{-1}C^T$ sont les gains de l'observateur et quand $q=q_1$ et $q=q_8$, les tensions V_{c1} et V_{c2} sont constantes (inobservable), l'observateur est figé et fonctionne en estimateur (sans gains de correction).

Dans le cas où les deux configurations pour qui q_1 et q_8 , ces deux entrées ne sont pas persistantes. Pour les P_1 et P_2 sont définies positives et symétriques.

Maintenant considérons la trajectoire de temps hybride $T = \{I_i\}_0^1$ constitué de deux intervalles de temps I_0 et I_1 et nous allons étudier deux cas possibles d'observation :

1^{er} cas : dans l'intervalle de temps I_0 , soit la séquence de commande $q^0 = (1; 0; 1)$ correspondant au mode q_7 . Dans ce mode (intervalle I_0) on voit clairement que la tension V_{c1} est observable alors que la tension V_{c2} ne l'est pas mais elle est constante, et dans ce cas on a :

Les erreurs d'observation

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - Z_1 \\ e_2 = x_2 - Z_2 \end{cases}$$

Ont pour dynamiques :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = [A(q_1) - |q_1|P_1^{-1}C^TC]e_1 + [H_1(q, x) - H_1(q, Z)] \\ \dot{e}_2 = [A(q_2) - |q_2|P_2^{-1}C^TC]e_2 + [H_2(q, x) - H_2(q, Z)] \end{cases}$$

Avec

$$\begin{cases} [H_1(q, x) - H_1(q, Z)] = -\frac{q_2}{L} \begin{bmatrix} v_{c2} - \hat{v}_{c2} \\ 0 \end{bmatrix} \\ [H_2(q, x) - H_2(q, Z)] = -\frac{q_1}{L} \begin{bmatrix} v_{c1} - \hat{v}_{c1} \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

Considérons maintenant une fonction de Lyapunov candidate :

$$V = V_1 + V_2 = |q_1|e_1^T P_1 e_1 + |q_2|e_2^T P_2 e_2 = e_1^T P_1 e_1 = V_1 = V_{I_0} \quad \text{car on est sur le mode } q_7$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_{I_0} = \dot{e}_1^T P_1 e_1 + e_1^T \dot{P}_1 e_1 + e_1^T P_1 \dot{e}_1 = -\theta V_{I_0}$$

Pendant cette période, on choisit $\theta > 0$ suffisamment grand pour faire converger V_{c1} .

Donc pendant l'intervalle de temps I_0 la convergence exponentielle de la dynamique de l'erreur d'estimation $v_{c1} - \hat{v}_{c1}$ est prouvée. La tension v_{c2} reste constante.

2^{er} cas : dans l'intervalle de temps I_1 , soit la séquence de commande $q^1 = (0; 1; 1)$ correspondant au mode q_5 . Dans ce mode (intervalle de temps I_1) on voit clairement que la tension V_{c2} est observable alors que la tension V_{c1} devient non observable mais elle n'évolue pas, et dans ce cas on a :

Considérons maintenant une fonction de Lyapunov candidate :

$$V = V_1 + V_2 = |q_1| e_1^T P_1 e_1 + |q_2| e_2^T P_2 e_2 = e_2^T P_2 e_2 = V_2 = V_{I_1} \quad \text{car on est sur le mode } q_5$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_{I_1} = \dot{e}_2^T P_2 e_2 + e_2^T \dot{P}_2 e_2 + e_2^T P_2 \dot{e}_2 = -\theta V_{I_1}$$

Pendant cette période, on choisit $\theta > 0$ suffisamment grand pour faire converger V_{c2} .

Donc pendant l'intervalle de temps I_1 la convergence exponentielle de la dynamique de l'erreur d'estimation $v_{c2} - \hat{v}_{c2}$ est prouvée. La tension v_{c1} reste constante.

Dans après deux intervalles de temps I_0 et I_1 les tensions aux bornes des condensateurs du convertisseur à trois cellules sont estimées en utilisant comme mesures le courant de charge uniquement.

Remarque 8: Pendant la période d'échantillonnage où $q=q_3$ et $q=q_6$, on estime la somme de V_{c1} et V_{c2} .

$$V = V_1 + V_2 = |q_1| e_1^T P_1 e_1 + |q_2| e_2^T P_2 e_2 = e_1^T P_1 e_1 + e_2^T P_2 e_2 \quad \text{car on est sur le mode } q_3 \text{ et } q_6$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V} \leq -\theta(V_1 + V_2) \leq -\theta V$$

III.6.1.2. Observateur par mode de glissement d'ordre simple

L'avantage principal de cet observateur est sa robustesse par rapport aux variations paramétriques et les erreurs de modélisation. De plus, il ne nécessite pas la résolution d'équation de Riccati comme l'observateur adaptatif. Dans ce cas :

$$O_k \begin{cases} \hat{\dot{x}}_k = A_k(q) \hat{x}_k + \hat{B}_k(q) + \Phi \left(y_k - \hat{y}_k \right) \\ \hat{y}_k = C_k \hat{x}_k \end{cases} \quad (III.27)$$

Pour $k=1, \dots, p-1$ ou $\hat{B}_k = \begin{pmatrix} -I & \sum_{j=1, j \neq k}^{p-1} u_j \hat{V}_{c_j} + \frac{E}{L} u_p \\ 0 \end{pmatrix}$ et le vecteur $\Phi \left(y_k - \hat{y}_k \right)$ constitue le terme de

correction est donnée par :

$$\begin{aligned} \Phi \left(y_k - \hat{y}_k \right) &= \lambda \operatorname{sign} \left(y_k - \hat{y}_k \right) \\ \lambda &= [\lambda_l \quad 0]^T, \end{aligned} \quad (III.28)$$

λ_l est un gain positif choisi très grand pour assurer l'attractivité de la surface de glissement $S = \left(y_k - \hat{y}_k \right)$. La démonstration de la convergence de cet observateur peut être faite en utilisant la fonction de Lyapunov $V(e_k) = e_k^T e_k$ et le fait que $\lambda_l \gg 1$ voir [BEN09] [UTK92] [BAR05].

III.6.1.3. Observateur par mode de glissement d'ordre deux 'Super-Twisting'

En pratique, l'utilisation du mode glissant d'ordre 1 introduit de fortes oscillations à haute fréquences, communément appelé phénomène de broutement ou de chattering qui est du à la présence de la fonction signe dans l'équation de l'observateur. Pour remédier à ce problème, on remplace la fonction signe par des fonctions plus lisses comme la fonction sigmoïde ou la fonction saturation pour éliminer le problème du chattering. Malheureusement, l'utilisation de fonctions lisses à la place de la fonction signe réduit considérablement la robustesse de l'observateur par mode de glissement. Pour garder la robustesse et éliminer en même temps le phénomène de chattering les chercheurs ont proposés d'utiliser l'observateur 'super twisting' qui réalise un régime de glissement d'ordre deux [BEN09][BAR05] [DJE05]. Dans ce cas nous présentons les hypothèses suivantes :

Hypothèse 2 :

- Il existe une trajectoire de temps hybride T_N tel que $z = x$ est $Z(T_N)$ observable par rapport à (III.22).
- Il existe une constante $\tau > 0$ tel que la largeur $|t_{i,1} - t_{i,0}|$ de n'importe quel intervalle de temps I_i , est plus grand que τ .

L'observateur à mode glissant d'ordre supérieur est donné par l'ensemble des équations suivantes.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}q_p - \frac{1}{L}\sum_{j=1}^{p-1}q_j\hat{v}_{cj} + \sum_{j=1}^{p-1}\lambda|q_j||I-x_1|^{1/2}\text{sig}(I-x_1) \\ \dot{\hat{v}}_{ck} = \frac{1}{C_k}q_k + \alpha_k q_k \text{sig}(I-x) \quad k=1, \dots, p-1 \end{cases} \quad (III.29)$$

Avec α et λ satisfaisant

$$\alpha > 0, \quad \lambda > \frac{(1+\theta)}{1-\theta} \sqrt{\frac{2\alpha}{L}}, \quad 0 < \theta < 1 \quad (III.30)$$

En définissant

$$\begin{cases} e_1 = I - x \\ e_2 = v_{ck} - \hat{v}_{ck} \\ k = 1, \dots, p-1 \end{cases}$$

Nous avons :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\frac{1}{L}\sum_{j=1}^{p-1}q_j e_{cj} + \sum_{j=1}^{p-1}\lambda|q_j||I-x_1|^{1/2}\text{sig}(I-x_1) \\ \dot{e}_2 = -\alpha_k q_k \text{sig}(e_1), \quad \text{pour } k = 1, \dots, p-1 \end{cases} \quad (III.31)$$

Pour q constante avec α et λ satisfaisant (III.31), il existe $T_i > t_{i,0}$ tel que $e_1(t)=0, \dot{e}_1(t)=0$ pour $t \geq T_i$. Cette égalité est vérifiée seulement si q est constante. Donc, puisque q est constante sur $[t_{i,0}, t_{i,1}]$, il doit être prouvé que T_i est plus petit que $t_{i,1}$ [BEN09]. Puisque $e_1(t)=0, \dot{e}_1(t)=0$ pour $t \geq T_i$ il vient alors $\sum_{j=1} q_j e_{c_j} = 0$, les q_j étant indépendants alors $e_{c_j} = 0 \quad \forall j$.

III.6.1.4. Observateur H_∞

L'approche H_∞ , développée dans les deux dernières décennies, a montré son efficacité pour le calcul d'un correcteur robuste. En effet, la synthèse H_∞ permet de prendre en compte, a priori et explicitement, des spécifications fréquentielles et temporelles du cahier de charges qui simplifieront ainsi la synthèse. Comme c'est une approche fréquentielle, les spécifications fréquentielles sont naturellement prises en considération, les spécifications temporelles classiques (temps de montée, rejet des perturbations, atténuation du bruit,...) peuvent être facilement interprétées dans le domaine fréquentiel. [SAL07] Dans cette section, on considère l'optimisation par H_∞ des observateurs d'état de Luenberger. Nous proposons un algorithme pour résoudre localement le problème d'optimisation H_∞ des observateurs, en transformant ce problème en un problème d'optimisation par H_∞ d'un contrôleur statique en boucle fermée. L'approche proposée offre une manière intuitive et efficace de synthèse d'observateur par l'approche H_∞ .

III.6.1.5. Structure de l'observateur de Luenberger

Le problème d'optimisation de l'observateur d'état de Luenberger [IBA01] est formulé comme suit :

Considérons un système dont la représentation d'état est :

$$G(s) : \begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) + B_w w(t) \\ y(t) = C x(t) + D_w w(t) \end{cases} \quad (III.32)$$

Avec :

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

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

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

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

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

$$\hat{G}(s) : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A \hat{x}(t) + B u(t) + L(y - C \hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) = C \hat{x}(t) \end{cases} \quad (III.33)$$

Où :

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

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

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

$$z(s) = W_p(s) (x(s) - \hat{x}(s)) \quad (III.34)$$

$W_p(s) \in \mathcal{R}^{n \times n}$ est une matrice de pondérations qui définit la robustesse fixée dans les objectifs. Le bloc diagramme de l'erreur d'observation est représenté dans la figure III.4.

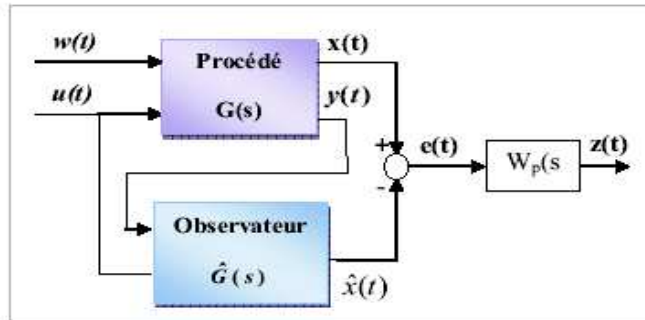


Figure III.4 : Bloc diagramme de la dynamique de l'erreur d'observation

III.6.1.6. Optimisation du gain d'observateur par H^∞

On considère d'abord le transfert de $w(t)$ jusqu'à l'erreur d'observation d'état,

$e_k = \hat{x}(t) - x(t)$ sans la dynamique de la matrice de pondération $W_p(s)$. En combinant la dynamique du procédé (III.32) avec celle de l'observateur (III.33), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état est donnée par :

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + B_w w(t) \quad (III.35)$$

On construit alors le modèle du système augmenté ($s P$ comme suit (voir figure III.5).

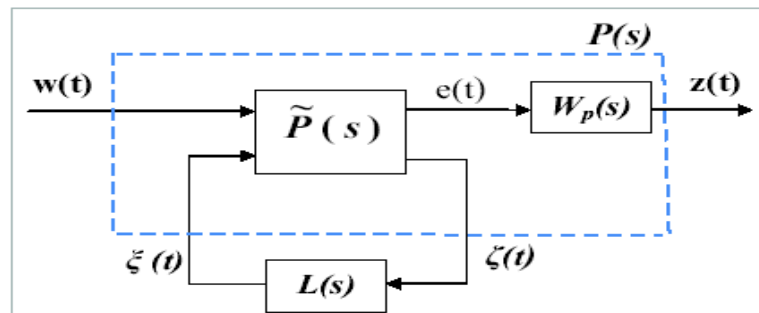


Figure III.5 :Extraction de la matrice d'observation $L(s)$

On constate que $F_1(P,L)$ est égal aux dynamiques des erreurs d'estimations d'état $T_{w \rightarrow e}(s)$ tel que $F_1(P,L)$ représente la matrice de fonction de transfert de $w(t)$ jusqu'à $e(t)$. Dans la figure III.5, lorsque les filtres de pondérations $W_p(s)$ sont rajoutés, on met $P(s)$ comme étant la combinaison de $P(s)$ et $W_p(s)$. Donc, $F_1(P,L)$ devient la matrice de fonction de transfert entre $z(t)$ et $w(t)$.

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

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

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

$$\begin{cases} \dot{z}_k = A_k(u) \hat{z}_k + B_k \\ \hat{y} = C_k z_k = i_{ck} \end{cases} \quad (III.36)$$

La forme générale de l'observateur est:

$$O_k : \begin{cases} \dot{\hat{z}}_k(t) = A_k \hat{z}_k + B_k + L_k(t)(y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}(t) = C_k \hat{z}_k(t) = i_{ck} \end{cases} \quad (III.37)$$

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

Soit $e_k = \hat{z}_k - z_k$ l'erreur d'estimation. Pour trouver $L(s)$, il faut linéariser chaque sous-système, et comme notre système est un système hybride, alors on va utiliser le modèle moyen.

III.7. Application : Observation des tensions flottantes d'un convertisseur multicellulaire quatre quadrants:

III.7.1. Modélisation du convertisseur multicellulaire

Le convertisseur multicellulaire est un système de structure variable qui change au cours de son exploitation. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et la logique de commutation ou de commutation. Ce choix permet au système de passer d'une structure à l'autre, à chaque instant de temps. La figure 1 illustre la topologie d'un cellules de commutation de quatre quadrants de convertisseur multicellulaire [BEN09]. Chaque cellule est contrôlée par une fonction binaire $u_k(t)$. L'association de la source de tension indépendant, convertisseur et charge constitue un système hybride. Mais nous devons remarquer ici que le convertisseur elle-même est intrinsèquement système hybride en raison de la présence des commutateurs et des condensateurs (V_{Ck} variables continues).

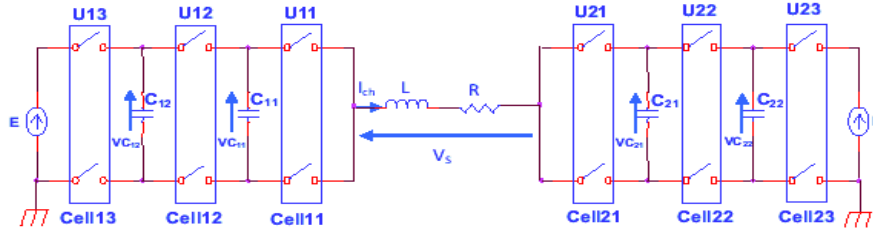


Figure III.6 : convertisseur multicellulaire quatre quadrants

Chaque cellule a supporter la tension $(V_{cell})_k$ avec :

$$(V_{cell})_k = (V_{Ck} - V_{Ck-1}) \quad \text{for } k = 0, \dots, n$$

avec $V_{C0} = 0$, $V_{Cp} = V_{source}$.

D'autre part, une répartition égale des contraintes de tension sur chaque cellule provoque (p-1)

Références d'entrée:

$$V_{C_i} = i \frac{V_{source}}{p} \quad \text{for } i = 1, \dots, n-1$$

En outre, la tension appliquée à la charge est donnée par:

$$V_{charge}(t) = \sum_{k=1}^n u_k V_{cell_k} \quad (III.38)$$

on cré $(n+1)$ niveaux distinct $\ell \frac{V_{source}}{p}$ avec $\ell = 0, \dots, n$. Le ℓ^{th} niveau est atteint par la mise ℓ

cellules parmi n à «1». Notez que toutes les combinaisons sont potentiellement tenus de réaliser un niveau particulier. Les tensions aux bornes des condensateurs sont donnés par:

$$C_k \frac{dV_{C_k}}{dt} = I_{charge} (u_{k+1} - u_k)$$

$$\forall k = 1, \dots, n-1$$

Notre structure (figure III.6) est constitué de deux bras, chaque bras comprenant trois cellules. Ainsi, nous avons 6 signaux de contrôles qui déterminent l'état du convertisseur et la tension de sortie ont sept niveaux: $\left\{ -E, -2\frac{E}{3}, -\frac{E}{3}, 0, \frac{E}{3}, \frac{2E}{3}, E \right\}$. Chaque bras peut être contrôlé indépendamment. Ainsi,

chaque bras fourni la tension nécessaire pour obtenir la valeur désirée à la sortie du convertisseur. La dynamique du convertisseur utilisé est donné par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{C11} &= \frac{1}{C_{11}} \cdot (u_{12} - u_{11}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C12} &= \frac{1}{C_{12}} \cdot (u_{13} - u_{12}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C21} &= \frac{1}{C_{21}} \cdot (u_{22} - u_{21}) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C22} &= \frac{1}{C_{22}} \cdot (u_{23} - u_{22}) \cdot I_{ch} \\ \dot{i}_{ch} &= -\frac{R}{L} \cdot I_{ch} + \frac{1}{L} \cdot V_s \\ V_s &= (u_{13} - u_{23})E + (u_{11} - u_{12})\mathcal{Y}_{C11} + (u_{11} - u_{12})\mathcal{Y}_{C12} \\ &\quad - (u_{21} - u_{22})\mathcal{Y}_{C21} - (u_{23} - u_{22})\mathcal{Y}_{C22} \end{aligned} \tag{III.39}$$

L'objectif de la commande développée est double: D'une part, il doit veiller à l'équilibre de la tension aux bornes des condensateurs flottants. D'autre part, le niveau de tension requise à la sortie qui doit être réalisé.

Les caractéristiques des séries de convertisseur multicellulaire prévoir la possibilité d'assurer l'équilibre et l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs en agissant directement sur le signal de commande de signal convertisseur. Tout d'abord, il est nécessaire de connaître tous les états possibles du convertisseur et l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs flottants et le niveau de tension de sortie du convertisseur pour chaque état.

III.7.2. Modèle hybride du convertisseur quatre quadrants

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

Pour simplifier les notations, les tensions condensateurs $[v_{c11}, v_{c12}, v_{c21}, v_{c22}]$ seront notées $[v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{c4}]$. De même pour les courants de cellules : $[i_{c11}, i_{c12}, i_{c21}, i_{c22}] = [i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}, i_{c4}]$. On pose les nouvelles entrées de commande pour le premier bras :

$$\delta_1 = u_{12} - u_{11}, \delta_2 = u_{13} - u_{12}, \delta_5 = u_{13} \text{ et pour le deuxième bras :}$$

$\delta_3 = u_{21} - u_{22}, \delta_4 = u_{22} - u_{23}, \delta_6 = u_{23}$ Le modèle dynamique du chaque sous système pour un convertisseur quatre quadrants à trois cellules est donné par [HER08] :

$$\sum_k \left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ck}}{dt} = \frac{-R}{L} i_{ck} + \frac{E}{L} (\delta_5 - \delta_6) \delta_k - \frac{u_k}{L} \sum_{j=1}^4 \delta_j v_{cj} \\ \frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{1}{c_k} i_{ck} \\ y_k = i_{ck} \end{array} \right. \quad (III.40)$$

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

III.7.3. Observabilité du convertisseur multicellulaire à deux bras

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

On distingue principalement trois cas [HER08] :

-Le premier cas : l'une ou toutes les capacités du premier bras sont conductrices :

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

La figure suivante illustre un exemple de ce cas : situation obs3 mode q3, on a deux configurations, la première est représentée par la figure III.7.

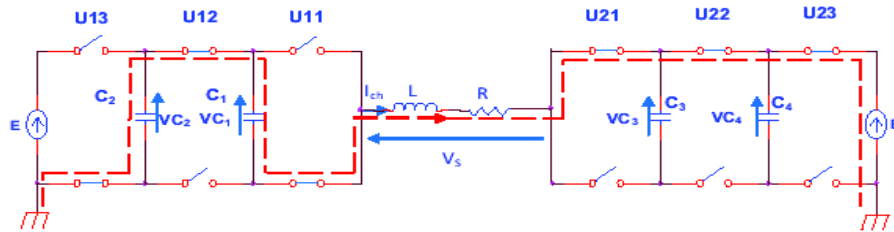


Figure III.7 : Première configuration du mode q_3

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

$$\sum_3(q_3, q_6) \left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_3 = A_3(q)z_3 + B_3(q) \\ y_3 = C_3 z_3 = \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (III.41)$$

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

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

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

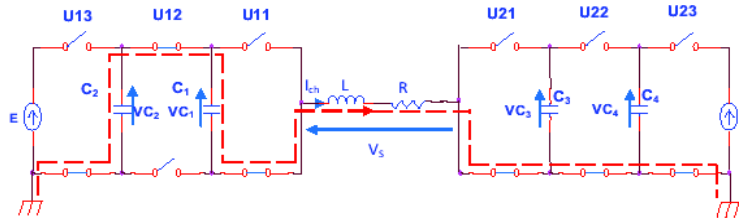


Figure III.8: Deuxième configuration du mode q_3

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

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

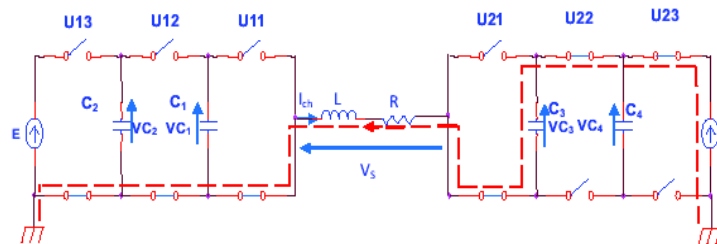


Figure III.9: Première configuration du mode q_7

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

$$\sum_k (q_2, q_7) \left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_2 = A_2(q)z_2 + B_2(q) \\ y_2 = C_2 z_2 = i_{c3} \end{array} \right. \quad (III.42)$$

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

$$C_2 = (1 \quad 0)$$

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

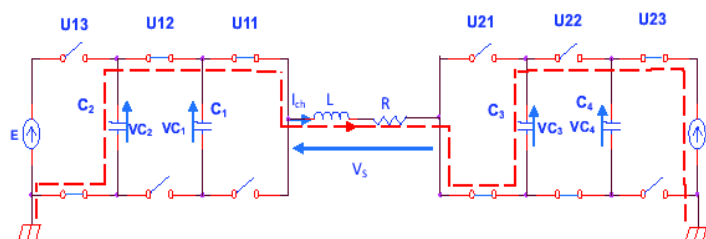


Figure III.10 : Exemple illustratif du troisième cas d'observabilité

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

$$\sum_5 \begin{cases} \dot{z}_5 = A_5(q)z_5 + B_5(q) \\ y_5 = C_5 z_5 = \begin{pmatrix} i_{c2} \\ i_{c3} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (III.43)$$

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

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

Avant de passer à la synthèse d'observateurs pour le convertisseur quatre quadrants,

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

III.7.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion du convertisseur quatre quadrants

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible [AIM03].

Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant (constant dans le cas d'un hacheur et sinusoïdal dans le cas d'un onduleur) [WAL99].

La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles par un angle δ . Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ sont [TAH98] :

$$\begin{aligned}
 tr_1 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
 tr_2 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - \delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
 &\vdots \\
 tr_p &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi}
 \end{aligned}
 \tag{III.44}$$

Si l'angle φ présent dans le système d'équations III.44 est égale à $\pi/2$, le signal triangulaire sera centré sur la demi période de la porteuse (donc sur la demi période de découpage).

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

La figure III.11 donne le synoptique de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion d'un hacheur quatre quadrants.

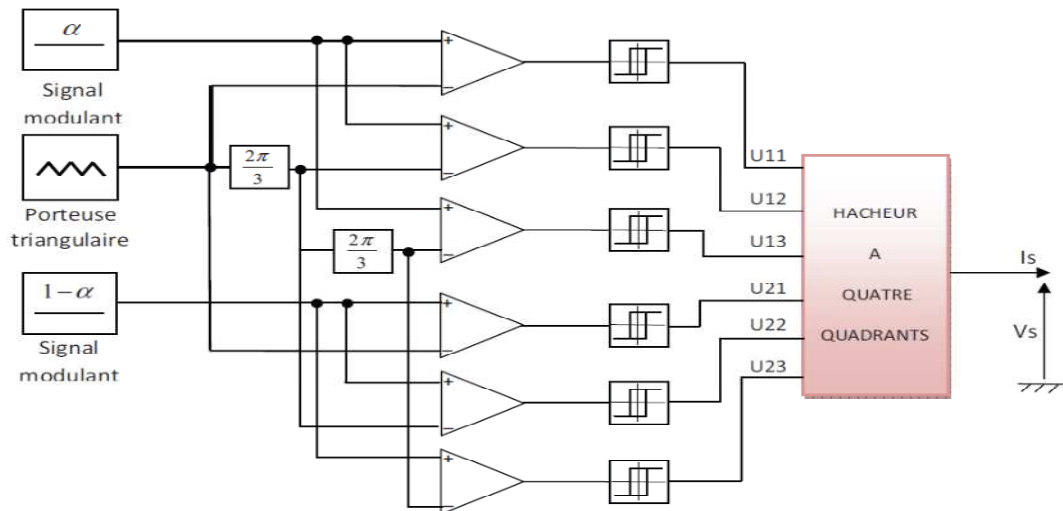


Figure III.11: Schéma de principe de la commande en boucle ouverte par MLI [HER08]

Nous pouvons donc en tirer les propriétés suivantes en généralisant à p cellules de commutations [GAT97]:

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

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

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

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

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

III.7.4.1. Simulation du modèle avec la commande MLI

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

$E = 1500 \text{ V}$; $R = 10 \Omega$; $L = 0.5 \text{ mH}$; $C1 = C2 = C3 = C4 = 40 \mu\text{F}$ Pour la commande :

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

Les figures III.12 et III.13 montrent l'évolution des tensions flottantes, et les courants de cellules . Nous pouvons constater l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs. Les courants de cellules sont fortement ondulé . Cette ondulation est due au temps minimal entre deux commutations.

Les signaux de commande des interrupteurs varient entre 0 et 1. Ils sont représentés dans la figure III.14. On a effectué un zoom pour pouvoir visualiser l'évolution de ces commandes.

La figure III.15 montre l'évolution de la tension de sortie. La tension vue par la charge oscille entre deux niveaux adjacents - $2E/3$ et $-E/3$, pour la valeur de rapport cyclique $\alpha = 0.7$.

