

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

## THÈSE

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT**

Domaine : Sciences et Technologie

Filière: Automatique

Option: Automatique

Par

**ADJISSI Nabila**

## THÈME

**Diagnostic et observation des systèmes dynamiques hybrides :  
Association convertisseur multicellulaire- machine électrique**

Soutenue le 04/05/2023 devant le Jury:

<b>Mr KHEMLICHE Mabrouk</b>	Prof	Université de Sétif 1	Président
<b>Mr SAIT Belkacem</b>	Prof	Université de Sétif 1	Directeur de thèse
<b>Mr LAYADI Toufik Madani</b>	M.C.A	Université de Bordj Bou Arreridj	Examineur
<b>Mr KHEBBACHE Hicham</b>	M.C.A	Université de Jijel	Examineur
<b>Mr SID Mohammed Amine</b>	Prof	l'Université de Sétif 1	Examineur

*À la mémoire de mon cher et inoubliable  
père  
À ma chère mère,  
À ma petite famille : mon mari et mes  
enfants  
À mes frères et sœurs et leurs petites  
familles.  
À toute ma belle-famille,  
À tous les amis*

*Adjissi Nabila*

## *Remerciements*

---

---

Je remercie Dieu, le tout puissant de m'avoir accordé santé, volonté, courage et patience qui m'ont été utiles tout le long de ce parcours.

Je remercie d'une manière générale tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, m'ont aidée durant ces années de thèse.

Je remercie mes parents pour leur soutien, Mon mari et mes frères et sœurs.

Je voudrais remercier plus particulièrement Prof. Sait Belkacem, mon directeur de thèse, de m'avoir acceptée en thèse. Je le remercie pour sa confiance, sa sympathie et son assistance constante durant toutes ces années.

Mes vifs remerciements s'adressent aux membres du jury :

Mr KHEMLICHE Mabrouk Prof à l'Université de Sétif 1, Mr LAYADI Toufik Madani Maître de Conférence 'A' à l'Université de Bordj Bou Arreridj, Mr KHEBBACHE Hicham Maître de conférences 'A' à l'Université de Jijel et Mr SID Mohammed Amine professeur à l'Université de Sétif 1 Qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je tiens à dire aussi un grand merci au membre de l'équipe du laboratoire LAIG à l'université de 8 mai 1945 à Guelma.

# Sommaire

## Table of Contents

INTRODUCTION GENERALE.....	XII
<b>CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES</b>	<b>15</b>
I.1. Introduction.....	15
I.2. Définitions : .....	15
I.3. Caractéristiques des systèmes .....	16
I.4. Types et Principales classes de phénomènes hybrides .....	18
I.5. Représentation formelle des systèmes hybrides .....	19
I.6. Représentation d'un Système Dynamique hybride.....	20
I.7. Structure générique d'un système dynamique hybride .....	20
I.8. Modélisation des systèmes hybrides.....	23
I.9. Outils de modélisation .....	24
I.10. Conclusion .....	29
<b>CHAPITRE II : DESCRIPTION ET MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE- MOTEUR A COURANT CONTINU.....</b>	<b>30</b>
II.1. Introduction .....	30
II.2. Convertisseurs multicellulaires séries FCMC.....	31
II.3. Modélisation du convertisseur multicellulaire série.....	36
II.4. Diagnostic des convertisseurs multicellulaires.....	43
II.5. Machine à courant continu .....	44
II.6. Différentes expressions de la machine à courant continu .....	49
II.7. Action sur la tension d'alimentation et sur le flux.....	50
II.8. Avantages et inconvénients des machines à courant continu .....	50
II.9. Conclusion.....	55

---

CHAPITRE III : SURVEILLANCE ET DIAGNOSTIC D'UN SYSTEME HYBRIDE .....	56
III.1. Introduction.....	56
III.2. Surveillance.....	56
III.3 Principe du diagnostic : Détection et Isolation des défauts .....	79
III.4 Observateur par mode glissant .....	92
III.5 Panorama des défauts et méthodes de diagnostic.....	100
III.6 Conclusion .....	103
CHAPITRE IV : SURVEILLANCE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE- MCC .....	105
IV.1. Introduction .....	105
IV.2. Commande hybride d'un convertisseur à trois cellules : .....	105
IV.3. Application sur trois cellules.....	108
IV.4. Simulation.....	115
IV.5. Conclusion .....	132
CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES.....	134

## Liste des figures

Figure 1.1 Classification des systèmes .....	18
Figure 1.2 Structure du système dynamique hybride.....	21
Figure 1.3 Circuit électrique intrinsèquement hybride. ....	22
Figure 1.4 Evolution du courant dans la self. ....	22
Figure 1.5 Schéma illustratif d'un automate hybride. ....	25
Figure 1.6 Sommet initial et sommet puits.....	25
Figure 1.7 Schéma général d'un automate hybride. ....	26
Figure 1.8 Exemple d'automate hybride.....	28
Figure 2. 1: Bras multicellulaire à P cellules de commutation.....	31
Figure 2. 2: Bras de convertisseur multicellulaire série à deux cellules de commutation.....	32
Figure 2. 3: Bras de convertisseur multicellulaire à P cellules de commutations .....	32
Figure 2. 4 : Association de deux cellules de commutation.....	33
Figure 2. 5: Hacheur à P cellules, associé à une charge R-L.....	37
Figure 2. 6: Principe de fonctionnement du moteur à courant continu.....	45
Figure 2. 7: Modèle équivalent de l'induit .....	46
Figure 2. 8: Schéma d'un moteur à excitation séparée .....	48
Figure 2. 9: Causes externes de défauts d'une machine .....	53
Figure 2. 10: Causes internes de défauts de la machine .....	53
Figure 3. 1: Anomalies et Observations classées par criticité croissante.....	57
Figure 3. 2: Fonction de la surveillance .....	60
Figure 3. 3: Test de détection .....	61
Figure 3. 4: Approche filtre.....	65
Figure 3. 5 : Approche comparateur .....	66
Figure 3. 6: Approche par modèle de référence .....	66
Figure 3. 7: Différentes méthodes de surveillance .....	67
Figure 3. 8: Estimation paramétrique pour la détection et le diagnostic des défauts .....	75
Figure 3. 9: Classification (a, b, c) et modélisation (d, e) des fautes.....	78
Figure 3. 10: Principe du diagnostic .....	79
Figure 3. 11: Logique de Diagnostic.....	80
Figure 3. 12: Allure du signal résidu .....	83
Figure 3. 13: Schéma fonctionnel d'un observateur à mode glissant .....	93
Figure 3. 14 :Principe de la commande par modes glissants .....	99

Figure 3. 15 :Phénomène de « chattering » sur la surface de glissement .....	100
Figure 3. 16 : Fonctions signes adoucies .....	100
Figure 3. 17: Boucle de régulation et différents défauts agissants .....	102
Figure 3. 18: Etapes du diagnostic à base de modèle .....	103
Figure 4. 1: Topologie d'un convertisseur à p cellules associé à un moteur à courant continu.....	106
Figure 4. 2: Circuit avec $u1=0$ , $u2=0$ , $u3=0$ .....	109
Figure 4. 3: Circuit avec $u1=1$ , $u2=0$ , $u3=0$ .....	109
Figure 4. 4: Circuit avec $u1=0$ , $u2=1$ , $u3=0$ .....	110
Figure 4. 5: Circuit avec $u1=1$ , $u2=1$ , $u3=0$ .....	110
Figure 4. 6: Circuit avec $u1=1$ , $u2=0$ , $u3=0$ .....	110
Figure 4. 7: Circuit avec $u1=1$ , $u2=0$ , $u3=1$ .....	110
Figure 4. 8: Circuit avec $u1=1$ , $u2=1$ , $u3=0$ .....	111
Figure 4. 9: Circuit avec $u1=1$ , $u2=1$ , $u3=1$ .....	111
Figure 4. 10: Automate hybride du fonctionnement du convertisseur-moteur.....	113
Figure 4. 11: Bloc state flow correspond au automate hybride du circuit convertisseur-moteur .....	116
Figure 4. 12: Bloc d'observation par mode glissant.....	117
Figure 4. 13: Evolution des variables d'état en fonctionnement normal.....	118
Figure 4. 14: Signal de résidu .....	118
Figure 4. 15: Tension de sortie $V_s$ .....	119
Figure 4. 16: Schéma de l'automate en fonctionnement sain et défaillant pour le blocage de $u1 =0$ ..	120
Figure 4. 17: Les variables d'état lorsque $U3=1$ .....	122
Figure 4. 18: Signal de détection défaut interrupteurs lorsque $U3=1$ .....	123
Figure 4. 19: Variation des variable d'état lorsque $U3=0$ .....	124
Figure 4. 20: Signal de détection défaut interrupteurs.....	124
Figure 4. 21: La tension de sortie lorsque $U3=0$ .....	125
Figure 4. 22: Les variables d'état lorsque mode 4 bloqué .....	125
Figure 4. 23: La tension de sortie lorsque mode 4 bloqué.....	126
Figure 4. 24:Le signal de résidu.....	126
Figure 4. 25: L'évolution des modes .....	126
Figure 4. 26: Signal de détection blocage de mode .....	127
Figure 4. 27: Variation des variables d'états en présence de transition non successeur.....	128
Figure 4. 28: Signal de résidu.....	128
Figure 4. 29: Signal de détection de faute en transition .....	129
Figure 4. 30: Signal de localisation de défaut .....	129
Figure 4. 31: Zoom de signal de transition.....	130
Figure 4. 32: Variables d'état en blocage de transition .....	130

Figure 4. 33: Tension de sortie en blocage de transition .....	131
Figure 4. 34: Signal de résidu.....	131
Figure 4. 35: Signal de détection et localisation de transition bloquée. ....	131

---

## Liste des tableaux

---

Tableau 2. 1 : Caractéristiques principales de l'association de deux cellules ( $E1=E$ ).....	33
Tableau 2. 2: Caractéristiques principales de l'association de 2 cellules ( $E1=E/2$ ).....	34
Tableau 2. 3: Définition des grandeurs caractéristiques de l'association de P cellules de commutation.....	35
Tableau 3. 1: Table de signature pour le cas de défauts multiples.....	82
Tableau 4. 1 : Les différents modes de fonctionnement pour le convertisseur 3 cellules.....	108
Tableau 4. 2: Les transitions entre modes .....	111
Tableau 4. 3: Conditions des transitions entre modes.....	112
Tableau 4. 4: Les paramètres du système.....	115
Tableau 4. 5: Liste des transitions non-opérées par rapport au blocage d'interrupteur.....	121
Tableau 4. 6: La variation des états de système selon le blocage des interrupteurs.....	122
Tableau 4. 7: Table de signature de défauts .....	132

## *Listes des Acronymes et Symboles*

Acronymes :

SDH :	Les Systèmes Dynamiques Hybrides
SC :	Les Systèmes Continus
SED :	Un Système à Événement Discret
SLC :	Les Systèmes Linéaires Continus
SEC :	Les Systèmes Echantillonnés à états Continus
SED :	Système à Etats Discrets
SD :	Les Systèmes Discrets
SNLC :	Les Systèmes Non Linéaires Continus
PWA :	Systèmes affines par morceaux (Piecewise Affine Systems)
MLDS :	Système dynamique logique mixte (Mixed Logical Dynamical Systems)
FCCM :	Convertisseur multicellulaire série (Flying Capacitor Multilevel Converters)
MCC :	Machine à Courant Continu
RNA :	Réseaux de Neurones Artificiels
SIF :	Systèmes d'Inférence Floue
RdF :	Reconnaissance de Formes
RRA :	Relation de Redondance Analytique
FDI :	Détection et isolation des défauts (Fault Detection and Isolation)
PFGR :	Problème Fondamental de la Génération de Résidus
AMDE :	Analyse des Modes de Défaillance et de leurs Effets
FSM :	Machine à état fini (Finite State Machine)
ATH :	Diagnostic par Automates Hybrides
SMC :	Contrôle par Mode Glissant (Sliding Mode Control)

## Listes des Symboles

<b>Symbole</b>	<b>Signification</b>	<b>Unité</b>
<b>I</b>	Intensité du courant	[A]
<b>V</b>	Tension	[V]
<b>R</b>	Résistance électrique	[ $\Omega$ ]
<b>L</b>	Inductance électrique	H
<b>w</b>	Vitesse du moteur.	[tr/min]
<b><math>T_p(t)</math></b>	Couple du moteur	[N.m]
<b><math>\Phi</math></b>	Flux magnétique	[Wb]
<b>J</b>	Moment d'inertie	[Kg.m <sup>2</sup> ]
<b>Ra</b>	Résistance de l'induit	[ $\Omega$ ]
<b>Ia</b>	courant d'induit	[Ohm].
<b>E</b>	Force électromotrice	[Volt]
<b>f</b>	Coefficient de frottement	[N .ms]
<b><math>K_{em}</math></b>	Constante de force électromotrice	[V/rad s <sup>-1</sup> ]
<b><math>K_c</math></b>	Constante de couple	[Nm/A]
<b>e(t)</b>	Erreur d'observation	
<b><math>\tau</math></b>	Constante de temps	
<b>S</b>	Surface de glissement	
<b><math>\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4</math></b>	Gains d'observation	

# INTRODUCTION GENERALE

---

La surveillance des systèmes technologiques et environnementaux est une préoccupation majeure de tous les chercheurs de la communauté automatique. Consciente des enjeux en termes de productivité, de fiabilité ou de qualité de production, cette communauté s'intéresse à cette problématique depuis une quarantaine d'années. En vue de toujours améliorer l'efficacité des systèmes en termes de rendement et de durée de vie, les théories de l'observation et du diagnostic sont deux points clés. En effet, ces théories offrent de nombreuses possibilités et peuvent couvrir un large champ d'application grâce aux modélisations hybrides.

De façon plus précise, le diagnostic a pour objectif de détecter, de localiser, et de caractériser les défauts survenant sur un système de production et son environnement. Les défauts sont des dysfonctionnements du système, ce dernier changeant de régime ou de mode de fonctionnement pouvant l'amener à un état inacceptable.

Les systèmes dynamiques hybrides (SDH) 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. Les systèmes linéaires à commutations, qui se distinguent par leurs dynamiques linéaires en l'état, sont largement étudiés dans la littérature [1]. Les systèmes affines à commutations, qui eux possèdent des dynamiques affines en l'état, possèdent une littérature moins développée. Une classe intéressante du système SDH en termes d'application est formée par les convertisseurs multicellulaires alimentent un moteur à courant continu (Machine à courant continu).

Le convertisseur multicellulaire série, qui est un système de gestion de l'énergie électrique, présente par sa structure un comportement hybride [2]. En effet, il est composé de cellules de commutations, disposées en série, entre lesquelles des condensateurs flottants peuvent être chargés ou déchargés selon les configurations. Un modèle hybride résulte de l'expression des dynamiques continues des tensions des condensateurs et du courant de sortie en fonction des variables discrètes associées aux états des cellules de commutations. L'estimation des tensions par un observateur est

donc une stratégie intéressante car seule la mesure du courant de sortie est alors nécessaire.

Nous pourrions mettre en évidence que pour cette classe de systèmes à commutations, les observateurs classiques ne peuvent pas être appliqués car les composantes de l'état sont uniquement partiellement observables quelle que soit la configuration des cellules de commutations. Le convertisseur multicellulaire est intéressant car il permet de mieux gérer l'énergie électrique que les convertisseurs classiques (hacheur) notamment en réduisant le contenu harmonique sur le courant de sortie.

Les machines électriques sont destinées à transformer l'énergie d'une forme à une autre. Cette transformation s'accompagne toujours d'une certaine perte de puissance. La machine à courant continu sera ensuite utilisée en fonctionnement moteur et sera alimentée par la tension de sortie du convertisseur.

Ces dernières années, les systèmes SDH ont fait l'objet d'importants travaux concernant la modélisation, la simulation, la vérification et la synthèse des lois de commande [1][2][3], mais peu de travaux ont été consacrés à la détection, la localisation ou le diagnostic des défaillances.

Le besoin d'une procédure de diagnostic, permettant d'assurer le bon fonctionnement de ces convertisseurs et aussi de protéger les appareils électriques reliés à ces derniers, se fait de plus en plus ressentir.

Nous développons dans ce travail, une nouvelle méthode de modélisation des convertisseurs multicellulaires associés à une machine à courant continu à base des automates hybrides, puis l'utilisation des observateurs par mode glissant pour la commande et le diagnostic, qui est une des classes les plus connues des observateurs robustes, ce type d'observateurs est basé sur la théorie des systèmes à structure variable. Pour le diagnostic de défauts on envisagera les défauts survenant des deux parties continues et discrètes du système SDH.

Notre thèse s'intéresse à la surveillance et au diagnostic d'un convertisseur multicellulaire associé à un moteur à courant continu. Elle comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous présentons un état de l'art sur les systèmes dynamiques hybrides, nous avons commencé par la définition et caractéristique des

---

systèmes hybrides puis sa représentation formelle, cela nous a permis de faire un bon choix de l'outil de modélisation: l'automate hybride qui est présenté à la fin du chapitre.

Le deuxième chapitre présente une description et modélisation des convertisseurs multicellulaires alimentant un MCC qui constitue une application du système SDH.

Le chapitre trois est consacré à la surveillance et au diagnostic d'un système hybride utilisant les observateur par mode glissant pour la commande et de diagnostic.

Le chapitre quatre est consacré à la surveillance de l'association convertisseur multicellulaire-moteur à courant continu. Nous développons une nouvelle méthode de modélisation des convertisseurs multicellulaires associés au moteur à courant continu à base d'automates hybrides. Nous utilisons le mode glissant pour la commande du convertisseur et l'observateur.

Pour le diagnostic de défauts du système convertisseur multicellulaire- moteur à courant continu. Nous envisageons les cas possibles :

- Blocage des interrupteurs
- Le système passe d'un mode à un autre mode non successeur
- Le système reste en boucle d'un mode à un autre mode successeur.
- Le système se bloque à un mode.

Nous validons les modèles obtenus et la méthode utilisée par simulation sous Matlab state Flow et Simulink.

Nous terminons cette thèse par une conclusion portant sur les travaux effectués et par une présentation des perspectives de recherche pouvant être envisagées.

# CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES

---

## I.1. Introduction

En automatique, les systèmes physiques sont souvent représentés par un modèle dynamique continu ou par un modèle à événements discrets. La nature de chaque modèle est définie selon les variables utilisées pour décrire l'état du système et la variable caractérisant le temps. Il est important, dans de nombreux cas, d'utiliser l'une de ces deux catégories de modèles. Cependant la majorité des systèmes complexes réalistes mélangeant le continu et le discret ne peuvent pas être classés ni dans la catégorie "système continu" ni dans la catégorie "système discret". Il est nécessaire alors d'utiliser des modèles hybrides permettant la prise en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Des études visant à considérer les interactions entre ces deux modes s'imposent.

Ce chapitre comporte une présentation des systèmes dynamiques hybrides (**SDH**), ainsi que les différentes techniques utilisées pour les modéliser.

## I.2. Définitions :

Les systèmes dans lesquels interagissent des composantes continues et discrètes (faisant intervenir, explicitement et simultanément, des phénomènes continus et événementiels) sont appelés Systèmes Dynamiques Hybrides (**SDH**). D'après la littérature, on peut trouver plusieurs définitions [1]

- Une variable est dite continue si elle peut prendre ses valeurs dans un ensemble continu de valeurs (donc non dénombrables) et ses variations ne présentent pas de discontinuités. Les systèmes continus (**SC**) sont caractérisés par une dynamique dépendant du temps.

- Une variable est dite discrète si elle peut prendre ses valeurs dans un ensemble dénombrable de valeurs. Un système à événement discret (**SED**) est caractérisé par son comportement dynamique qui se traduit par le changement d'état suite à l'occurrence d'un évènement

Donc les systèmes dynamiques hybrides sont :

- Des systèmes dans lesquels les dynamiques discrètes et continues interagissent et où leur interaction détermine le comportement qualitatif et quantitatif de ces systèmes.
- Des systèmes dynamiques faisant intervenir explicitement et simultanément des phénomènes ou des modèles de type dynamique continu et événementiel.
- Un SDH consiste en un système discret avec un environnement continu. On suppose que l'évolution d'un SDH est une séquence de pas continus alternée par des pas discrets.

Un SDH peut être défini aussi d'après [2], comme :

- un système dynamique qui comporte plusieurs dynamiques de nature différente [3] [4].
- un système incluant des dynamiques lentes et rapides qui peuvent être observées comme une succession de modes de fonctionnement [5]. Dans la pratique, les systèmes, incluant ces dynamiques, sont connus sous le nom de systèmes aux perturbations singulières.
- un système influencé par des événements qui provoquent des commutations entre différents modes d'évolution continue des variables réelles.