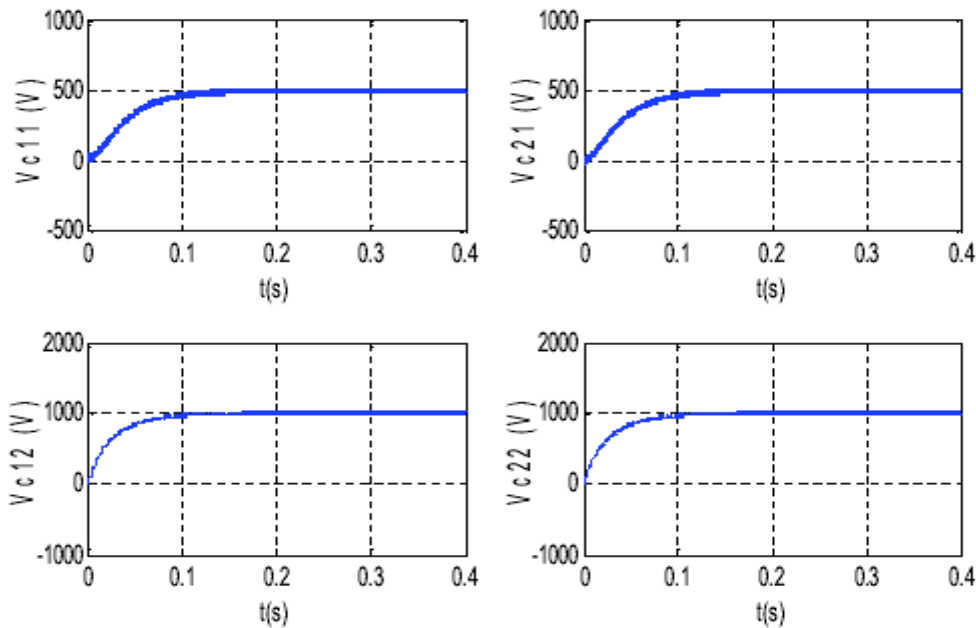


Figure III.12: Evolution des tensions flottantes d'un hacheur à quatre quadrants commandé par MLI

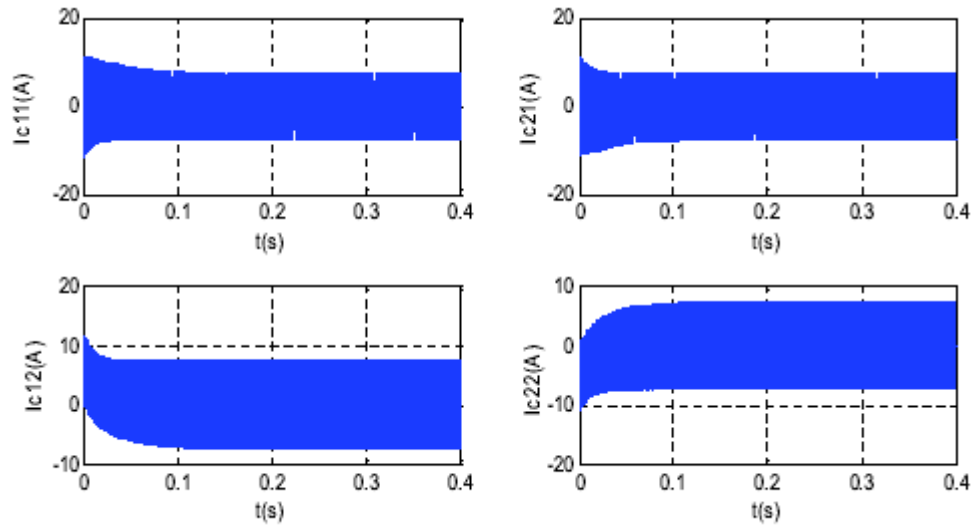


Figure III.13 : Evolution des courants de cellules

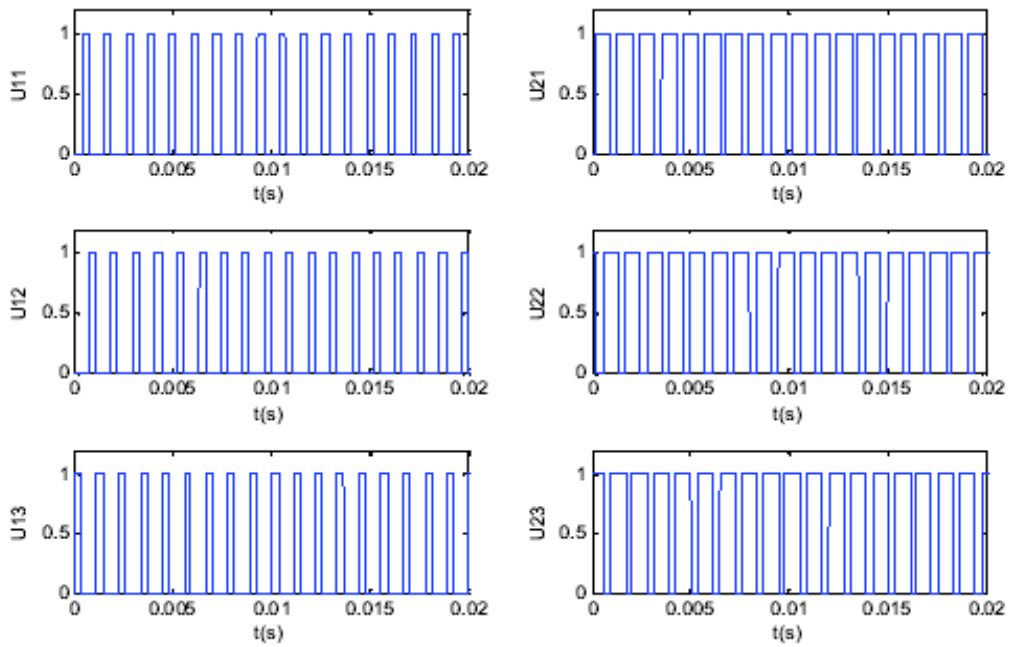


Figure III.14: Signaux de commande des interrupteurs

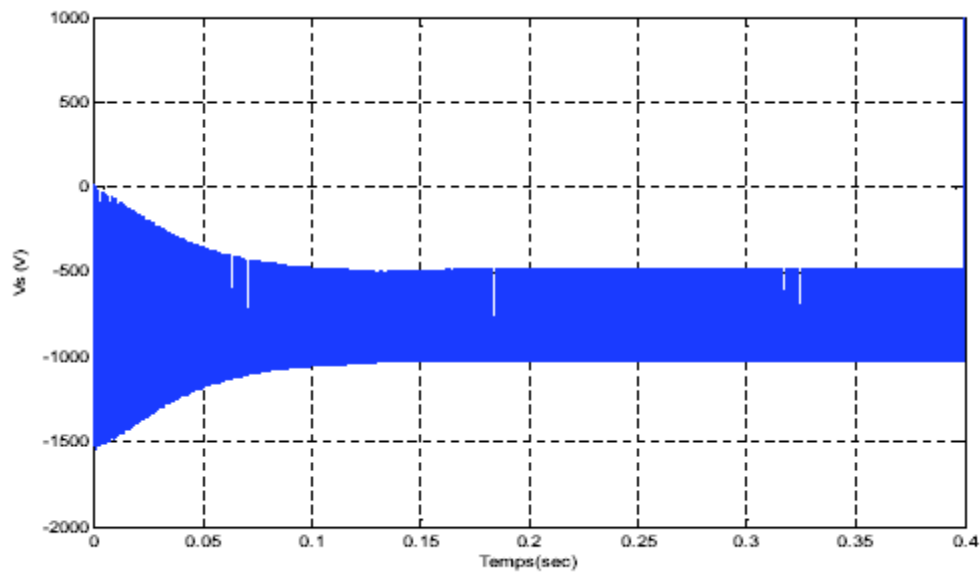


Figure III.15 : Evolution de la tension de sortie V_s

La figure III.16 illustre l'influence de la valeur du rapport cyclique sur la forme de la tension de sortie. Ce choix des rapports cycliques permettra à la tension de sortie de commuter entre 0 et $E/3$ pour le premier intervalle de temps, entre $E/3$ et $2E/3$ pendant le deuxième et entre $2E/3$ et E pour le troisième intervalle de temps. Ceci démontre la possibilité de fonctionner aux multiniveaux. Ces résultats confirment aussi la quatrième propriété. Pour les différents cas du rapport cyclique, on remarque un comportement satisfaisant de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs représentées dans la figure III.16.

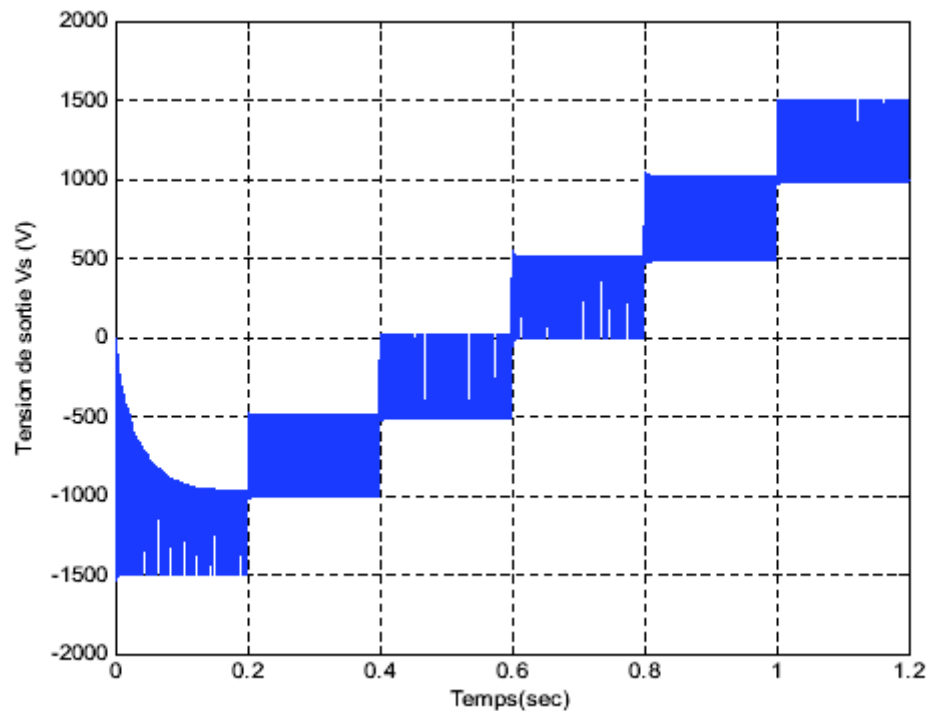


Figure III.16: Evolution de la tension de sortie V_s avec des variations du rapport cyclique

nous avons présenté un nouveau modèle du convertisseur à quatre quadrants, en employant l'approche hybride. Il nous a permis d'étudier l'observabilité du convertisseur. Ce modèle hybride sera utilisé pour la synthèse d'observateurs.

La validation de ces observateurs nécessite le développement d'une loi de commande.

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

III.7.5. Synthèse d'observateurs pour le convertisseur multicellulaire

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

Un observateur, ou estimateur d'état, ou encore capteur logiciel est un algorithme basé sur la connaissance des modèles décrivant le comportement du système et utilisant des mesures acquises sur le procédé afin de reconstruire les mesures manquantes [COR96].

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

III.7.6. Synthèse d'observateur par mode de glissement

Tout comme la commande par modes glissants, le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété S de dimension $(n - p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité et l'invariance de cette surface sont assurées par des conditions spécifiées qu'on appelle *les conditions de glissement*. Dans le cas des observateurs à mode glissant, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation ($\tilde{x} = x - \hat{x}$). A partir de leurs valeurs initiales, ces erreurs doivent converger vers les valeurs d'équilibre en deux étapes [BEN01] [HER08]:

- dans la première étape, les trajectoires de ces erreurs sont forcées à aller vers la surface de glissement où l'erreur entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel ($\tilde{y} = y - \hat{y}$) est nulle. Cette étape est référée comme le mode atteint (ou reaching mode) et il est fortement dynamique.
- une deuxième étape appelé un *mode de glissement (ou sliding mode)* où la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement définie par $\tilde{y} = 0$ avec une dynamique imposée afin d'annuler le reste de l'erreur.

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

Le modèle de chaque sous système \sum_k ($k=1,4$) du convertisseur quatre quadrants à trois cellules est donné par [HER08]:

$$\sum_k \left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ck}}{dt} = \frac{-R}{L} i_{ck} + \frac{E}{L} (\delta_5 - \delta_6) \delta_k - \frac{u_k}{L} \sum_{j=1}^4 \delta_j v_{cj} \\ \frac{dv_{ck}}{dt} = \frac{1}{C_k} i_{ck} \\ y_k = i_{ck} \end{array} \right.$$

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

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

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

$$\sum_k \dot{z}_k = \begin{cases} \dot{z}_k = A_k(u) z_k + B_k \\ y_k = C_k z_k = i_{ck} \end{cases}$$

$$z_k = [i_{ck}, v_{ck}]^T, \quad C_k = (1 \ 0) \quad (III.45)$$

$$A_k = \begin{pmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{\delta_k^2}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{pmatrix}$$

$$B_k = \begin{pmatrix} \frac{-\delta_k}{L} \sum_{j=1, j \neq k}^4 \delta_j v_{cj} + \frac{E}{L} \delta_k (\delta_5 - \delta_6) \\ 0 \end{pmatrix}$$

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

Soit O_k , l'observateur de chaque so

us système. Nous allons ainsi synthétiser quatre

observateurs. L'observateur par mode de glissement prend la forme suivante : [BEN08c]

$$O_k : \hat{z}_k = A_k(u) \hat{z}_k + \hat{B}_k + \lambda_{1k} |y_k - \hat{y}_k| \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) + \lambda_{2k} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) \quad (III.46)$$

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

$$\hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = I_{ck}$$

$$\hat{z}_k = \begin{pmatrix} \hat{i}_{ck} \\ \hat{v}_{ck} \end{pmatrix}$$

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

Où λ_{k1} et λ_{k2} représentent les gains de l'observateur. Λ_{k2} est un gain positif choisi très grand pour assurer l'attractivité de la surface de glissement $s = y_k - \hat{y}_k$. \hat{z}_k est l'estimation de z_k . Soit $e_k = \hat{z}_k - z_k$ l'erreur d'estimation. La démonstration de la convergence de cet observateur peut être faite en utilisant la fonction de Lyapunov $V(e_k) = e_k^T e_k$. Voir [BEN08] pour les détails de la démonstration.

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

III.7.6.1. Validation de l'observateur par mode de glissement

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

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

$$E = 1500 \text{ V} ; R = 10 \Omega ; L = 0.5 \text{ mH} ; C1 = C2 = C3 = C4 = 40 \mu\text{F}$$

Les paramètres de la commande sont :

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

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

$$[\hat{v}_{c11}(0) \ \hat{v}_{c12}(0) \ \hat{v}_{c21}(0) \ \hat{v}_{c22}(0)] = [300 \ 600 \ 300 \ 600]$$

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

Dans les figures (III.17) et (III.18), nous montrons les résultats de simulation obtenus dans le cas idéal, c'est-à-dire le cas où les paramètres sont connus. La robustesse de l'observateur vis-à-vis les erreurs paramétriques sera analysée par la suite.

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

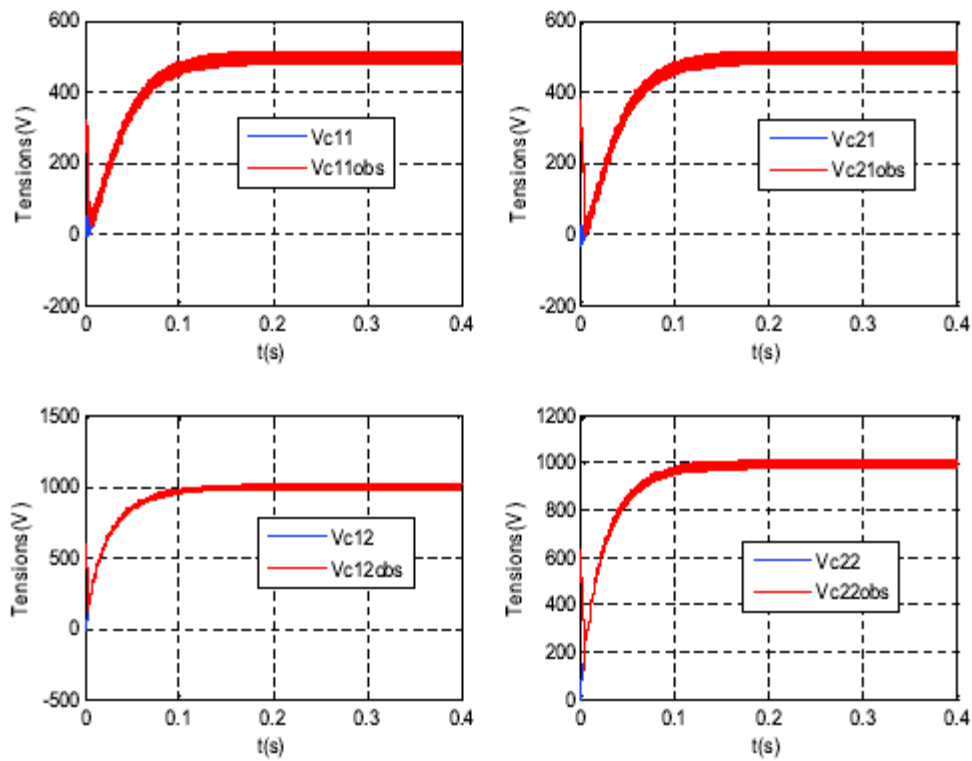


Figure III.17: Estimation des tensions flottantes par l'observateur par mode glissant

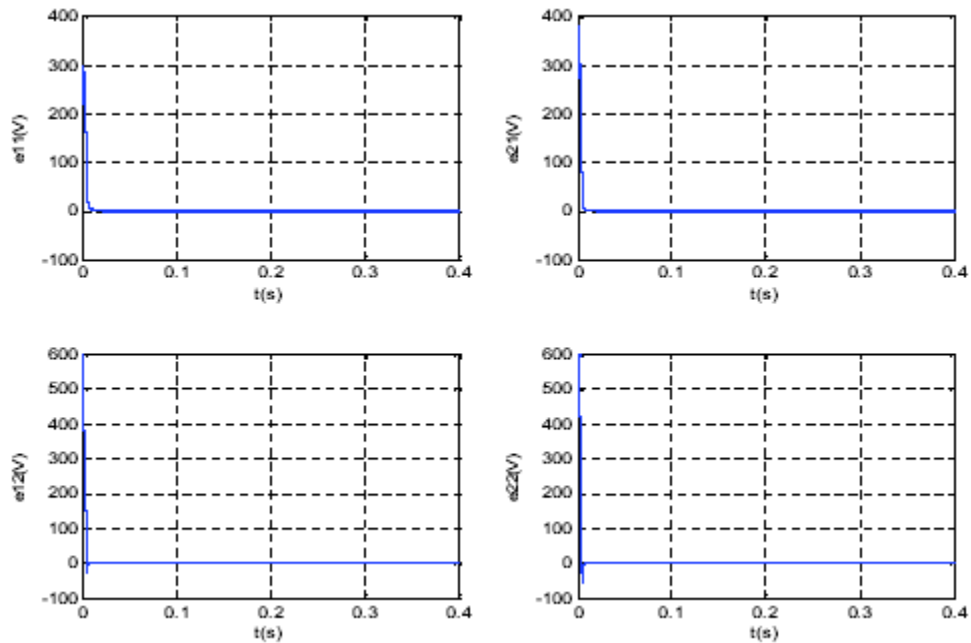


Figure III.18: Erreurs d'observation pour l'observateur par mode glissant

III.7.6.2. Etude de la robustesse

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

Robustesse par rapport aux variations paramétriques

Etant donné que l'observateur est basé sur un modèle de connaissance du système à

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

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

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

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

Pour tester la robustesse de l'observateur vis-à-vis la tension de bus continu, nous

avons perturbé, avec un échelon la tension d'entrée en appliquant une tension $E=1500$ V jusqu'à l'instant $t=t_1=0.4$ s, puis, une autre valeur de la tension $E=800$ V, ainsi l'erreur

commise est de -46%. Les résultats de simulation sont représentés ci-dessous :

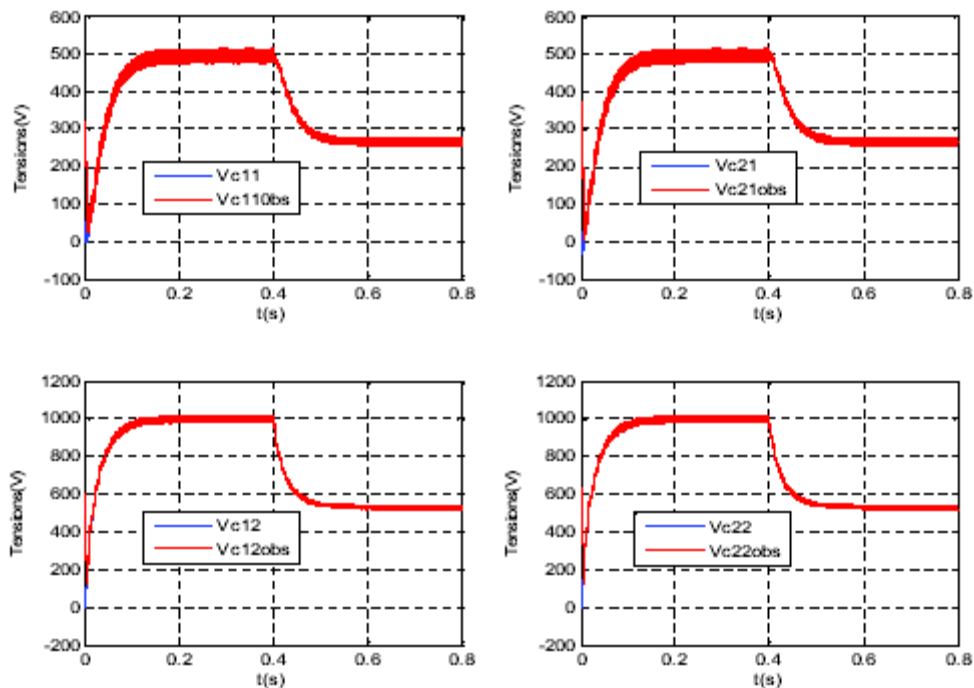


Figure III.19: Estimation des tensions flottantes avec une perturbation à la tension d'entrée

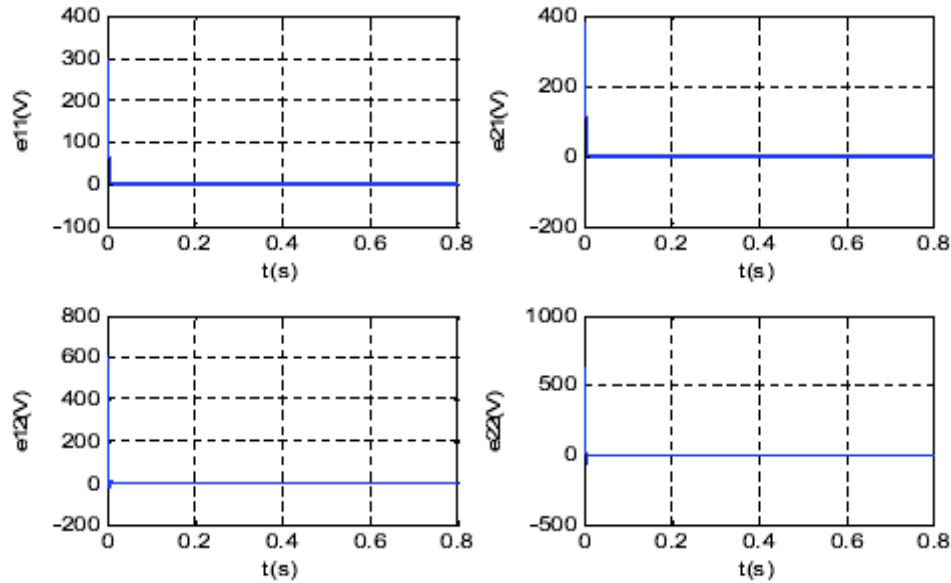


Figure III.20: Les erreurs d'observation

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

b) Erreur paramétrique sur la valeur de L

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

Les figures (III.21) et (III.22) montrent les résultats de simulation obtenus. On remarque que l'observateur est robuste par rapport à l'erreur commise sur la valeur de L, puisque la dynamique de convergence est inchangée et les erreurs d'observation convergent toujours vers zéro.

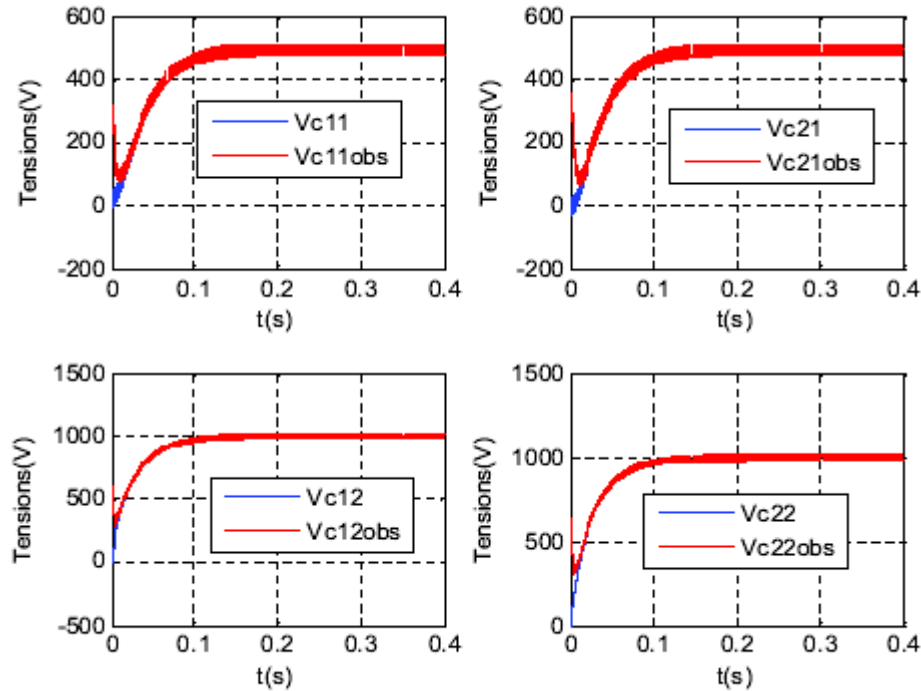


Figure III.21 : Influence d'une erreur paramétrique de +50% sur la valeur de L

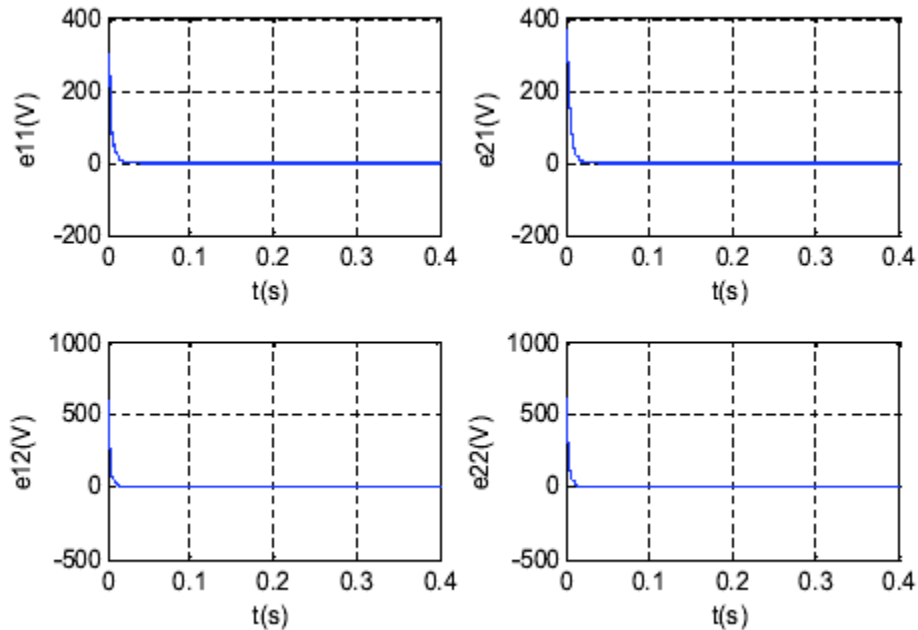


Figure III.22 : Les erreurs d'observation

c) Erreur paramétrique sur la valeur de R

Nous évaluons ici l'influence de la résistance de charge sur le comportement

dynamique de l'observateur. Les figures (III.23) et (III.24) représentent les résultats de simulation obtenus sous les mêmes conditions que précédemment mais cette fois avec une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R ($R=16 \Omega$). On constate que la dynamique de convergence de l'observateur est identique et les erreurs d'observation convergent bien vers zéro. L'observateur est donc robuste vis-à-vis l'erreur paramétrique sur la valeur de R .

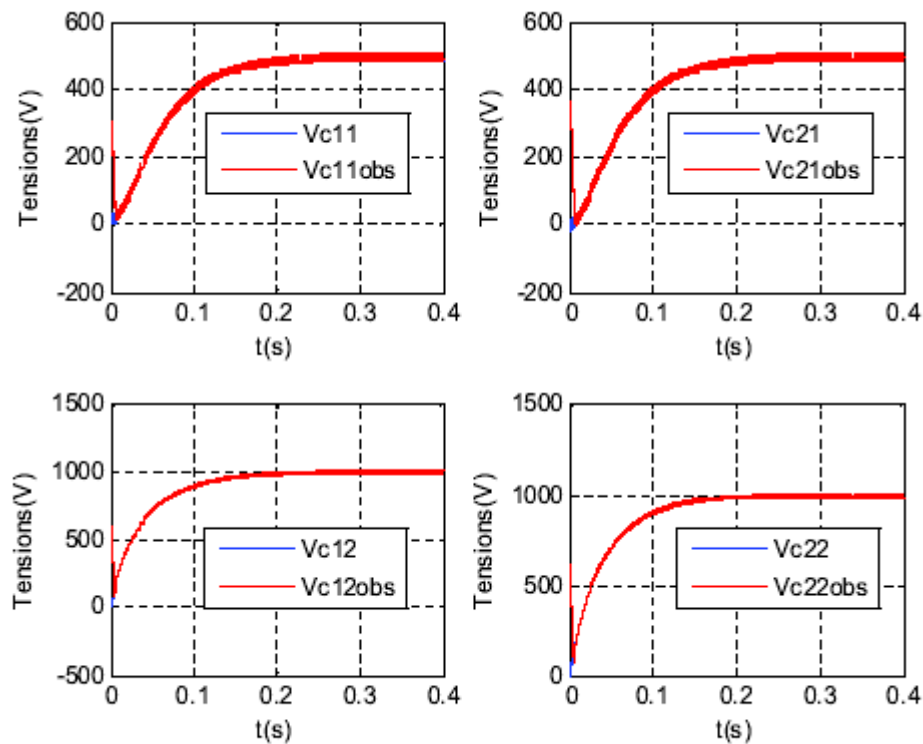


Figure III.23 : **Influence** d'une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R

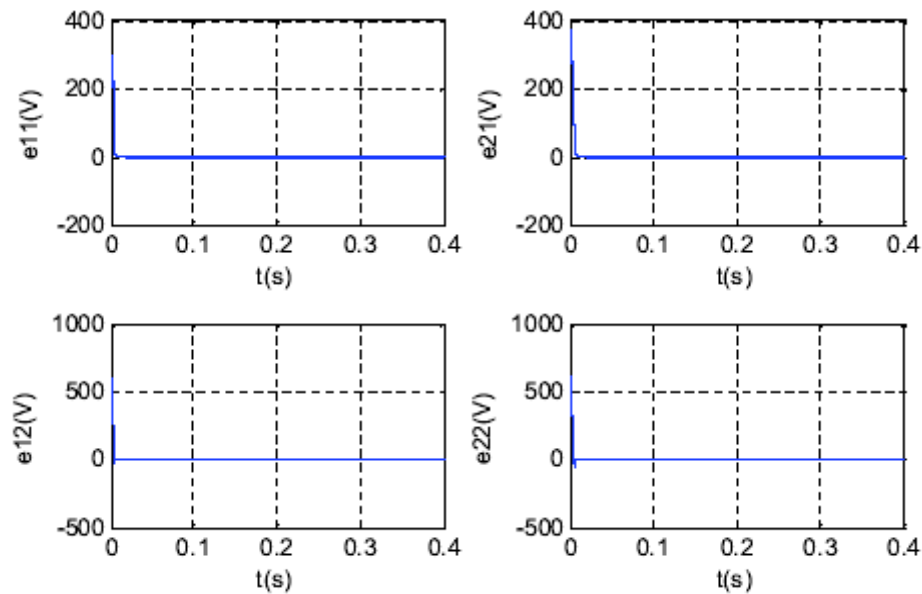


Figure III.24 : **Les erreurs d'observation**

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

III.7.7. Synthèse d'observateur par mode glissant d'ordre deux

Dès son apparition, la théorie des modes glissants s'est heurtée au problème de la

réticence qui s'est avérée être un inconvénient majeur. En particulier, il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques quand leur implantation implique une usure relativement rapide des organes de commande du processus.

Pour contourner cet obstacle, des chercheurs russes ont proposé une nouvelle façon de glisser. Ainsi qu'il va être décrit dans cette section, il est alors possible de réduire ou même d'exclure tout phénomène de chattering, tout en conservant les propriétés de robustesse et de convergence en temps fini [FLO00].

A l'origine, les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduit afin de réduire le phénomène de réticence dans les commandes par modes glissants d'ordre un.

Schématiquement, lorsqu'un algorithme d'ordre supérieur est utilisé, la surface est atteinte de manière plus douce ainsi qu'il est montré sur la figure suivante.

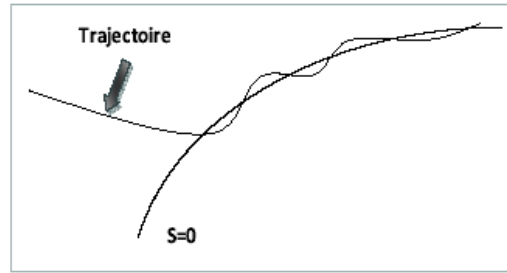


Figure III.25 : Allure du régime glissant pour les ordres supérieurs[HER08]

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

Soit O_k (pour $k=1,4$), l'observateur par mode de glissement d'ordre deux suivant : [SAA06]

$$\begin{aligned} \hat{z}_k &= A_k(u) \hat{z}_k + \hat{B}_k + \lambda_{1k} \left| y_k - \hat{y}_k \right|^{1/2} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) \\ &+ \lambda_{2k} \text{sign}(y_k - \hat{y}_k) \end{aligned} \quad (III.47)$$

$$\hat{B}_k = \begin{pmatrix} -u_k / L \sum_{j=I, j \neq k}^{p-1} u_j \hat{v}_{cj} + \frac{E}{L} u_k u_p \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\hat{y}_k = C_k \hat{z}_k = I_{ck}$$

$$\hat{z}_k = \begin{pmatrix} \hat{i}_{ck} \\ \hat{v}_{ck} \end{pmatrix}$$

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

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

Soit $e = \hat{z}_k - z_k$ l'erreur d'estimation. La démonstration de la convergence de cet observateur

ce fait toujours en utilisant la fonction de Lyapunov $V(e_k) = e_k^T e_k$ et pour, $\lambda_{11k} > 0$ et $\lambda_{22} < 0$ pour $k=1,2$ et $\lambda_{11k} > 0$ et $\lambda_{22} > 0$ pour $k=3,4$ [BEN08].

III.7.7.1. Validation de l'observateur par mode de glissement d'ordre deux

Nous réalisons dans cette section des simulations afin de tester les performances de cet observateur avec les mêmes conditions initiales. Les paramètres du convertisseur et de commande sont donnés précédemment.

La figure (III.26) montre l'évolution des tensions flottantes et leurs estimées, on remarque que la convergence dans ce cas est nettement améliorée par rapport à l'observateur par mode glissant d'ordre un, l'effet chattering est réduit. Les erreurs d'observations convergent rapidement vers la valeur nulle (convergence en temps fini). Ce qui démontre les performances de l'observateur par mode glissant d'ordre deux.

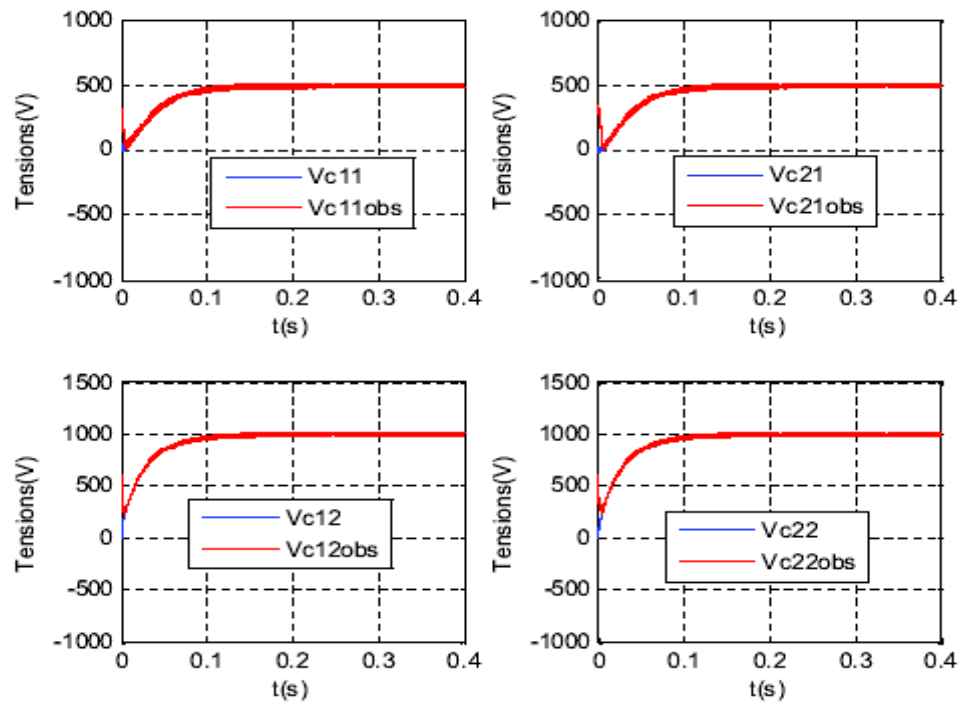


Figure III.26 : L'observation des tensions flottantes par l'observateur par mode glissant d'ordre 2

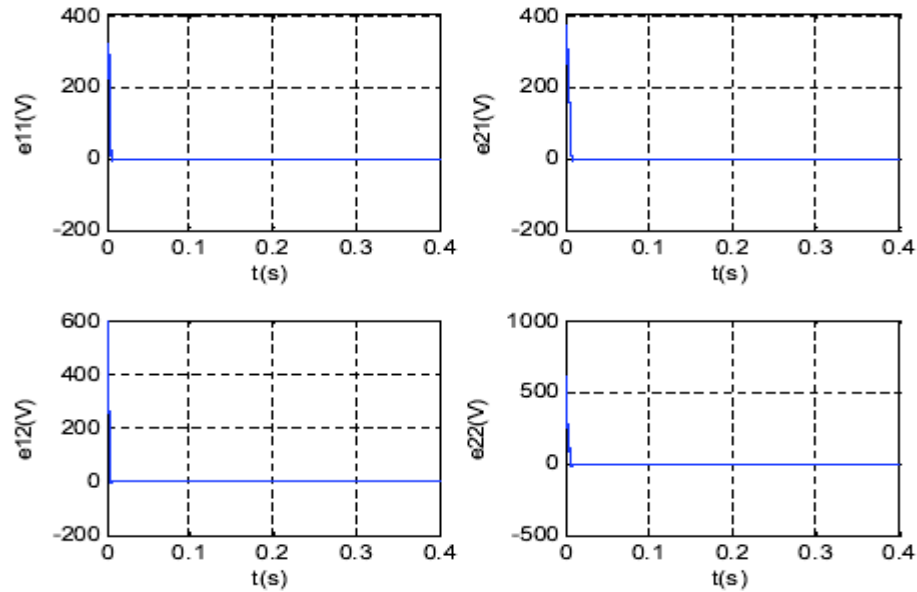


Figure III.27 : Evolution des erreurs d'observation

III.7.7.2. Etude de la robustesse

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

a) Variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse de l'observateur développé vis à vis la tension d'entrée, nous faisons une variation sur la tension d'entrée à l'instant $t=t_1=4\text{ms}$, la nouvelle valeur est

$E=800$ V. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures III.28 et III.29.

Les performances de l'observateur sont bien démontrées dans ce cas de figure, les tensions flottantes convergent rapidement vers les nouvelles valeurs d'équilibre. Les erreurs d'observation convergent en conséquence vers zéro. L'observateur par mode glissant d'ordre deux est donc robuste à la perturbation de l'entrée.

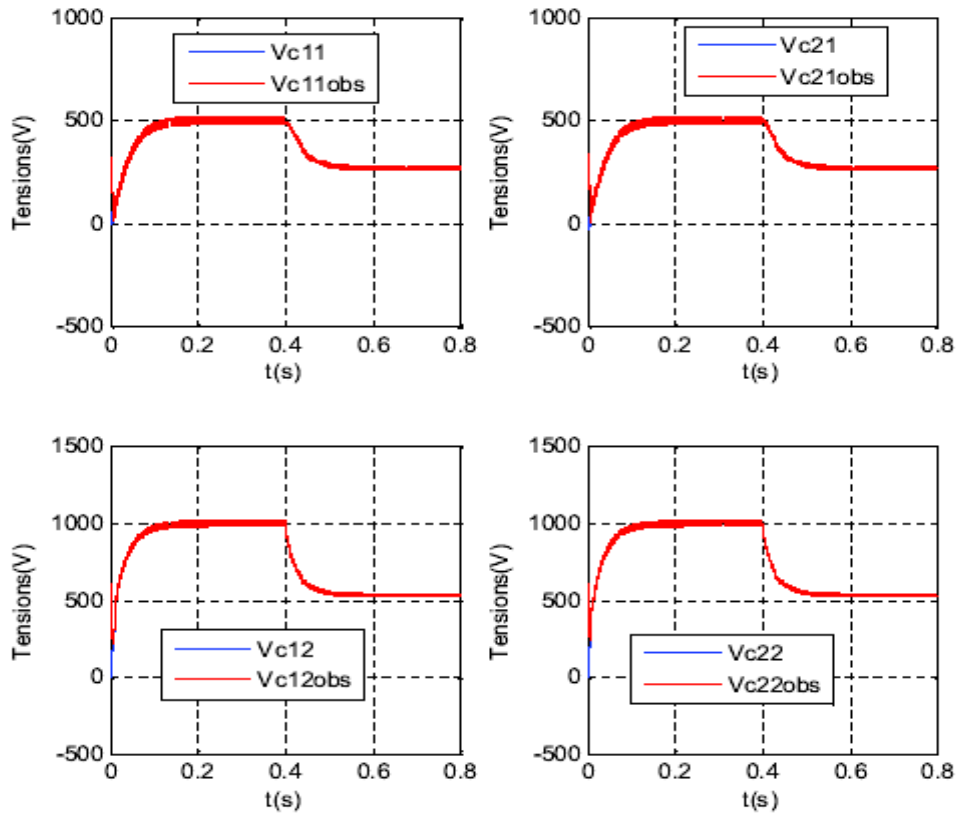


Figure III.28: Estimation des tensions flottantes avec une perturbation à la tension

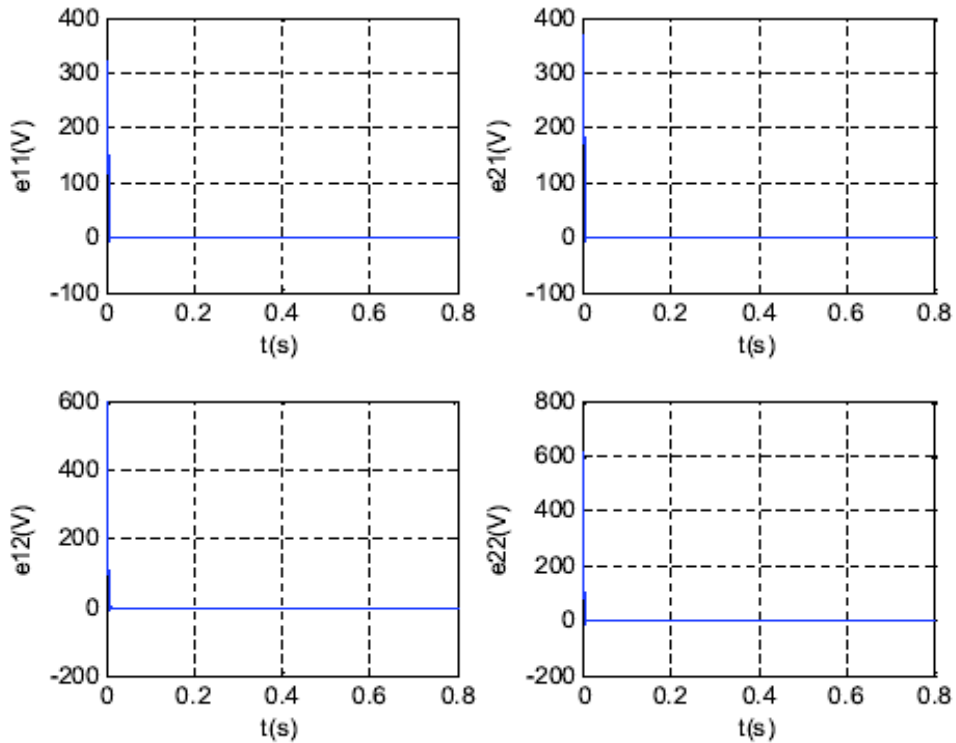


Figure III.29: Les erreurs d'observation

b) Erreur paramétrique sur la valeur de L

Les résultats de simulation présentés dans les figures III.28 et III.29 sont obtenus, en

commettant une erreur de +50% sur la valeur de l'inductance de charge ($L = 1$ mH). On voit que la dynamique de convergence n'est pas affectée par cette erreur. L'observateur par mode glissant d'ordre deux présente donc une robustesse vis-à-vis l'erreur commise sur l'inductance.

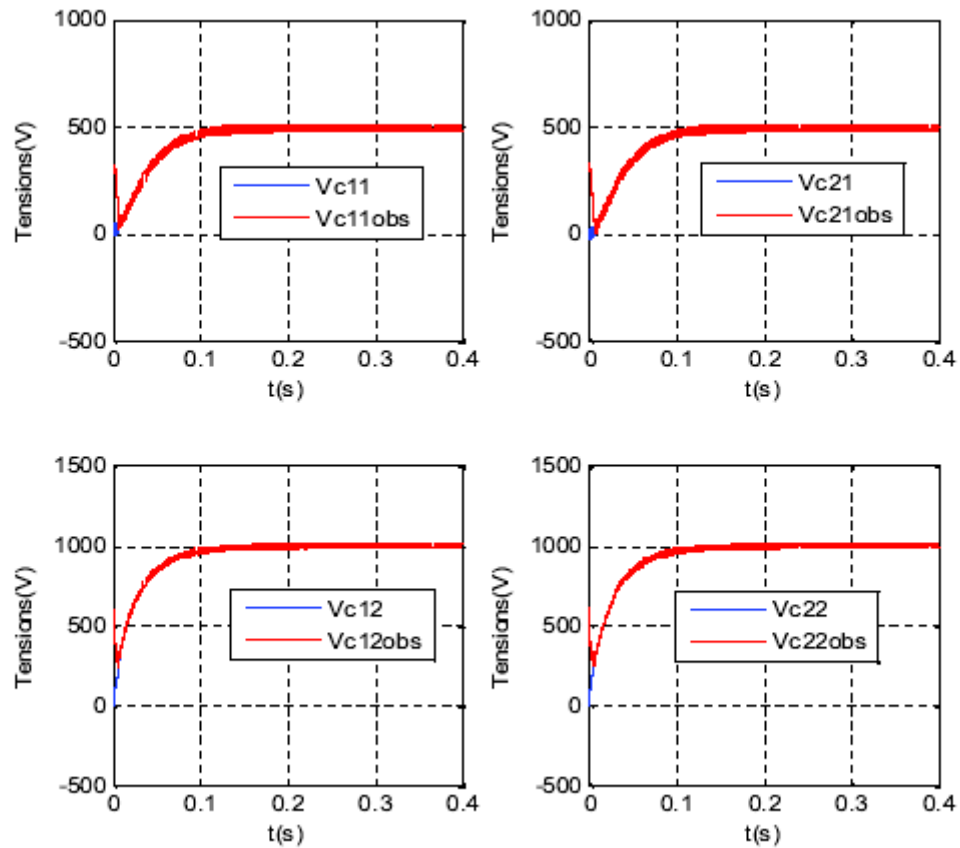


Figure III.30 : Influence d'une erreur paramétrique de +50% sur la valeur de L

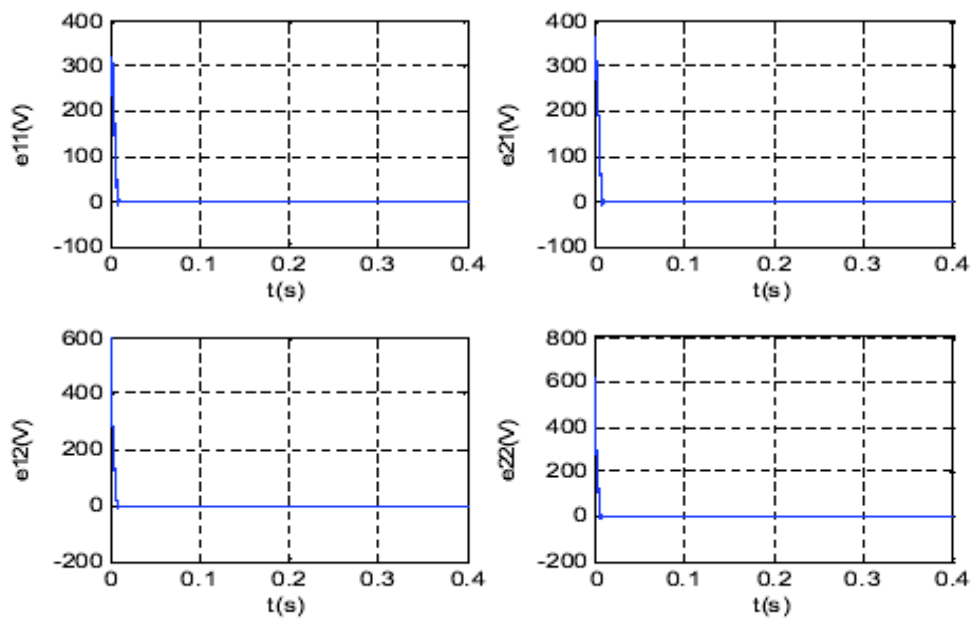


Figure III.31: Les erreurs d'observation

c) Erreur paramétrique sur la valeur de R

Nous testons ici la robustesse de l'observateur par rapport à la résistance de charge.

Les figures III.32 et III.33 représentent les résultats de simulation obtenus, en effectuant une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R ($R=16 \Omega$). On constate que la dynamique de convergence de l'observateur est identique et les erreurs d'observation convergent bien vers zéro. L'observateur est donc robuste vis-à-vis l'erreur paramétrique sur la valeur de R .

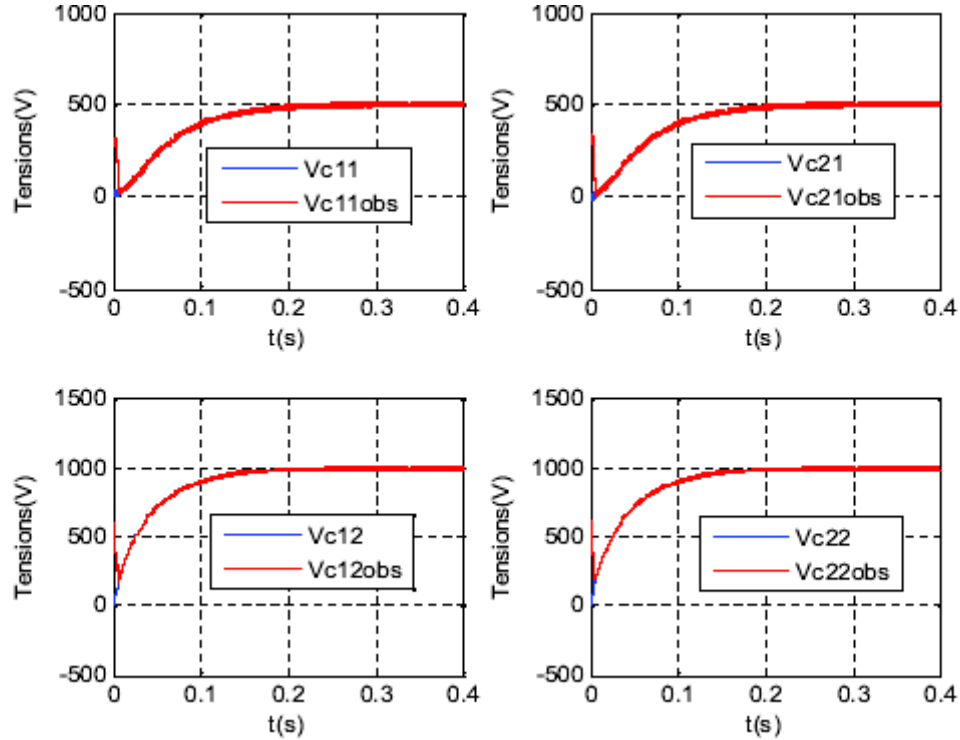


Figure III.32: Influence d'une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R

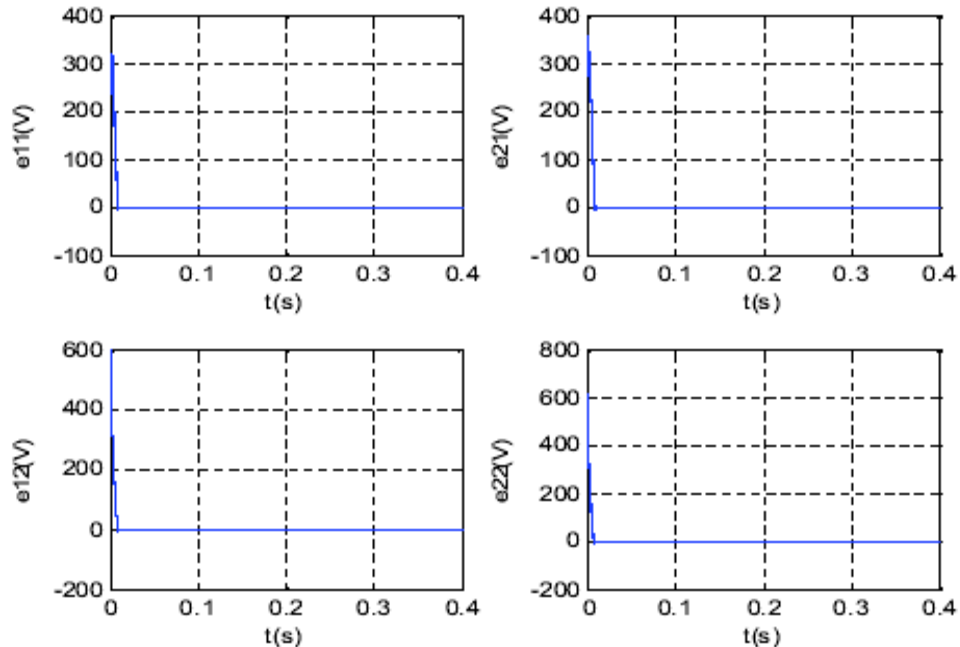


Figure III.33 : Les erreurs d'observation

III.7.8. Synthèse de l'observateur par H_∞

Nous montrons présentement les résultats de simulation obtenus en employant

l'observateur proposé avec, cette fois, des conditions initiales de l'observateur nulles. Les paramètres du convertisseur sont donnés précédemment .

Le calcul des correcteurs a été effectué en utilisant la fonction MATLAB, les filtres de robustesse choisis pour notre observateur sont [HER08] :

$$W_{p^{1,4}} = 10^{10} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/s \end{bmatrix} \quad (III.48)$$

Dans les figures III.34 et III.35, nous montrons les résultats de simulation obtenus. On remarque que les tensions flottantes convergent vers leurs estimées et par conséquent les erreurs d'observation convergent aussi vers zéro. Des oscillations apparaissent dans la dynamique de l'observateur, puisque les gains de celui-ci ont été évalués à partir du modèle moyen linéaire continu. De ce fait, cet observateur ne tolère pas le caractère non linéaire discontinu du convertisseur.

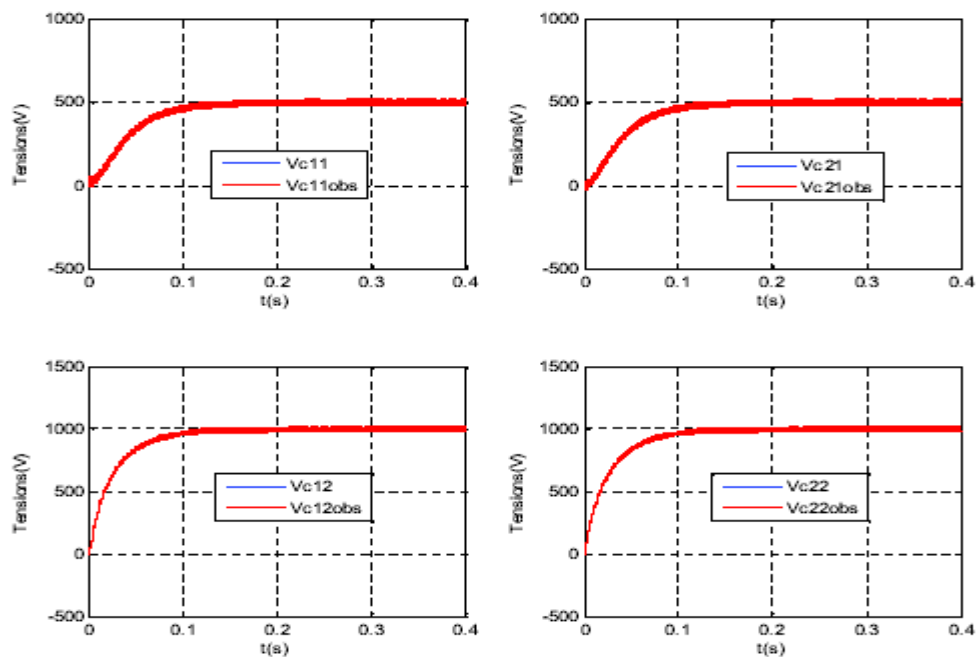


Figure III.34 : L'observation des tensions flottantes par l'observateur H^∞

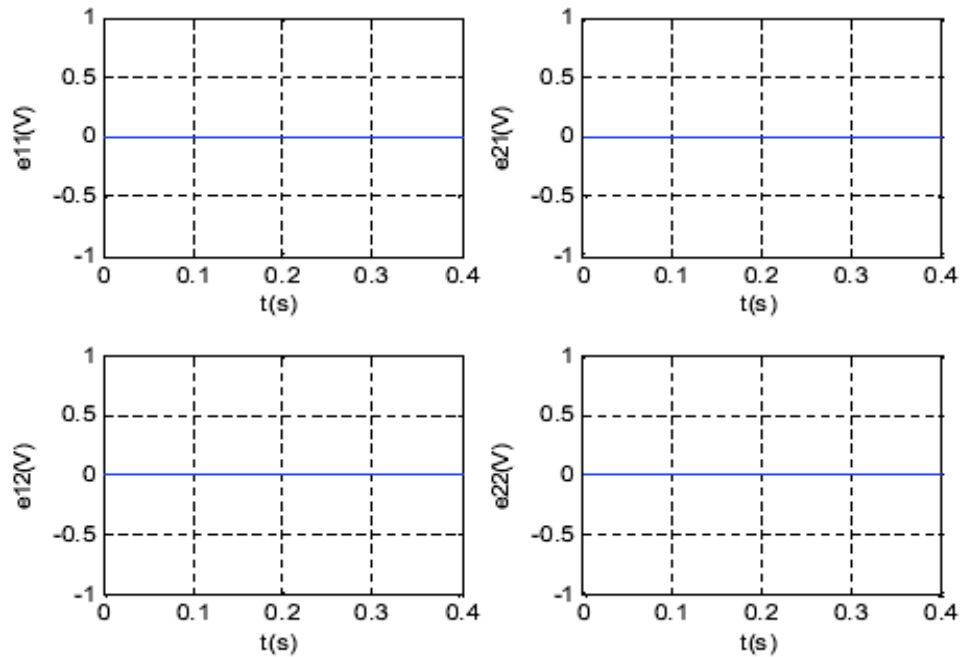


Figure III.35 : Evolution des erreurs d'observation

III.7.8.1. Etude de la robustesse

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

a) Variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse de l'observateur développé vis à vis la tension d'entrée, nous perturbant la tension d'entrée à l'instant $t=t_1=4\text{ms}$, la nouvelle valeur est $E=800\text{ V}$. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures III.36 et III.37. Nous voyons que même en perturbant la tension d'entrée les erreurs d'observations convergent très rapidement vers zéro et les tensions flottantes retrouvent leurs nouvelles valeurs d'équilibre.