### **I.3. Caractéristiques des systèmes**

On peut citer les caractéristiques du système présenté par [5] comme suit :

- **Systèmes dynamiques et systèmes statiques**

Les systèmes statiques ont une sortie qui est toujours indépendante des valeurs passées de son entrée. Les systèmes dynamiques ont une sortie qui dépend des valeurs passées de son entrée. Les équations différentielles sont requises pour décrire le comportement des systèmes dynamiques.

- **Systèmes stationnaires et systèmes non stationnaires**

Le comportement des systèmes stationnaires ne change pas avec le temps. Cela implique qu'une entrée spécifique appliquée au système correspond toujours à la même sortie.

- **Systèmes linéaires et systèmes non linéaires.**

Un système linéaire satisfait la condition suivante :

$$\mathbf{f}(\lambda \times \mathbf{x} + \mathbf{u} \times \mathbf{y}) = \lambda \times \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{u} \times \mathbf{f}(\mathbf{y}) \quad (1.1)$$

Où :  $\mathbf{x}$  et  $\mathbf{y}$  sont des vecteurs d'entrée, et  $\mu$  et  $\lambda$  des scalaires et  $\mathbf{f}(\mathbf{x})$  la sortie du système.

- **Systèmes avec des variables d'état continues et systèmes avec des variables d'état discrètes.**

Les variables continues prennent leurs valeurs sur l'ensemble des réels  $\mathbf{R}$ , alors que les variables discrètes prennent leurs valeurs dans un ensemble fini de valeurs distinctes, par exemple un sous-ensemble des entiers naturels  $\mathbf{N}$ . Le temps est une variable particulière qui peut également être soit continue, soit discrète. De plus, dans le temps discret, on distingue deux autres cas : les systèmes échantillonnés et les systèmes à événements discrets.

- **Systèmes à temps continu, systèmes échantillonnés, systèmes à événements discrets**

Les systèmes à temps continu changent d'état continûment lorsque le temps change. Les systèmes à temps discret ne changent d'état qu'à des instants précis. Lorsque ces instants sont synchrones, réglés par une horloge, on dit que ces systèmes sont échantillonnés. Lorsque ces instants sont asynchrones, on les appelle des événements.

On définit alors les systèmes à événements discrets comme étant des systèmes à états discrets pilotés par des événements. La Figure (1.1) représente une classification des systèmes d'après les caractéristiques décrites ci-dessus. Dans cette classification, on identifie cinq types de systèmes :

- Les systèmes linéaires continus notés **(SLC)**, peuvent être modélisés par des équations différentielles.
- Les systèmes échantillonnés à états continus notés **(SEC)** et ceux à états discrets notés **(SED)**, peuvent être modélisés par des équations aux différences.
- Les systèmes discrets sont notés **(SD)**. L'évolution des variables d'états peut se faire par exemple à partir de fonctions booléennes paramétrées dans le temps.
- Les systèmes non linéaires continus sont notés **(SNLC)**.
- Les systèmes à événements discrets sont notés **(SED)**.

Ces systèmes peuvent être modélisés par des automates, des réseaux de Pétri. [6]

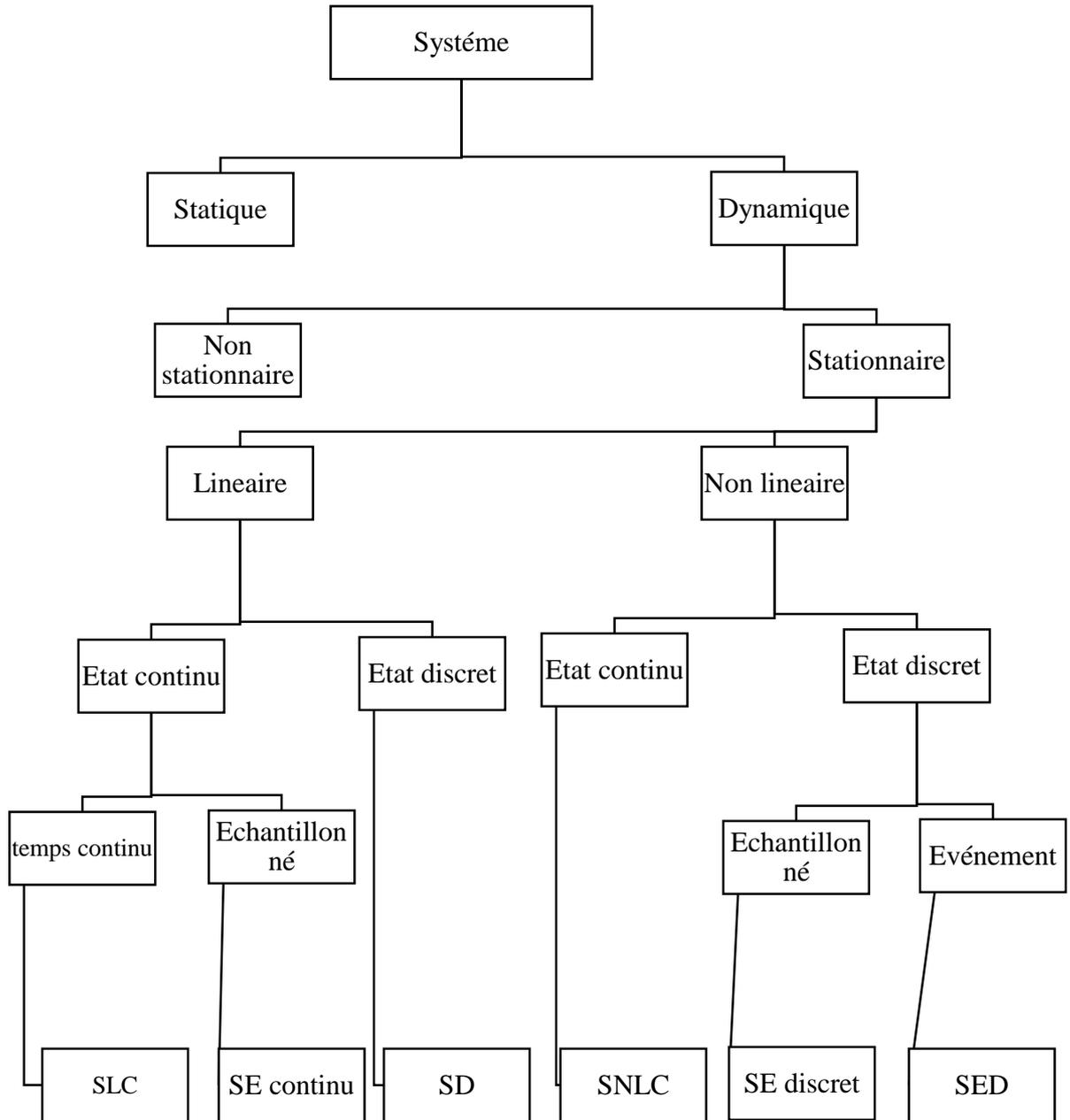


Figure 1.1 Classification des systèmes

#### I.4. Types et Principales classes de phénomènes hybrides [7]:

La nature hybride d'un système peut être inhérente aux phénomènes physiques qui le régissent. Les SDH sont très présents dans la nature et prennent plusieurs formes et aspects. Cependant, il est possible de distinguer plusieurs classes de SDH. Parmi ces classes, celles qui sont les plus citées dans la littérature sont :

- Systèmes à saut : la notion des systèmes à saut a été introduite la première fois au début des années quatre-vingts. Ces systèmes étaient plutôt connus sous le nom de systèmes hybrides. Ces systèmes sont considérés comme des systèmes physiques dont la dynamique peut être modifiée ou influencée par des événements externes (non contrôlables).
- Cette classe de SDH est caractérisée par une interaction entre la dynamique ponctuelle et aléatoire appelée saut (associée à une variable discrète) et la dynamique continue du système [8] [9].
- Systèmes affines par morceaux : une grande partie des SDH peut être représentée par les systèmes affines par morceaux (Piecewise Affine Systems ou PWA) [10] [11]. Ces systèmes sont aussi caractérisés par un état continu, régi par un système dynamique linéaire par morceaux et un état discret, régi par des transitions de type invariant. Ces systèmes ont la particularité de partager l'espace d'état en un nombre fini de régions et d'associer à chaque partie une dynamique affine différente [12].
- Systèmes à modèle mixte dynamique et logique ou (MLD ou Mixed Logical Dynamical Systems) [13]: ce sont des systèmes qui englobent des entrées, des sorties et des états mixtes. Ces notions de PWA et MLD sont utilisées pour la modélisation des systèmes dynamiques hybrides. Elles sont considérées comme des représentations ou des formulations particulières des SDH. De plus, pour une formulation MLD, il a été prouvé, dans [14], qu'il existe toujours une représentation PWA équivalente. Ces formulations ont été appliquées à un convertisseur DC/DC abaisseur de tension dans [15]
- Systèmes physiques à topologie variable : ce sont des SDH dont la topologie d'interconnexion des éléments varie. Ces systèmes peuvent être aussi appelés multi-modes [16] [17] ou systèmes commutés [18] [19]. Un des exemples illustratifs de ces systèmes est le convertisseur de puissance. La topologie d'interconnexion du convertisseur varie, selon les états des interrupteurs de puissance présents dans la structure.

### **I.5. Représentation formelle des systèmes hybrides :**

Les systèmes hybrides sont des systèmes dynamiques faisant intervenir explicitement et simultanément des phénomènes ou des modèles de type dynamique continu et événementiel. Dans la description des SDH, l'utilisation de variables continues et de variables discrètes est nécessaire. Alors il s'avère utile de rappeler la définition des systèmes dynamiques continus (SDC) et celle de système à événement discret (SED) avant de donner la représentation d'un SDH. [6], [20]

---

### I.6. Représentation d'un Système Dynamique hybride

Un système hybride est un septuple  $H = (Q, X, \Sigma, U, F, G, R)$ , où :

- $Q = \{q_1, q_2, \dots\}$  est un ensemble fini, appelé l'ensemble des états discrets.
- $X \subseteq \mathbb{R}^n$  est l'ensemble des états continus.
- $\Sigma$  est l'ensemble d'évènement ou de symboles d'entrées discrètes.
- $U$  est l'ensemble des commandes.
- $F$  est un champ de vecteur décrivant la dynamique continu.
- $G$  un ensemble fini de transitions qui décrit la dynamique discrète.
- $R = \{R_e, e \in \Sigma\}$  est la collection des fonctions réinitialisations.

Soit  $V = X \times Q$  et soit  $P$  un sous-ensemble ferme de  $X \times Q$ . On définit l'état hybride  $S(t) \in S$  du système à l'instant  $t$  par la donnée du couple  $[x(t), q(t)]$ .

- Soit:**
- $x(t) \in X \subset \mathbb{R}^n$
  - $q(t) \in Q \subset V_m$
  - $u(t) \in U \subset \mathbb{R}^r$

Où  $t \in \mathbb{R}^+$ , et:

- $X$  : Ensemble des états continus
- $Q$  : Ensemble des états discrets
- $U$  : Ensemble des commandes
- $t$  : variable temps

Alors l'évolution d'état  $(x, q)$  du système peut être décrite par les équations suivantes :

$$f(A \times x + B \times y) = A \times f(x) + B \times f(y) \quad (1.2)$$

$$\dot{x}(t) = F(x(t), q(t), u(t)); \quad \text{où} \quad \begin{aligned} x(t_0) &= x_0 \\ q(t_0) &= q_0 \end{aligned}$$

$x_0$  et  $q_0$  sont respectivement les conditions initiales des états continus et discrets.

La fonction  $F$  représente la dynamique continue du système hybride.

### I.7. Structure générique d'un système dynamique hybride

D'une façon générale, un système dynamique hybride  $SDH$  est composé d'un système dynamique continu, d'un système à événement discrets et d'une interface qui gère les interactions entre les deux évolutions (continue et discrète) [21].

- **La partie discrète**

La partie discrète est associée à un système à événement discret  $SED$  dont l'évolution est représentée par un ensemble fini d'états. La transition d'un état discret à un autre état discret successeur est réalisée grâce à l'occurrence d'événements. Ces événements sont de

deux types : événements contrôlés et événements autonomes. Les modèles les plus classiques permettant d'appréhender les *SED* sont les automates à états finis [22] , les réseaux de Pétri [23] et les Statecharts [24]

- **La partie continue**

L'évolution de la partie continue est caractérisée sur un espace de temps continu et peut être représentée de différentes manières (équations différentielles ordinaires, algèbro-différentielles, les fonctions de transfert, les bonds graphs, etc.).

- **L'interface**

L'interface traduit l'interaction entre la partie continue et la partie discrète du *SDH*. La représentation formelle de l'interface est plus complexe et dépend des approches de modélisation considérées.

La figure suivante proposé par [25] monte la connection entre les deux partie grace à l'interface

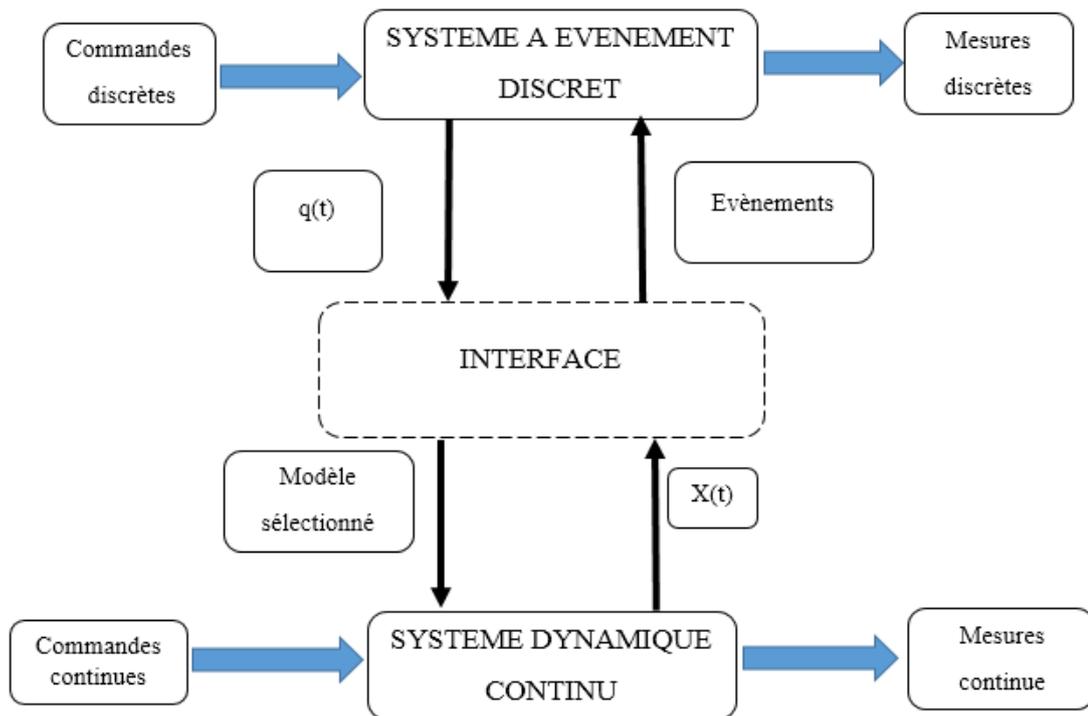


Figure 1.2 Structure du système dynamique hybride

### I.7.1. Exemple. Circuit électrique

Le système illustré par la figure 1.3 est composé d'une source de courant, d'une diode  $D$ , d'une résistance  $R_L$ , d'un interrupteur  $S_w$ , et d'une self  $L$  [26] . Quand l'interrupteur est fermé, le courant  $I_L$  traversant la self génère un flux magnétique  $\phi_0$ . Lors de l'ouverture de l'interrupteur le flux se décharge très rapidement.

Ce changement d'état discret de l'interrupteur crée une discontinuité du flux qui passe de  $\phi_0$  à  $0$ . Cette variation du flux entraîne l'apparition d'une force électromotrice (*f.e.m*) selon la loi :

$$f. e. m = \frac{d\phi}{dt} \tag{1.3}$$

Donc d'un courant induit  $I_i$ . Le rapport  $d\phi/dt$  est important, la différence de potentiel  $V_L$  (qui est la *f.e.m*) à la borne de la self est donc importante. La diode est alors passante car le courant  $I_L$  généré par la self est supérieur au courant de seuil  $I_s$  de la diode (voir figure 1.3). Quand le courant  $I_L$  généré par l'inductance devient inférieur à  $I_s$ , la diode passe à l'état "bloqué". Ces différents modes d'exploitation du circuit sont représentés par la figure 1.4. L'évolution du système met en évidence une dynamique continue entrecoupée par des commutations dues à l'état discret de l'interrupteur qui peut être "Fermé" ou "Ouvert" et à l'état discret de la diode qui peut être "Passant" ou "Bloqué". Le changement d'état discret de l'interrupteur crée une discontinuité du flux dans l'inductance qui passe instantanément de  $\phi_0$  à  $0$ . [25]

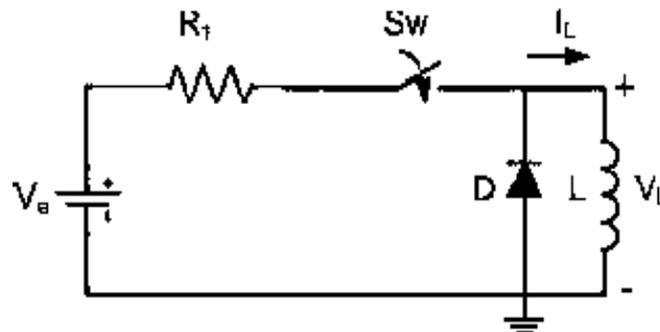


Figure 1.3 Circuit électrique intrinsèquement hybride.

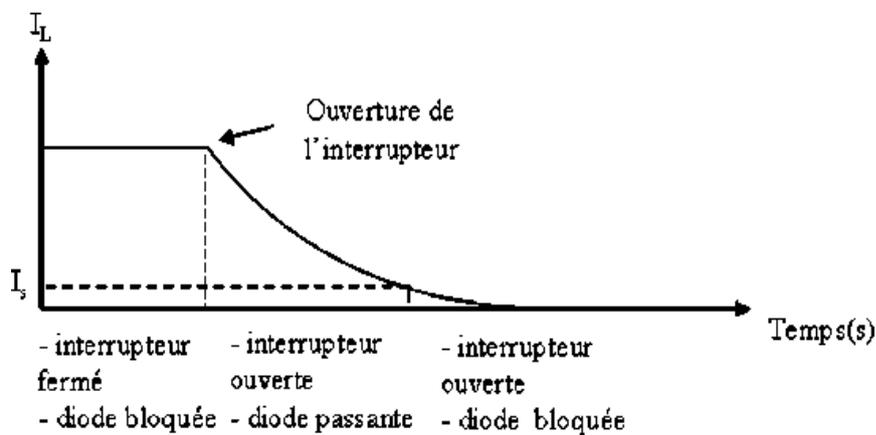


Figure 1.4 Evolution du courant dans la self.

## **I.8. Modélisation des systèmes hybrides :**

La modélisation des systèmes dynamiques hybrides est un thème de recherche qui a été abordé par plusieurs communautés scientifiques, de domaines d'intérêts très différents. Mais, les automaticiens restent les plus intéressés par la modélisation de ces systèmes particuliers, dans le but de synthétiser un modèle englobant tous les modes de fonctionnement du système.

### **I.8.1. Approches de modélisation :**

De façon générale, un système hybride sera modélisé par un ensemble de systèmes à dynamique continue interagissant avec un ou plusieurs systèmes à événements discrets. Il y a en général trois classes principales des approches de modélisation des systèmes dynamiques hybrides (**SDH**) : l'approche continue, l'approche événementielle et l'approche mixte [27].

#### **A. Approche continue**

Le principe de cette approche consiste soit à éliminer la composante discrète du système, soit à la transformer en équations différentielles [28]. De ce fait le système hybride est présenté comme un système ne comportant que des équations algébriques différentielles linéaires ou non linéaires. L'avantage de cette approche est que l'on revient à des méthodes classiques d'analyse des systèmes continus linéaires ou non linéaires. L'inconvénient majeur de cette modélisation réside dans le fait de ne pas représenter explicitement l'évolution discrète pour l'utilisateur, la complexité des équations obtenues est un autre inconvénient non négligeable.

#### **B. Approche discrète**

L'approche discrète consiste à remplacer la dynamique continue du système hybride par une évolution discrète. Les travaux de Puri présentent une méthode directe afin d'obtenir un modèle événementiel du système hybride qui consiste à découper l'espace d'état continu en plusieurs régions, associées chacune à un état discret [29]. Toutefois, ce concept de modélisation reste confronté au compromis entre la précision et le nombre d'états discrets rapidement explosif.

#### **C. Approche mixte**

L'approche mixte consiste à regrouper les aspects continus et discrets dans le même formalisme de modélisation. Cette approche a engendré l'apparition de nouveaux modèles hybrides à partir de modèles continus et discrets. Nous citons comme exemple les réseaux de Petri hybrides et les automates hybrides obtenus à partir des modèles discrets et les modèles MLD (Mixed Logical Dynamical) obtenus des modèles continus [30].

L'idée de base de cette dernière méthode est d'introduire des variables auxiliaires qui

---

permettent de modéliser les relations existantes entre les parties continues et discrètes.

Ainsi le passage à la partie discrète nécessite l'ajout de variables logiques. Pour la partie correspondant au passage discret/continu, des variables auxiliaires sont ajoutées.

Parmi les outils de modélisation résultant de cette approche mixte, on retrouve : les automates hybrides [31] représentant le modèle formel fondamental de cette approche, les SCH (State Sharts Hybrides) pour apporter des solutions aux problèmes posés par la spécification des modèles, en particulier de la structuration hiérarchisée [31] et enfin les différentes extensions des réseaux de Pétri [26] [32].

### **I.9. Outils de modélisation**

Nous présentons dans ce qui suit l'outil *automate hybride le plus utilisé dans la modélisation de SDH*.

#### **I.9.1. Définition informelle :**

Les automates hybrides ont été introduits par [31], comme une extension des automates à état finis est une extension de l'automate discret en associant une évolution continue à chaque état discret. La composante continue est décrite par un ensemble d'équations différentielles et la composante discrète par un automate à états finis. Un automate hybride évolue par une alternance de pas continus où les variables d'état et le temps évoluent de façon continue, et de pas discrets où plusieurs transitions discrètes et instantanées peuvent être franchies. Ainsi, l'automate hybride apparaît comme un système état-transition  $(Q, E)$  étendu avec un ensemble  $X$  des variables continues, comme le présente la figure 1.5.

L'ensemble fini  $Q$  est composé par des sommets représentant l'état discret du système où l'évolution continue a eu lieu. L'ensemble fini  $E$  est composé par des arcs orientés modélisant les transitions discrètes qui relient les sommets du graphe. Tout arc orienté doit avoir un sommet destination [31].

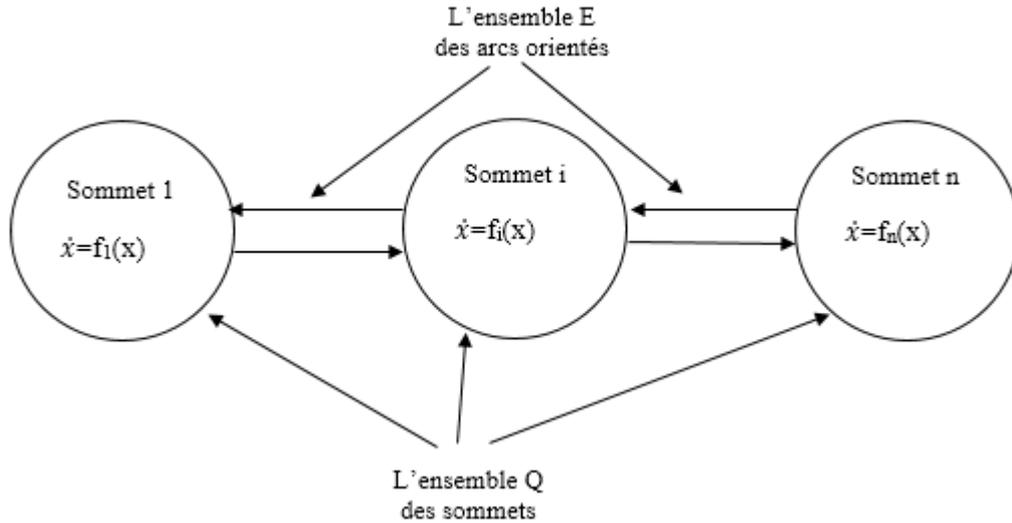


Figure 1.5 Schéma illustratif d'un automate hybride.

Un sommet avec un arc d'entrée sans sommet source représente un *sommet initial*. Un sommet avec aucun arc de sortie est appelé *sommet puits* comme l'indique la figure 1.6.

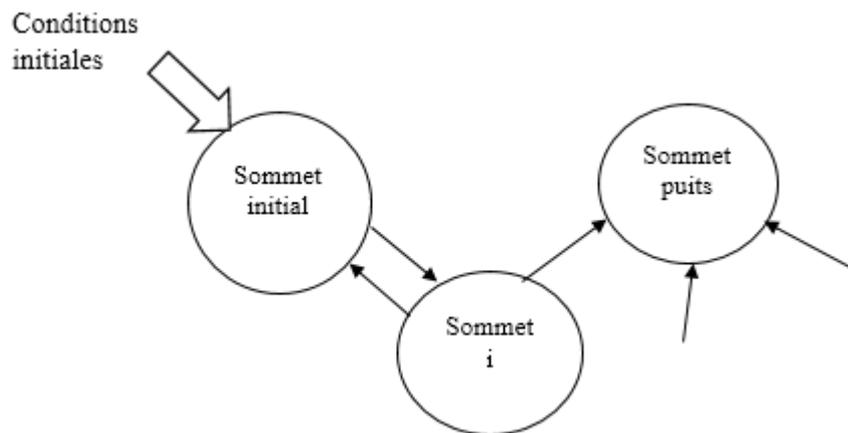


Figure 1.6 Sommet initial et sommet puits.

En reprenant la signification d'un sommet interdit, i.e. le sommet du graphe où l'évolution du système ne respecte plus les spécifications de fonctionnement imposées par le cahier de charges et en prenant en compte la définition formulée ci-dessus, nous pouvons conclure qu'un sommet puits de l'automate hybride modélise un sommet interdit du système.

Graphiquement l'automate hybride est représenté par des *sommets* (cercles ou ellipses), et des arcs (traits) orientés (figure 1.6). Les sommets modélisent l'état continu du système, c'est-à-dire qu'ils contiennent des conditions de *flux* telles que les équations différentielles (ou aux différences) sur le vecteur d'état  $x(\cdot)$  de  $R^n$ . Une condition sur une ou plusieurs variables d'état  $x_1, \dots, x_n$  appelée *invariant* sert à limiter l'évolution de la

dynamique continue dans chaque sommet. Les arcs orientés modélisent les transitions ou la dynamique discrète. A chaque transition on associe un prédicat qui concerne l'état interne du système, appelé *garde*. Ce prédicat détermine les dates possibles pour le franchissement de la transition. Ainsi, une transition de l'automate hybride peut être franchie à l'instant  $t$  si et seulement si sa garde est vérifiée par la valeur des variables d'état continues du système à l'instant de temps considéré.

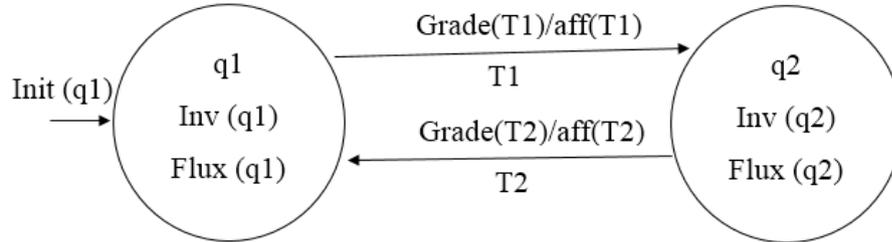


Figure 1.7 Schéma général d'un automate hybride.

L'ensemble des variables d'état continues mises à jour lors du franchissement d'une transition est décrite par une *affectation*. Les initialisations spécifiées par l'affectation peuvent correspondre à des fonctions, calculant la nouvelle valeur de l'état à partir de sa valeur avant le franchissement, plus complexes que la remise à zéro des horloges dans les automates temporisés

### I.9.2. Définition formelle [25]

Un automate hybride d'ordre  $n$  (comme est illustré par la figure 1.7) est défini par :

$$A = (Q, X, flux, inv., garde, Aff, init) \quad (1.3)$$

Tel que :

-  $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_m\}$  est un ensemble fini des sommets du graphe représentant les états discrets du système modélisé ;

-  $X \subseteq R^n$  ensemble fini de variables réelles « l'espace d'état continu ». L'état continu du système est caractérisé à tout instant par le vecteur  $x = [x_1 \ x_2 \dots \ x_n]^T$  dans l'espace euclidien  $R_n$  ;

-  $flux(q_i)$  : est la fonction qui affecte à chaque sommet une représentation pour l'évolution continue. Durant le séjour dans un sommet  $q_i$  de l'automate hybride, l'évolution des variables continues est exprimée généralement sous la forme d'une équation d'état

$$flux(q_i): x = \varphi(q_i) (t, x, u), \quad \text{où} \quad X \subset R^n \quad \text{et} \quad \varphi: X \times U \rightarrow X;$$

-  $inv(q_i)$  : l'invariant est une fonction qui associe à chaque sommet  $q_i \in Q$  une contrainte

sur les variables d'état continues  $x(\cdot)$ . Le système peut séjourner dans un sommet tant que l'invariant du sommet est satisfait ;

- *garde* ( $T_i$ ) : est une fonction qui associe une condition de franchissement à chaque transition. Cette condition est en général une fonction logique entre prédicats, portant sur les variables  $x \in X$  et/ou ses dérivées  $\dot{x} \in X$  une transition  $T_i \in E$  ne peut pas être franchie que si la condition *garde*( $T_i$ ) est vraie ;

- *Aff* ( $T_i$ ): l'affectation est une fonction qui associe à chaque transition  $T_i \in E$  une relation qui permet de mettre à jour la valeur des variables d'état après l'exécution de la transition  $T_i$ . Une affectation est donnée sous la forme de prédicats simples de type  $x_i := c_i \mid x_i \in X$  où  $c_i$  est une constante réelle dans  $X$ . (et peut être une fonction plus complexe par exemple).

- *init*: est une fonction qui affecte un état initial  $x_0 \in X$  au sommet initial  $q_{in} \in Q$ . La condition initiale *init* est un prédicat sur  $X$ .

D'une manière intuitive, les sommets de l'automate hybride permettent de différencier les dynamiques continues du système. L'état d'un système hybride est caractérisé à tout instant par la paire  $(q_i, x)$  représentant *l'état global* du système.

L'évolution dynamique d'un automate hybride commence à partir d'une région initiale  $R_0$ .

Dans chaque sommet, les valeurs des variables changent avec le passage du temps en respectant la fonction de flux continu et l'invariant. Ainsi, l'invariante limite l'espace d'évolution du vecteur d'état dans chaque sommet de l'automate. Une transition discrète  $T_i \in E$ , entre les sommets  $q_i$  et  $q_j$  de l'automate, peut être franchie si la condition *garde* ( $T_i$ ) est vraie. L'état résultant du franchissement de la transition est la paire  $(q_j, x')$  où  $x'$  représente la valeur du vecteur d'état après l'initialisation par la fonction *Aff* ( $T_i$ ).

L'exécution d'une transition ne prend pas de temps, autrement dit, les transitions sont instantanées. Par conséquent, l'écoulement du temps ne se produit que dans les sommets de l'automate.

Nous pouvons conclure qu'un automate hybride évolue par une alternance de pas continus, où les variables continues et le temps évoluent de façon continue, et de pas discrets, où plusieurs transitions discrètes et instantanées peuvent être franchies.

Soit l'automate illustré dans la figure 1.8 modélisant un système hybride. Dans ce modèle :

- l'évolution continue est représentée par des équations différentielles associées aux

sommets du graphe.

- l'évolution événementielle est modélisée par les arcs étiquetés des graphes. Les sommets « Eteint » et « Allumé » représentent les états discrets du système où l'évolution continue a lieu et où  $x$  représente une horloge alors que  $y$  correspond à une variable plus complexe. Les prédicats  $x \in [2, 4]$  et  $x \in [5, 10]$  sur les arcs reflètent les conditions, dites aussi gardes, pour l'occurrence des événements *allumer* et *éteindre*, respectivement. Les prédicats  $x \leq 4$  et  $x \leq 10$  dans les sommets constituent les invariants de l'automate, c'est-à-dire, des conditions imposées aux variables continues du système pour rester dans un état discret (dans notre cas, les états « Eteint » ou « Allumé »). L'arc d'entrée au sommet d'origine « Eteint » symbolise l'état initial du système.

L'étiquette de cet arc  $x := [5, 10] \wedge y := 0$  décrit la région de l'espace continue à partir de laquelle la dynamique du système hybride démarre. L'évolution des variables  $x$  et  $y$  dans le sommet « Eteint », respectivement le sommet « Allumé », se fait conformément aux équations différentielles  $\dot{x} = 1$  et  $\dot{y} = -4y$ , respectivement  $\dot{x} = 1$  et  $\dot{y} = 3y + 2$ , appelées conditions de flux ( $\dot{x}$  désigne la dérivée du premier ordre par rapport au temps de la variable  $x$ ).

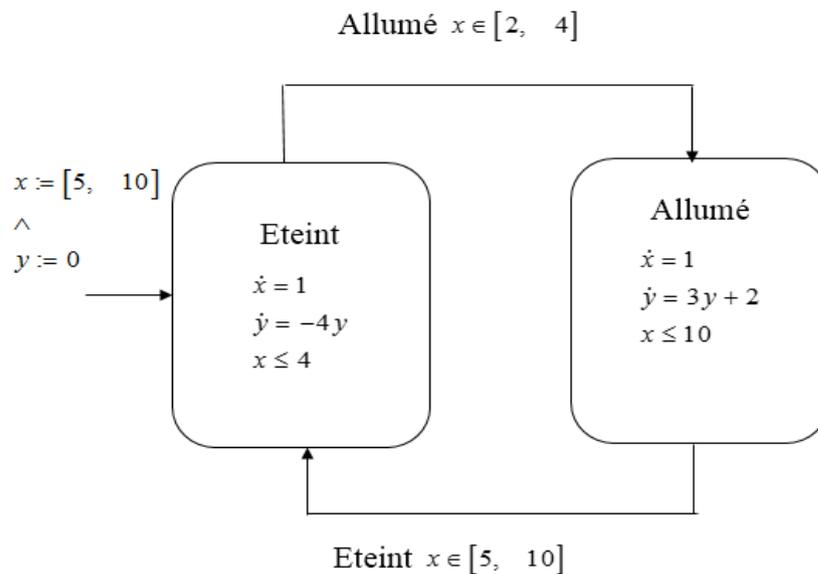


Figure 1.8 Exemple d'automate hybride.

Le diagnostic et la surveillance des systèmes à travers l'utilisation des automates hybrides occupent une place considérable dans l'étude des SDH. Il est question de vérifier certaines propriétés qualitatives et quantitatives sur un système grâce à l'exploitation des méthodes relevant de l'informatique et de l'automatique. La surveillance se base, d'abord, sur une modélisation de SDH à vérifier par un automate hybride. Elle repose ensuite, sur le diagnostic des systèmes en bon fonctionnement et au fonctionnement défaillant.

### **I.10. Conclusion**

Les systèmes dynamiques hybrides sont des systèmes combinant une partie discrète et une partie continue. Ces dernières années, plusieurs travaux se sont intéressés à ce type de systèmes et plusieurs formalismes ont été proposés dans le but d'établir un modèle homogène qui permet la modélisation de cette interaction entre le continu et le discret. Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie les systèmes continus, les systèmes à événements discrets et les systèmes dynamiques hybrides, objet de notre recherche. Ensuite, nous avons passé en revue les principales approches de modélisation de ces systèmes hybrides. Parmi ces approches, l'approche mixte est celle qui considère les comportements continus et événementiels dans une même structure. L'avantage de cette approche est sa généralité car elle ne fait pas d'hypothèse sur le type de systèmes à modéliser. Nous nous sommes particulièrement concentrés sur l'automate hybride, notre principal outil de modélisation pour la surveillance des systèmes dynamiques hybrides. Dans les chapitres suivants, nous allons présenter les convertisseurs multicellulaires et le moteur à courant continu et leur méthode de surveillance.

# CHAPITRE II : DESCRIPTION ET MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE- MOTEUR A COURANT CONTINU

---

## II.1. Introduction :

Ces dernières années, des avancées technologiques remarquables ont été réalisées dans le domaine de l'électronique de puissance, particulièrement l'évolution des semi-conducteurs de puissance, ce qui a permis la présence des convertisseurs statiques dans des champs d'applications multiples. Parmi ces nouvelles applications, il y a celles qui sont très exigeantes en termes de performances dynamiques comme le filtrage actif, la dépollution de réseaux électriques ou l'alimentation des machines à courant alternatif pour des applications particulières [33].

Les premières applications exploitaient les structures d'onduleurs à deux niveaux [34]. Très vite, il devenait nécessaire de monter en tension à cause de l'augmentation des puissances transitées [35], et d'améliorer le contenu harmonique des formes d'ondes de sortie des convertisseurs pour certaines applications. Pour cela, les chercheurs ont trouvé plusieurs solutions à ces problèmes.

Parmi ces solutions, la répartition équitable des contraintes en tension et en courant imposées aux interrupteurs. On utilise, alors, des associations séries et/ou parallèles de plusieurs interrupteurs au lieu d'un seul et on synchronise leurs commandes. La synchronisation des commandes des différents interrupteurs n'a aucun effet sur la qualité spectrale des tensions délivrées. Elle est identique à celle générée par la structure classique à deux niveaux [36]. On trouve aussi, comme solution, les convertisseurs multiniveaux. Ces convertisseurs sont obtenus grâce à l'association d'un certain nombre de convertisseurs élémentaires. De nos jours, plusieurs topologies ont été proposées et réalisées.

Un convertisseur multiniveaux permet de générer une tension multiniveaux à la sortie du convertisseur. Plus le nombre de niveaux est important, plus le signal de sortie est proche d'une sinusoïde, ce qui améliore le contenu en harmoniques de la tension de sortie. Cette structure permet aussi d'atteindre des puissances très élevées, ceci grâce à la mise en série et/ou en parallèle des interrupteurs de puissances, où les contraintes en tension et en courant sont réparties équitablement sur les différents semi-conducteurs. Les convertisseurs multiniveaux ont plusieurs domaines d'applications tels que la traction ferroviaire, les

variateurs de vitesse, le transport de l'énergie électrique en courant continu haute tension, etc.

Les convertisseurs multiniveaux ont permis d'améliorer les performances déjà acquises par les convertisseurs classiques à deux niveaux. Parmi ces avantages, on trouve :

- Amélioration de la forme du signal de sortie du convertisseur multiniveaux.
- Utilisation de composants de faible calibre (réduction des coûts).
- Equipements plus fiables et durée de vie des isolants augmentée.

D'autre part, il faut aussi remarquer que la réalisation de convertisseurs multiniveaux pose des contraintes et des problèmes, dont on peut citer [37]:

- Besoin d'un plus important nombre de composants.
- Nécessité d'une répartition équilibrée de la tension d'alimentation pour les interrupteurs mis en série.
- Commande plus complexe.

## II.2. Convertisseurs multicellulaires séries FCMC :

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [38]. La topologie présentée dans la figure 2.1 représente une structure multicellulaire à  $P$  cellules de commutation séparées les unes des autres par  $(P-1)$  condensateurs flottants [39]. Cette structure peut être adaptée à toutes les configurations (montage en hacheur ou en onduleur, en demi-pont ou en pont complet) [40].