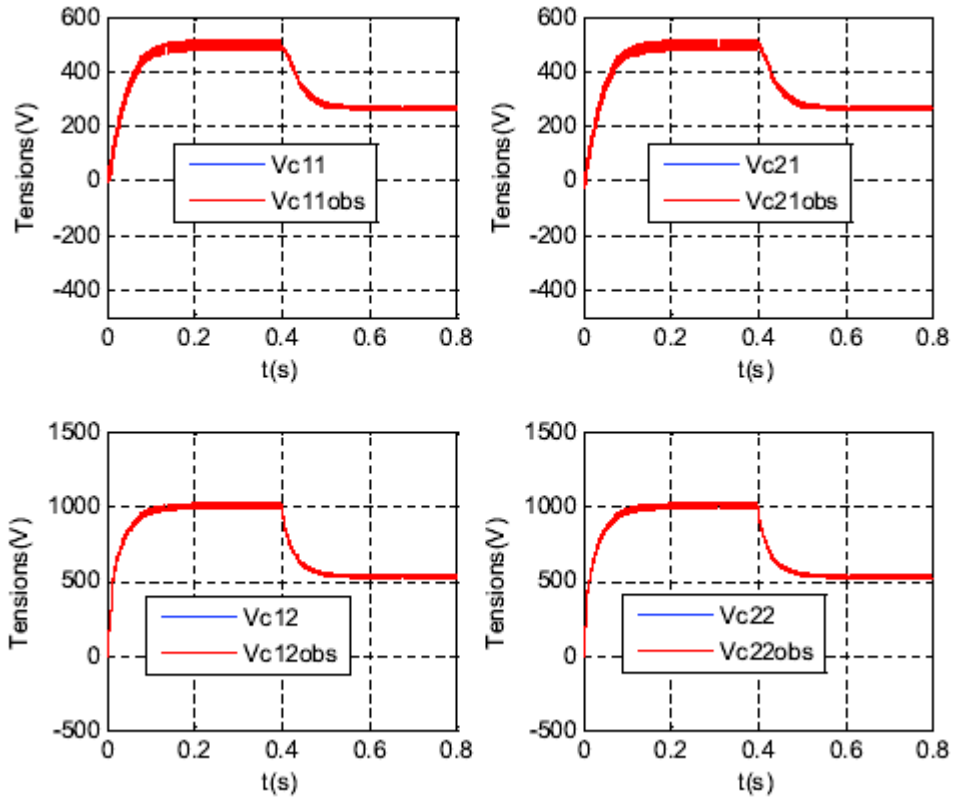


Figure III.36 : Estimation des tensions flottantes avec une perturbation à la tension d'entrée

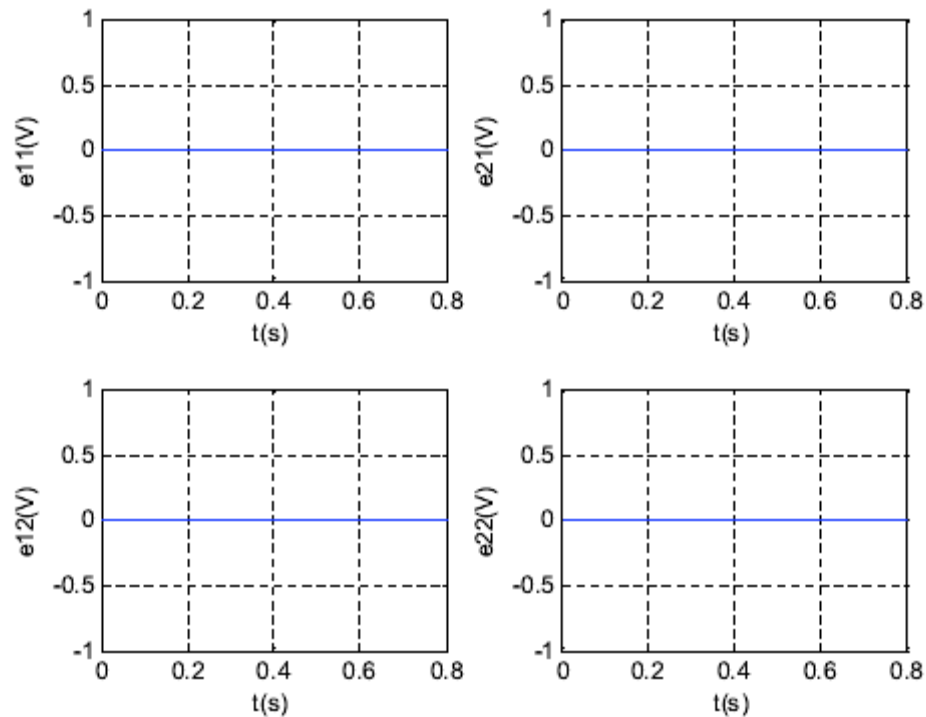


Figure III.37 : Les erreurs d'observation

b) Erreur paramétrique sur la valeur de L

Les résultats de simulation illustrés dans les figures III.38 et III.39 sont obtenus, en commettant une erreur de +50% sur la valeur de l'inductance de charge ($L= 1$ mH). On voit que la dynamique de

convergence n'est pas affectée par cette erreur. L'observateur présente donc une robustesse vis-à-vis l'erreur commise sur l'inductance.

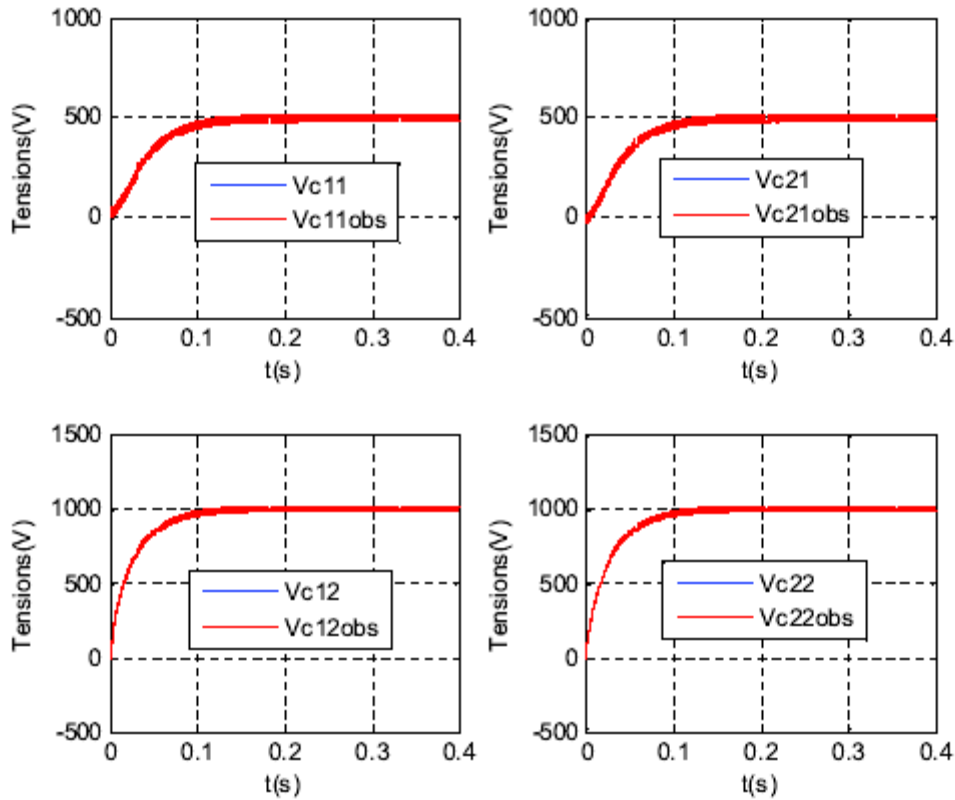


Figure III.38 : Influence d'une erreur paramétrique de +50% sur la valeur de L

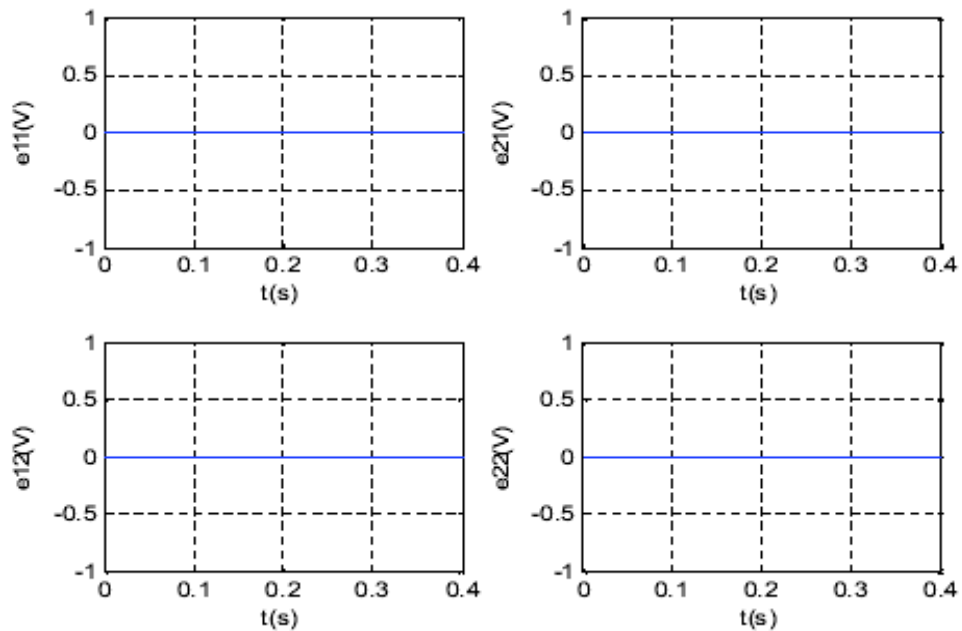


Figure III.39 : Les erreurs d'observation

c) Erreur paramétrique sur la valeur de R

Nous testons ici la robustesse de l'observateur par rapport à la résistance de charge.

Les figures III.40et III.41 représentent les résultats de simulation obtenus, en effectuant une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R ($R=16 \Omega$). On constate que la dynamique de convergence de l'observateur est identique et les erreurs d'observation convergent bien vers zéro. L'observateur est donc robuste vis-à-vis l'erreur paramétrique sur la valeur de R.

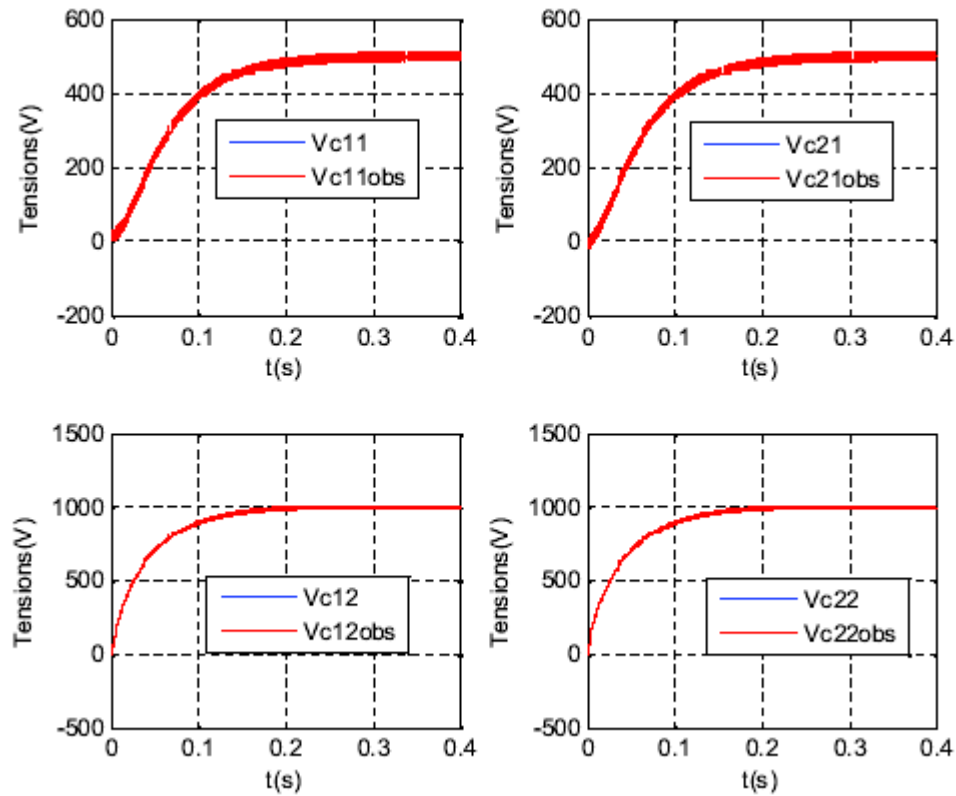


Figure III.40: Influence d'une erreur paramétrique de +60% sur la valeur de R

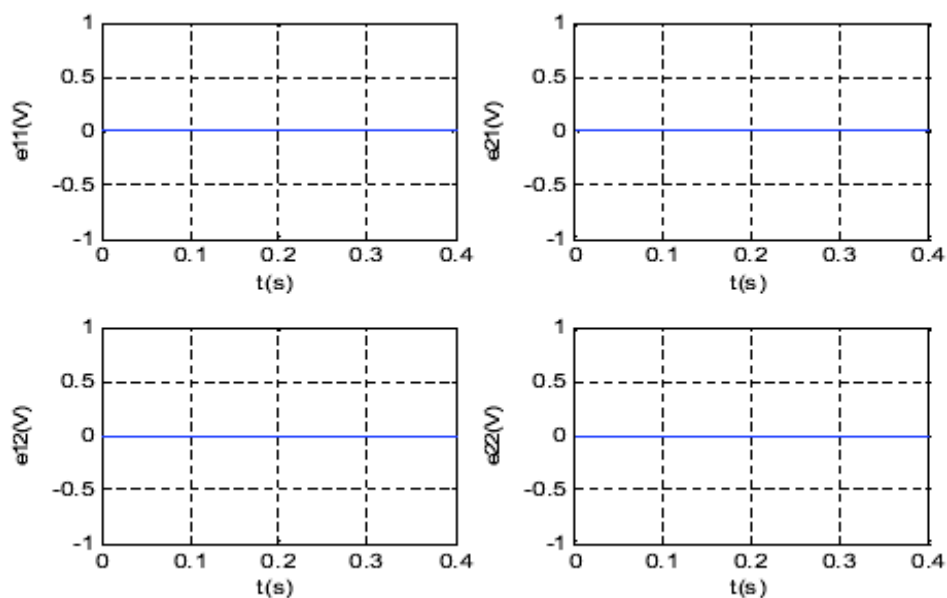


Figure III.41 : Les erreurs d'observation

III.7.9. Etude comparative des observateurs

Pour faire l'étude comparative entre les trois observateurs synthétisés dans ce chapitre, cette étude est basée sur, l'observation de la dynamique de convergence, la dynamique de l'erreur statique et la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques ; elle est résumée dans le tableau suivant [HER08] :

	Dynami que	Robustesse paramétrique	Robustesse vis à vis la variation de la tension source	Synthèses	Contraintes temporelles (calcul)
Mode de glissement	bien	L : bien R : bien	bien	Non linear	faible
Observer ordre 2	Très bien	L : bien R : bien	bien	Non linear	faible
Observateur H_∞	bien	L : bien R : bien	bien	linear	faible

Tableau III.4 Etude comparative entre les différentes stratégies d'observateurs

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de synthèse d'observateur pour une classe particulière de SDH. Une modélisation hybride du convertisseur multicellulaire est proposée. Cette modélisation, permet de cerner au mieux la question d'observabilité des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire en utilisant la notion nouvelle de $Z(T_N)$ observabilité. On a développé un nouveau théorème concernant 'Z(TN) observabilité', où on a montré que l'ordre de la séquence d'intervalles dans une trajectoire hybride temps T_i est important dans l'observation des tensions flottantes V_{ci} . En effet, nous avons montré que l'ordre (q^0 q^1) dans (I_0 I_1) ne permet pas l'observabilité des (v_{c1} v_{c2}). Il est à remarquer que l'ancien théorème, ne prend pas en compte l'ordre des séquences, cela constituerait un inconvénient fort des résultats présentés dans (Bejarano et al) et (Kang et al.)

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

Chapitre IV :

Commande tolérante aux défauts appliquée au convertisseur de puissance

<i>IV.1 .INTRODUCTION</i>	116
<i>IV.2 .PANORAMA DES DEFAUTS ET METHODES DE DIAGNOSTIC</i>	116
<i>IV.2.1 .Intérêt et objectifs du diagnostic</i>	116
<i>IV.2.2 .Description et caractérisation des défaillances</i>	117
<i>IV.3 .ETAPES DU DIAGNOSTIC DES DEFAUTS</i>	118
<i>IV.3.1 .Méthode de génération de résidu</i>	119
<i>IV.3.2 .Méthodes de diagnostic à base d'observateurs:</i>	120
<i>IV.3.3 .Diagnostic des convertisseurs multicellulaires</i>	122
<i>IV.3.4 .Utilisation des résidus pour la surveillance des systèmes hybrides</i>	123
<i>IV.3.5 .Exemple d'illustration(défaut de blocage dans un convertisseur multicellulaire 3 cellules)</i>	124
<i>IV.4 .COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS</i>	128
<i>IV.4.1 .Objectifs de la commande tolérante aux défauts</i>	128
<i>IV.4.2 .Les systèmes tolérants aux défauts</i>	129
<i>IV.4.3 .Conception d'une commande tolérante aux défauts pour les convertisseur multicellulaire</i>	131
<i>IV.5 .CONCLUSION</i>	142

IV.1. Introduction

De nombreux procédés industriels sont hybrides par nature, ce qui signifie que leur comportement résulte de l'évolution et de l'interaction de variables continues et de variables discrètes.

Le comportement dynamique d'un système hybride peut être représenté par une succession de modes. Chaque mode est caractérisé par une modalité de l'état discret, un ensemble de contraintes égalités (équations d'état par exemple) et la définition d'un domaine d'admissibilité (décrit par des contraintes inégalités). Une transition d'un mode vers un autre mode a lieu lorsque certaines conditions logiques sont vérifiées. Une transition peut être contrôlée ou spontanée suivant qu'elle est provoquée par un événement externe contrôlé ou un événement interne.

Au cours de ces dernières années, l'analyse, la commande, l'observation, le diagnostic des systèmes hybrides sont devenus des champs très attractifs des chercheurs pour développer des applications. Ceci est dû essentiellement, d'une part au développement de la théorie des systèmes hybrides et d'autre part au développement de l'électronique de puissance et notamment à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs.

Parmi ces structures, le convertisseur multicellulaire série représente un exemple d'un dispositif de puissance qui peut être considéré comme un système hybride. Ce convertisseur est, de plus en plus, utilisé dans des applications industrielles telles que la commande des machines tournantes, ou encore l'alimentation des locomotives électriques [BEN09]. Ainsi le besoin d'une procédure de diagnostic fiable se fait de plus en plus ressentir, permettant d'assurer le bon fonctionnement de ces convertisseurs et aussi protéger les appareils électriques reliés à ce dernier.

Nous nous intéressons dans ce travail au diagnostic des défauts de tels systèmes. Le convertisseur multicellulaire série est constitué d'éléments actifs à semi conducteurs (Diode, Mosfet, IGBT, GTO) et d'éléments de stockage d'énergie (inductance et condensateur). Il apparaît donc clairement que les interrupteurs commandés sont les plus sujets à défaillance. Cela peut venir de leurs commandes ou d'un défaut physique lié à un problème thermique [VAL03]. Dans le cas d'un convertisseur à transistors, en régime saint, ces derniers fonctionnent en commutation ; ils peuvent être ouverts ou fermés. Et dans le cas d'un défaut commande, ces transistors peuvent être bloqués ou fermé continuellement. Nous proposons dans ce travail une méthode de diagnostic des convertisseurs multicellulaires à base d'observateurs. Nous introduisons dans un premier temps un modèle du convertisseur qui prend en compte les défauts des commandes puis nous proposons d'utiliser un observateur d'état combiné à un observateur de défaut. Le premier permettant d'estimer les états non mesurés et le second permettant de générer des résidus pour la détection et la localisation du défaut

IV.2. Panorama des défauts et méthodes de diagnostic

IV.2.1. Intérêt et objectifs du diagnostic

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

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

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

IV.2.2. Description et caractérisation des défaillances

Comme nous l'avons spécifié dans le chapitre introductif , un système est dit défaillant lorsque son comportement réel ne correspond pas au modèle de bon fonctionnement. Plusieurs sortes de défaillances peuvent se produire sur un système hybride. En effet, les défaillances peuvent affecter soit l'évolution de l'état continu dans un mode, soit l'évolution discrète c'est à dire la séquence d'états discrets.

Défaillances affectant le comportement du système dans un mode un mode est entièrement défini par :

- Un ensemble de contraintes égalité (équations différentielles ou algébriques)
- Un domaine défini par un ensemble de contraintes inégalité.
- Une modalité de l'état discret, c'est à dire une configuration physique du système.

Une défaillance se produisant dans un mode peut affecter une de ces trois entités.

Classification des défauts

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

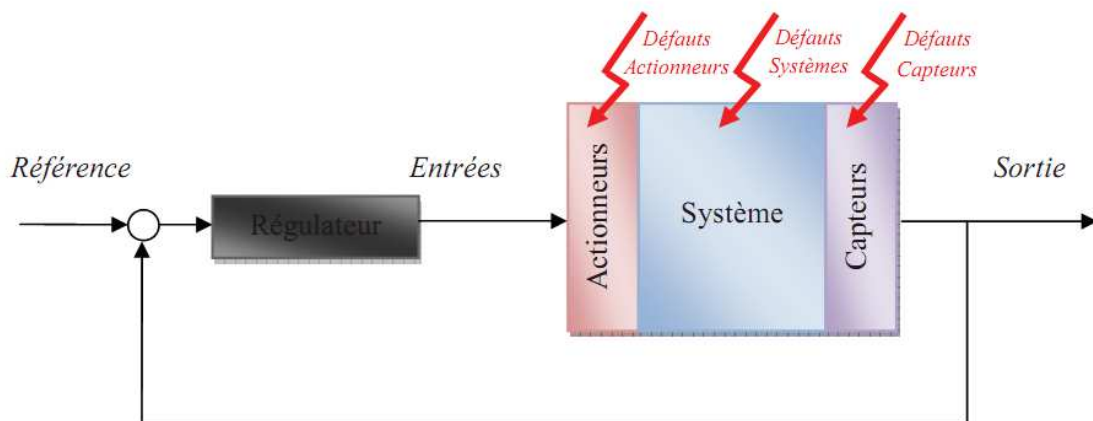


Figure IV.1 : Boucle de régulation et différents défauts agissants

Ce sont des défauts qui ont lieu dans les composants du système lui-même. Ce qui englobe tous les défauts qui ne peuvent pas être classés parmi les défauts de capteurs ou d'actionneurs [24]. Ces défauts représentent les changements des paramètres physiques du système, par exemple la masse, les coefficients aérodynamiques, la constante de dissipation,... etc. Ils ont

souvent comme conséquence le changement du comportement dynamique du système commandé. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables.

IV.3. Etapes du diagnostic des défauts

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

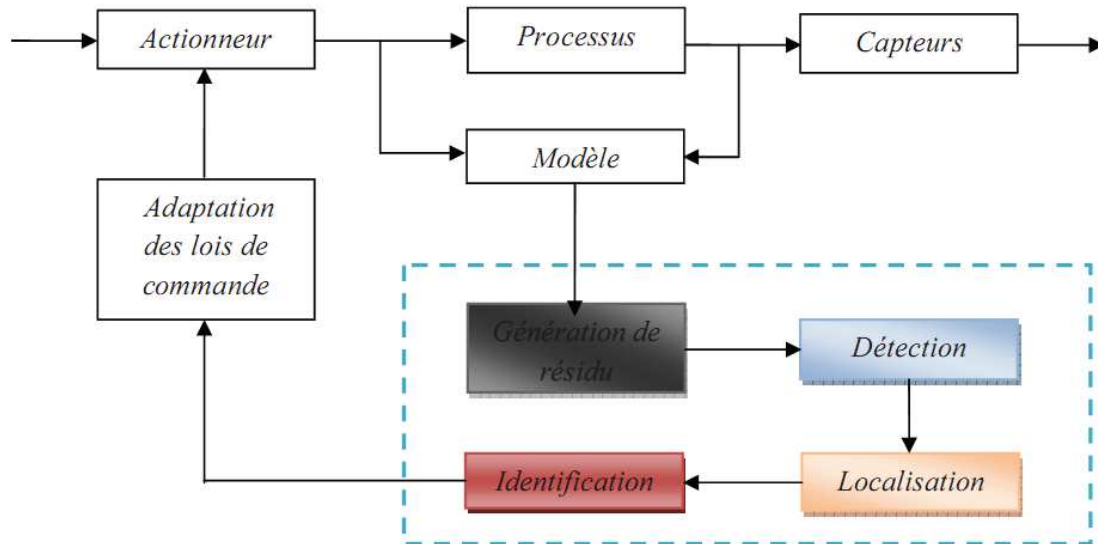


Figure IV.2 : Etapes du diagnostic à base de modèle

La plupart des méthodes de diagnostic se décomposent en deux étapes [JAM07]:

Génération de résidus : cette première phase consiste à générer un signal résiduel reflétant la distance entre le modèle du système et son comportement observé au cours du temps.

Prise de décision : Cette deuxième phase consiste à implémenter un test de détection sur les résidus générés afin de détecter et localiser la présence éventuelle d'un ou de plusieurs défauts sur la base du calcul d'un seuil de signification.

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

- **La détection :**

La procédure de détection vise à déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'une défaillance. Cette étape ne nécessite qu'un modèle de bon fonctionnement du système.

Une panne sera détectable si au moins un résidu permet de la détecter. Lorsque le modèle permet de représenter exactement le système (aucune erreur de modélisation, connaissance de la nature des signaux inconnus agissant sur le système, ...), les résidus générés auront une dynamique uniforme et converge au tour d'une valeur fixe en général zéro tandis qu'en présence d'anomalie ont aura un changement de comportement. La détection d'une défaillance se résumera alors à déclencher une alarme lorsqu'au moins un résidu différera de zéro.

En pratique, les modèles utilisés sont obtenus à partir d'hypothèses simplificatrices et sont donc imparfaits. Les résidus (qui reflètent l'écart entre le modèle et le système) ne sont

plus parfaitement égaux à zéro. Une procédure de décision doit être implantée afin de décider si la valeur différente de 0 du résidu doit générer une alarme ou non. La qualité de la détection dépend bien entendu de la procédure de décision choisie mais aussi et surtout de la "qualité" des résidus utilisés. Afin de réduire les taux de fausse alarme et de non détection, les résidus doivent être optimisés, c'est à dire rendus le plus sensible possible aux défaillances et le moins possible aux perturbations ou erreurs de modélisation.