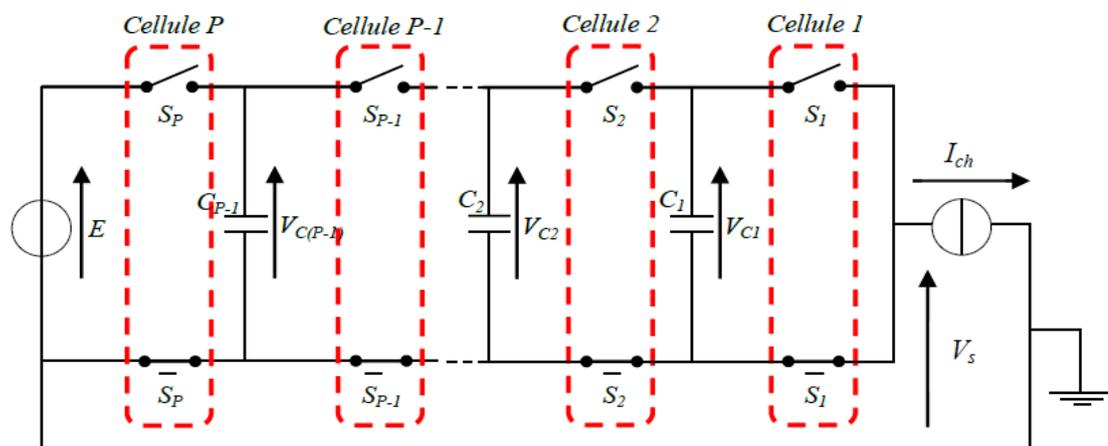


Figure 2. 1: Bras multicellulaire à P cellules de commutation

### II.2.1. Principe de base d'un convertisseur multicellulaire série [38]:

Il est nécessaire, lors d'une association en série de composants semi-conducteurs, d'assurer une répartition équilibrée de la tension d'alimentation sur les différents interrupteurs.

Si nous considérons deux interrupteurs de tenue en tension  $E/2$  à la place d'un seul capable de supporter  $E$ , il est nécessaire de faire en sorte que la tension appliquée sur ces interrupteurs soit équilibrée à  $E/2$ . Une solution consiste à insérer une source de tension, comme est indiquée sur la figure 2.2.

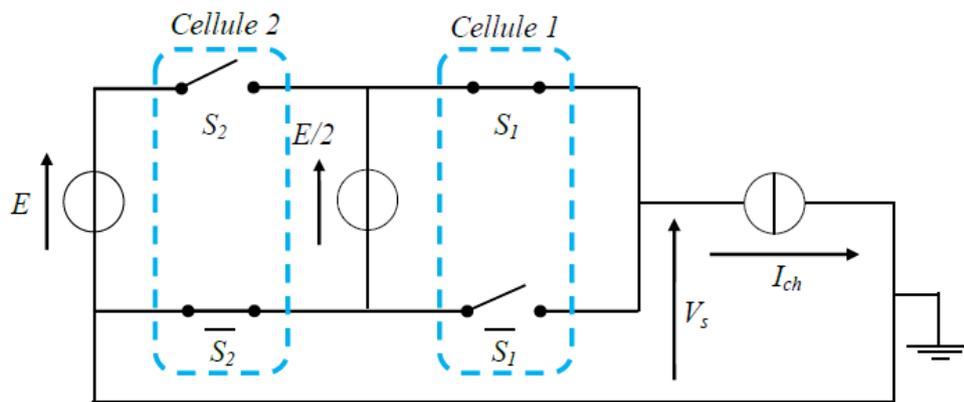


Figure 2. 2: Bras de convertisseur multicellulaire série à deux cellules de commutation

Si la source de tension flottante délivre une tension égale à  $E/2$ , alors la répartition est équilibrée.

$$\text{En effet, } V_{cell1} = E/2, V_{cell2} = (E - (E/2)) = E/2.$$

Ce type de convertisseur est facilement généralisable à  $P$  cellules de commutation (figure 2.3).

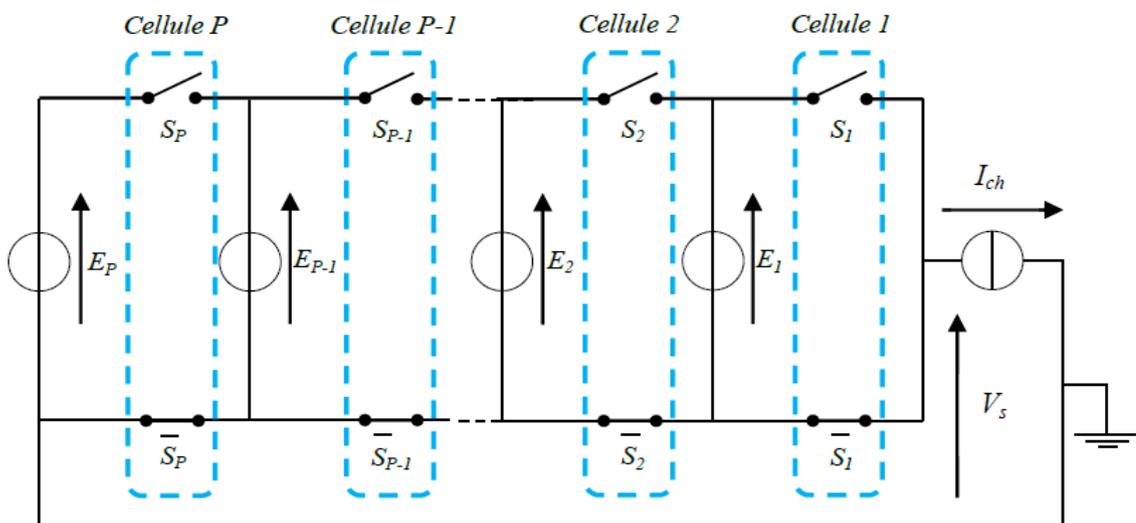


Figure 2. 3: Bras de convertisseur multicellulaire à P cellules de commutations

Le convertisseur est à  $P$  cellules. Chaque cellule est constituée de deux interrupteurs et d'une source de tension.

Les interrupteurs fonctionnent de façon complémentaire : quand l'un est passant l'autre est bloqué. La fonction de chaque cellule  $i$  est représentée par  $S_i$ . Le  $S_i$  sera également appelé état de la cellule  $i$ . La tension de sortie est notée  $V_s$ .

La commande par les  $S_i$  donne  $2^P$  configurations différentes. La tension en régime permanent est de  $(P+1)$  niveaux.

### II.2.2. Cas d'un convertisseur à deux cellules [38] [41]:

La structure de base du convertisseur multicellulaire série commence par l'association de deux cellules élémentaires de commutation, comme présenté sur la figure 2.4.

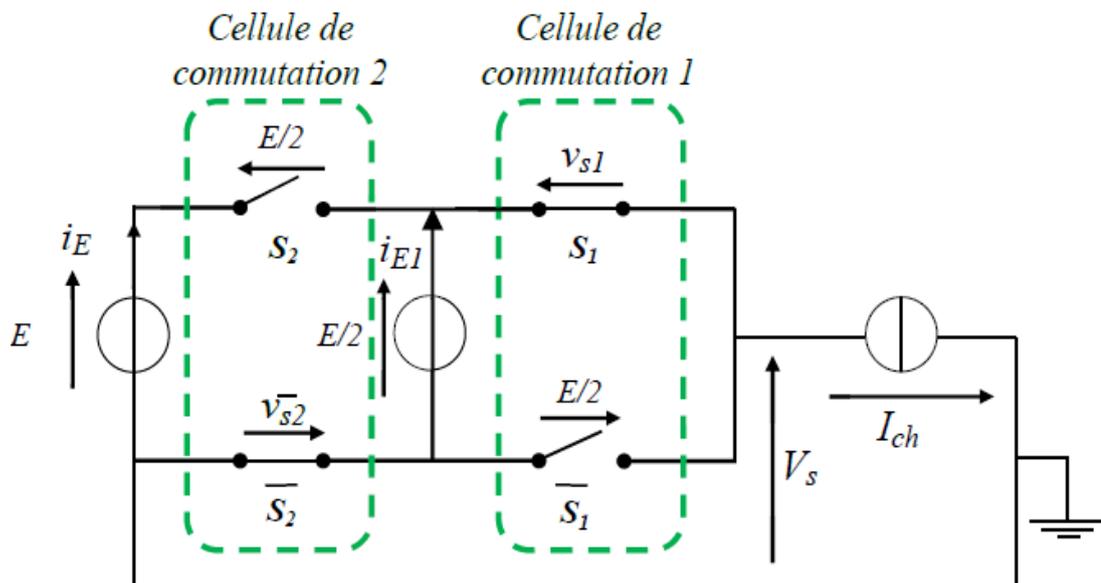


Figure 2. 4 : Association de deux cellules de commutation.

Etant donné que la cellule peut être considérée comme un système binaire, l'association de deux cellules donne  $2^2$  états possibles dont les caractéristiques principales sont résumées sur le tableau 2.1.

Tableau 2. 1 : Caractéristiques principales de l'association de deux cellules ( $E_1=E$ ).

$S_2$	$S_1$	$V_{s2}$	$V_{c1}$	$i_{E1}$	$i_E$	$V_s$
0	0	$E-E_1$	$E_1$	0	0	0

<b>0</b>	<b>1</b>	<b>E-E<sub>1</sub></b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>ch</sub></b>	<b>E<sub>1</sub></b>
<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>E<sub>1</sub></b>	<b>i<sub>ch</sub></b>	<b>-i<sub>ch</sub></b>	<b>E-E<sub>1</sub></b>
<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>ch</sub></b>	<b>0</b>	<b>E</b>

Soit:

$$V_s = S_1(E_1) + S_2(E - E_1) \quad (2.1)$$

Où :  $s_1$  et  $s_2$  représentent l'état de la cellule 1 et de la cellule 2 respectivement.

Si la tension d'alimentation principale est égale à  $E$ , sachant qu'elle doit être partagée équitablement parmi les interrupteurs mis en série, on en déduit facilement que la source de tension  $E_1$  doit être égale à  $E/2$ . Par ailleurs, cette même valeur de tension va nous permettre d'avoir une tension multiniveaux à la sortie du convertisseur dont les valeurs sont égales à  $0$ ,  $E$  et  $E/2$ .

**Tableau 2. 2: Caractéristiques principales de l'association de 2 cellules ( $E_1=E/2$ ).**

<b>S<sub>2</sub></b>	<b>S<sub>1</sub></b>	<b>V<sub>s2</sub></b>	<b>V<sub>s1</sub></b>	<b>V<sub>s</sub></b>
<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1/2 E</b>	<b>1/2 E</b>	<b>0</b>
<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1/2 E</b>	<b>0</b>	<b>1/2 E</b>
<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1/2 E</b>	<b>1/2 E</b>
<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>E</b>

On peut généraliser la méthode précédente pour exprimer les grandeurs principales d'une association de  $P$  cellules de commutation.

Les grandeurs caractéristiques de l'association de  $P$  cellules de commutation sont définies dans le tableau 2.3 :

**Tableau 2. 3: Définition des grandeurs caractéristiques de l'association de P cellules de commutation**

Nombre de cellules associées	P
Nombre de condensateurs associés	p-1
Nombre d'états possibles	$2^p$
Nombre de niveaux de tension en sortie	P+1
Valeur de la tension principale d'alimentation	E
Valeur de la source de tension de la cellule i	$V_{ci}=(i/p)E$

Nous avons, également, les expressions suivantes :

Tension de sortie :

$$V_s = \sum_{i=1}^p (E_i - E_{i-1}) \cdot S_i \quad (2.2)$$

Avec :  $E_0 = 0$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{s_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot \bar{S}_i & (a) \\ V_{\bar{s}_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot S_i & (b) \end{cases} \quad (2.3)$$

Les courants débités par les sources de tension sont :

$$i_{E_i} = (S_i - S_{i+1}) \cdot i_s \quad (2.4)$$

En utilisant la relation entre les différentes sources de tension exprimée par :

$$V_{ci} = \frac{i}{p} E \quad (2.5)$$

Les expressions des tensions citées ci-dessus peuvent être simplifiées :

Tension de sortie :

$$V_S = \frac{E}{P} \sum_{i=1}^P S_i \quad (2.6)$$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{si} = \frac{E}{P} \cdot \bar{S}_i & (a) \\ V_{\bar{si}} = \frac{E}{P} \cdot S_i & (b) \end{cases} \quad (2.7)$$

En résumé, l'association de cellules de commutation pour aboutir à une structure multiniveaux obéit à la définition des grandeurs établies sur le tableau 2.3 ainsi qu'aux relations (2.5) et (2.7).

### II.3. Modélisation du convertisseur multicellulaire série [38]:

#### II.3.1. Modèle aux valeurs instantanées :

Le modèle qui va être présenté permet l'étude de l'évolution des différentes grandeurs d'état régissant le fonctionnement du convertisseur multicellulaire série, tout en prenant en compte les commutations des interrupteurs. Il permet aussi de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage.

Le modèle aux valeurs instantanées nous permettra de mettre en évidence le phénomène d'équilibrage naturel des tensions générées par les condensateurs.

##### II.3.1.1. Hypothèses :

Les hypothèses retenues pour la mise en œuvre du modèle aux valeurs instantanées d'un convertisseur multicellulaire série sont :

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

- Le point milieu est idéal (dans le cas d'un onduleur).

### II.3.1.2. Formulation générale :

La présence des  $P$  cellules ayant chacune deux états possibles (les interrupteurs étant, à tout instant, dans des états complémentaires) implique que le convertisseur peut avoir  $2^P$  configurations possibles.

Le signal de commande associé à l'interrupteur  $S_i$  sera noté  $s_i$ . Ce signal sera à l'état **1** si l'interrupteur  $S_i$  est passant, ou à l'état **0** si l'interrupteur  $S_i$  est bloqué. Ces  $2^P$  configurations peuvent être rassemblées dans un système d'équations différentielles représentant l'évolution des tensions  $V_{Ci}$  et du courant de charge  $I_{ch}$ .

### II.3.1.3. Fonctionnement hacheur :

Nous présentons sur la figure 2.5 un convertisseur à  $P$  cellules, associées à une charge  $R-L$  comme exemple de modélisation.

La mise en équation de ce type de structure implique la mise en œuvre suivante [42]:

- $P-1$  équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des  $P-1$  condensateurs flottants.
- Une équation liée au courant de charge  $I_{ch}$ .

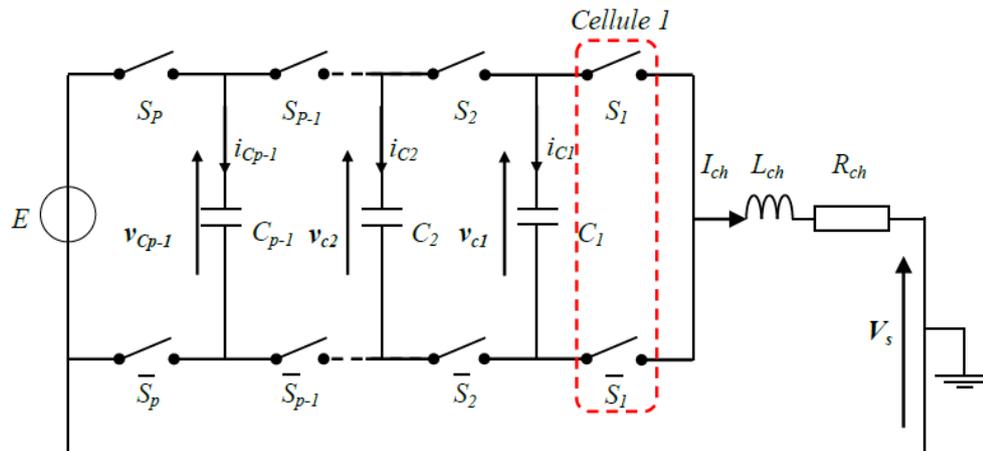


Figure 2. 5: Hacheur à P cellules, associé à une charge R-L

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur  $C_i$  est liée à l'évolution du courant  $I_{C_i}$ , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes  $C_{i+1}$ ,  $C_i$  et du courant  $I_{ch}$ . Le courant  $I_{C_i}$  est alors fonction des signaux de commande des interrupteurs  $S_{i+1}$  et  $S_i$ .

$$I_{C_i} = [S_{i+1} - S_i] I_{ch} \quad (2.8)$$

Puisqu'on connaît la valeur du condensateur  $C_i$ , nous pouvons obtenir l'équation régissant l'évolution de la tension  $V_{Ci}$ .

$$C_i \frac{d}{dt} V_{ci} = I_{ci} = [S_{i+1} - S_i] I_{ch} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{ci} = \frac{[S_{i+1} - S_i]}{C_i} I_{ch} \quad (2.9)$$

Le courant de charge est fonction de la tension de sortie du bras multicellulaire  $V_s$  et de la nature de la charge. La tension de sortie  $V_s$  correspond à la somme des tensions aux bornes des interrupteurs.

Ces tensions sont définies par :

$$V_{\bar{s}_i} = S_i [V_{ci} - V_{c(i-1)}] \quad (2.10)$$

Ce qui implique que l'expression de la tension  $V_s$  s'écrit :

$$V_s = \sum_{i=1}^p V_{\bar{s}_i} = \sum_{i=1}^p S_i [V_{ci} - V_{c(i-1)}] \quad (2.11)$$

Où :  $V_{Cp} = E$  et  $V_{C0} = 0$ .

De là, nous pouvons écrire :

$$V_s = \frac{E}{p} \sum_{i=1}^p S_i \quad (2.12)$$

La tension aux bornes de la charge  $V_{ch}$  s'écrit alors :

$$V_{ch} = V_s = R_{ch} I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (2.13)$$

Par conséquent, le courant  $I_{ch}$  s'écrit comme suit:

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = \frac{V_s}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (2.14)$$

A partir de l'équation (2.14), nous obtenons l'expression générale de l'évolution du courant  $I_{ch}$ :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = S_1 \frac{V_{c_1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[V_{c_2} - V_{c_1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{p-1} \frac{[V_{c_{p-1}} - V_{c_{p-2}}]}{L_{ch}} + S_p \frac{[E - V_{c_{p-1}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (2.15)$$

L'évolution des tensions  $V_{c_i}$  est régie par l'équation (II.9). Ainsi, le système d'équations représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire à  $P$  cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur associé à une charge  $R$ - $L$  est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} V_{c_1} = \frac{[S_2 - S_1]}{C_1} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} V_{c_2} = \frac{[S_3 - S_2]}{C_2} I_{ch} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} V_{c_{p-1}} = \frac{[S_p - S_{p-1}]}{C_{p-1}} I_{ch} \\ \frac{d}{dt} I_{ch} = S_1 \frac{V_{c_1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[V_{c_2} - V_{c_1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{p-1} \frac{[V_{c_{p-1}} - V_{c_{p-2}}]}{L_{ch}} + S_p \frac{[E - V_{c_{p-1}}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

A partir des équations (2.16), nous obtenons l'expression de l'équation d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S \quad (2.17)$$

Avec:

$$X = \begin{bmatrix} V_{c_1} & V_{c_2} & \dots & V_{c_{p-1}} & I_L \end{bmatrix}^T, \quad S = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & \dots & S_{p-1} & S_p \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$B(X) = \begin{pmatrix} -\frac{I_{ch}}{C_1} & \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C_2} & \frac{I_{ch}}{C_2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & -\frac{I_{ch}}{C_{p-1}} & \frac{I_{ch}}{C_{p-1}} \\ \frac{V_{c_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{c_2} - V_{c_1}}{L_{ch}} & \dots & \frac{V_{c_{p-1}} - V_{c_{p-2}}}{L_{ch}} & \frac{E - V_{c_{p-1}}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

### II.3.2. Synthèse d'un observateur par modes glissants d'ordre supérieur pour le convertisseur

Un observateur par modes glissants pour le convertisseur multicellulaire est présent. Les détails sur la conception de cet observateur sont issus de l'article [43]. L'objectif est d'estimer les tensions internes des capacités d'un convertisseur.

Le comportement du convertisseur multicellulaire à p cellules de commutations associé à une charge RL est régi par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{I} &= -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}S_p - \sum_{j=1}^{p-1} \frac{V_{c_j}}{L}(S_{j+1} - S_j) \\ \dot{V}_{c_j} &= \frac{I}{C_j}(S_{j+1} - S_j), j = 1, \dots, p-1 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Où I est le courant dans la charge, C est la capacité,  $V_{c_j}$  est la tension aux bornes du condensateur flottant j et E est la tension de l'alimentation du convertisseur. R (L, respectivement) désigne la résistance (l'inductance, respectivement) de la charge.  $S_j \in \{0, 1\}$  est le signal de commande des interrupteurs de la j<sup>ème</sup> cellule.

Ici, l'observateur par modes glissants développé dans [43], est présent. Celui-ci est conçu afin d'estimer en temps fini les tensions des capacités du convertisseur multicellulaire en utilisant uniquement la mesure du courant de charge I.

L'observateur en temps fini du système (2.18) est conçu de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L}I + \frac{E}{L}S_p - \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{p-1} (S_{j+1} - S_j) \hat{V}_{C_j} + \sum_{j=1}^{p-1} K_1 |S_{j+1} - S_j| |\bar{I} - \hat{I}|^\alpha \\ \dot{\hat{V}}_{c_j} = \frac{I}{C_j} (S_{j+1} - S_j) + K_2 (S_{j+1} - S_j) |\bar{I} - \hat{I}|^{2\alpha-1} \end{cases} \quad (2.19)$$

Les constantes  $K_1$ ,  $K_2$  et  $\alpha$  sont d' définies ci-après. La fonction continue  $[a]b$  est donnée par :

$$\forall a \in \mathbb{R}, \forall b \geq 0, [a]^b = |a|^b \text{ sign}(a), j = 1, \dots, p-1 \quad (2.20)$$

On peut définir les erreurs d'observation :

$$\begin{cases} e_1 = I - \hat{I} \\ e_2 = -\frac{1}{L} \sum_{j=1}^{p-1} (S_{j+1} - S_j)(V_{c_j} - \hat{V}_{c_j}) \end{cases} \quad (2.21)$$

Supposons qu'il existe une trajectoire de temps hybride telle que les tensions des capacités soient observables. Lorsque  $e_2 = 0$ , cela signifie qu'il est possible d'obtenir une estimation des tensions  $V_{c_j}$ , ( $\forall j \in \{1, \dots, p-1\}$ ) puisque les  $(S_{j+1} - S_j)$  sont indépendants.

Sur chaque intervalle de temps hybride, les équations (2.19) permettent d'aboutir aux dynamiques des erreurs d'observation :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - k_1 [e_1]^\alpha \\ \dot{e}_2 = -k_2 [e_1]^{2\alpha-1} \end{cases} \quad (2.22)$$

Avec

$$k_1 = K_1 \sum_{j=1}^{p-1} |(S_{j+1} - S_j)| \quad \text{et} \quad k_2 = -\frac{p-1}{L} K_2$$

Ainsi lorsque la stabilisation en temps fini du système (2.22) est obtenue, l'objectif qui est d'estimer les tensions des capacités est assuré.

Considérons la matrice  $A_0$  [43]:

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\alpha k_1 & \alpha \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}$$

Où  $k_1 > 0$ ,  $k_2 > 0$  et  $1/3 < \alpha < 1$  sont choisies telles que la matrice  $A_0$ , alors, l'origine du système (2.22) est globalement stable en temps fini.

Une fonction de Lyapunov peut être utilisée pour démontrer la stabilité en temps fini du système (2.22) et définir des conditions plus restrictives sur le choix des gains  $K_1$  et  $K_2$  afin d'obtenir de meilleures performances en termes de robustesse. Egalement, on peut noter que dans le cas limite où  $\alpha = 1$ , l'observateur (2.19) est un observateur de Luenberger classique et le cas où  $\alpha = 0.5$ , il correspond à un observateur Super-twisting.

Pour conclure, dans cette annexe, la synthèse d'un observateur par modes glissants a été rappelée. Sous certaines conditions pour le choix des gains, la stabilisation de l'erreur d'observation peut être assurée. Ainsi, l'estimation en temps fini des tensions internes des condensateurs d'un convertisseur multicellulaire est garantie. [43]

### **II.3.3. 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, ils auront une durée de vie relativement faible par rapport aux autres composants des convertisseurs d'énergie. Parmi les causes de défaillance de ces éléments de stockage on trouve leur vieillissement. [44]

#### **II.3.3.1. Les causes de défaillance**

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

En fonctionnement normal, d'autres phénomènes sont susceptibles d'intervenir et d'altérer les propriétés du condensateur au cours du temps [45] et parmi ces phénomènes on trouve :

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

Parmi les causes d'apparition de ses phénomènes, on trouve :

- L'apparition de surtensions répétitives.

- La dégradation par tension inverse.
- La dégradation par température ou courant élevé.

#### II.4. 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 a été dit précédemment comporte plusieurs cellules de commutation, ces cellules de commutation se composent de :

- Deux composants semi-conducteurs de puissance.
- Un composant passif (condensateur).
- Une jonction entre la carte de commande et les 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 [46] :

- 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. Ensuite, on va étudier les machines à courant continu pour faire la présentation du système proposé

## II.5. Machine à courant continu

Les moteurs à courant continu sont des machines qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique. La construction des moteurs est identique à celle des génératrices, de sorte qu'une machine à courant continu peut servir indifféremment comme moteur ou comme génératrice. L'usage des moteurs à courant continu est plutôt restreint, car la distribution se fait à courant alternatif. Cependant, pour certaines applications il est parfois avantageux d'utiliser des moteurs à courant continu alimentés par des convertisseurs qui transforment le courant alternatif en courant continu. La supériorité de ces moteurs réside dans le fait qu'ils se prêtent facilement à un contrôle souple, continu et presque instantané de leur vitesse [47] [48].

Ce chapitre présentera des généralités sur la machine à courant continu en particulier son fonctionnement en moteur électrique.

### II.5.1. Principe de réversibilité

Selon la nature de la conversion énergétique réalisée, deux types de machines sont distingués

- La génératrice à courant continu :

Elle transforme une énergie mécanique en énergie électrique sous forme de courant continu.

- Le moteur à courant continu :

Il transforme une énergie électrique de forme continue en une énergie mécanique. La machine à courant continu possède la propriété de réversibilité. Elle peut en effet fonctionner indifféremment en génératrice ou en moteur.

### II.5.2. Principe de fonctionnement du moteur à courant continu

Lorsque le bobinage d'un inducteur du moteur est alimenté par un courant, sur le même principe qu'un aimant permanent, il crée un champ magnétique (flux d'excitation) de direction nord-sud. Une spire capable de tourner sur l'axe de rotation est placée dans le champ magnétique.

De plus, les deux conducteurs formant la spire sont chacun raccordé électriquement à un demi collecteur et alimenté en courant continu via deux balais. D'après la loi de Laplace, tout conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique est soumis à

une force. Les conducteurs de l'induit placés de part et d'autre de l'axe des balais (ligne neutre) sont soumis à des forces  $F$  égales mais de sens opposé en créant un couple moteur, l'induit se met donc à tourner [49].

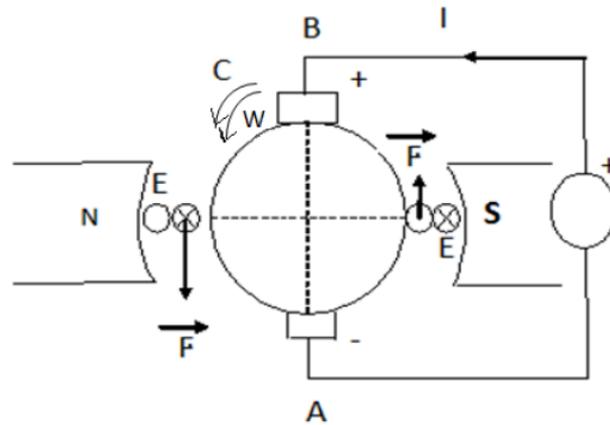


Figure 2. 6: Principe de fonctionnement du moteur à courant continu

### II.5.3. Equation du moteur à courant continu

#### a. Force électromotrice

Nous savons qu'une bobine en mouvement dans un champ magnétique voit apparaître à ses bornes une force électromotrice (f.é.m.) donnée par la loi de Faraday:

$$dE = B (d\vec{L} \wedge \vec{v}) \quad (2.23)$$

Sur ce principe, la machine à courant continu est le siège d'une f.é.m. donnée par :

$$E = \frac{P}{2\pi \cdot \alpha} \cdot N \cdot \phi \cdot \Omega \quad [V] \quad (2.24)$$

Avec :

$p$  : le nombre de paires de pôles.

$a$  : le nombre de paires de voies d'enroulement.

$\Phi$  : le flux maximum à travers les spires [Wb].

$\Omega$  : la vitesse de rotation [rd/s].

$N$  : nombre de conducteur actif

Finalement on peut écrire

$$E = K \cdot \phi \cdot \Omega \quad (2.25)$$

Avec  $K = \frac{P}{2\pi.\alpha}.N$  et  $K$  est la constante de la f.é.m.

**b. Modèle équivalent de l'induit**

Si on néglige la chute de tension aux contacts balais-collecteurs et on considère que la réaction magnétique d'induit est totalement compensée, le schéma électrique équivalent de l'induit est représenté par la figure 2.7 :

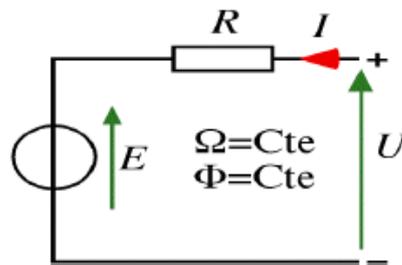


Figure 2. 7: Modèle équivalent de l'induit

D'après la loi d'Ohm :

$$U = E + R.I \quad (2.26)$$

**c. Vitesse**

A partir de l'expression de la force électromotrice développée aux bornes de l'induit et l'équation électrique (2.26), on peut déduire l'expression de la vitesse qui sera donnée par :

$$\Omega = \frac{U - R.I}{K\phi} \quad (2.27)$$

Où  $K$  est une constante de construction du moteur égale à

$$K = \frac{P}{aw} \quad (2.28)$$

$P$  : nombre de pair de pôles.

$a$  : nombre de voies d'enroulement.

$w$  : nombre de conducteurs par section.

**d. Puissance et couple électromagnétiques**

Si l'induit présente une f.é.m.  $E$  et s'il est parcouru par le courant  $I$ , il reçoit une puissance électromagnétique ;

$$P_{em} = E.I \quad (2.29)$$

D'après le principe de conservation de l'énergie, cette puissance est égale à la puissance développée par le couple électromagnétique.

$$P_{em} = C_{em}.\Omega = E.I \quad (2.30)$$

D'où l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = K.\phi.I \quad (2.31)$$

**e. Couple utile, Puissance utile :**

Les pertes mécaniques (frottement dans les paliers, action de l'air de ventilation) et les pertes dans l'induit produisent un couple  $C_p$  appelé couple de pertes. Le couple utile disponible sur l'arbre du moteur sera exprimé par :

$$C_u = C_{em} - C_p \quad (2.32)$$

La puissance utile développée par le moteur est donnée par :

$$P_u = C_u.\Omega \quad (2.33)$$

**f. Le rendement :**

Le rendement du moteur est donné par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (2.34)$$

Où  $P_a$  est la puissance absorbée par le moteur.

**g. Excitation séparée (indépendante) :**

Le moteur à excitation indépendante est constitué de deux enroulements induit et inducteur qui sont alimentés séparément par deux sources distinctes. L'inducteur qui comporte une résistance ( $R_f$ ) et une Inductance ( $L_f$ ) est excitée par une source continue de

tension ( $V_f$ ) et de courant( $I_f$ ), et l'induit qui est constitué d'une résistance, d'une inductance, et d'une force électromotrice ( $R_a, L_a, E$ ), est excité par une source de tension( $V_a$ ), et de courant( $I_a$ )

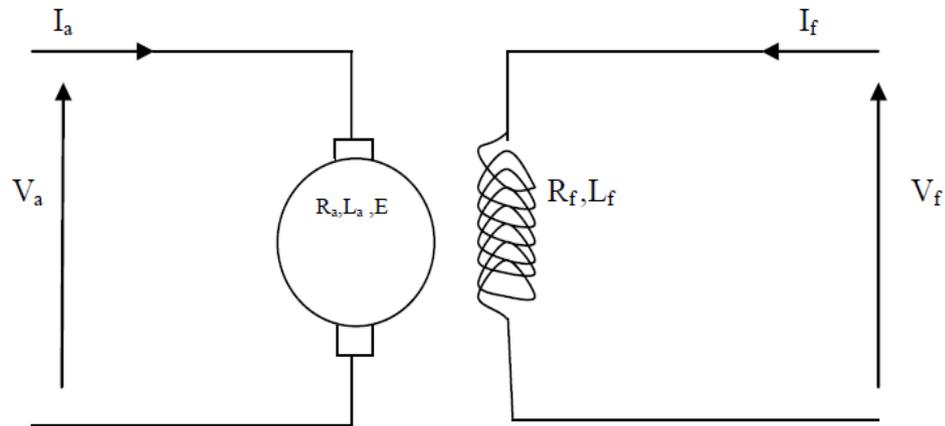


Figure 2. 8: Schéma d'un moteur à excitation séparée

Avec :

$V_a$  : Tension d'alimentation du circuit induit [Volt].

$I_a$  : Courant d'induit [ampère].

$R_a$  : Résistance du circuit d'induit [Ohm].

$L_a$  : Inductance du circuit d'induit [Henry].

$V_f$  : Tension du circuit d'excitation [Volt].

$I_f$  : Courant d'excitation [Ampère].

$R_f$  : Résistance du circuit d'excitation [Ohm].

$L_f$  : Inductance du circuit d'excitation [Henry].

$E$  : Force électromotrice [Volt].

#### ***h. Caractéristiques :***

Le moteur à excitation séparée jouit à l'avantage d'un réglage de vitesse dans de larges limites. Cette dernière est très sensible aux variations de la tension d'induit et indépendante de la charge. C'est pour cela qu'on peut le coupler à de faibles charges sans risque d'emballement. Son couple est proportionnel au courant d'induit et très important à faible vitesse, d'où ces performances dynamiques très élevées. Son courant de démarrage est très fort, il faut donc le limiter pour éviter l'échauffement du circuit induit. Ce moteur est le moteur de base des asservissements de position, aussi bien pour les petites que les grandes puissances, et il est utilisé dans des pompages, le transport comme TGV.

La machine à courant continu peut être modélisée par le biais d'équations électrique, électromagnétique et mécanique. Ces trois groupes d'équations nous permettent de mieux appréhender la machine à courant continu dans son fonctionnement réel.

## II.6. Différentes expressions de la machine à courant continu

### II.6.1. Expression de la tension d'induit

La tension aux bornes de l'induit est donnée par l'équation suivante :

$$V_a = R_a I_a + L \frac{di}{dt} + E \quad (2.35)$$

Le courant de l'induit étant constant, en régime permanent d'où :

$$V_a = R_a I_a + E \quad (2.36)$$

Avec :

$R_a$  : Résistance de l'induit.

$I_a$  : courant d'induit.

### II.6.2. Expression de la force électromotrice :

La force électromotrice est liée à la vitesse et au flux du moteur dans l'équation suivante :

$$E = K_m \phi \Omega \quad (2.37)$$

Avec :

$\Omega$  : Vitesse angulaire de l'induit.

$K_m$  : Constante propre du moteur.

$\phi$  : Flux d'induit.

E: La force électromotrice.

### II.6.3. Expression du couple électromagnétique :

Le couple moteur est lié au courant d'induit et au flux par la relation suivante :

$$C_{em} = k_m I_a \phi \quad (2.38)$$

Avec :

$C_{em}$  : Couple électromagnétique de la machine

### II.7. Action sur la tension d'alimentation et sur le flux

La relation (2.15) montre que la vitesse est proportionnelle à la tension d'alimentation ( $u$ ) lorsque le flux magnétique ( $\phi$ ) est constant. La variation de la tension d'alimentations est obtenue par un montage convertisseur électronique de puissance. Lorsque le courant inducteur diminue, le flux magnétique dans le moteur diminue. Cette diminution provoque une augmentation de la vitesse pouvant aller jusqu'à l'emballement du moteur et sa destruction. Outre ce risque, la diminution du flux conduit aussi à une diminution du couple moteur qui est directement proportionnelle au flux, selon la relation:

$$C_e = K \cdot \phi \cdot I \quad (2.39)$$

L'action sur le flux permet une légère survitesse avec une diminution du couple utile.

### II.8. Avantages et inconvénients des machines à courant continu

L'avantage principal des machines à courant continu réside dans leur adaptation simple aux moyens permettant de régler ou de faire varier leur vitesse, leur couple et leur sens de rotation : les variateurs de vitesse, voire leur raccordement direct à la source d'énergie : batteries d'accumulateur, piles, etc.

Le principal problème de ces machines vient de la liaison entre les balais, ou « charbons » et le collecteur rotatif. Outre le collecteur lui-même comme indiqué plus haut et la complexité de sa réalisation, il faut signaler que :

- plus la vitesse de rotation est élevée, plus la pression des balais doit augmenter pour rester en contact avec le collecteur donc plus le frottement est important ;
- aux vitesses élevées les balais doivent donc être remplacés très régulièrement ;
- le collecteur imposant des ruptures de contact provoque des arcs, qui usent rapidement le commutateur et génèrent des parasites dans le circuit d'alimentation, ainsi que par rayonnement électromagnétique.

Un autre problème limite les vitesses d'utilisation élevées de ces moteurs lorsque le rotor est bobiné, c'est le phénomène dit de « frettage », la force centrifuge finissant par casser les liens assurant la tenue des ensembles de spires (le frettage).

La température est limitée au niveau du collecteur par l'alliage utilisé pour braser les conducteurs du rotor aux lames du collecteur. Un alliage à base d'argent doit être utilisé

lorsque la température de fonctionnement dépasse la température de fusion de l'alliage classique à base d'étain.

Un certain nombre de ces inconvénients a partiellement été résolu par des réalisations de moteurs sans fer au rotor, comme les moteurs « disques » ou les moteurs « cloches », qui néanmoins possèdent toujours des balais.

Les inconvénients ci-dessus ont été radicalement éliminés grâce à la technologie du moteur brushless, aussi dénommé « moteur à courant continu sans balais », ou moteur sans balais, ou machine synchrone autopilotée.

### **II.8.1. Défauts de la machine à courant continu**

Pour une machine à courant continu, on peut distinguer deux types de défauts principaux : internes et externes.

Les défauts internes de la machine sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques rotorique et statorique, bobinages statiques, entre fer mécanique, cage rotorique,...) alors que les défauts externes sont provoqués, soit par les tensions d'alimentation et la charge mécanique, soit par l'environnement de l'utilisation de la machine. Les démarrages fréquents provoquent des courants élevés dans les barres rotoriques. Celles-ci engendrent par conséquent des échauffements et des contraintes mécaniques conduisant à terme à des fissures puis à une cassure de barres. Par la suite, la barre cassée accélère la rupture des barres adjacentes pouvant causer la destruction totale du rotor.

De même, les efforts électrodynamiques que subissent les conducteurs des phases se traduisent par des vibrations mécaniques ayant pour effet de détériorer l'isolation.

Sur le plan électrique, les fronts de tensions générés par les convertisseurs statiques accentuent le phénomène de décharges partielles et réduisent, par conséquent, la durée de vie de l'isolant. Quant aux origines environnementales, l'humidité et les produits corrosifs ou abrasifs sont les plus rencontrés. Au niveau de l'entrefer, les défauts se manifestent par une excentricité statique, une excentricité dynamique ou une excentricité mixte. Le défaut d'excentricité statique est généralement dû à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. Le défaut d'excentricité dynamique peut être causé aussi bien par application à un entraînement électrique. Une déformation du cylindre rotorique est provoquée par une déformation du cylindre statorique. L'excentricité mixte est une combinaison des deux.

Au niveau de la cage, les défauts se manifestent par la rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit. Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents,..), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures). Au niveau des paliers nous pouvons citer le défaut de décentrage des flasques conduisant généralement à une excentricité statique alors qu'une détérioration de roulements à billes conduit le plus souvent à une excentricité dynamique. Il est important de signaler que les défauts de paliers comme étant les plus fréquents, suivis par les défauts statoriques et en dernier, les défauts de cage rotorique.

### **II.8.2. Défaillances dans la machine à courant continu**

Nous rappelons brièvement les différents défauts de la machine à courant continu ainsi que leurs origines sans pour autant prétendre à l'exhaustivité. Ces défauts apparaissent dans les différentes parties constituant la machine [50].

D'après les organigrammes des figure 2.9 et figure 2.10, les origines des défauts sont diverses. Nous citerons à titre indicatif des origines de type :

- Mécaniques : mauvaise fabrication, vibrations de la machine, force électromagnétique déséquilibrée, force centrifuge, fluctuations de la charge.
- Electriques : dégradations d'isolement, décharges partielles, étincelles.
- Thermiques : pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé.
- Environnementales : humidité, ozone, poussière.