• **La localisation :**

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

• **L'identification :**

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

IV.3.1. Méthode de génération de résidu

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

Définition 1 : Un résidu est un signal qui reflète la cohérence (ou la consistance) des données mesurées vis-à-vis d'un modèle comportemental du système [BAI07]. Pour qu'un signal généré à partir des entrées et des sorties d'une installation soit un résidu, il faut qu'il soit affecté par un sous-ensemble de pannes [COC04]. Le problème est alors de construire un dispositif, appelé générateur de résidus, permettant d'élaborer, à partir des grandeurs d'entrées et de sorties mesurées sur le système, un vecteur d'indicateurs de défauts ou vecteur des résidus. Trois approches sont principalement utilisées pour générer ce résidu :

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

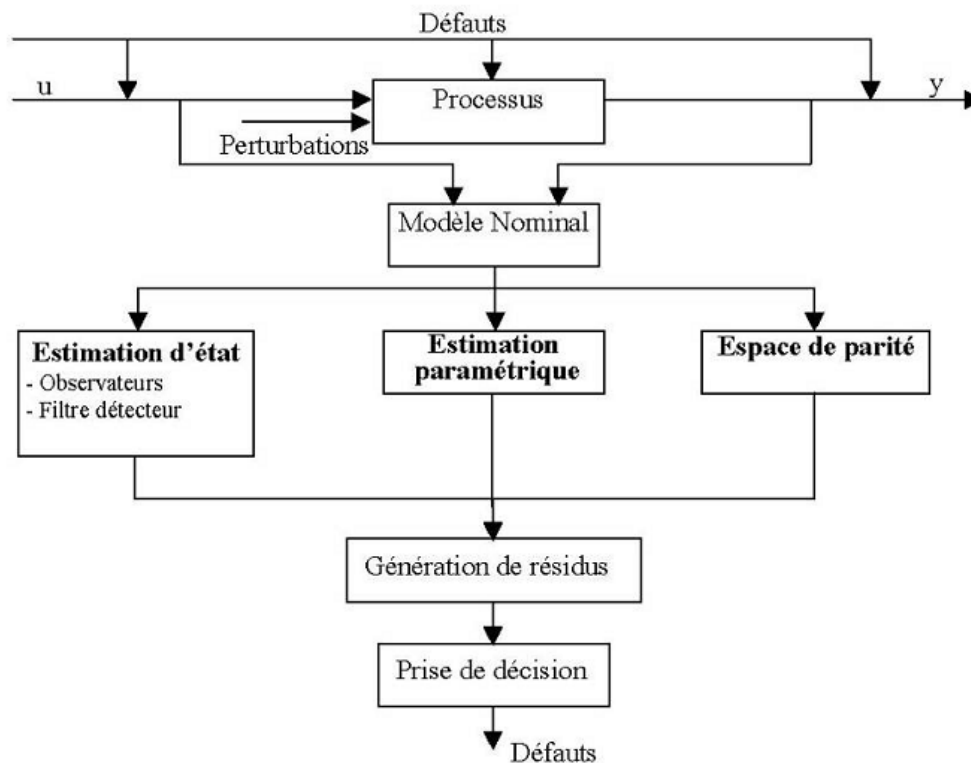


Figure IV.1 : Architecture générale de la détection de défauts à base de modèles [MOK07]

IV.3.2. Méthodes de diagnostic à base d'observateurs :

La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à reconstruire l'état ou, plus généralement, la sortie du processus à l'aide d'observateurs et à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles. [MOK07]

IV.3.2.1. Détection de défauts et génération de résidus à l'aide d'observateurs

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

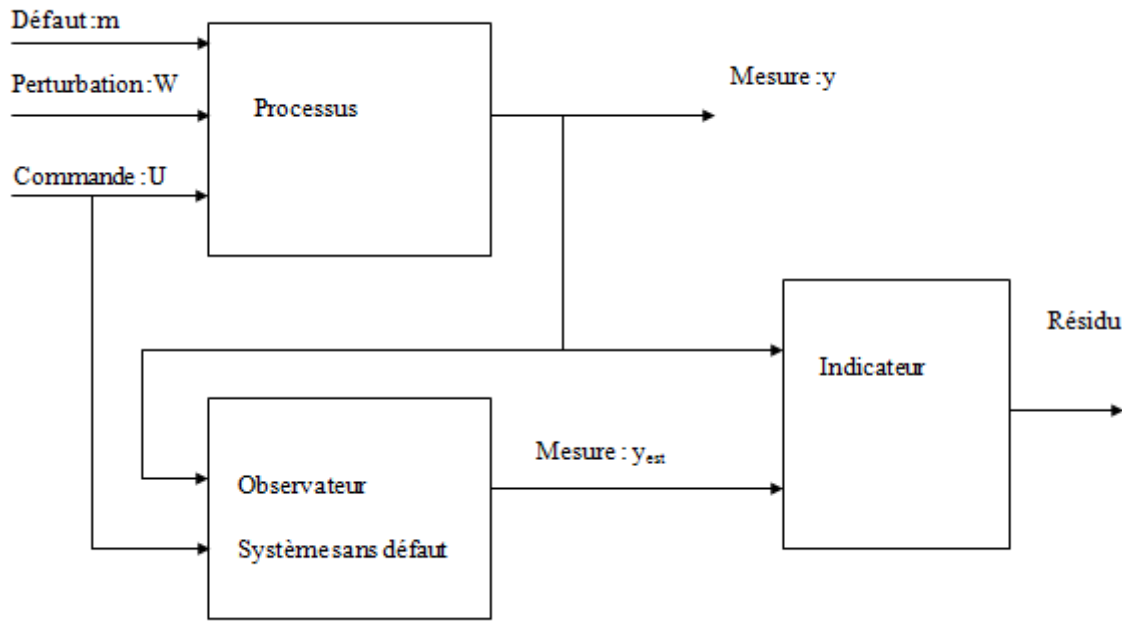


Figure IV.10 : Problématique du déclenchement sur un défaut [BET05]

Nous nous placerons dans le cadre d'un processus non linéaire mais observable et affine en les entrées inconnues (perturbation ω_i et défaut m) [BET05] :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u) + \sum_{i=1}^8 P_i(x) \omega_i + I(x) m \quad (IV.1)$$

$$y = h(x)$$

Où : $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est l'état,

$u(t) \in \mathbb{R}$ est la commande ,

$y(t) \in \mathbb{R}^p$ sont le s mesures,

m est la défaillance (entrée inconnue), ω_i sont les s perturbations (entrées inconnues).

Une procédure de diagnostic est généralement composée de deux fonctions:

- Une fonction de détection qui génère une alarme de présence de défauts.
- Une fonction de localisation qui identifie le composant en défaut.

Lors de la construction d'une fonction de diagnostic, on suppose qu'il ne peut y a voir plusieurs Défauts simultanément. En effet, la probabilité que deux défauts arrivent simultanément est souvent très faible.

La génération de résidus consiste à comparer les mesures, y , issues du système à leurs estimations, \hat{y} , issues d'un modèle ou d'un observateur. Les vecteurs y et \hat{y} sont de dimension m . Le résidu r Associé est donné par[BET05]:

$$r(k) = \sum_{i=1}^n |y_i(k) - \hat{y}_i(k)| \quad (IV.2)$$

Un symptôme est une variable binaire associée à un résidu. Soit s le symptôme associé au résidu r , s est défini par [BET05]:

$$s(k) = \begin{cases} 1, & \text{si } r(k) > r_{\text{limit}} \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (IV.3)$$

r_{limit} est un seuil fixe à partir du quel, le résidu n'est plus considéré comme nul. La détermination de la valeur de r_{limit} dépend de la connaissance du système, du bruit sur les mesures, etc. Cette valeur est généralement déterminée à partir d'approches statistiques.

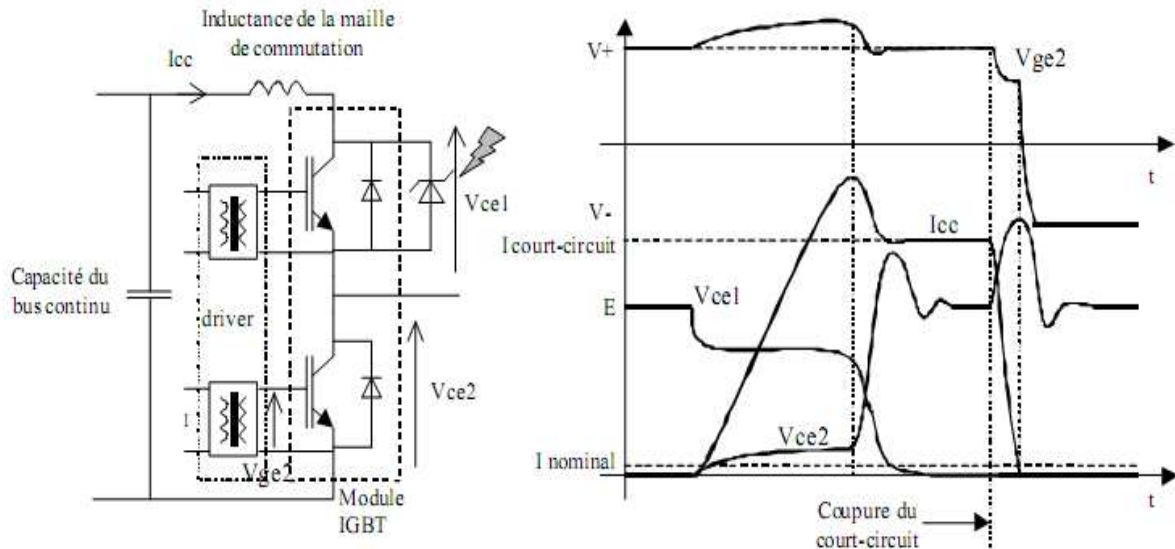


Figure IV.11 : Apparition d'un court-circuit sur une cellule de commutation [VAL03]

IV.3.3. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires

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

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

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

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

- **Défauts de cellule** : où la cellule de commutation reste bloquée sur un état c'est-à-dire l'actionneur prendra une valeur de commande fixe soit $u = 0$ ou $u = 1$. Ce défaut se manifeste non pas à cause d'une défaillance des composants semi-conducteurs mais à cause de la jonction entre la carte de commande et ces semi-conducteurs et ainsi le signal de commande n'arrive pas à la gâchette des composants donc la cellule reste bloquée sur un état.
- **Défauts du condensateur** : qui regroupe soit une défaillance fonctionnelle brusque ou un vieillissement.
- **Défauts des interrupteurs** : les modes de défaillance sont au nombre de deux, et peuvent se résumer ainsi [VAL03] :
 - Interrupteur en circuit ouvert : des multiples dégradations subies par le composant peuvent amener l'interrupteur de puissance dans cet état.

- Interrupteur en court-circuit : le composant reste à l'état passant. C'est le mode de défaillance le plus courant et le plus probable.

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

IV.3.3.1. Diagnostic du vieillissement des capacités des convertisseurs multicellulaires

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

IV.3.3.2. Les causes de défaillance

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

En fonctionnement normal, d'autres phénomènes sont susceptibles d'intervenir et d'altérer les propriétés du condensateur au cours du temps [MOK07] et parmi ces phénomènes on trouve :

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

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

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

IV.3.4. Utilisation des résidus pour la surveillance des systèmes hybrides

Toute évolution dans l'automate non conforme au comportement normal est considérée comme une défaillance. Trois types de défaillances peuvent être considérés [COC04]:

a) Transition vers un mode non successeur Si le système fonctionne correctement, seul un sous ensemble $\Sigma(i)$ de modes (appelés successeurs) sont accessibles à partir d'un mode i . Une transition du mode i vers un mode n 'appartenant pas à $\Sigma(i)$ est donc une défaillance.

b) Non transition Ce type de défaillance se produit lorsque le système reste dans le mode courant alors que la condition de transition est vérifiée et que le système devrait normalement changer de mode.

c) Transition normale vers un mode successeur Ce type de défaillance se produit lorsque le système passe d'un mode i vers un successeur potentiel j alors que la condition normale de transition n'est pas vérifiée.

Ces trois types de défaillances peuvent être détectées en comparant l'évolution de l'état discret du système en fonctionnement avec l'évolution prévue si le système se comporte normalement. Ceci revient à comparer les trajectoires réelles et théoriques dans l'automate hybride.

IV.3.5. Exemple d'illustration(défaut de blocage dans un convertisseur multicellulaire 3 cellules)

Localisation du défaut cellule :

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

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

On envisage ainsi 3 scénarios possibles :

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

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

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

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

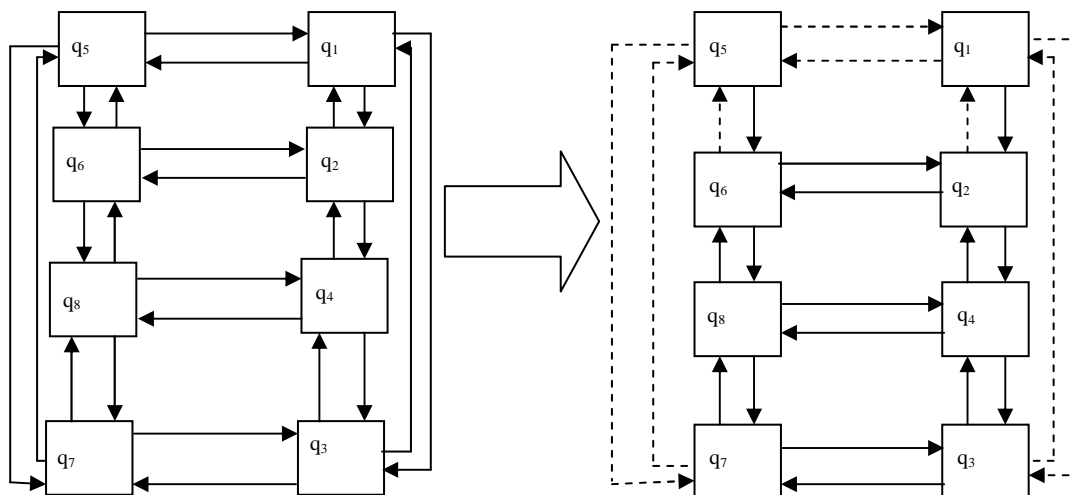


Figure IV.2 : Schéma illustratif des modes en fonctionnement sain et défaillant pour un blocage $u_1=0$

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

Il est clair que lors du fonctionnement du convertisseur les modes entre ces deux blocs sont identiques mais les conditions de transition sont différentes. Car les conditions de transition du bloc de régulation sont celles données par les équations. Alors que les conditions de

transition du bloc hybride du modèle du système sont une combinaison de la commande u qui définit le mode successeur.

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

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

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

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

Allocation des blocages cellules en fonction des transitions non-opérées

L'algorithme de décision finale aura la forme suivante :

Si « on note une variation de R »

 Définir q_f et q_s

 Définir $G(q_f, q_s)$

 Décision à partir du tableau

Sinon 'aucun défaut'

Fin

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

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

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

on effectue à présent une série de test pour différent cas de blocage :

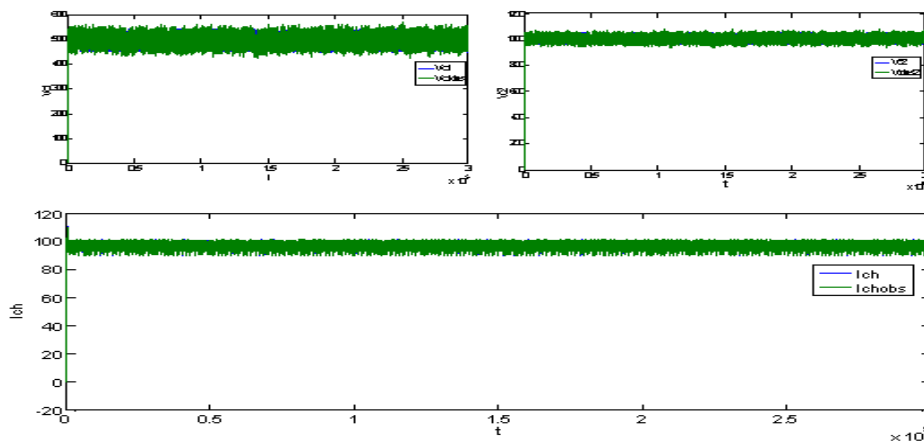


Figure IV.3. *Observation des tensions flottantes du convertisseur par l'observateur par mode de glissement*

Test 1: Si nous introduisons un blocage $u_1 = 0$ à $t = 0,2$ sec

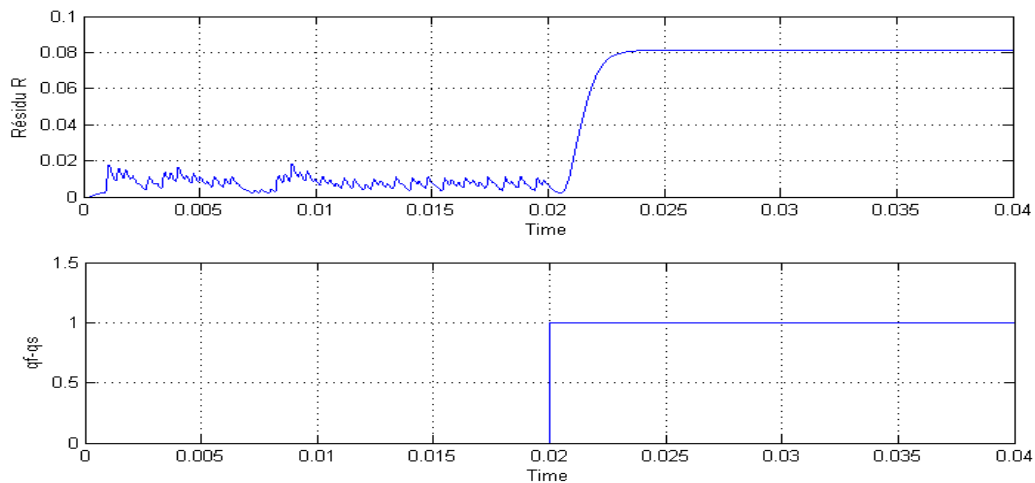


Figure IV.4: *Réponse du résidu face d'un blocage $u_1 = 0$ et décision à partir de $q_f - q_s$*

Test 2 : Si nous introduisons un blocage $u_2 = 0$ à $t = 0,2$ sec.

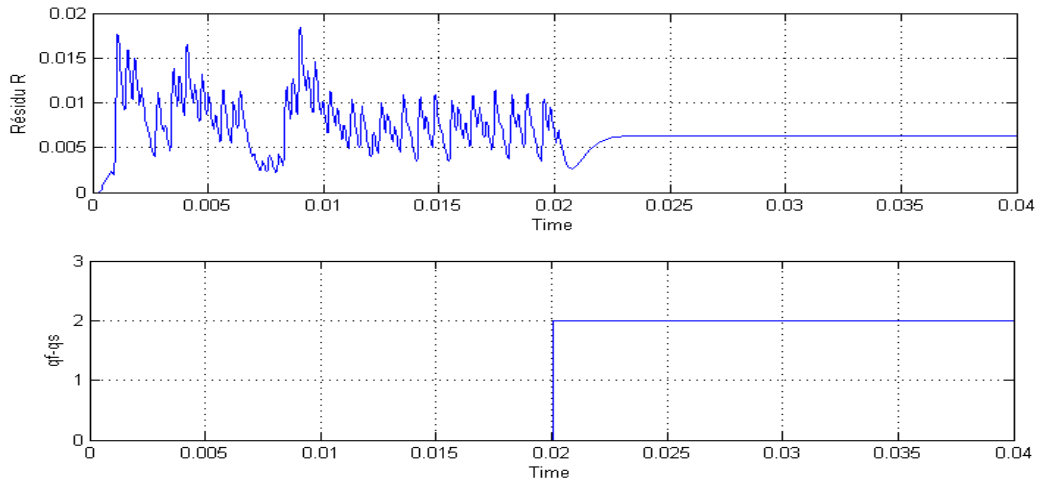


Figure IV.5 : Réponse du résidu face d'un blocage $u_2 = 0$ et décision à partir de $q_f - q_s$

Test 3: Si nous introduisons un blocage $u_3 = 0$ à $t = 0,2$ sec.

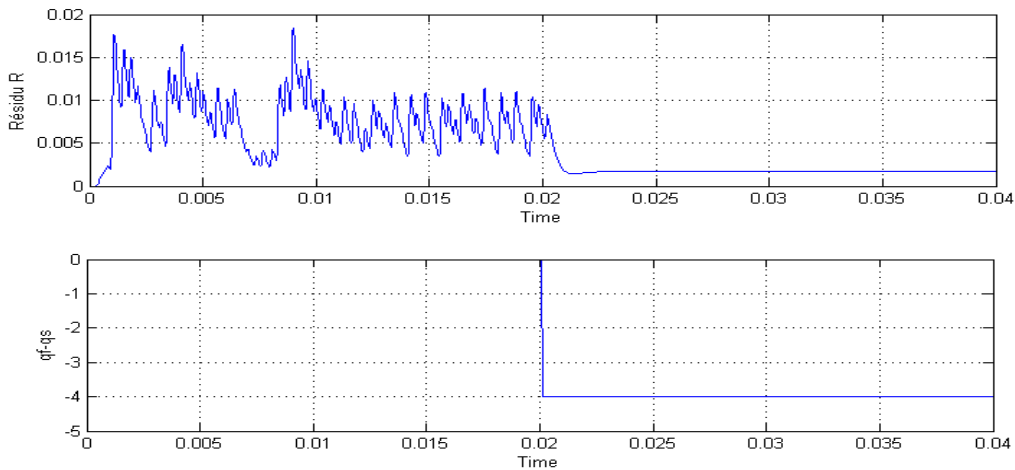


Figure IV.6 : Réponse du résidu face d'un blocage $u_3 = 0$ et décision à partir de $q_f - q_s$

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

IV.4. Commande Tolérante aux Défauts

IV.4.1. Objectifs de la commande tolérante aux défauts

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

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

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

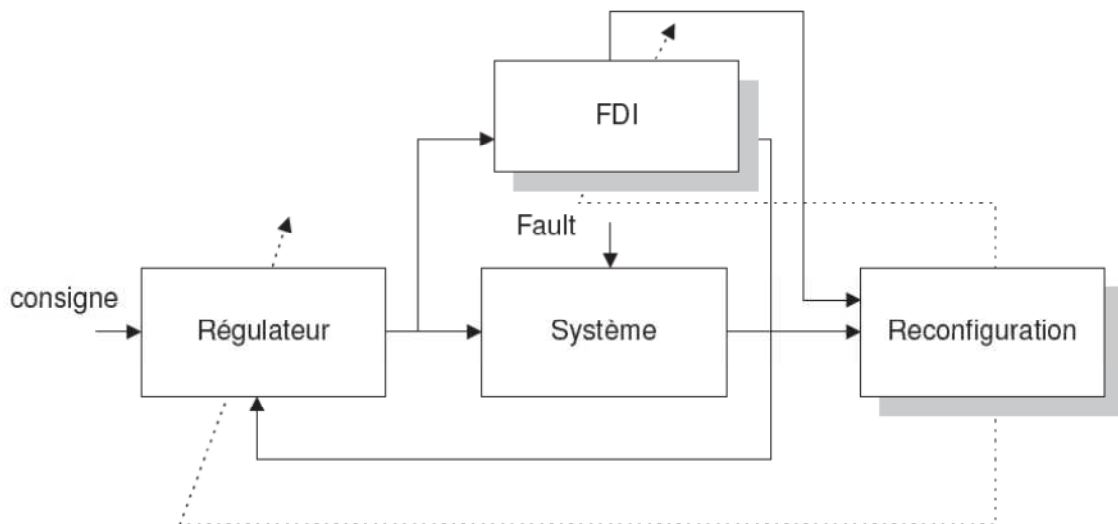


Figure VI.7 : Structure de la commande tolérante aux défauts

A l'opposé de la voie passive, l'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts avec 4 principaux composants : un bloc de diagnostic de défauts donnant

des informations en temps réel, un mécanisme de reconfiguration, un régulateur reconfigurable et une référence appliquée au système. Dans le schéma de FDD, les paramètres en défaut ainsi que les variables d'état du système doivent être estimés en ligne. Ce schéma de FDD doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en n temps minimal. A partir de cette information en ligne produite par le module de FDD, le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales. De plus, afin d'assurer que le système en boucle fermée soit capable de suivre la commande de référence/trajectoire spécifiée même en présence de défauts, un régulateur reconfigurable doit pouvoir être synthétisé pour réaliser un asservissement. Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster l'entrée de commande ou la trajectoire de référence automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts.

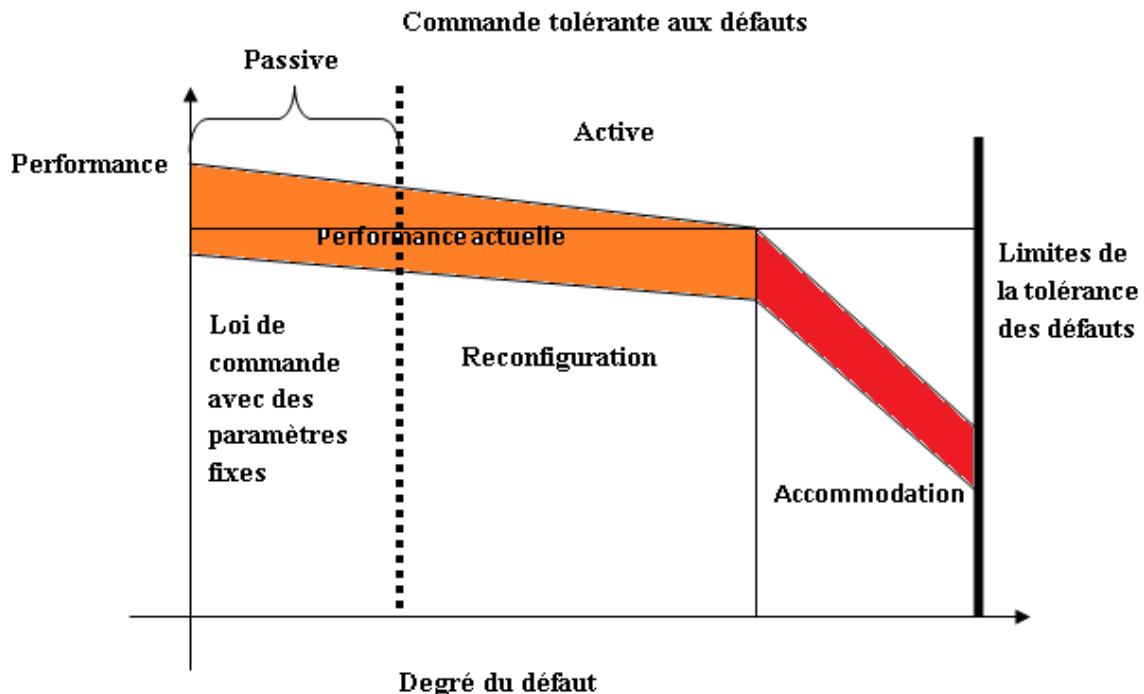


Figure IV.8 : FTC Stratégie

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

IV.4.2. Les systèmes tolérants aux défauts

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

IV.4.2.1. Stratégie de commande par mode de glissement en cas de défauts

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

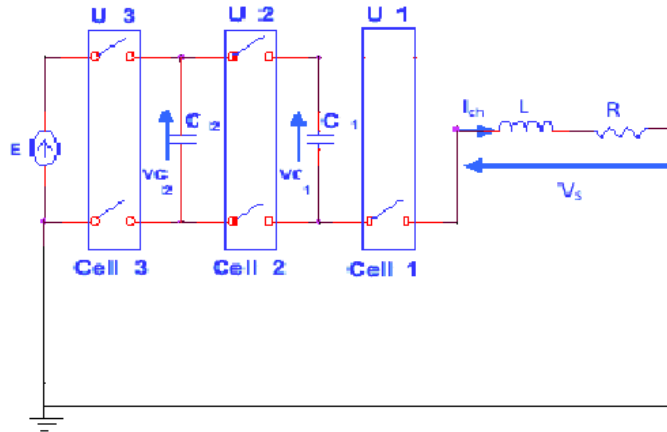


Figure IV.9 : Structure du convertisseur en cas de blocage de u_1 à l'état 0

En remplaçant u_1 par 0 dans le modèle décrit par l'équation (III.6), on obtient le modèle au défaut suivant :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{C1} &= \frac{1}{C_1} \cdot (u_2) \cdot I_{ch} \\ \dot{V}_{C2} &= \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot I_{ch} \\ \dot{I}_{ch} &= -\frac{R}{L} \cdot I_{ch} + \frac{E}{L} u_3 - \frac{1}{L} (u_2) V_{C1} - \frac{1}{L} (u_3 - u_2) V_{C2} \end{aligned} \quad (IV.4)$$

On remarque que puisque $x_3 > 0$ et $u_2 \in \{0,1\}$, on a $v_{C1} \geq 0$ ce qui entraîne une croissance de v_{C1} jusqu'à ce qu'elle atteigne E bloquant ainsi la circulation du courant vers la charge et provocation de la chute brusque de ce dernier, on pourrait penser à fixer u_2 à 0 pour empêcher la charge de v_{C1} mais ça ne ferait que déplacer le problème vers la cellule adjacente.