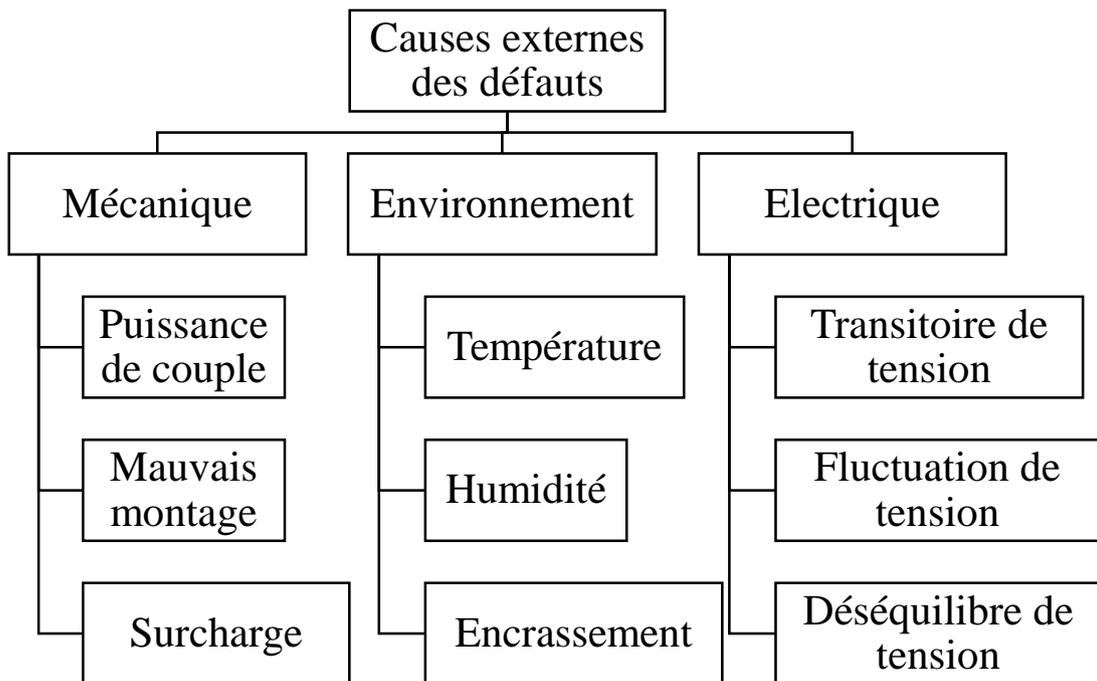


Figure 2. 9: Causes externes de défauts d'une machine

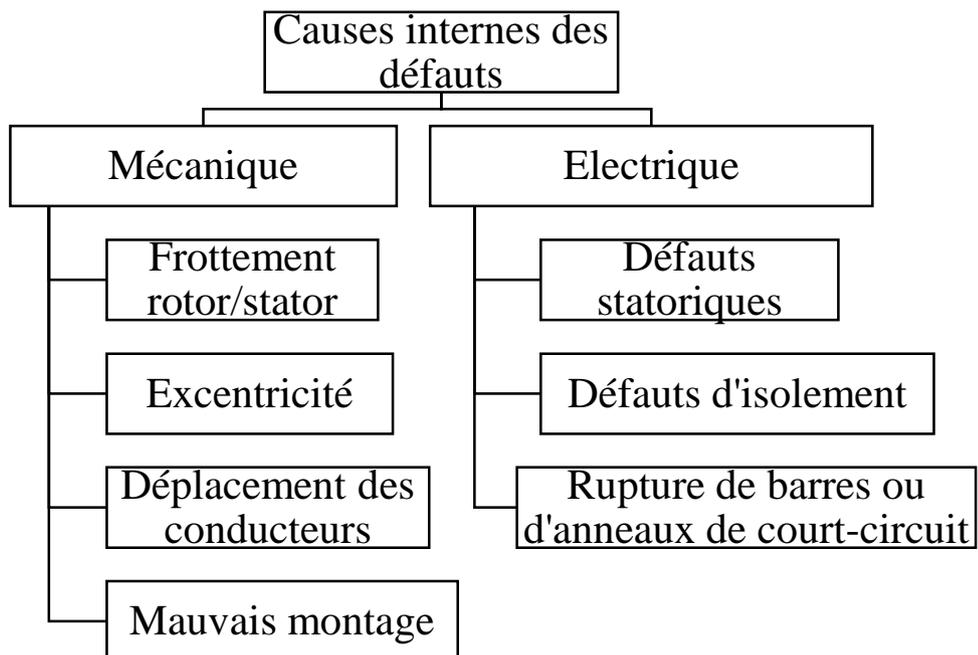


Figure 2. 10: Causes internes de défauts de la machine

Réputée pour être robuste, la machine à courant continu n'est jamais à l'abri des défaillances, ces anomalies donnent lieu à un comportement anormal de la machine et peuvent à court ou à long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [51]:

□ **Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts** : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, ... .

□ **Les amplificateurs de défauts** : tel que ; surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.

□ **Les vices de fabrication et les erreurs humaines** : défauts de fabrication, déféctuosité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ... .

Dans ce contexte, plusieurs études statistiques ont été effectuées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels, où les machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches de l'industrie. Parmi ces études, on peut citer sans être exhaustif l'étude réalisée par la compagnie "General Electric", publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute) [50], l'étude de Thorsen et Dalva [52] et Allianz [53].

A partir de ces travaux, il apparaît clairement que l'occurrence d'un type spécifique de défaut dépend principalement de l'application spécifique de la machine et de l'environnement de fonctionnement.

L'environnement semble donc jouer un rôle prépondérant dans le type de défauts et leur fréquence. Ainsi, il a été établi que le taux de panne pour des moteurs utilisés en extérieur, où l'environnement est humide (aux usines terrestres et en mer par exemple), peut-être 2,5 fois plus grand que le taux d'échec pour des moteurs utilisés à l'intérieur.

Le moteur à courant continu est encore utilisé dans de nombreux domaines d'applications telles que la traction, la propulsion des sous-marins, et les machines-outils,

etc. Cela est dû essentiellement à certaines caractéristiques très importantes par rapport aux autres types de moteurs (à courant alternatif).

## II.9. Conclusion

Dans cette première partie, nous avons présenté les convertisseurs multiniveaux. D'après l'étude préliminaire réalisée, les convertisseurs multicellulaires peuvent très bien concurrencer les autres topologies multiniveaux. Ceci nous amène à bien approfondir l'étude de ces structures en recherchant des modèles mathématiques représentant fidèlement le fonctionnement de ces convertisseurs. La deuxième partie est consacrée à la présentation des modèles et les défauts dans les moteurs à courant continu.

# CHAPITRE III : SURVEILLANCE ET DIAGNOSTIC D'UN SYSTEME HYBRIDE

---

## III.1. Introduction

La surveillance est une couche logicielle ou matérielle qui a pour objectifs de déterminer l'état de fonctionnement d'un système, de détecter le passage d'un fonctionnement normale vers un fonctionnement anormal et caractériser ce changement de fonctionnement. Donc de la surveillance est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic est une partie de la surveillance qui n'a pas seulement pour objectif de trouver des dysfonctionnements (défauts), mais elle vise aussi à localiser les composants défaillant et à identifier précisément ce défaut.

## III.2. Surveillance

### III.2.1. Système de surveillance :

Le système de surveillance a pour vocation première d'émettre des alarmes dont l'objectif est d'attirer l'attention de l'opérateur de supervision sur l'apparition d'un ou plusieurs événements susceptibles d'affecter le bon fonctionnement de l'installation.

Il reconstitue l'état réel du système à partir des signaux provenant du système physique et de l'unité de commande. La fonction surveillance est restreinte à la récolte d'informations sans pour autant intervenir sur le procédé ni sur l'unité de commande. Compte tenu de la complexité des procédés, la génération d'alarmes est le moyen le plus employé pour avertir l'opérateur de l'occurrence d'un événement anormal. Les alarmes sont donc liées aux dysfonctionnements pouvant apparaître sur le système de production [1]

#### *Définition 1 : Défaut :*

Un défaut est :

- une déviation par rapport aux conditions acceptables ou normales d'un paramètre caractéristique du système. Cette déviation entraîne au moins le non-accomplissement d'une propriété.

- anomalie de comportement au sein d'un système physique ; un défaut n'altère pas nécessairement le fonctionnement d'un système physique mais peut présager d'une

---

défaillance à venir, ou tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique de référence, lorsque celui-ci est en dehors des spécifications.

- N'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système. Un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance.

- Déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables et/ou standards.

- Un défaut est une anomalie de comportement au sein d'un système physique localisée au niveau d'un composant.

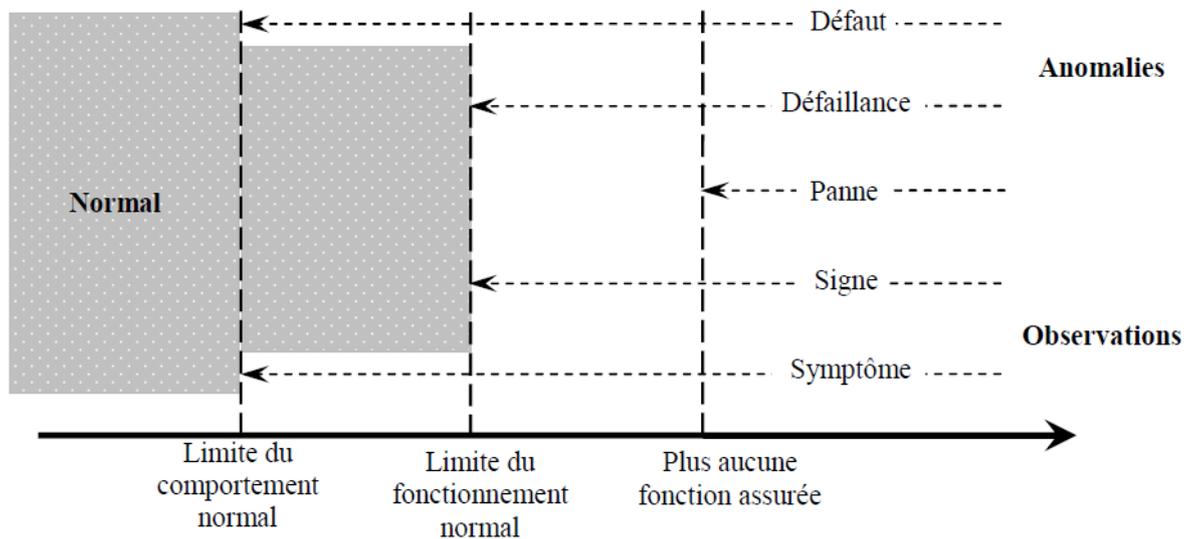


Figure 3. 1: Anomalies et Observations classées par criticité croissante

**Définition 2 : Système physique :**

Un système physique est un ensemble d'éléments (composants, constituants) interconnectés ou en interaction organisés pour réaliser une fonction.

**Définition 3 : Composant :**

Un composant est une partie du système choisie selon des critères liés à la modélisation. Il doit être simple à modéliser dans le sens où cela doit être naturel : il peut s'agir d'un composant (physique ou logique) complet du système ou d'une partie parfaitement délimitée de ce composant, d'un groupe de composants. Le comportement du composant élémentaire n'est pas décomposable ou alors cette décomposition n'est pas souhaitée, il constitue une "brique" du comportement du système.

***Définition 4 : Modèle :***

Un modèle caractérise un système physique par un ensemble de propriétés qui en facilitent la description et la compréhension. Il peut correspondre à une représentation structurelle, comportementale et/ou fonctionnelle de chacun de ses composants et dispositifs. Le niveau structurel traduit les connections entre les différents composants et dispositifs du système physique. La représentation comportementale est constituée de relations dites de « causes à effets » (relations entre les variables du système), tandis que la représentation fonctionnelle est plus abstraite et correspond aux fonctions que le système doit accomplir. On va alors distinguer deux types d'approches : les modèles phénoménologiques et les modèles comportementaux :

- Les modèles phénoménologiques, appelés aussi modèles de connaissance, reposent sur une compréhension plus approfondie des phénomènes régissant le système physique.
- Les modèles comportementaux se limitent à reproduire le comportement observé sans connaissances particulières sur le processus.

***Définition 5 : Anomalie :***

Condition anormale diminuant ou supprimant l'aptitude d'une entité fonctionnelle à accomplir une fonction requise. Ce terme générique permet de décrire tout ce qui n'est pas conforme à une référence.

***Remarque : Effet de perturbation :***

Les écarts de comportement relatifs à des perturbations ne sont pas nécessairement plus faibles que ceux associés aux défauts. Par exemple, une perturbation telle qu'une variation du couple de charge sur un moteur peut entraîner des écarts très importants par rapport à un comportement de référence, sans que cette situation soit critique. Des écarts de comportement beaucoup plus faibles, résultant par exemple de court-circuit entre quelques spires d'une même phase, correspondent par contre à une situation plus critique pour laquelle un diagnostic pourra être envisagé.

***Définition 6 : Résidu :***

Un résidu est un signal indicateur de défauts. Il reflète la cohérence des données mesurées vis-à-vis du modèle comportemental du système. Autrement dit : le résidu est l'écart produit par la comparaison entre le comportement réel et le comportement nominal du système.

***Définition 7 : Défaillance ou Panne :***

C'est une anomalie fonctionnelle dans le système. Dans ces conditions le système est dans l'incapacité à remplir sa fonction selon les conditions de fonctionnement spécifiées au départ.

***Définition 8 : Détection, Localisation et Identification :***

- **Détection** : consiste à comparer le comportement actuel du système physique au comportement prévu initialement et ensuite prendre une décision en référence à la comparaison. La fonction de détection alerte les opérateurs de supervision en cas d'écart par rapport au comportement normal. Grâce à cette fonction le comportement du système peut être caractérisé soit en fonctionnement normal soit en fonctionnement anormal. La qualité de la détection est établie en comptabilisant les taux de fausses alarmes et de non-détection.

- **Localisation** : permet de déterminer le ou les éléments défectueux.

- **Identification** estime les caractéristiques statiques et dynamiques de ce défaut, l'instant d'apparition de la panne, sa durée et son importance.

***Définition 09 : Supervision :***

C'est une macro-fonction regroupant des tâches de commande et de surveillance [54]. La supervision doit piloter l'exécution de la séquence d'opération et assurer la gestion et la commande en temps réel des ressources nécessaires à cette exécution, et ceci quel que soit le fonctionnement du système normal ou avec présence de défaillances :

- En fonctionnement normal, elle doit surveiller et contrôler le déroulement des opérations.

- En présence d'une défaillance, la supervision doit prendre les décisions nécessaires pour assurer un retour vers le comportement normal [55].

***III.2.2 Fonctions de la surveillance***

Le rôle de la surveillance est de recueillir en permanence tous les signaux en provenance du procédé et de la commande, de reconstituer l'état réel du système commandé et de faire toutes les inférences nécessaires pour produire les données utilisées ou utilisables en vue de :

- dresser des historiques de fonctionnement,

---

- le cas échéant, mettre en œuvre un processus de traitement de défaillances.

La surveillance regroupe les sous-fonctions suivantes : la détection, le diagnostic qui regroupe à son tour deux fonction telles que : la localisation et l'identification, comme illustre la figure suivante :

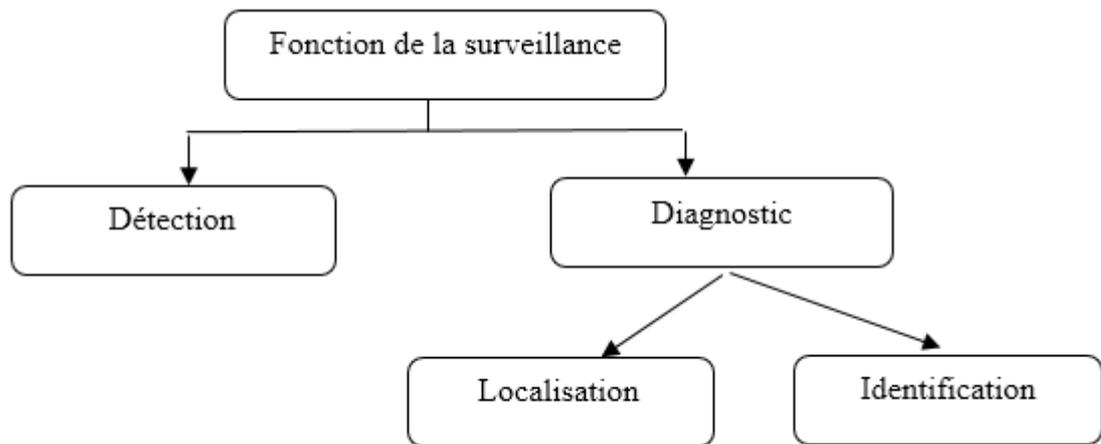


Figure 3. 2: Fonction de la surveillance

### III.2.2.1 Détection :

La détection, qui répond à la question "y a-t-il une (nouvelle) anomalie dans le système ?", permet de déterminer la normalité ou l'anormalité du système en fonctionnement. Autrement dit : la détection vise à déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'une faute. On peut distinguer deux grandes classes d'anomalies :

La première regroupe les situations pour lesquelles le comportement du système devient anormal par rapport à ses caractéristiques intrinsèques.

La seconde regroupe les situations dans lesquelles le comportement est anormal par rapport à la loi de commande appliquée.

La détection consiste à comparer la signature courante à la signature de référence associée aux modes de fonctionnement identifiés et ensuite à prendre une décision en fonction du résultat de la comparaison. D'autres techniques de détection s'appuient sur les dates limites d'occurrences des signaux attendus, le suivi de l'évolution de l'état du système, les systèmes experts, l'utilisation de capteur spécialisé et les techniques d'analyse de fréquence.

Dans les procédures de détections, les signatures utilisées sont des grandeurs scalaires, des courbes ou des images. Sachant que le signal d'écart possède un comportement aléatoire, la prise de décision nécessite la définition de seuils aux maxima et aux minima au-

delà desquels on déclarera un dysfonctionnement et qui permettra alors de caractériser le fonctionnement du système de normal ou d'anormal [1].

La détection de symptômes d'anomalies liés aux éléments du procédé requiert généralement l'élaboration d'un modèle à surveiller (procédé). Ce modèle peut être de bon fonctionnement ou un modèle de dysfonctionnement. Par exemple, dans le cas des systèmes discrets, un modèle correspondrait à un RdP et dans le cas de système continu un modèle correspondrait à un ensemble d'équations différentielles. Sans modèle du système à surveiller, la stratégie adoptée consiste en l'exploitation des informations données par les capteurs et les détecteurs au niveau local du procédé.

Un test de détection (dit aussi test de cohérence ou test de consistance) a pour finalité de vérifier si un ensemble d'informations représentatives de l'état d'un système physique est cohérent avec la connaissance d'un comportement donné qui peut être normal ou anormal comme le montre la figure 3. 3. Le résultat de la comparaison produit un écart appelé résidu. Cet écart sera comparé à des seuils fixés a priori. Si le seuil de la détection est trop petit, il peut y avoir des fausses alarmes. Si le seuil est trop grand, on aboutit à des manques à la détection. Les informations sont associées à des variables ; elles peuvent être des observations qualitatives ou des mesures.

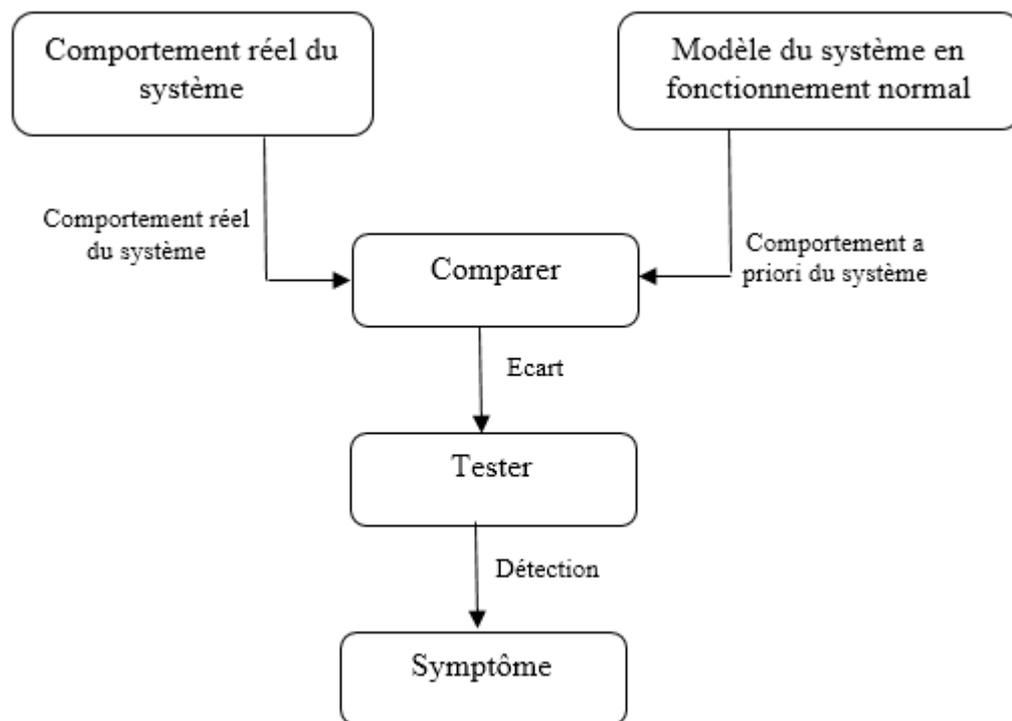


Figure 3. 3: Test de détection

Une défaillance sera détectable si au moins un résidu permet de la détecter.

Les résidus sont obtenus en comparant des modèles s'exprimant sous la forme d'état et un système réel. Lorsque le modèle permet de représenter exactement le système (aucune erreur de modélisation, connaissance de la nature des signaux inconnus agissant sur le système), alors les résidus générés seront strictement égaux à zéro en fonctionnement normal et différent de zéro en présence de défaillances. La procédure de détection se résumera alors à déclencher une alarme lorsqu'au moins un résidu différera de zéro.

En pratique, les modèles que nous utilisons sont obtenus à partir d'hypothèses simplificatrices et sont donc imparfaits. Les résidus (qui reflètent l'écart entre le modèle nominal et le système réel) ne sont plus parfaitement égaux à zéro. Une procédure de décision doit être implantée afin de décider si la valeur différente de zéro 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.

### **III.2.2.2 Diagnostic :**

L'objectif du diagnostic consiste à déterminer à chaque instant le mode de fonctionnement du système par ses manifestations extérieures. Il s'appuie sur une connaissance à priori des modes de fonctionnement et sur une connaissance instantanée matérialisée par une nouvelle observation de l'état du système. Son principe général consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance que l'on a de son fonctionnement normal ou défaillant. Si le mode de fonctionnement identifié est un mode défaillant, le système de diagnostic pourra localiser sa cause. La fonction du diagnostic est donc de chercher une causalité liant le symptôme, la défaillance et son origine.

On peut dire aussi, que le diagnostic consiste à localiser les éléments défaillants et à identifier les causes à l'origine du problème, ceci en établissant un lien causal entre les symptômes et les éléments fautifs à remplacer. La phase qui suit correspond à la décision. Elle a pour rôle de déterminer et d'engager les actions permettant de ramener au mieux le système dans un état normal. Ces actions peuvent être des ordres d'arrêts d'urgence ou des lancements de réparations ou d'opérations préventives. Dans le cas où on voudrait éviter une perte de production, cette décision peut être une reconfiguration du procédé [1].

---

La fonction de diagnostic fait apparaître les deux sous fonctions : la localisation et l'identification.

### **III.2.2.3 Localisation :**

Cette fonction a pour but de répondre à la question " à quelles classes de défauts ou de défaillances appartiennent les anomalies du système ? ". Ou la localisation consiste à déterminer l'endroit du procédé où s'est produite la défaillance et la nature de celle-ci. Lorsqu'une défaillance est détectée, une procédure de localisation est utilisée pour permettre de déterminer l'origine de celle-ci. A la différence de la détection où un seul résidu est nécessaire, la procédure de localisation nécessite un ensemble (ou vecteur) de résidus. Pour permettre la localisation, le vecteur de résidu doit avoir un certain nombre de propriétés permettant de caractériser de manière unique chaque faute. La procédure permettant de conférer aux résidus ces propriétés, est appelée procédure d'amélioration des résidus. Il existe deux méthodes d'amélioration des résidus :

- La construction de *résidus structurés* [56].
- La construction de *résidus directionnels* [57].

### **III.2.2.4 Identification des défaillances**

L'identification permet de déterminer les caractéristiques précises de la défaillance. Cette tâche est très complexe à réaliser car elle nécessite l'utilisation d'un modèle comportemental du système en présence des défaillances avec un niveau de connaissance 3 qui suppose la connaissance de la structure et de la dynamique de la défaillance. L'identification permet d'établir l'état précis du système et aussi la mise en place de procédures tolérantes aux défaillances.

### **III.2.2.5 Décision**

La concordance entre le modèle de fonctionnement normal et le comportement continu du système est indiquée par les résidus. Concernant les résidus en fonctionnement normal, ces derniers ne sont pas parfaitement égaux à zéro à cause des bruits de mesures, de l'imprécision des capteurs ou des paramètres du modèle. Dans le cas d'un résidu non nul, la procédure de décision doit alors décider si les causes de cet écart par rapport à zéro sont le résultat d'une défaillance ou d'une simple perturbation ou erreur d'instrumentation. Afin de rendre cette action performante et réduire le taux de fausse alarme, les résidus doivent être

optimisés en les rendant plus sensible aux défaillances et moins sensible aux perturbations ou erreurs de modèle.

Cette surveillance nécessite une procédure de décision très performante. Dans la littérature plusieurs méthodes de décision ont été traitées ; celles utilisant des tests d'hypothèses statistiques, ou utilisant la logique floue [58], ou encore des méthodes d'intelligence artificielle [59] [60]. Pour notre part on considère deux niveaux de décision qui peuvent être mis en place.

Le premier est similaire à la procédure de décision standard explicitée en haut de ce paragraphe. Le deuxième niveau de décision concerne le fonctionnement global du système, en effet le système peut avoir plusieurs comportements possibles hormis l'état de fonctionnement normal, ces comportements ne sont pas nécessairement défaillants. Les résidus dans ces situations sont forcément non nuls, dans ce cas on doit établir des critères de décision afin d'identifier les résidus correspondant au fonctionnement défaillants des autres résidus.

### **III.2.3 Différentes approches de la surveillance**

On peut distinguer trois approches différentes pour l'implémentation du système de surveillance [61].

La première est une surveillance intégrée à la commande. Elle nécessite une connaissance préalable des états anormaux. Tous ces états doivent être intégrés dans l'unité de commande.

La deuxième approche consiste à séparer le système de surveillance et l'unité de commande. Cette approche a l'avantage d'alléger les instructions sur l'unité de commande et d'affranchir le système de surveillance dans le choix de la technique de surveillance. Par contre, il y a la possibilité d'apparition de conflits entre la surveillance et la commande qui ont accès toutes les deux à l'unité opérative.

La troisième approche est une combinaison des deux premières approches ; il y a une séparation entre les fonctions de diagnostic et de décision, par contre il y a une intégration à la commande des fonctions de détection et de reprise. Selon les ordres, l'unité de commande définit le comportement normal et tout écart de cette évolution est considéré comme comportement anormal. L'intérêt de cette approche réside dans le fait que le comportement normal est caractérisé dès la spécification du modèle de la commande.

Nous présentons dans ce qui suit les différentes approches présentes dans la littérature.

### III.2.3.1 Approche filtre

Le concept de cette approche est d'insérer un ou plusieurs filtres entre l'unité de commande et l'unité opérative comme l'illustre la figure 3.4. Dans cette configuration, l'exécution de la commande n'est autorisée que si l'état réel du système est cohérent avec cette dernière. Les informations instantanées émises par le capteur déterminent l'état réel du système. Le filtre est composé d'un filtre de commande et d'un filtre de valeurs capteur. Le rôle du premier est de tester la cohérence de l'instruction par rapport à l'état du procédé, le rôle du deuxième consiste à comparer les signaux transmis par les capteurs avec ceux correspondant au comportement normal du procédé.

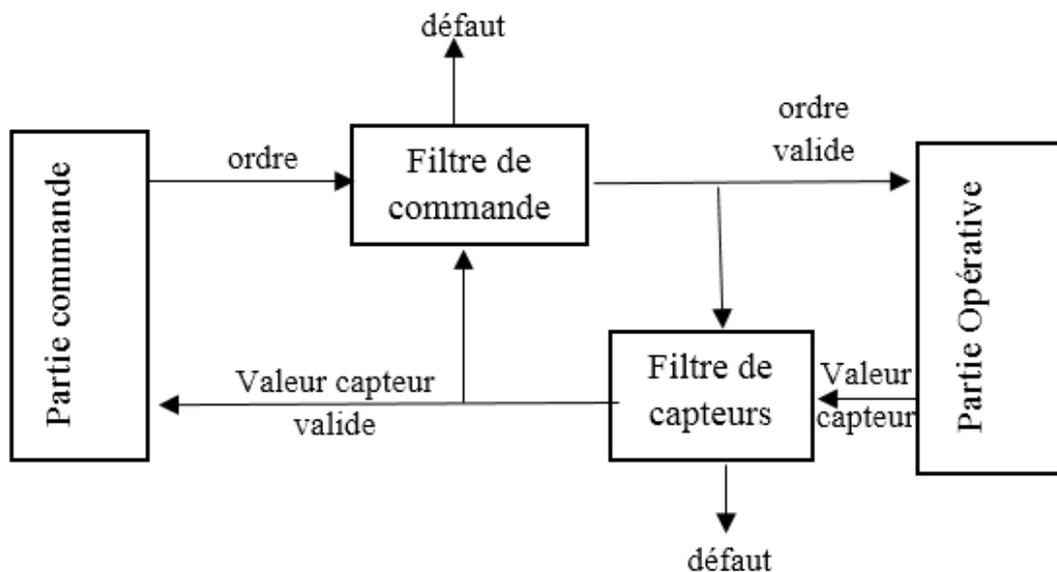


Figure 3. 4: Approche filtre

### III.2.3.2 Approche comparateur

Cette approche repose sur la comparaison permanente de l'état réel du système déterminé à partir des informations des capteurs et de celui donné par le modèle de comportement du système figure 3.5. Tout écart entre l'état réel du système et celui donné par le modèle signale une défaillance. Les travaux des chercheurs placent le modèle du procédé en tant qu'émulateur des évolutions normales de l'unité opérative. Son rôle est de calculer les fenêtres temporelles d'occurrence des comptes-rendus émis par le procédé quand celui-ci est soumis à une commande particulière. Pour une consigne donnée, un bloc de comparaison permet de vérifier si un compte-rendu émis par le procédé arrive bien à la date prévue par le modèle [62].

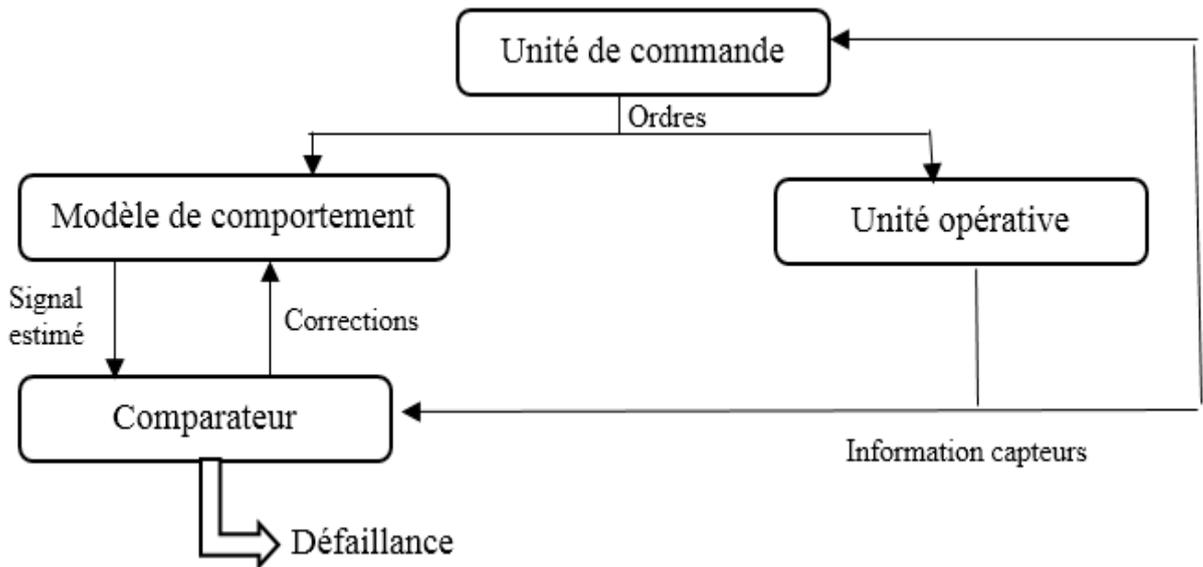


Figure 3. 5 : Approche comparateur

### III.2.3.3 Approche de modèle de référence

Cette approche nécessite l'existence d'un modèle de référence contenant tous les modèles de comportement normaux du système comme l'illustre la figure 3.6. Avant l'envoi d'une instruction par l'unité de commande, celle-ci consulte le modèle de référence et s'il y n'a pas de concordance entre l'état du système et la nouvelle instruction alors une erreur de l'unité de commande est détectée. Le modèle de référence et l'unité opérative doivent évoluer simultanément, si il y a un décalage entre les deux modèles il y aura toujours une défaillance. Cette approche à l'avantage de vérifier l'état du procédé avant l'exécution d'une nouvelle instruction.

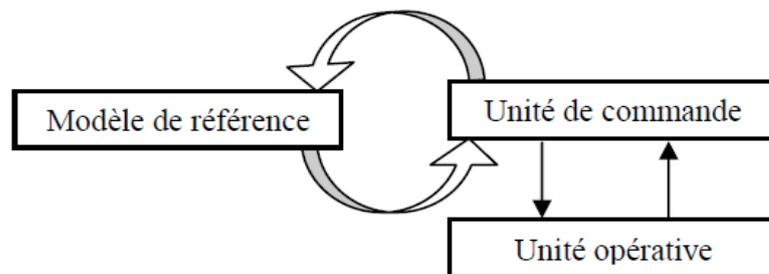


Figure 3. 6: Approche par modèle de référence

### III.2.4 Méthodes de la surveillance :

La première question à se poser quant au choix d'une méthode de surveillance est la suivante : « que savons-nous sur le système où apparaissent des défaillances ? ». Et plus exactement, possédons-nous un modèle permettant de connaître l'évolution de ce système ? En fonction de la réponse, nous pourrons nous diriger vers l'une des deux familles de

surveillance : les méthodes avec modèles ou les méthodes sans modèles. Ces dernières sont illustrées à la figure 3.7 :

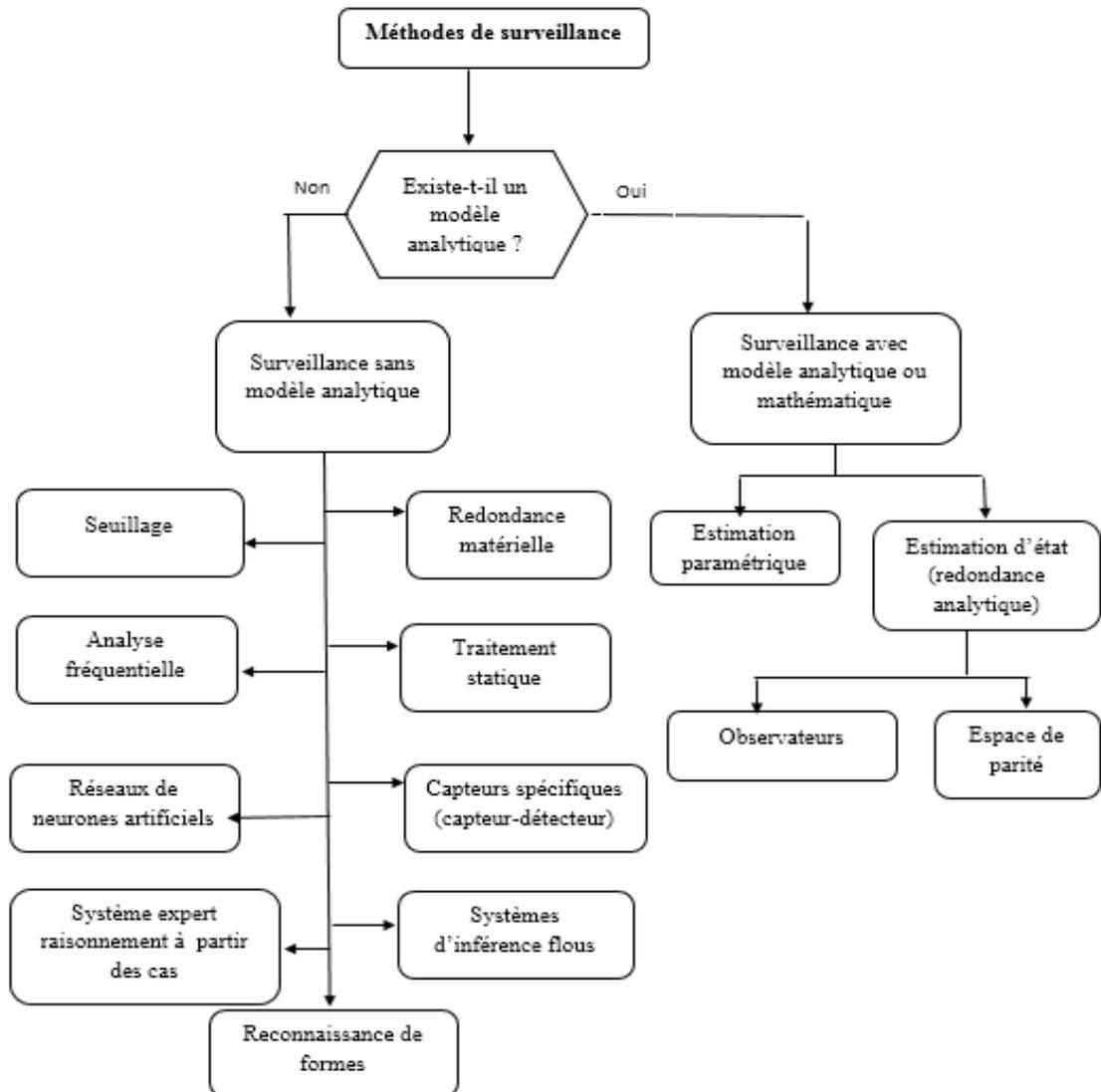


Figure 3. 7: Différentes méthodes de surveillance

Dans ce qui suit, on présente différentes méthodes utilisées en surveillance de systèmes physiques. Le domaine était très vaste, des choix arbitraires ont été faits. Le but n'est donc pas de faire une synthèse exhaustive de l'existant mais de montrer la richesse des possibilités qui s'offrent au concepteur de système de surveillance. En effet, différents types d'algorithmes de détection dédiés aux systèmes physiques ont été conçus par les chercheurs de la communauté de l'Automatique. Néanmoins, on s'est astreint à balayer le large spectre des techniques actuellement utilisées en surveillance, à savoir :

- **Méthodes sans modèle analytique** : Les différents types de fonctionnement sont décrits par la donnée d'un certain nombre de points expérimentaux.

- **Méthode avec modèle analytique** : Les différents types de fonctionnement sont décrits par des modèles de comportement.

Le principe général de ces méthodes est de confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel avec la connaissance que l'on a du fonctionnement nominal (détection) ou des fonctionnements défectueux (diagnostic : localisation et identification). Actuellement, on s'oriente vers des systèmes de surveillance mettant en œuvre différentes techniques de détection. En effet, chacune d'entre elles est plus ou moins bien adaptée pour appréhender tel ou tel type de défaillance. Par exemple, on s'orientera vers les méthodes à base d'estimation paramétrique lorsqu'on souhaite localiser une défaillance qui se manifeste par une variation des paramètres du modèle identifié.

### **III.2.5 Choix de la méthode de surveillance :**

Les méthodes de surveillance sans modèle se basent sur des informations issues d'une expérience préalable, sur des règles heuristiques ou encore sur des exemples de résolution. C'est ainsi qu'un expert d'un domaine utilise l'expérience qu'il a acquise lorsqu'il a été confronté à des cas de surveillance similaires. Il peut exploiter également un autre type de connaissance : les lois physiques décrivant le comportement attendu du système. Tout écart par rapport au comportement "normal" attendu est considéré comme le symptôme d'une défaillance. Le principe fondamental de cette approche, qui regroupe les méthodes de surveillance avec modèles analytiques, consiste donc à vérifier la cohérence du modèle simulé avec les observations du dispositif réel.

#### **III.2.5.1 Méthodes de surveillance sans modèle (directes) :**

##### **a. Redondance matérielle :**

Cette méthode consiste à multiplier physiquement les capteurs critiques d'une installation. Un traitement des signaux, issus des éléments redondants, effectue des comparaisons et distingue l'élément défectueux en cas d'incohérence. Cette méthode est pénalisante en termes de poids, de puissance consommée, de volume, de coût (d'achat et de maintenance). Elle est donc essentiellement réservée aux cas où la continuité de service est obligatoire, sur des systèmes à hauts risques comme les systèmes aérospatiaux ou nucléaires notamment. En effet, elle présente l'avantage, une fois la défaillance détectée et localisée, de pouvoir utiliser la partie de l'équipement encore saine. Cependant, cette technique ne s'applique généralement que sur des capteurs.