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

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

IV.4.3. Conception d'une commande tolérante aux défauts pour les convertisseur multicellulaire:

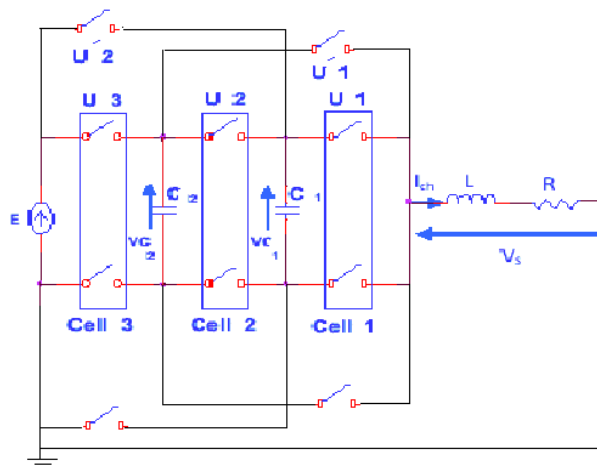


Figure IV.10: Convertisseur quatre niveaux avec circuit de secours

On a vu précédemment que le problème du blocage des interrupteurs ne pouvait se résoudre analytiquement telle qu'une commande adaptée au défaut dû à la perte de commandabilité résultante de ce défaut. Pour assurer la continuation du fonctionnement, nous proposons une nouvelle topologie qui consiste à rajouter des interrupteurs qu'on appellera *interrupteurs d'inhibitions* comme le montre la figure IV.10. Ces interrupteurs nous permettrons de passer à un nombre de cellules inférieure afin d'inhiber la partie défaillante du convertisseur.

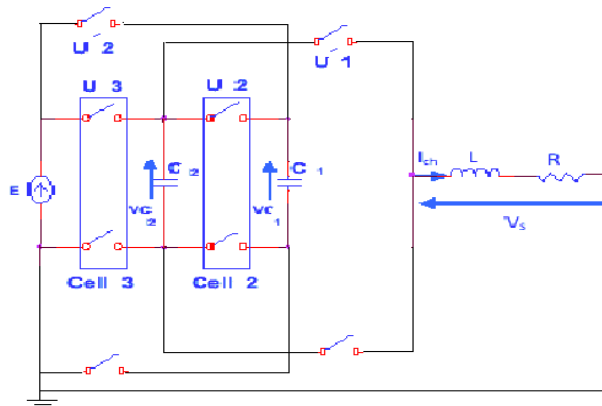


Figure IV. 11 :Convertisseur avec défaut dans la cellule 1

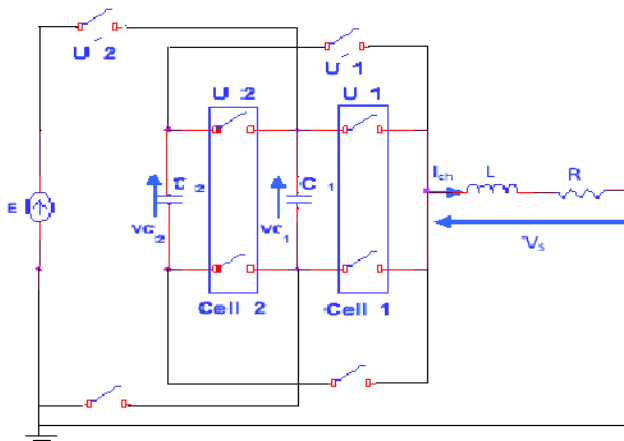


Figure IV.12 : Convertisseur avec défaut dans la cellule 3

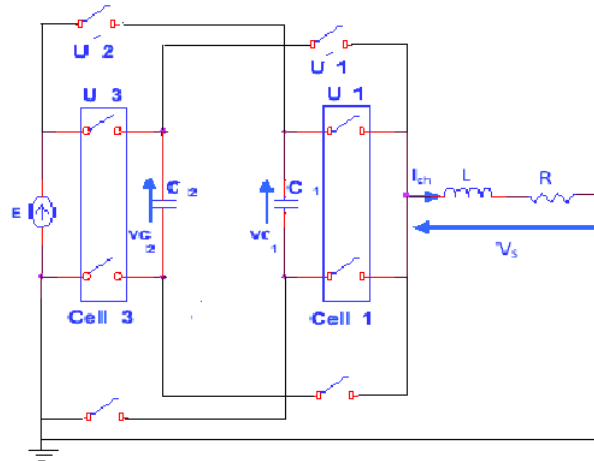


Figure IV.13: *Convertisseur avec défaut dans la cellule 2*

les commutateurs d'inhibitions, comme indiqué dans la figure IV.13. de passer à un plus faible nombre de cellules dans le but d'inhiber la partie défaillante du convertisseur.

La topologie convertisseur 3-cell, comme indiqué dans la Figure IV.10, comprend trois paires de semi-conducteurs de puissance complémentaires dans chaque cellule. Peu importe ce qui est en défaut de semi-conducteurs, il est toujours possible de reconfigurer la topologie convertisseur pour faire fonctionner comme un convertisseur 2-cellules, qui peut toujours garantir des niveaux de conversion. Par exemple, quand un défaut est détecté, on peut isoler le défaut des semi-conducteurs en u, et activer U_x' afin d'assurer le fonctionnement, et en même temps, séparer les cellules défectueuses.

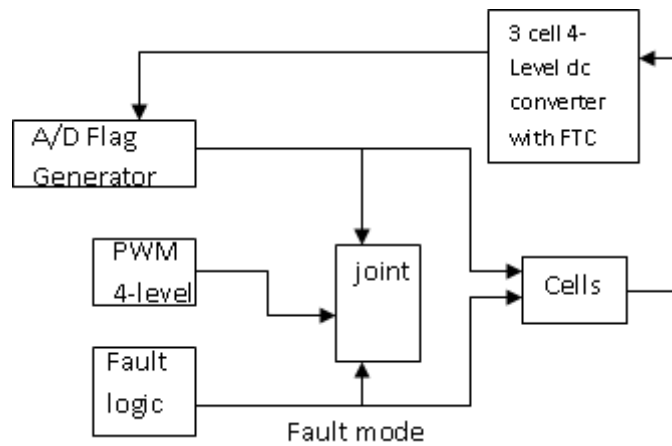


Figure IV.14 : *Diagramme de commande du convertisseur en présence des défauts*

Discrete,
fs = 1e-006 s
pow etgui

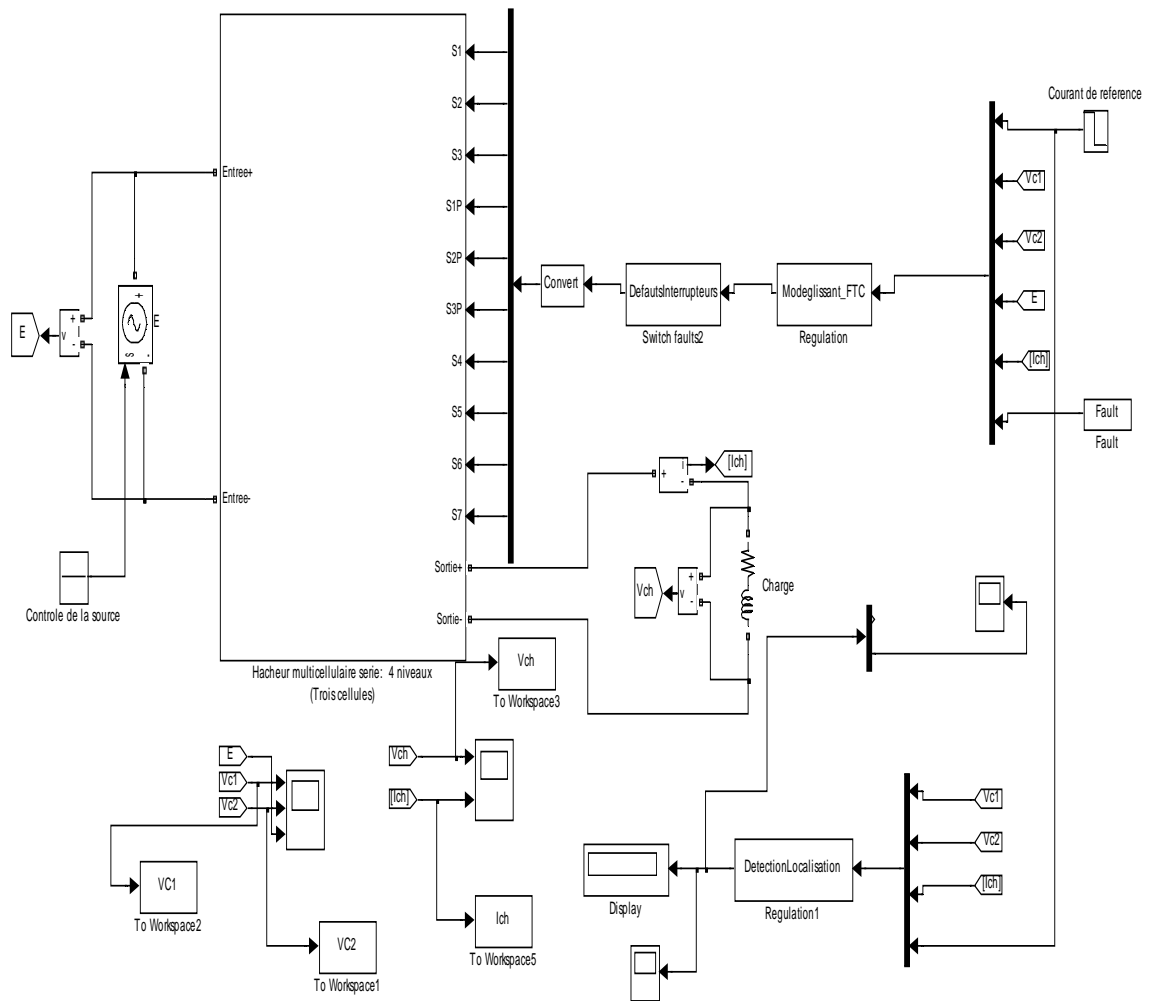


Figure IV.15: Schéma Simulink du FTC proposée [MER12a]

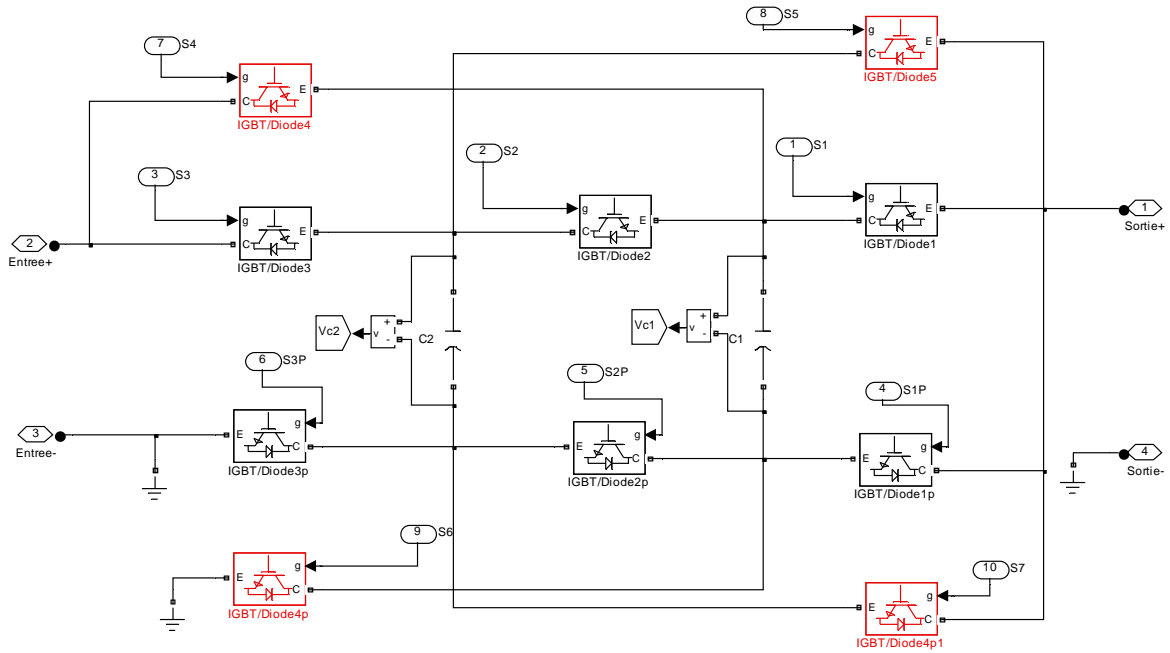


Figure IV.16: Schéma du circuit proposé sous simulink [MER12f]

Cette méthode est basée sur l'estimation de l'état, par le biais de l'observateur par mode de glissement. L'erreur d'estimation est utilisée comme résidu de détection et d'isolement des défauts.

IV.4.3.1. Observateur par mode de glissement

L'observateur par mode de glissement est donné par [MER10]:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{V}}_{c1} &= \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_1 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c2} &= \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_2 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{I}}_{ch} &= -\frac{R}{L} \cdot \hat{I}_{ch} + \frac{E}{L} u_3 - \frac{1}{L} (u_2 - u_1) \hat{V}_{c1} - \frac{1}{L} (u_3 - u_2) \hat{V}_{c2} - \lambda_3 \text{sign}(S)\end{aligned}\tag{IV.5}$$

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

$\begin{bmatrix} \hat{V}_{c1} \\ \hat{V}_{c2} \end{bmatrix}^T$ états estimés, $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ les gains correctives d'observation..

Les conditions de convergence ont été développés pour un convertisseur multicellulaire avec des cellules p dans [UTK92]. Les gains de l'observateur correctives ont la forme suivante [MER10]:

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= -\frac{\lambda_3}{\tau} \cdot L(u_2 - u_1) \\ \lambda_2 &= -\frac{\lambda_3}{\tau} \cdot L(u_3 - u_2) \\ \lambda_3 &> |\Delta f_3|_{\max}\end{aligned}\tag{IV.6}$$

$$\text{avec } \Delta f = f(\hat{x}, u) - f(x, u)$$

L'observateur à modes glissants contraint cette dynamique à converger vers la surface de glissement $S = \tilde{x}_3 = 0$ et à y évoluer (phénomène de glissement) selon une dynamique d'ordre 2. L'objectif du gain λ_3 est d'assurer l'attractivité de la surface de glissement.

T est un paramètre primordial qui doit être ajustée avec précision, car il corrige la dynamique de l'observateur pendant le mode de glissement.

Les gains λ_1 , λ_2 , λ_3 et sont déterminés de façon à imposer la dynamique de l'erreur d'observation en mode de glissement. La dynamique d'évolution théorique de la tension aux bornes des condensateurs flottants dépend du courant de charge maximal et de la valeur de ces derniers [MER10] soit :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{|i_{ch}|_{\max}}{C}\tag{IV.7}$$

Afin de respecter la dynamique théorique de l'évolution des tensions flottantes, la constante de temps τ doit être fixée à [LIE06]:

$$\tau = \frac{\lambda_3 L}{(dV / dt)}\tag{IV.8}$$

les conditions initiales de l'observateur qui suit: $[\hat{v}_{c1}(0) \ \hat{v}_{c2}(0) \ \hat{i}_{ch}(0)] = [3 \ 6 \ 6]$

L'observateur est en boucle fermée avec la commande par mode de glissement (c'est à dire on utilise les grandeurs observées pour calculer les commandes). Les paramètres du convertisseur sont:

$E=1500V$, $R=10$, $L=0.5$ mH, $C1=C2=40$ μF , $I_{ch-ref}=60$ A

Il est noté que les tensions flottantes des condensateurs et le courant de charge convergent rapidement vers leurs valeurs réelles. Cependant, la convergence des tensions flottantes des condensateurs est plus lente que celle du courant de charge.

IV.4.3.2. Reconfiguration du système en cas de défauts :

Pour modéliser le résidu, nous devons connaître les conséquences au préalable des différents blocages de cellules sur les variables d'état du système. Avec cette intention, l'une établie signatures d'opération avec des défauts. Nous illustre cela dans le tableau suivant:

TABLEAU IV.1

Signature de fonctionnement avec défaut du convertisseur multicellulaire série

Etat bloqué	Conséquences sur les états du système
$u_1 = 1$	V_{c1} diminue, V_{C2} diminue, I_{ch} augmente
$u_1 = 0$	V_{c1} augmente, augmente V_{c2} , I_{ch} diminue
$u_2 = 1$	V_{c1} augmente, V_{C2} diminue, I_{ch} augmente
$u_2 = 0$	V_{c1} diminue, V_{C2} augmente, I_{ch} diminue
$u_3 = 1$	V_{c1} augmente, augmente V_{c2} , augmente I_{ch}
$u_3 = 0$	V_{c1} diminue, diminue V_{c2} , I_{ch} diminue

On va proposer, dans ce cas un résidu qui nous permis de détecter les défauts. Le résidu prendra la forme suivante:

$$R = \left\| \frac{\Delta V_{c1}}{V_{c1ref}} + \frac{\Delta V_{c2}}{V_{c2ref}} + \frac{\Delta I_{ch}}{I_{chref}} \right\| \quad (IV.9)$$

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

TABLEAU IV.2

Nombre de cellules en fonction des interrupteurs d'inhibitions

u_1'	u_2'	Convertisseur équivalent
0	0	3Cells (aucun défaut)
1	0	2Cells
0	1	2 Cells

Le tableau ne considère que les défauts blocage cellule de u_1 et u_2 , les autres défauts nécessitent l'arrêt de fonctionnement du convertisseur. Après diagnostic et choix du nombre de cellules, nous passons au choix du régulateur adéquat au nombre de cellules comme le montre la figure IV.17.

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

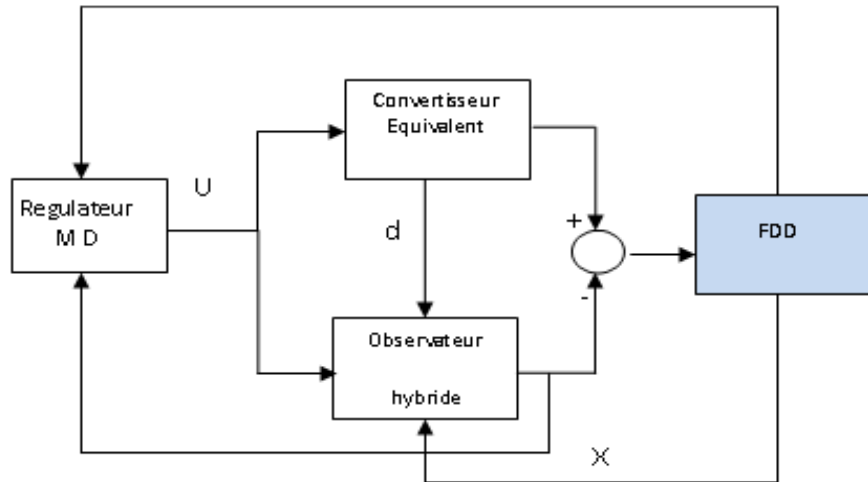


Figure IV.17 : Diagramme de régulation avec FDD [MER12c]

Calcul des surfaces de commutations en cas de défaut de blocage : en utilisant le même raisonnement, on abouti aux équations suivante pour les différents convertisseurs ainsi que les nouvelles tensions de référence des condensateurs [MER12a] :

- Convertisseur avec défaut dans la cellule 1 (blocage de $u_1 = 0$)

$$S_2(x) = \frac{2 \cdot I_{ref}}{E} v_{c2} - I_s \quad (IV.10)$$

$$S_3(x) = \frac{2 \cdot I_{ref}}{E} \cdot (E - v_{c2}) - I_s$$

$$\Delta x^T = \begin{bmatrix} v_{c2} - \frac{2E}{3} & I_s - I_{ref} \end{bmatrix}$$

- Convertisseur avec défaut dans la cellule 2 (blocage de $u_2 = 0$)

$$S_1(x) = \frac{3 \cdot I_{ref}}{E} v_{c1} - I_s \quad (IV.11)$$

$$S_2(x) = -\frac{2 \cdot I_{ref}}{E} \cdot (v_{c1}) - I_s$$

$$\Delta x^T = \begin{bmatrix} v_{c1} - \frac{E}{2} & I_s - I_{ref} \end{bmatrix}$$

IV.4.3.3. Résultats de simulation

A. Commande avec MLI

Les résultats de réglage avec MLI sont donnés par :

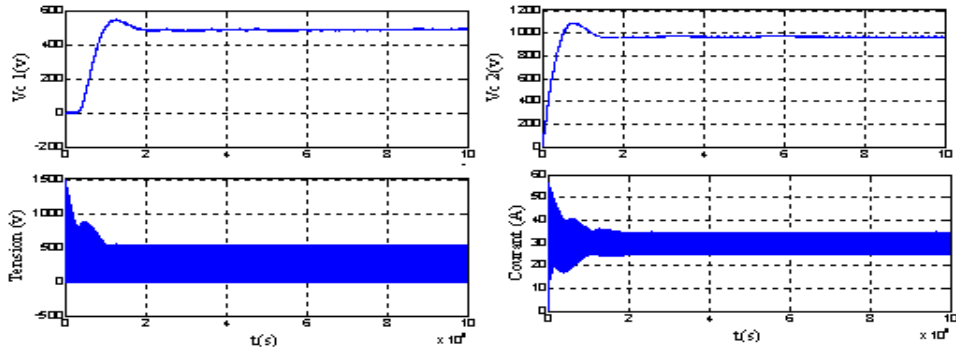


Figure IV.18 : tensions flottantes, courant et tension de charge

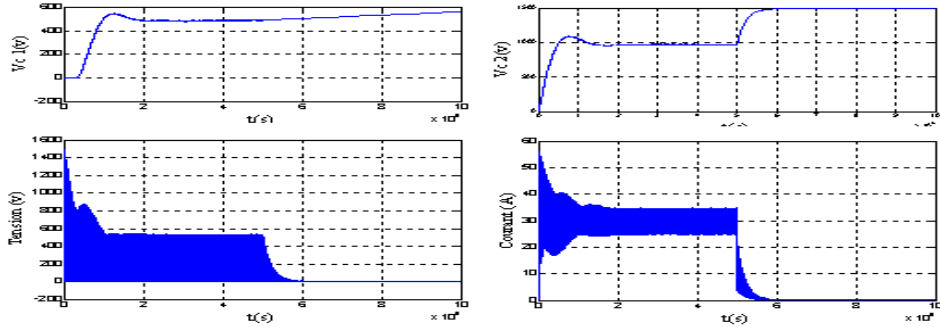


Figure IV.19: formes d'ondes des tensions flottantes, courants et de tension de charge, avec défaut dans la cellule 1 (blocage de u_1)

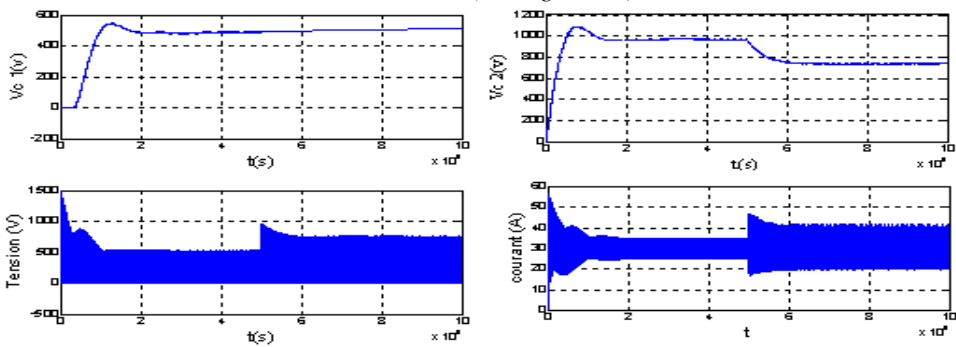


Figure IV.20: formes d'ondes des tensions flottantes, courants et de tension de charge, avec un défaut dans la cellule 1 (blocage de u_1)

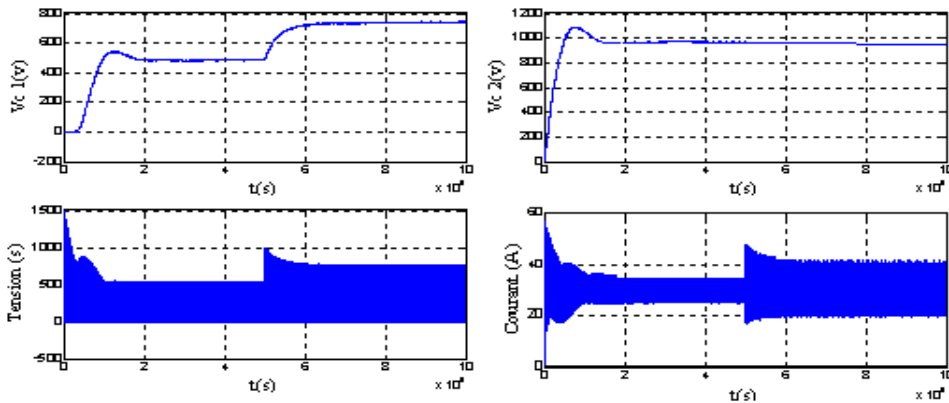


Figure IV.21 : formes d'ondes des tensions flottantes, courants et de tension de charge, avec un défaut dans la cellule 2 (blocage de u_2)

B. FTC avec reconfiguration par réglage par mode de glissement :

a. Défauts considérés :

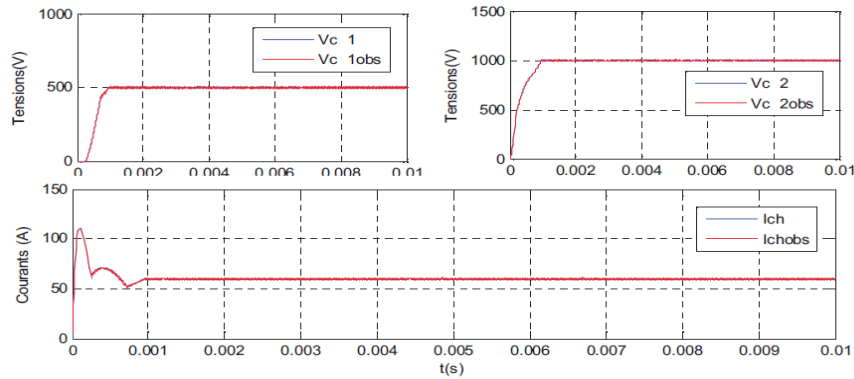
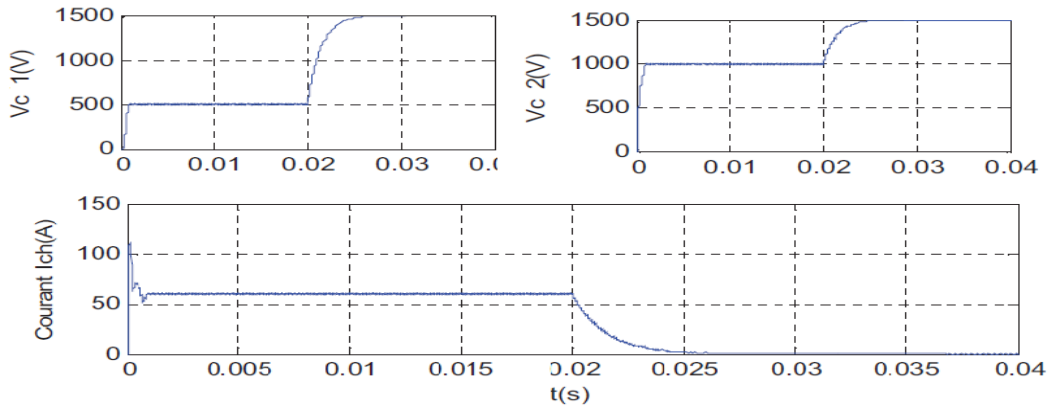
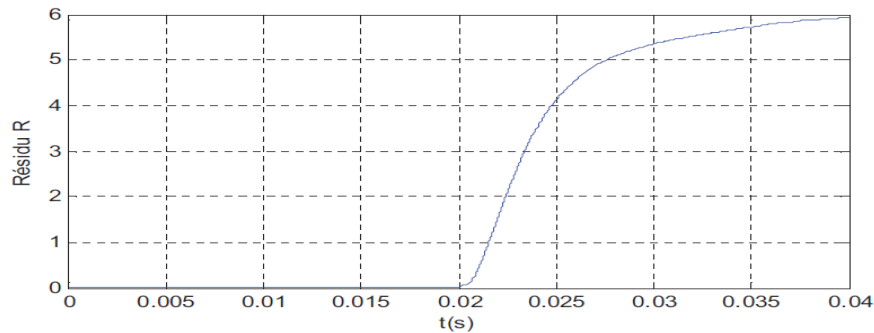


Figure IV.22 : Observation des tensions flottantes du convertisseur par l'observateur par mode de glissement

Test 1: on introduit un défaut dans la cellule 1 avec blocage $u_1 = 0$, $t = 0.02\text{sec}$



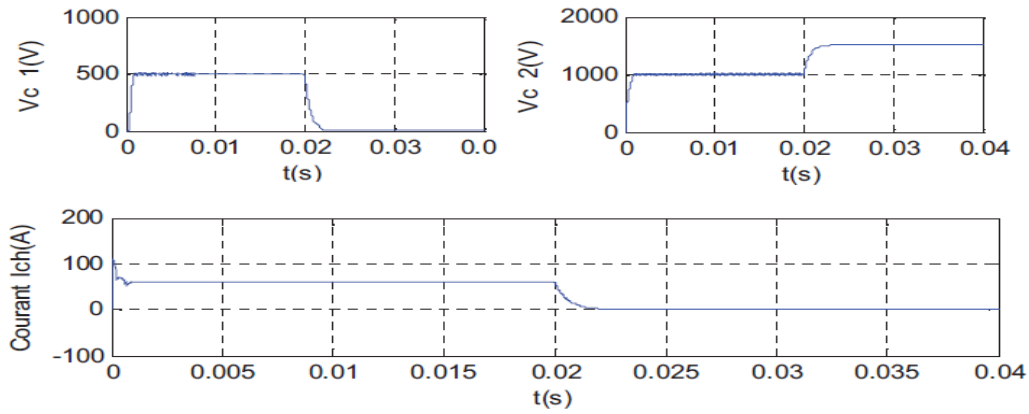
(a)



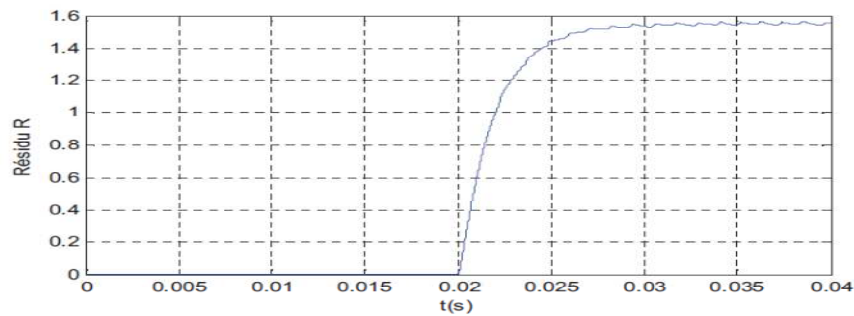
(b)

Figure IV.23: (a) Réponses des variables d'états en cas de défaut dans la cellule 1 (blocage de $u_1 = 0$) (b) Evolution du résidu avec défaut dans la cellule 1 (blocage $u_1 = 0$)

Test 2: on introduit un défaut dans la cellule 2 avec blocage $u_2 = 0$, $t = 0.02\text{sec}$



(a)



(b)

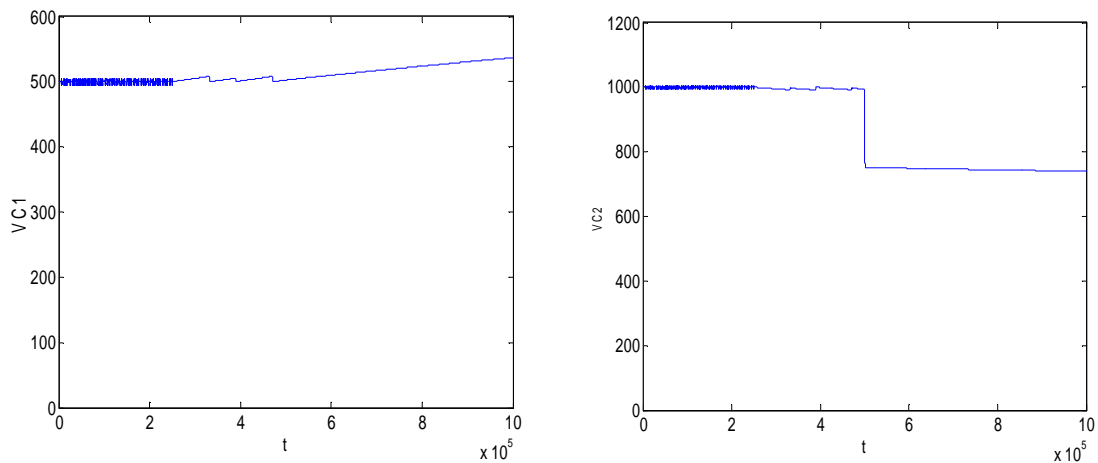
Figure IV.24 : (a) Réponses des variables d'états en cas de défaut dans la cellule 2 (blocage de $u_2 = 0$)

(b) Evolution du résidu avec défaut dans la cellule 2 (blocage $u_2 = 0$)

b. Résultats avec FTC :

- Défaut dans la cellule 1 (Blocage de u_1 à l'état 0) avec FTC:

On introduit un défaut dans la cellule 1, à $t=0.5$ s, on obtient les résultats suivants :



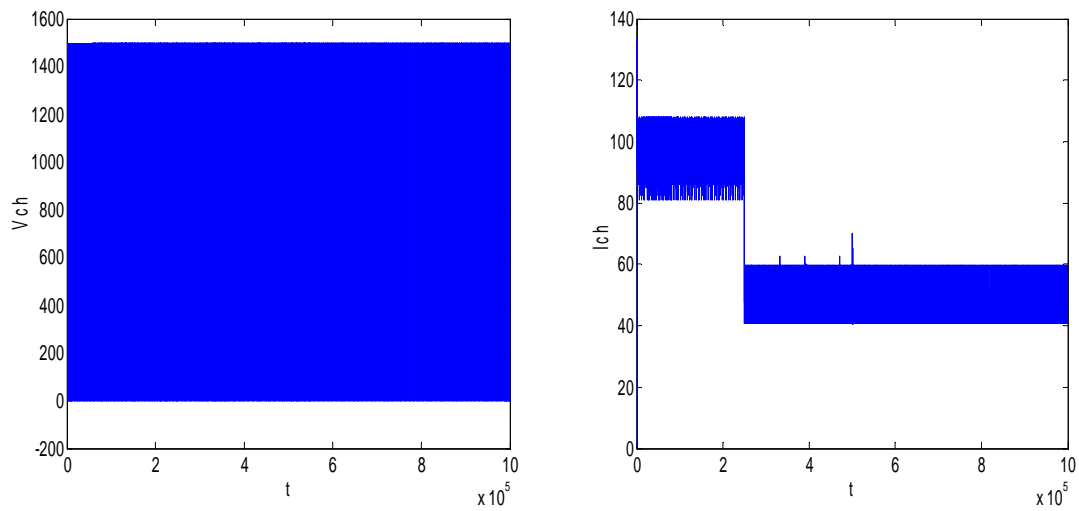


Figure IV.25: Réponses des variables d'états en cas de défaut dans la cellule 1 avec FTC $t=0.5s$

- Défaut dans la cellule 2 (Blocage de u_2 à l'état 0) avec FTC:

Nous introduisons cette fois un défaut bloquant la cellule de u_2 à l'état 0, à $t=0.5s$. Les résultats de la simulation sont comme suit:

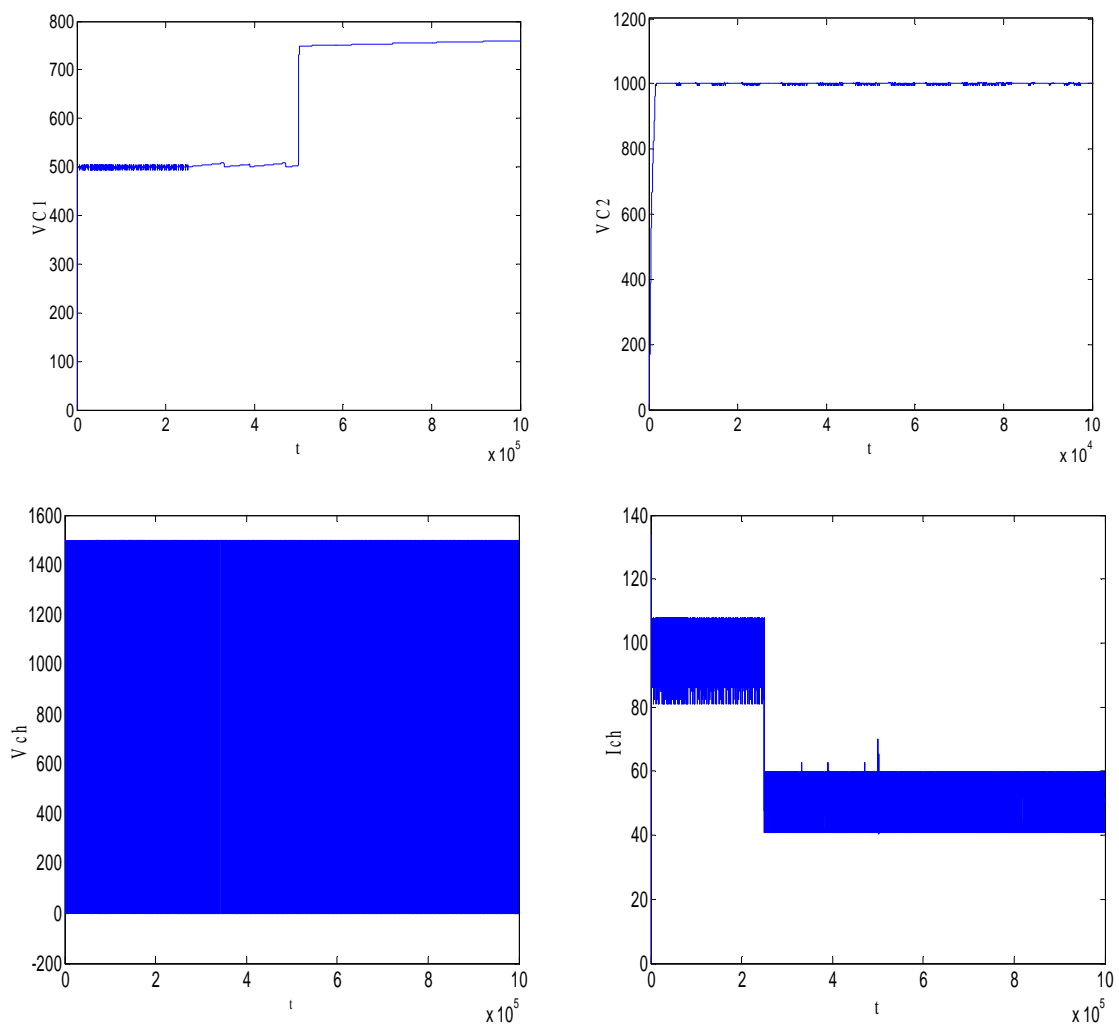


Figure IV.26 : Réponses des variables d'états en cas de défaut dans la cellule 2 avec FTC $t=0.5s$

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés en premier lieu à diagnostiquer les types de défauts dans le convertisseur multicellulaire à savoir le blocage cellule. Le diagnostic de défaut cellule du convertisseur multicellulaire nous a montré dans un premier temps les conséquences que pourraient subir le circuit et par la suite la concrétisation de différent résultat pour achever pleinement cette méthode de surveillance. L'utilisation de l'observateur par mode de glissement d'ordre un nous a permis la génération d'un résidu sensible aux blocages cellules. Ce résidu combiné avec une logique décisionnelle stricte permet la détection et la localisation de défaut blocage.

Dans la deuxième partie, nous sommes intéressé à l'utilisation de la technique FDI de détection et de localisation des défauts au profit de la commande tolérante aux défauts FTC avec application au convertisseur multicellulaire. Ensuite, nous avons validé la structure proposée par simulation. D'après cette étude, on constate que les performances de la commande sont très satisfaisantes. Nous avons aussi étudié le cas du blocage des interrupteurs et après avoir trouvé des difficultés à remédier ce problème analytiquement, on a proposé une solution matérielle par l'ajout d'interrupteurs d'inhibitions dans le convertisseur afin de passer à un convertisseur avec nombre de cellules inférieur et le commander avec la commande par mode de glissement.

Conclusion générale & perspectives

Ce travail présente une contribution à la commande et la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides et particulièrement aux convertisseurs de puissance. Pour comprendre cette problématique de commande des SDH, une présentation préliminaire a été effectuée sur les aspects hybrides des SDH, les méthodes de modélisation, les notions spécifiques à l'hybride, les outils mathématiques ainsi que les méthodes d'analyse de stabilité. Ainsi, la première partie a été consacrée aux différents aspects des SDH.

Dans le premier chapitre, nous avons donné quelques définitions sur les aspects hybrides des SDC dans le but de bien différencier ces systèmes des systèmes non linéaires continus et nous avons donné les méthodes de modélisation les plus connus dans ce domaine.

Le deuxième chapitre concerne la problématique de la synthèse de commande des SDC, dont une première partie dédiée à la présentation d'une commande hybride pour un convertisseur multicellulaire trois cellules, et une deuxième partie dédiée à la commande optimale d'un onduleur monophasé. Le régulateur linéaire quadratique (LQR) a été développé avec succès pour cette alimentation, les gains de ce dernier sont calculés par la minimisation d'une fonction de coût qu'on peut la changer à travers un choix judicieux des fonctions de poids ce qui rend possible l'optimisation de l'effort de contrôle dans le suivi de la tension de référence.

Le troisième chapitre présente l'Observabilité des systèmes dynamiques hybrides et observateur hybride, avec application aux convertisseurs multicellulaires des tensions intermédiaires : Nous avons appliqué, dans la troisième partie, la nouvelle théorie de la Z(TN) observabilité au convertisseur multicellulaire, en se basant sur la modélisation hybride. Ceci nous a permis de cerner l'analyse de l'observabilité des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire d'un point de vue hybride. Il a été montré que, même lorsque dans un intervalle de temps, les interrupteurs de puissance du convertisseur ont la même position ou le système n'est pas observable au sens classique, les tensions dans chaque condensateur flottant peuvent être estimées sous certaines hypothèses raisonnables après une période de temps suffisamment longue, tel que le système devient Z(TN)-observable. En effet, théoriquement, les tensions aux bornes des condensateurs ne peuvent pas être estimées instantanément après n'importe quel temps supérieur à zéro, mais elles peuvent être estimées après une période de temps qui dépend des valeurs des positions des interrupteurs du convertisseur multicellulaire (Z(TN)-observabilité).

Ensuite plusieurs stratégies d'observation des tensions intermédiaires du convertisseur sont proposées : l'observateur adaptatif, par mode de glissement d'ordre un et par mode de glissement d'ordre deux (super twisting).

La deuxième partie de notre travail a consisté au développement d'un bloc de diagnostic et de localisation des défauts (FDD), une bonne connaissance des défauts qui peuvent apparaître et leurs répercussions sur le système s'avère très importante. Le premier défaut traité est le blocage des interrupteurs de l'une des cellules : le diagnostic commence par la génération de résidu en utilisant la méthode à base d'observateur, l'observateur par mode de glissement d'ordre un est appliqué pour générer un signal résiduel qui permet la détection de défaut. La seconde étape consiste à localiser les défauts en exploitant les signatures de ces derniers. Ainsi à l'aide du résidu généré et des signatures, on a pu développer une logique décisionnelle qui a été utilisée par la suite dans la commande tolérante aux défauts. on note que ce type défaut nécessite un autre type de résidu calculé à l'aide du concept d'inversion du système et que chaque condensateur a son propre résidu qui nous donne un résultat exprimé sur une base bornée par une exponentielle qui pourrait être étalonnée en pourcentage afin de connaître la résistance parallèle équivalente au vieillissement et l'exploiter par la suite pour développer une commande tolérante aux défauts. Ensuite, on a développé une loi de commande par mode de glissement pour notre convertisseur quatre quadrants. Nous avons constaté par simulation que cette commande donne de bonnes performances. Pour la commande tolérante aux défauts et plus

particulièrement les défauts de blocage cellule, l'analyse du convertisseur à l'aide du modèle défaillant et de sa structure nous a permis de conclure sur la perte de commandabilité en présence de ces pannes, ce qui rend la tâche de trouver une solution analytique impossible.

Afin d'assurer un fonctionnement continu, nous avons proposé une nouvelle topologie des convertisseurs multicellulaires qui consiste à rajouter des interrupteurs d'inhibitions pour passer à un nombre de cellules inférieur en inhibant la partie défaillante et appliquer par la suite la commande par mode de glissement au convertisseur équivalent. Les simulations donnent des résultats très satisfaisants pour les deux cas de blocage cellule.

A l'issue de ce travail, les perspectives sont multiples, au vu de l'aspect novateur du convertisseur multicellulaire dans les applications industrielles. On peut citer les directions de recherche suivantes:

- ✓ Il serait intéressant de valider expérimentalement les résultats obtenus dans cette thèse,
- ✓ L'analyse de l'observabilité du convertisseur quatre quadrants en utilisant la théorie Z(TN) observabilité pourra aider à résoudre le problème de l'observabilité,
- ✓ L'introduction d'une charge active, comme une machine à courant continu, est axe d'investigation très intéressant, au regard de l'importance du domaine de l'entraînement électrique,
- ✓ Pour le diagnostic du convertisseur, nous suggérons d'étudier les défauts des interrupteurs et de développer la commande tolérante à ces défauts,
- ✓ Il serait également envisageable d'appliquer d'autres types d'observateurs pour le diagnostic des défauts.

Bibliographie

- [ALLA98] H. Alla and R. David. Continuous and hybrid petri nets. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 8(1) :159–188, 1998.
- [ALU95] R. Alur, C. Courcoubetis, N. Halbwachs, T. A. Henzinger, P. H. Ho, X. Nicollin, A. Olivero, J. Sifakis, and S. Yovine. "The algorithmic analysis of hybridsystems". *Theoretical Computer Science*, 138 :3–34, 1995.
- [ALES01] Alessandri. A, Coletta. P. 2001 "Design of Luenberger Observers for a class of hybrid linear systems". Eds., *Hybrid systems: computation and control. Lecture notes in computer science. vol 2034*, pp .7-18. Springer-verlag. 2001.
- [ALL97] Alla. H, David. " Du Grafctet Aux réseaux de Petri". Hermès. (Ed). Paris. 1997 .
- [ALU99] Alur. "Timed Automata". NATO-ASI 1998 Summer School on Verification of Digital and Hybrid Systems. A revised and shorter version appears in 11th International Conference on Computer-Aided Verification, LNCS 1633, pp. 8-22, Springer-Verlag. 1999.
- [ANT00] Antsaklis. P. J. "Special issue on hybrid systems: Theory and applications, a brief Introduction to the Theory and Applications of Hybrid Systems". *Proceeding of the IEEE*. Vol. 88. N°. 7. pp. 879-889. July 2000.
- [BAB04a] Babaali. M. Egerstedt. M. "On the Observability of Piecewise Linear Systems". On 43rd IEEE Conference on Decision and Control December, 14-17, 2004 Atlantis, Paradise Island, Bahamas.2004.
- [BAB04b] Babaali. M. "Switched linear systems: Observability and observers". PhD thesis, Georgia Institute of Technology. March, 2004.
- [BAK08] Bako Laurent 'Contribution à l'identification de systèmes dynamiques hybrides', thèse de Doctorat, Université des sciences et technologies de Lile, 2008.
- [BEA07] A.Benaissa "étude et simulation d'une alimentation stabilisée a performances améliorées" thèse de Magister, université de Biskra, 2006.
- [BAI07] H. Baikeche, Diagnostic des systèmes linéaires en boucle fermée, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007.
- [BEN09] K.Benmansour, "Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride" thèse de Doctorat de l'Université de Cergy Pontoise, 2009 France.
- [BEN08a] K. Benmansour, A. Maarouf, M. Djemai, « Mise en œuvre d'une commande par mode de glissement d'ordre supérieure pour la MCC alimentée par un convertisseur multicellulaire », Conférence International Francophone d'Automatique, CIFA, 2008.

- [BEN07] K. Benmansour, A. Benalia, M. Djemai, J. de Leon, « Hybrid Control of a Multicellular Converter », in *Nonlinear Analysis : Hybrid systems*1, pp. 16–29, 2007.
- [BEN06a] K. Benmansour, A.H. Zahraee, M. Djemai, «Hybrid Modelling of a Multicellular Converter », in *41st Int. Universities Power Engineering Con. UPEC, Newcastle, UK*, 2006.
- [BEN08b] K. Benmansour, M. Djemai, M. Tadjine and M. S. Boucherit, «On observability and HOSM and adaptive observers design for à multicell chopper », In *proc. of the 10th, IFAC International Workshop on Variable Structure Systems, VSS-08*, Antalya, Tukey, 2008.
- [BEN08c] K. Benmansour, M. Djemai, M. Tadjine and M. S. Boucherit, « Observabilité et observateurs des convertisseurs multicellulaires : Etude experimentale» *Conférence International Francophone d'Automatique, CIFA, Roumanie, 2008.*
- [BEN08d] K. Benmansour, M. Djemai, M. Tadjine and M. S. Boucherit, «On Observability and Hybrid Observers Design for Three Cells Converter: Experimental results », In *proc. of the 10th, IFAC International Workshop on Variable Structure Systems, VSS-08*, Antalya, Tukey, 2008.
- [BEN06b] K. Benmansour, M. Djemai, J. de Leon, « Adaptive Observer for Multi-Cell Chopper », *Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech, 2006.*
- [BEM00] A. Bemporad, G. Ferrari, and M. Morari. "Observability and controllability of piecewise affine and hybrid systems". *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45 :1864–1876, 2000.
- [BET07] O. Bethoux and J-P. barbot. *Commande permettant le contrôle du convertisseur multicellulaire série à nombre non premier de cellules. e-STA*, 4 :44–49, 2007.
- [BET05] O. Bethoux, *Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série, Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise, 2005.*
- [BAJ08] F. Bejarano, M. Ghanes, J.P. Barbot, "Observability analysis and observer design for a class of hybrid systems: application to multi-cell chopper", submitted for publication. 2008.
- [BOY94] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan. "Linear matrix inequalities In systems and control theory". SIAM, Philadelphia, 1994
- [BRO93] R. W. Brockett "Essays on Control : Prespectives in the theory and it's applications". Editer par H. L. Trentelman and Jan C. Willems, Birkhäuser, 1993. Chapitre 2 : Hybrid models for motion control systems.

- [BAL01] Balluchi. A, Benvenuti. L, Di Benedetto. M, Vincentelli. "A Hybrid Observer for the Driveline Dynamics". Proceeding of the European control conference. Porto, Portugal, September, 2001
- [BAL02a] Balluchi. A, Benvenuti. L, Di Benedetto. M, Vincentelli. "Design of Observers for Hybrid System". Eds., Hybrid Systems: Computation and control (HSCC'02). Vol. 2289, LNCS, pp. 76–89. Springer-Verlag, 2002.
- [BAL02b] Balluchi. A, Benvenuti. L, Sangiovanni. L, "Observers for Hybrid Systems with Continuous state Resets". In Proceeding 10th Mediterranean Conference on Control and Automation.2002
- [BAR00] J-P Barbot, T. Boukhobza, M. Djemai et A. Glumineau "Observateur non linéaire de type modes Glissants" dans Commande des moteurs asynchrones Vol 2 (optimisation, discrétisation et observateurs) Editeur C. Canudas, Hermes, pp 2000.
- [BAR07] Barbot. J. B, Saadaoui. H, Djemai. M, Manamanni. N, "Nonlinear observer for autonomous switching systems with jumps". Non linear Analysis: Hybrid Systems. Pp.537_547. 2007.
- [BEM99] Bemporad. A, Morari. M, "Control of Systems Integrating Logic, Dynamics, and Constraints". Automatica, vol. 35. N°. 3, pp. 407-427. March, 1999.
- [BEM00] Bemporad. A, Ferari-Trecate. G. Morari. M, "Observability and Controllability of Piecewise Affine and Hybrid Systems". IEEE Transactions On Automatic Control. vol. 45, N°. 10, October, 2000.
- [BEM08] Bemporad. A, Bianchini. G, Brogi. F. " Passivity Analysis and Passification of Discrete-Time Hybrid Systems". IEEE Transactions On Automatic Control, vol. 53, N°. 4, May, 2008.
- [BIR06a] Birouche. A. " Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides". Thèse de Doctorat en automatique et traitement du signal. Centre de Recherche en Automatique de Nancy. 2006.
- [BIR06b] Birouche. A, Daafouz. J, Iung. C. "Observer Design for Class of Discrete Time Piecewise-Linear System". In: 2nd IFAC Conf. on Analysis and Design of Hybrid Systems, Alghero, Italy, June, 2006.
- [BOR03] Borrelli. F. "Constrained Optimal Control of Linear and Hybrid Systems". Lecture Notes in Control and Information Sciences, springer edition. 2003.
- [BOU05] Boukas. E." Stochastic Switching Systems Analysis and Design". Control Engineering Series Editor William S. Levine. 2005.
- [BOU99] Bourjij. A, Koenig. D. "An original Petri net state estimation by a reduced Luenberger observer". Proceeding of the American Control Conference. San Diego, California. 1999.

- [BOY95] Boyd. S, El Ghaoui. L, Feron. E, Balakrishnan. V. "Linear matrix inequalities in system and control theory". Society for industrial and applied Mathematics, SIAM ph. Philadelphia (USA). 1995.
- [BRA93] Branicky. M. S. "Asymptotic stability of m-switched systems using Lyapunov-like functions". LIDS Tech. Report, 2214. 1993.
- [CHA97] Champagnat. R. "Modeling Hybrid Systems by Meand of High_level Petri Nets: Benefits and limitations". Commande des Systèmes Industriels (CIS). Vol. 1. pp. 469_475. 1997.
- [CHA98a] Champagnat. R, Esteban. P, Pingaud. H. Valette. R. "Petri Net Based Modeling of Hybrid Systems". Computers in Industry 36 1998. 139–146. 1998.
- [CHA98b] Champagnat' Supervision des Systèmes Discontinus: Définition d'un Modèle Hybride et Pilotage en temps réel". Thèse de doctorat en Informatique industriel-Productique. Université Paul Sabalier Toulous. 1998.
- [CAS08] Cassandras. C. G, Lafortune. S. "Introduction to Discrete Event Systems". Book. Springer edition. 2008.
- [CHA02] M. Chadli "Stabilité et commande de systèmes décrits par des structures Multimodèles". PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, Centre de recherche en Automatique de Nancy (CRAN), 2002.
- [CHA06] S. Chaieb, D. Boutat, A. Benali, and F. Kartz Dynamic control of switched linear systems : a common lyapunov function approach. In 45th Proceeding IEEE Conference on Decision and Control, San Diego CA USA, December 2006.
- [CHE04] D. Cheng "Stabilization of planar switched systems". Systems and Control Letters, 51 :79–88., Feb 2004.
- [CHO98] M. Chouikha and E. Schnieder. "Modelling continuous-discrete systems with hybrid petri nets". In In IEEE-MC Multiconference on Computational Engineering in Systems Applications, pages 606–612, 1998.
- [CHO99] M. Chouikha, S. Wegele, and E. Schnieder Modelling and analysis of continuous discrete systems with hybrid petri nets. In the Proceedings of the IFAC Congress 99, 1999.
- [CHA06] Chaib.S, Benali. A, Boutat. D, Barbot.j.P. 2006 "Algebraic and Geometrical Conditions for the Observability of the Discrete State of a Class of Hybrid Systems". Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Control Applications Munich, Germany. October, 2006.
- [COC04] V. Cocquempot, Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes, Habilitation à Diriger des Recherches, LAGIS de Lille, 2004.
- [COL04] Collins. P, Van Schuppen. J. "Observability of Piecewise-Affine Hybrid Systems". R. Alur and G.J. Pappas (Eds.): HSCC 2004, LNCS 2993, pp. 265–27. 2004.

- [COM00] C. Combastel, Méthode d'aide à la décision pour la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [DAA07] J. Daafouz and H. Guéguen "Système dynamiques hybrides", volume 41 of JESA. HERMES Sciences publications, 2007.
- [DAI94] R. David and H. Alla Petri nets for modeling of dynamic systems - a survey. *Automatica*, 30(2) :175–202, 1994.
- [DEC00] R. A. Decarlo, M. S. Branicky, S. Pettersson, and B. Lennartson Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems. In *Proceedings of the IEEE*, volume 88, pages 1069–1082, July 2000.*
- [DAA01] Daafouz. J, Riedinger. P, Iung. C. "Static output feedback control for switched systems". *Proceedings of Conference on Decision and Control*. 2001.
- [DAA02] Daafouz J, Riedinger. P, Iung. C. "Stability Analysis and Control Synthesis for Switched Systems: A Switched Lyapunov Function Approach". *IEEE Transactions On Automatic Control*. vol. 47. N°. 11, November, 2002.
- [DAA03] Daafouz J, Riedinger. P, Iung. C. "Observer based switched controller design for discrete time switched system". *European Control Conference*. 2003.
- [DAV00] David. R. "Modeling by Hybrid Petri Nets and Extended Hybrid Petri Nets". *Proceeding of 4th international Conference Automation of mixed Processes: Hybrid dynamical Systems* pp. 3-6. 2000.
- [DAV01] David. R, Alla. H. "On Hybrid Petri Nets". *Discrete Event Dynamic Systems: Theory and Applications*. 2001.
- [DAW08] Da-Wei. D, Hang Yong. G. "State feedback control design for continuous time Piecewise linear systems: An LMI approach". *American Control Conference*. pp. 1104-1108. 2008.
- [DAY99] Dayawansa.W, Martin.C.F "A Converse Lyapunov Theorem for a Class of Dynamical Systems which Undergo Switching". *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, VOL. 44, N°. 4. APRIL, 1999.
- [DEL08] De la Sen. M, Ibeas. A. "Stability Results for Switched Linear Systems with Constant Discrete Delays". *Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering* Volume 2008, Article ID 543145, 28 pages doi:10.1155/2008/543145. 2008.
- [DEC00] Decarlo.R, Branicky. MS, Pettersson. S, Lennartson.B. "Perspective and Results on The Stability And Stabilizability of Hybrid Systems". *Proceeding of the IEEE*, vol. 8. N° 7. July. 2000.
- [DEM96] Demongodin. I, Koussoulas. N.T. "Modeling Dynamic Systems through Petri Nets". *Proc. IEEE-Systems, Man and Cybernetics CESA'96 (Computational Engineering in Systems Applications) IMACS Multiconference (Symp.on Discrete Events and Manufacturing Systems)*, Lille, France, July 1996, pp. 279- 284. 1996.

- [DEM03] Demongodin. I, Rouibia. S. "Modélisation par Réseaux de PETRI Lots et Analyse de l'état stable par Automates Hybrides". 4e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation "Organisation et Conduite d'Activités dans l'Industrie et les Services" MOSIM'03 – du 23 au 25 avril 2003 - Toulouse (France). 2003.
- [DEM06] Demongodin I, Koussoulas. N.T. "Differential Petri net models for industrial automation and supervisory control". IEEE Trans. System, Man and cybernetics - Part C, Application and Reviews. vol. 36. N° 4. July, 2006.
- [DJE05] M. Djemai, N. Manamanni and J.P. Barbot « Sliding Mode Observer For Triangular Input Hybrid System » Proc. of IFAC World Congress, Praha. 2005
- [LIB03] D. Liberzon. 2003 Switching in Systems and Control. ISBN 0-8176-4297-8. Birkhäuser, 2003.
- [MAN01] P. Manon. "Sur l'optimisation des séquences de fonctionnement des systèmes dynamiques hybrides. PhD thesis, Univ. Claude Bernard Lyon 1, 2001.
- [MAN02] P. Manon, C. Valentin-Roubinet, and G. Gilles. "Optimal control of hybrid dynamical systems : Application in process engineering. Control Engineering Practice, 10 :133–149, 2002.
- [HAI09] Hai, "Stability and Stabilizability of Switched Linear Systems: A Survey of Recent Results". IEEE Transaction On Automatic Control. 2009.
- [HAM08] Hamdi. F, Messai. N, Manamanni. N. " Synthèse d'observateur hybride pour le diagnostic d'une classe de système à commutation". Workshop Surveillance, Sureté et Sécurité des Grandes Systèmes, 3SGS08, Troyen, France. 2008.
- [HEE07] Heemels. W. P.M.H, Weiland. S, Juloski. A. "Input-to-State Stability of Discontinuous Dynamical Systems with an Observer-Based Control Application". HSCC. 2007.
- [HAU12] P. Hauroigné, "Stabilisation robuste des systèmes affines commutés. Application aux convertisseurs de puissance" thèse de Doctorat, Université de Lorraine, France 2012.
- [HAU11a] P. Hauroigné, P. Riedinger, and C. Iung. Sampled control design for switched affine systems : robust stabilization. In *Proceedings of the 18th IFAC World Congress*, pages 5453-5458, Milano, Italy, 2011.
- [HAU11b] P. Hauroigné, P. Riedinger, and C. Iung. Switched affine systems using sampled-data controllers : robust and guaranteed stabilization. *IEEE Transactions On Automatic Control*, 12(56) :2929-2935, 2011.
- [HAU12] P. Hauroigné, P. Riedinger, and C. Iung. Observer-based output-feedback of a multicellular converter : Control Lyapunov Function - sliding mode approach. In *Proceedings of the 2012 IEEE Conference On Decision and Control*, Soumis, 2012.
- [HER08] K. HERIZI "Synthèse d'Observateurs Hybrides Dédiés à La Commande Tolérante Aux Défauts : Application Au Convertisseur Multicellulaire" thèse de Magister, ENP 2008.
- [IUN06] Iung. C. "Optimal control In Hybrid Systems". Second IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems. 2006.
- [IBA01] S. Ibaraki, S. Suryanarayanan et M. Tomizuka, *H_∞ Optimization of Luenberger State Observers and Its Application to Fault Detection Filter Design*, In : Proc of the 40th

- IEEE Conference on Decision and Control TuP06-2, Florida USA . pp. 1011–1016, 2001.
- [JAM07] H. Jamouli, Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy1, 2007.
- [JOH98] Johansson. M, Rantzer. A. "Computation of Piecewise Quadratic Lyapunov Functions for Hybrid Systems". IEEE Transactions On Automatic Control, Vol. 43, N°. 4, April, 1998.
- [JOH03] Johansson. M. "Piecewise Linear Control Systems: A Computational Approach". © Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2003.
- [JUL03a] Juloski. A, Hemels. W, Boers. Y, Verschur.F. "Observer design for class of piecewise affine systems". Proceeding of conference on decision and control. Las Vegas, USA. 2002, pp. 2606-2611. 2003.
- [JUL03b] Juloski. A, Hemels. W, Boers. Y, Verschur.F. "Two Approaches to State Estimation for a Class of Piecewise Affine Systems". Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control Maui, Hawaii USA, December, 2003.
- [JUL04] Juloski. A. "Observer Design and Identification Methods for Hybrid Systems: Theory and Experiments". PhD Thesis. Eindhoven: Technische Univesiteit. 2004.
- [KOK01] Kokotovic. P, Arcak. M. "Constructive Nonlinear Control: A Historical Perspective". Automatica, 37(5):637-662. 2001
- [LES06] Lesire. C, Tessier. C. "Estimation and conflict detection in human controlled Systems". 9th Workshop on Hybrid Systems: Computation and Control (HSCC'06), Santa Barbara CA, USA. Mars, 2006.
- [LES07] Lesire. C, Tessier. C. "Particle Petri net-based estimation in hybrid systems to detect inconsistencies". 1st IFAC Workshop on Dependable Control of Discrete Systems (DCDS'07), Paris, France. Juin, 2007.
- [LIB03] Liberzon. D. "Switching in Systems and Control". Systems & Control: Foundations & Applications. 2003.
- [LIN07] Lin. L. "Stabilization of LTI Switched Systems with Input Time Delay". Engineering Letters, 14:2, EL_14_2_14. 2007.
- [LIB99] D. Liberzon and R. S. Morse. "Basic problems in stability and design of switched Systems". IEEE Control Systems Magazine, Oct 1999.
- [LIB04] D. Liberzon and R. Tempo. "Common lyapunov functions and gradient algorithms". IEEE Transactions on Automatic Control, 49 :990–994., 2004.
- [LYG99] J. Lygeros, K. H. Johansson, S. Sastry, and M. Egerstedt. "On the existence of execution of hybrid automata". In Proc. IEEE Conf. on Decision and Control, 1999.
- [LUE71] Luenberger. D "An Introduction to Observers". IEEE Transactio On Automatic Control. VOL. ac-16, NO. 6. DECEDER, 1971.

- [LYG02] Lygeros. J, Tomlin. C, Sastry. S. "The Art of Hybrid Systems". Compendium of Lecture Notes for The Hybrid Systems class. 2002.
- [LYG03] Lygeros. J, Johansson. K, Simic. S, Zhang. J, Sastry. S. "Dynamical Properties of Hybrid Automata". IEEE Transaction On Automatic control. Vol. 48. N°. 1. January, 2003.
- [LYG08] Lygeros. J, Koutroumpas. K, Dimpoulos. S, Legouras. I, Kouretas. P, "Stochastic Hybrid Modeling of DNA Replication Across a Complete Genome". PNAS. Vol. 105. N°. 34. Pp. 12295-12300. 2008.
- [LYN96] Lynch.N, Segala. R, Vaandrager. F. 96 "Hybrid I/O Automata". In R. Alur, T. Henzinger, and E. D. Sontag, editors, Hybrid Systems III, Verification and Control. Vol.1066 of Lecture Notes in Computer Science. pp 496–510. Springer, 1996.
- [MAH07] Mahulea. C, Cabasino. M. Giua. A, Seatzu. C. "A State Estimation Problem for Timed Continuous Petri Nets". CDC. 2007.
- [MAG05] M. Magos Rivera. "Sur la modélisation des systèmes dynamiques à topologie variable :une formulation Hamiltonienne à ports paramétrée". PhD thesis, LAGEP- Université Claude Bernard-Lyon1, fevrier 2005.
- [MER07] **S.Meradi**, "Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts rotorique", Thèse de magistère, Université Mohamed Khider Biskra, 2007.
- [MER 10] **S.Meradi**, K.Herizi, M.S.Boucherit, M.Tadjine, K.Benmansour, "Diagnosis of the cells fault in the Multi-cellular Converter with Fault Tolerant Control", ICEEA'10, University of Béjaia, Algeria.
- [MER11] **S.Meradi**, A.Benakcha, A.Menacer, "Fault diagnosis for induction motor rotor broken bar based on the comparative analysis of classical and fuzzy pi regulators for the indirect field oriented control", Colloque National sur l'Inductique : Application de l'Induction Electromagnétique , CNI'2-2011, Université A. MIRA – Béjaïa, le 03 et le 04 Mai 2011.
- [MER12a] **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Djemai, M.Tadjine, M.S.Boucherit, "Fault Detection and sliding mode reconfiguration for the Multi-cellular Converter three cells", Interational Conference on Electrical Engeneering, ICEE'12, Algiers, Algeria, 7-8 May 2012.
- [MER12b] **S.Meradi**, K.Benmansour, K.Herizi, M.Tadjine, M.S.Boucherit, "On hybrid Observability design for multi-cellular four quadrants dc - dc converter", Interational symposium on Environment friendly energies and applications , 25-27 june 2012, Newcastle upon tyne, UK.
- [MER12c] **S.Meradi**, K.Benmansour, K.Herizi, M.Tadjine, M.S.Boucherit "Performance and analysis of sliding mode observer design for nonlinear hybrid system, Application: multicellular converter fours quadrants" Mederanien journal of electronics and communication V8/No.2,pp. 387-399.2012.
- [MER13d] **S.Meradi**, K.Benmansour, K.Herizi, M.Tadjine, M.S.Boucherit "Sliding mode and fault tolerant control for multicell converter four quadrants" Electric Power Systems Research 95 (2013) . pages 128-139.

- [MER12e] **S.Meradi**, M.Tadjine, K.Benmansour, M.S.Boucherit “On hybrid observability design for multicellular four quadrants dc - dc converter” International Conference on Electrical Engineering (CEE) 2012 Batna.
- [MER12f] **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Tadjine, M.S.Boucherit “Nouvelle topologie des convertisseurs multicellulaires dédiés à la commande tolérante aux défauts” International Conference on Electrical Engineering (CEE) 2012, Batna.
- [MER12g] **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Tadjine, M.S.Boucherit “Fault hybrid diagnosis cells in four levels flying capacitors Multicell Converter” Conférence Internationale sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l’Electrotechnique CIMGLE 2012, Oran.
- [MER12h] **S.Meradi**, K.Benmansour, M.Tadjine, M.S.Boucherit “Sliding mode controller for flying capacitors multicell converter four quadrants” Conférence CIMGLE 2012, Oran.
- [MER11] **Samir MERADI**, Abdelhamid BENAKCHA, Arezki MENACER, « Fault diagnosis for induction motor rotor broken bar based on the comparative analysis of classical and fuzzy pi regulators for the indirect field oriented control », Colloque National sur l’Inductive : Application de l’Induction Electromagnétique, CNI’2-2011, Université A. MIRA – Béjaïa, le 03 et le 04 Mai 2011.
- [MEZ09] A. Mezhoud, **S.Meradi**, K. Benmansour, M. Djemai and M. Tadjine, “On hybrid observability and sliding mode observer in three cells converter”, Archives of Control Sciences Volume19(LV), 2009 No.2, pages 127–153.
- [MIG00] Mignon. D, Ferari-Trecate. G, Morari. M. 2000 “ Stability and Stabilization of Piecewise Affine and Hybrid Systems: An LMI Approach”. CDC. 2000.
- [MOK07] A. Mokhtari, *Diagnostic des systèmes hybrides : développement d’une méthode associant la détection par classification et la simulation dynamique*, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2007.
- [MON00] Montagner, V.F., Carati, E.G., & Grandling. H.A. An Adaptive Linear Quadratic Controller Applied to Uninterruptible Power Supplies, IEEE Industry Applications Conf., 2231-2236, 2000
- [MOR96] Morse. S. “Supervisory control of families of linear set-point controllers, part 1: Exact matching”. IEEE transactions on Automatic Control. vol 41. 1996.
- [MOR97] Morse. S.”Supervisory Control of Families of Linear Set-Point Controllers, Part 2: Robustness”. IEEE Transactions On Automatic Control, vol. 42, No. 11, Novembre 1997.
- [MOS97] Mosterman, “Hybrid Dynamic Systems: A Hybrid Bond Graph Modeling Paradigm And its Application In Diagnosis”. PhD thesis. Nashville, Tennessee. 1997.
- [MOS00] Mosterman. P, Biswas. G. “ A comprehensive methodology for building hybrid models of physical systems”. Artificial Intelligence 00 (2000) 1–39. 2000.
- [MOS02] Mosterman. P, Biswas. G. “ A Hybrid Modeling and Simulation Methodology for Dynamic Physical Systems”. Simulation vol. 78, N°. 1. 2002.
- [MUR89] Murata. T. “ Petri Nets: Properties, Analysis and Application”. Proceedings of the IEEE. vol. 77. N°. 4, April, 1989.

- [PAR05] Paruchuri. V ,Davari. A, Feliachi.A. “Hybrid Modeling of Power System using Hybrid Petri nets”. Proceeding of the 37th Southeastern Symposium on System Theory. pp. 221-224. 2005
- [PAV07] Pavlov. V, Pogromsky. A, Wouw. N, Nijmeijer. H. “On convergence properties of piecewise affine systems”. International Journal of Control. vol. 8. N°. 8. August, 2007.
- [PEL91] Peleties “ Stability of Switched and Hybrid Systems”. American control conference. 1991.
- [PET95] Pettersson. S, Lennartson. B. “Hybrid Modelling focused on hybrid Petri Nets”. 2nd European Workshop on Real-time and Hybrid Systems. Grenoble, France. June,1995
- [PET96] Pettersson. S, Lennartson. B. “Modelling, analysis and synthesis of hybrid systems”. Preprints of Reglernote. Lulua Sweden. Jun, 1996.
- [PET01] Pettersson. S, Lennartson. B. “Stabilization of Hybrid Systems using a Min-Projection Strategy”. American Control Conference. 2001.
- [PET05] Peterson. S. “ Observer design for switched systems using multiple quadratic Lyapunov functions”. 13th Mediterranean conference on control and automation. Limas sol, Cyprus. June, 2005.
- [PET06] Pettersson. S. “Designing switched observers for switched systems using multiple Lyapunov functions and dwell-time switching”. 2nd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems. Alghero, Italy. 2006.
- [PET03] S. Pettersson Synthesis of switched linear systems. In 42nd Proceeding IEEE Conference on Decision and Control, Hawaii USA, December 2003.
- [PET95] S. Pettersson and B. Lennartson. Hybrid modelling focused on hybrid petri nets. In in 2nd European Workshop on Real-time and Hybrid systems, pages 303–309, 1995.
- [PET96] S. Pettersson and B. Lennartson. Stability and robustness for hybrid systems. In 35th Conf. Decision and Contr., pages 1202–1207, 1996.
- [PIN06] Pina.L, Botto. M. A. “Simultaneous state and input estimation of hybrid systems with unknown inputs”. Automatica 42 (2006) 755 – 762. 2006.
- [RAM87] Ramadge, Wonham. “Supervisory Control of Class of Discrete Event Processes”. Siam Journal of Control and Optimization. vol. 25. N°. 1. pp. 1202-1218. 1987.
- [RAM89] Ramadge, Wonham. “The control of discrete event systems”. Proceedings of the IEEE, 77(1):81–89. January, 1989.
- [RAM00] Ramirez. T, Rangel. I, Mellado. L. “Observer Design for Discrete Event Systems modeled by Interpreted Petri Nets”. Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Robotics & Automation San Francisco. April, 2000.

- [ROD02] Rodrigues. L, How. J. "Observer-Based Control of Piecewise-Affine Systems". in the International Journal of Control. 2002.
- [SAA06a] Saadaoui H, Manamanni. N, Djemai. M, Floquet. T, Barbot. J. P. "Exact Differentiation Via Sliding Mode Observer For Switched Systems". Preprints Of The 2nd IFAC Conf. On Analysis And Design Of Hybrid Systems (Alghero, Italy), 7-9 June, 2006
- [SAA06b] Saadaoui. H, Manamanni. N, Djemai. M, Barbot. J. P, Floquet. T. "Exact differentiation and sliding mode observers for switched Lagrangian systems". Nonlinear Analysis 65 (2006) 1050–1069. 2006.
- [SAA07] Saadaoui, "Contribution à la Synthèse d'Observateurs non Linéaire Pour des Classes de Systèmes Dynamiques Hybrides". Thèse de Doctorat en Automatique. Université de Cergy Pontoise. 2007.
- [SAL02] Salas. L, Begovich. O, Trevino. R. "State Estimation in DES modeled by a class of Interpreted Petri Nets". Proceeding of the IEEE International Symposium On Intelligent Control. 2002.
- [SAL07] G. Salloum, *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [PEL93] P. A. Peleties and R. A. Decarlo. "A modeling strategy for hybrid systems based on event structures". Discrete Event Dynamic Systems : Theory and Applications, pages 39–69, 1993.
- [PIN98] D. Pinon, M. Fadel, and T. Meynard. "Commande par mode glissant d'un hacheur à deux cellules : étude de l'installation des cycles limites". Revue internationale de Genie Electrique, 1(3) :393–415, 1998.
- [PON62] L. S. Pontryagin. "Ordinary differential equations". Mass, 1962.
- [RAN00] A. Rantzer and M. Johansson. "Piecewise linear quadratic optimal control". IEEE Transactions on Automatic Control, 45, Apr 2000.
- [RIE99] P. Riedinger, "Contribution a la commande optimale des systemes dynamiques hybrides" Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine ,décembre 1999.
- [RIP99] P. Ripoll, Conception d'un système de diagnostic flou appliqué au moteur Automobile, Thèse de doctorat, Université de Savoie, 1999.
- [RON05] A. Rondepierre. "Piecewise affine systems controllability and hybrid optimal control". In In Proceedings of the 2005 International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics, 2005.
- [RUB03] M. Rubensson. "Stability properties of Switched Dynamical Systems : A Linear matrix Inequality Approach". PhD thesis, Chalmers University of Technology, April 2003.

- [SAA07] H. Saadaoui, « Contribution à la synthèse d'observateurs non linéaires pour des classes de systèmes dynamiques hybrides ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie, Université de Cergy-Pontoise, 2007.
- [SAA05] H. Saadaoui. «Observateur non linéaire à mode glissant pour une classe de système a commutations » JDA, Lyon, 2005.
- [SAA06] H. Saadaoui, M. Djemaï, K. Benmansour, « Super twisting algorithm observer for a class of switched systems», Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech, 2006.
- [SAM95] A. S. Samoilenko and N. A. Perestyuk. Impulsive differential equations. Series On Nonlinear Science, World Scientific, 1995.
- [SAS99] S. Sastry. Nonlinear systems : analysis, stability, and control. Springer-Verlag, New York, 1999.
- [SLO84] J.J.E. Slotine « Sliding controller design for non-linear systems », International Journal of Control » V.40, N°.2, pp.421-434, 1984.
- [VAN98] A. J. Van Der Schaft and J. M. Schumacher. "Complementarity modeling of Hybrid Systems". IEEE Transactions on Automatic Control, 43 :483–490, 1998.
- [SCH02] M. Schetzen. "Linear time-invariant systems". Wiley-IEEE Press, Decembre 2002.
- [SCH95] B. De Schutter and B. De Moor. "The extended linear complementarity problem". Mathematical Programming, 60(71) :289–325, 1995.
- [SIM00] S. Simic, K. H. Johansson, S. Satry, and J. Lygeros."Towards a geometric theory of hybrid systems". In B. H. Krogh N. Lynch, editor, Hybrid Systems : Computation and Control (HSCC), number 1790 in LNCS, pages 421–436. Springer, 2000.
- [SIM02] S. N. Simic, K. H. Johansson, J. Lygeros, and S. Sastry "Hybrid limit cycles and hybrid poincaré-bendixon". In In IFAC World Congress, pages 22–26, 2002.
- [SUN08] Y.G. Sun and L. Wang. Stabilization of planar discrete-time switched systems : Switched lyapunov functional approach. Nonlinear Analysis : Hybrid Systems, Sept 2008.
- [SUN06] Y.G. Sun, L. Wang, and G. Xie. Necessary and sufficient conditions for Stabilization of discrete-time planar switched systems. Volume 65 of Nonlinear Analysis, pages 1039–1049, Sept 2006.
- [SUN05] S Z. Sun and S.S. Ge. Switched Linear Systems : Control and Design. Springer, 2005.
- [TEV93] L. Tevernini. "Differential automata models of hysteresis". A. Visintin, editor, Models of Hysteresis, pages 163–174. Longman, Harlow, 1993.
- [THE03] D. Theilliol, Contribution à l'étude et au développement des systèmes tolérants aux défauts : diagnostic et accommodation à base de modèles linéaires et au-delà, Habilitation à Diriger des Recherches, Université Henri Poincaré-Nancy1, 2003.

- [THO04] J. Thomas “Estimation et commande prédictive à horizon glissant de systèmes hybrides”.Thèse, Supélec, Novembre 2004.
- [TRA07] Trabelsi “ Modélisation et commande hybrides d’un onduleur multiniveaux monophasé”, presentation SDH, 2007
- [CHA06] G. Charlot U. Boscain and M. Sigalotti.”Stability of planar nonlinear switched systems”. DCDS-A, 15(2) :415–432, June 2006.
- [UTK78] V. I. Utkin. “Sliding modes and their application in Variable Structure System “. M. I.R. Publisher, 1978.
- [UTK92] V. I. Utkin. “Sliding Modes in Control Optimization”. Springer Verlag, Berlin, 1992.
- [UTK74] V.I. Utkin. “Sliding Modes and their Application in Variable Structure system”. MIR Publishers, Moscow, 1974. (1978 English Translation).
- [UTK92] V.I. Utkin. “Sliding mode in control and optimization”. Springer, Berlin, 1992.
- [UTK99] V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi “Sliding mode in control in electromechanical systems. systems & control”. Francis & Taylor, London, avril 1999.
- [VAA99] F. W. Vaandrager and J. H. van Schuppen, editors. Hybrid Systems : Computation and Control, Proceedings. Lecture Notes in Computer Science 1569. Second International Workshop, HSCC’99, Berg en Dal, The Netherlands, Springer, March 29-31 1999
- [VAL03] J. Vallon, “ *Introduction à l’étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [VAN11] J.Van Gorp, M. Defoort, M.Djemai ‘Binary signals design to control a power converter’. 2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC Orlando, FL, USA, December 12-15, 2011.
- [VID03] Vidal. R, Chiuso. A, Soatto. S, Sastry. S. “Observability of linear hybrid systems”. In Hybrid Systems: Computation and Control 2003, Pnueli A, Maler O (eds). Lecture Notes in Computer Science, vol. 2623. Springer: Berlin, 2003; 526–539. 2003 .
- [WAN08] H. WANG,” Observation et Commande par Systèmes à Fonctionnement par Morceaux : Application aux Asservissements Visuels”, these de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2008.
- [WIR05] Wirth. F. “ A Converse Lyapunov Theorem for Switched Linear Systems with Dwell Times”. Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005 Seville, Spain, December 12-15, 2005

- [WU02a] Wu. Y, Wu. W, Zeng. J, Sun. G, Su. H, Chu. J. "Modeling And Simulation of Hybrid Dynamical Systems With Generalized Differential Petri Nets". Proceeding of the IEEE International Symposium on Intelligent Control. 2002.
- [WIG90] S. Wiggins "Introduction to Applied Nonlinear Dynamical Systems and Chaos". Springer,1990.
- [WIT07] E. Witrant, P.G. Park, M. Johansson, C. Fischione, and K.H. Johansson "Predictive control over wireless multi-hop networks". In IEEE Conference on Control Applications (CCA'07), 2007.
- [XU08] X. Xu, G. Zhai, and S.He On practical asymptotic stabilizability of switched affine systems. Nonlinear Analysis : Hybrid systems, 2 :196–208., 2008.
- [ZAY98] J. Zaytoon "Automation of Mixed Process Hybrid Dynamical Systems", volume 32. European Journal of Automation, 1998.
- [ZAY01] J. Zaytoon "Systèmes dynamiques hybrides". HERMES Sciences publications, 2001.
- [ZHA08] Zhao. J, Hill. D. "Passivity and stability of switched systems: A multiple storage function method". Systems & Control Letters 57 (2008) 158 – 164
- [ZEF01a] Zefran. M, Bullo. F. Stein. M. "A notion of passivity for hybrid systems", CDC. 2001.
- [ZER05] ZEROUALI .S "Commande adaptative et analyse des phénomènes transitoires, surtension et Pics répétitifs dans les convertisseurs DC-AC à résonance appliqués à un générateur de Chauffage par induction" thèse de Doctorat, université de Biskra 2005
- [ZHO07] Zhou. M. C, Hruz. B. "Modeling and control of discrete event dynamic systems: with Petri nets and other tools". Book springer edition. 2007.
- [ZOR35] M. Zorn "A remark on method in transfinite algebra". Bull. Amer. Math. Soc, 41 :667-670, 1935.

ملخص- يقدم هذا البحث التحكم ومراقبة النظام الهجين. وتركز الاهتمام بصفة خاصة على الأنظمة الديناميكية للفئة من محولات الطاقة المتعددة الخلايا باستعمال المنهج الهجين. في هذه الفئة من النظم، يتم التحكم في التبديل من وضع التشغيل واحد إلى آخر وفقا لقانون الذي سيتم تصنيعه. ولذلك، والتوليف تشتمل على دراسة الظروف التي تمكن السيطرة دورة مستقرة لإقامة الحد على مقربة من نقطة التشغيل المطلوبة. وسوف تركز هذه الدراسة على المحولات المتعددة الخلايا هي بطبيعتها تحتوي على سلوك هجين وبالتالي تشكل حالة خاصة من الأنظمة الديناميكية الهجينة. الجانب الهجين يرجع إلى وجود متغيرات منفصلة المقدمة من الدولة للمفاتيح والمتغيرات المستمرة، والتي هي الفولتية والتيارات في عناصر سلبية مثل المحاثات، المقاومات والمكثفات. نقدم ثلاثة أنواع من الرقابة: الرقابة وضع الانزلاق، التحكم الهجين والتحكم عن طريق المراقب.

نقترح في هذا العمل وسيلة للتشخيص و التحكم المتحمل للعيوب في المحولات المتعددة الخلايا، إذ قمنا بتشخيص المحول في حالة عيوب الخلايا باستعمال الملاحظ الانزلاقي من الدرجة الأولى، بعدها طورنا إستراتيجية تحكم انزلاقي في حالة محول سليم ثم اقترحنا حل فيزيائي في حالة عيوب. أظهرت المحاكاة نتائج جد حسنة.

الكلمات الرئيسية - الهجين، محولات طاقة متعددة الخلايا، مراقبة، قابلية الملاحظة، مراقبة متسامحة، منظم التريبيعية الخطية، السيطرة على التكيف، نظام التحكم المتحمل للخلل

Résumé- Cette thèse présente la commande et l'observation des systèmes dynamiques hybrides. Un intérêt particulier est porté sur les systèmes dynamiques à commutation. Dans cette classe de systèmes, la commutation d'un mode de fonctionnement à un autre est commandée selon une loi qui doit être synthétisée. Par conséquent, la synthèse de commande implique l'étude des conditions qui permettent à un cycle limite stable de s'établir au voisinage du point de fonctionnement désiré. L'étude sera portée sur les convertisseurs multicellulaires qui présentent par leur nature un comportement hybride et constituent donc un cas particulier des systèmes dynamiques hybrides. L'aspect hybride est dû à la présence de variables discrètes présentées par l'état des interrupteurs et de variables continues, qui sont les tensions et les courants dans les composants passifs tels que les résistances, les inductances et les condensateurs. On présente trois types de commande ; la commande par mode de glissement, la commande hybride et la commande à base d'observateur. Nous proposons dans ce travail une méthode de diagnostic des convertisseurs multicellulaires à base d'observateurs. Dans un premier lieu, un modèle du convertisseur prenant en compte les défauts des commandes est établi, puis un observateur d'état permettant d'estimer les états non mesurés exploités dans la détection et la localisation du défaut est synthétisé. Le développement d'une commande tolérante aux défauts nécessite une solution matérielle. Des résultats de simulation montrent que les méthodes utilisées donnent de bonnes performances.

Mots-clés – Système hybride, Convertisseurs multicellulaires, commande, observabilité, diagnostic, détection et isolation de défaut, commande tolérante aux défauts.

Abstract – This thesis presents the control and observation of hybrid dynamic systems. Of particular interest is focused on the switching dynamic systems. In this class of systems, the switching of one operating mode to another is controlled according to a law which is to be synthesized. Therefore, synthesis involves the study of control conditions that enable a stable limit cycle to establish in the vicinity of the desired operating point. The study will be focused on multicell converters are inherently hybrid behavior and thus constitute a special case of hybrid dynamic systems. The hybrid aspect is due to the presence of discrete variables presented by the state of switches and continuous variables, which are the voltages and currents in the passive components such as resistors, inductors and capacitors. We present three types of control: the sliding mode control, the hybrid control and observer-based control. We propose in this work a method for the diagnosis of multistage converters based observers. In the first place, a converter model taking into account the flaws of the commands is determined, and a state observer for estimating state unmeasured exploited in the detection and location of the fault is synthesized. The development of a fault tolerant control requires a hardware solution. Simulation results show that the methods give good performance.

Index terms – Hybrid system, Multicell converters, hybrid, control, observability, diagnosis, fault tolerant control.