***b. Seuillage :***

Des variables mesurées sont comparées avec des valeurs limites constantes ou adaptatives (évoluant en fonction du point de fonctionnement). Un premier niveau indique la présence probable d'un défaut alors qu'un second niveau peut en caractériser la gravité. Le franchissement d'un seuil révèle la présence d'une anomalie. Le seuillage comporte un inconvénient : son aspect catégorique. Effectivement, le résultat d'une telle méthode peut être remis en question si la grandeur testée est proche du seuil ; à cause du bruit présent lors de mesures, celle-ci peut être considérée comme fautive alors qu'elle ne l'est pas et inversement. Pour éviter ce désagrément, la logique floue est associée au seuillage, ce qui permet, outre la gestion de l'imprécision, d'obtenir une représentation unifiée de la connaissance, et ainsi de fusionner les informations décrites à l'aide de grandeurs numériques, qualitatives ou logiques [63].

***c. Traitement statistique :***

L'étude de l'évolution de la moyenne ou de la variance d'un signal peut favoriser la mise en évidence d'une anomalie. La prise de décision est généralement effectuée à l'aide d'un test d'hypothèses où deux hypothèses représentent le fonctionnement normal et anormal.

Parmi les tests d'hypothèses les plus connus, nous trouvons le maximum de vraisemblance généralisée qui possède l'avantage de déterminer seul l'horizon des observations à utiliser et minimise le nombre d'observations nécessaires pour prendre une décision sans ambiguïté [64].

***d. Analyse fréquentielle (Filtrage) :***

Une première approche du traitement du signal repose sur l'analyse fréquentielle (transformée de Fourier). Elle est bien évidemment très utilisée pour la détection de phénomènes périodiques comme en analyse vibratoire. Le contenu spectral des signaux est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter des défauts dans les machines électriques tels que les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les décentrages, les courts-circuits dans les bobinages. L'analyse du spectre des signaux issus des capteurs permet de déterminer très efficacement l'état de l'installation sous surveillance. Les signaux sont ici tout d'abord analysés en état normal de fonctionnement. Ensuite, toute déviation des caractéristiques fréquentielles d'un signal est reliée à une situation de défaillance.

Cette approche possède l'avantage d'être relativement simple à mettre en pratique, mais l'inconvénient d'être assez sensible aux bruits de mesure quand ceux-ci coïncident avec la zone fréquentielle d'intérêt. De plus un échantillonnage fréquent est nécessaire pour permettre de reconstituer le signal de départ tout en minimisant la perte de fréquence [65].

*e. Capteurs spécifiques (Capteurs-Détecteurs) :*

Des capteurs spécifiques peuvent également être utilisés pour générer directement des signaux de détection ou connaître l'état d'un composant. Par exemple, les capteurs de fin de course, d'état de fonctionnement d'un moteur ou de dépassement de seuils sont largement employés dans les installations industrielles [66].

*f. Réseaux de neurones artificiels :*

Quand la connaissance sur le procédé à surveiller n'est pas suffisante et que le développement d'un modèle de connaissance du procédé est impossible, l'utilisation de modèle dit "boîte noire" peut être envisagée. Pour cela des réseaux de neurones artificiels (RNA) ont été utilisés. Leur application dans les domaines de la modélisation, de la commande et du diagnostic a largement été rapportée dans la littérature. Un RNA est en fait un système informatique constitué d'un nombre de processeurs élémentaires (ou nœuds) interconnectés entre eux qui traite de façon dynamique l'information qui lui arrive à partir des signaux extérieurs.

De manière générale, l'utilisation des RNA se fait en deux phases. Tout d'abord, la synthèse du réseau est réalisée et comprend plusieurs étapes : le choix du type de réseau, du type de neurones, du nombre de couches, des méthodes d'apprentissage. L'apprentissage permet alors, sur la base de l'optimisation d'un critère, de reproduire le comportement du système à modéliser. Il consiste en la recherche d'un jeu de paramètres (les poids) et peut s'effectuer de deux manières : supervisée (le réseau utilise les données d'entrée et de sortie du système à modéliser) et non supervisée (seules les données d'entrée du système sont fournies et l'apprentissage s'effectue par comparaison entre exemples) quand les résultats d'apprentissage obtenus par le RNA sont satisfaisants, il peut être utilisé pour la généralisation.

Il s'agit ici de la deuxième phase où de nouveaux exemples – qui n'ont pas été utilisés pendant l'apprentissage – sont présentés au RNA pour juger de sa capacité à prédire les comportements du système modélisé. Comme il a été dit précédemment, les RNA peuvent être utilisés pour le diagnostic des défaillances. Leur faible sensibilité aux bruits de mesure, leur capacité à résoudre des problèmes non linéaires et multi variables, à stocker la

connaissance de manière compacte, à apprendre en ligne et en temps réel, sont en effet autant de propriétés qui les rendent attrayants pour cette utilisation [67].

***g. Systèmes d'inférence flous :***

Pendant les vingt dernières années, les systèmes d'inférence floue (SIF) – dont les bases relèvent de la théorie des ensembles flous de Zadeh [68] – sont devenus très populaires. Les applications dans le traitement du signal, la modélisation, la commande, la supervision de procédés et la prise de décision sont en effet autant d'applications qui démontrent la capacité des SIF à traiter des problèmes non linéaires grâce à l'utilisation de connaissances expertes.

La structure de base d'un SIF est constituée de :

- Un univers de discours qui contient les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie à des classes. Ces fonctions peuvent avoir différentes formes, les plus usuelles étant les formes triangulaires, trapézoïdales, et gaussiennes,

- Une base de connaissance qui regroupe les règles liant les variables d'entrées et de sorties sous la forme « Si...Alors... »,

- Un mécanisme de raisonnement.

Du fait que les tâches de surveillance reposent sur des quantités d'heuristiques difficiles à formaliser dans un modèle mathématique, les SIF possèdent les avantages suivants :

- La corrélation entre des variables très différente,

- Des observations qualitatives (par exemple : couleur, bruit),

- Des intuitions, liées à des statistiques (par exemple : tel appareil pose plus de problèmes que tel autre...) difficilement quantifiables mais pourtant très efficaces [69].

***h. Systèmes experts (le raisonnement à partir des cas) :***

Le raisonnement à partir de cas (Case Based Reasoning) modélise l'expertise et les capacités de raisonnement de spécialistes qualifiés dans le domaine de pointe. Ce raisonnement est qualifié pour résoudre un problème en s'appuyant sur des expériences passées. La connaissance est emmagasinée sous forme de cas. Un cas est un morceau contextualisé de connaissances, représentant une expérience, qui peut être utilisé pour réaliser les buts du moteur de raisonnement. Ainsi, un cas peut être vu comme une situation éprouvée dans le passé, associé au résultat d'une certaine action pertinente.

Le raisonnement à partir de cas est un raisonnement par analogie. Les attributs d'une situation sont employés en tant qu'index dans la bibliothèque de cas pour récupérer le meilleur, selon certains critères de similarité et ainsi pour déterminer la solution au problème.

Les systèmes experts reposent sur l'utilisation :

- d'une base de connaissances qui contient l'expertise du spécialiste décrite sous forme de règles dont la structure est la suivante : SI <conditions> ALORS <conclusions>,
- d'une base de faits qui contient les informations de base nécessaires à l'établissement d'un diagnostic,
- d'un moteur d'inférence qui mime le processus de raisonnement du spécialiste.

La difficulté consiste ici à bien définir les cas, en d'autres termes, à déterminer ceux utiles et nécessaires à la description d'une situation. Leur détermination pour des systèmes dynamiques est loin d'être évidentes [70].

*i. Reconnaissance de formes :*

La Reconnaissance de Formes (la RdF) est la science qui se base sur la définition d'algorithmes permettant de classer des objets ou des formes en les comparant à des formes types. Ses applications interviennent dans de nombreux domaines tels que la reconnaissance vocale, la reconnaissance de caractères, l'automatisation industrielle, le diagnostic médical et la classification de documents.

De manière générale, on distingue les types de RdF suivants :

- La RdF structurelle qui se base sur une représentation des formes à l'aide de grammaires,
- La RdF statistique qui s'appuie sur une représentation purement numérique des formes.

Le fonctionnement d'un système de surveillance par RdF se déroule en trois phases :

- Une phase d'analyse qui consiste à déterminer et à réduire l'espace de représentation des données et à définir l'espace de décision permettant de spécifier l'ensemble des classes possibles.
- Une phase de choix d'une méthode de décision permettant de définir une règle de décision qui a pour fonction de classer les nouvelles observations dans les différentes classes de l'ensemble d'apprentissage.

- Une phase d'exploitation qui détermine, en appliquant la règle de décision, le mode de fonctionnement du système en fonction de chaque nouvelle observation recueillie sur le processus [71].

### **III.2.5.2 Méthodes de surveillance avec modèle :**

La plupart des méthodes de détection et de diagnostic en ligne s'appuient sur des mesures. Il existe des méthodes qui utilisent plus de connaissances que celles apportées par les seuls capteurs physiques. Ces connaissances peuvent en particulier provenir de la connaissance du comportement entrée/sortie d'un procédé. Cette connaissance est généralement exprimée sous forme de modèles mathématiques.

Les méthodes de surveillance à base de modèles ont été développées dès le début des années 70 ( [72] par exemple). Depuis, de nombreux articles font régulièrement le point sur l'avancée des différentes approches. Les méthodes de surveillance utilisant un modèle reposent sur la génération et l'étude d'un signal particulier appelé "indicateur de défaut" ou "résidu". Un modèle est une formalisation mathématique d'un système physique qui permet de représenter les liens (ou relations de contrainte), existants entre des quantités (ou variables) données du système. Les modèles utilisés peuvent être de nature et de complexité différentes.

Ils peuvent être : à temps continu ou à temps discret, qualitatifs, structurels ou analytiques, linéaires ou non linéaires, représentant le bon fonctionnement ou tenant compte des défaillances.

Classiquement, en automatique, des modèles dits de bon fonctionnement sont utilisés. Ils caractérisent le comportement normal du système, c'est à dire lorsqu'aucune défaillance n'est présente. En surveillance, par contre, il est parfois nécessaire de compléter le modèle afin de caractériser le comportement défaillant du système. Trois niveaux de connaissance peuvent être considérés [73] :

- Le niveau 1 est le niveau de connaissance le plus élémentaire. Il consiste à indiquer les équations décrivant le composant qui sont influencées directement par la défaillance, c'est-à-dire les équations du modèle (contraintes) qui ne sont probablement plus valides en cas de défaillances.

- Le niveau 2 de connaissance est plus précis car il consiste à décrire, grâce à des variables supplémentaires (appelée variables de défaillance), comment sont modifiées les équations de fonctionnement normal lorsqu'une défaillance survient. Les défaillances

peuvent être additives ou multiplicatives suivant la manière dont les variables de défaillance influencent les équations du modèle.

- Le niveau 3 de connaissance consiste à modéliser l'évolution dynamique de la défaillance. Des équations supplémentaires liant les variables de défaillance sont ajoutées au modèle de bon fonctionnement. Pour obtenir ce modèle soit une connaissance fine des phénomènes physiques est nécessaire, soit des données expérimentales du processus défectueux doivent pouvoir être utilisées.

*a. Estimation paramétrique :*

Les méthodes d'estimation paramétrique supposent l'existence d'un modèle paramétrique décrivant le comportement du système et la connaissance des valeurs des paramètres en fonctionnement nominal. Elles consistent alors à identifier les paramètres caractérisant le fonctionnement réel, à partir de mesures des entrées et des sorties du système [1].

On dispose ainsi d'une estimation des paramètres du modèle, réalisée à partir des mesures prises sur le système et de leurs valeurs théoriques. Pour détecter l'apparition de défaillances dans le système, il faut effectuer la comparaison entre les paramètres estimés et les paramètres théoriques. Comme pour les méthodes de redondance analytique, la théorie de la décision sert alors à déterminer si l'écart observé est dû à des aléas normaux du fonctionnement ou à des défaillances. La différence entre les méthodes de redondance analytique et les méthodes d'estimation paramétrique est qu'on effectue, pour les premières, la comparaison entre l'état estimé et l'état théorique du système, alors que pour les secondes, on compare les paramètres estimés aux paramètres théoriques du système.

Le principe consiste à estimer en continu des paramètres du procédé en utilisant les mesures d'entrée/sortie et en l'évaluation de la distance qui les sépare des valeurs de référence de l'état normal du procédé (figure 3.8). L'estimation paramétrique possède l'avantage d'apporter de l'information sur la taille des déviations. Toutefois, un des inconvénients majeurs de la méthode réside dans la nécessité d'avoir un système physique excité en permanence. Ceci pose des problèmes pratiques dans le cas de procédés dangereux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre les paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus.

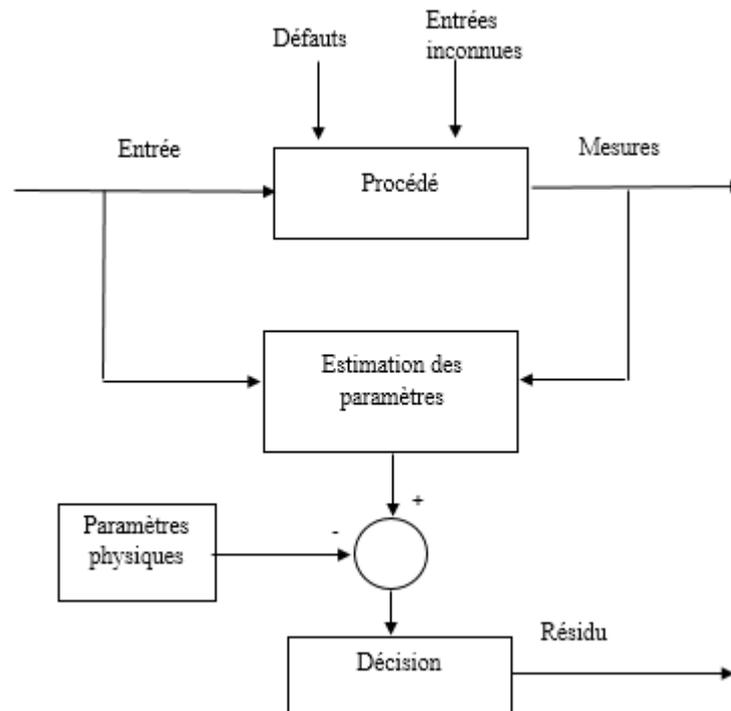


Figure 3. 8: Estimation paramétrique pour la détection et le diagnostic des défauts

**b. Estimation d'état (redundance analytique) :**

Cette redondance consiste à utiliser des informations supplémentaires issues, non plus de capteurs, mais de modèles permettant l'élaboration de grandeurs de même nature que celles issues des capteurs. L'intérêt est de permettre de remplacer un capteur physique par un capteur informationnel (résidu)<sup>1</sup>. La seconde catégorie de méthodes à base de modèles regroupe celles reposant sur l'estimation d'état. On y retrouve l'observateur et l'espace de parité.

**- Observateurs :**

La méthode à base d'observateurs ou filtre est la plus couramment utilisée. Les premiers travaux datent des années 70. Beard et Jones ont été en fait les premiers à proposer le remplacement de la redondance matérielle par des algorithmes de détection basés sur des observateurs. Leurs travaux concernaient des systèmes linéaires et la méthode a été appelée " filtre de détection de défauts de Beard-Jones".

Cette méthode est parmi les méthodes de génération de résidus les plus traitées dans la littérature. Les observateurs ou filtres sont des outils bien connus des automaticiens à des fins de commande en boucle fermée reposant sur l'estimation d'état. Le principe général est de concevoir un système dynamique permettant de donner une image, ou estimation, de certaines variables, ou combinaisons de variables, nécessaires au bouclage.

Lorsque le système est dynamique et que certaines variables (conditions initiales) sont inconnues, l'estimation n'est correcte qu'après un certain temps de convergence, fixé par la dynamique de l'observateur. Le principe général consiste à comparer des fonctions de sorties estimées avec les mêmes fonctions des sorties mesurées. L'écart entre ces fonctions est utilisé comme résidu.

Un observateur d'ordre réduit revient à ne considérer qu'une partie du système, donc à estimer une partie de l'état et à rejeter l'autre. Par ailleurs, l'élimination d'une partie du système peut être utilisée pour rejeter les perturbations. Les observateurs à entrées inconnues sont basés sur ce principe.

- **Espace de parité : (approche par Relation de Redondance Analytique RRA).**

L'approche à base de Relations de Redondance Analytique ou approche de l'espace de parité, a été une des premières méthodes employées à des fins de FDI [74]. Son nom provient du domaine de l'informatique où le contrôle de parité se faisait dans les circuits logiques. Son principe est de transformer, réécrire les équations du modèle de manière à obtenir des relations particulières appelées RRA : Relations de Redondance Analytique.

Ces relations ont pour propriété de ne lier que des grandeurs connues, disponibles en ligne. (C'est-à-dire la vérification de la consistance existant entre les entrées et les sorties du système surveillé figure 3.8). Les résidus sont obtenus en substituant dans ces RRA les variables connues par leurs valeurs réelles, prélevées sur le système en fonctionnement.

L'obtention hors-ligne des RRA est un problème général d'élimination de variables dans un système d'équations algèbro-différentielles. Lorsque le modèle est linéaire, l'élimination peut se faire par projection dans un sous espace appelé *espace de parité* [75]. Dans le cas non linéaire, des techniques d'élimination formelle peuvent être utilisées.

Les méthodes de diagnostic sont généralement liées à la connaissance disponible sur le procédé et à sa représentation. Ces techniques sont classées de différentes façons par de nombreux auteurs. Nous donnerons quelques définitions que nous jugeons importantes.

Plusieurs approches de la littérature, cherchent à définir une loi de commande tolérante aux fautes. On peut citer notamment les travaux de [76], où sont présentées les différentes définitions des outils d'analyse et de conception d'une commande tolérante, et [77], où une revue est consacrée à une étude bibliographique sur cette thématique. Ainsi, si une faute est correctement isolée, c'est-à-dire que la nature de la faute a bien été identifiée, alors le système peut être maintenu avec un fonctionnement en mode dégradé et un niveau de sécurité acceptable. Donc, l'application d'une commande tolérante suppose que

l'apparition d'un défaut peut être isolée par un outil de diagnostic. Si aucune commande tolérante n'est définie alors la détection d'une défaillance peut conduire simplement à l'arrêt de la commande du système. également, l'isolation d'une faute est un bon moyen pour indiquer l'élément du système dont la maintenance est nécessaire.

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

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

- *Le diagnostic sans modèle* est généralement appliqué lorsqu'une modélisation du système avec défauts est difficile à obtenir. Les méthodes employées dans ce cas sont plutôt basées sur des algorithmes d'apprentissage comme les réseaux de neurones [78] ou d'identification comme le filtre de Kalman [79].

- *Le diagnostic à base de modèle* utilise la modélisation du système comme outil de détection et d'isolation. Dans la littérature, de nombreux outils de diagnostic ont été développés pour les systèmes continus à événements discrets et hybrides.

### III.2.6 Caractérisation de défauts

Les défauts peuvent être caractérisés d'une part, selon leur comportement dans le temps et d'autre part selon leur modélisation mathématique. Ainsi, ils peuvent être brusques, intermittents ou graduels, additifs ou multiplicatifs comme l'illustre la figure 3.9.

#### *Défaut brusque*

Ce type de défaut apparaît à un instant  $t_a$  et est d'une amplitude constante non nulle. Un défaut de ce type représente des pannes brutales.

- **Défaut intermittent** : Un défaut intermittent est un cas particulier de défaut brusque. Il s'agit d'un défaut imprévisible. Par conséquent, le caractère aléatoire de ce défaut le rend difficile à détecter. Il peut représenter des défauts de connexion, d'alimentation voire de faux contacts.

- **Défaut à dérive lente** : Un défaut de type graduel apparaît à un instant  $t_d$ . Cependant, contrairement au défaut brusque, l'amplitude de ce type de défaut ne reste pas constante. Elle augmente proportionnellement avec le temps.

Ce type de défaut caractérise généralement des défauts d'usure. Chaque type de défaut rappelé ci-dessus peut se modéliser sous la forme soit d'un défaut additif, soit d'un défaut multiplicatif.

**Modélisation du défaut** : défaut additif ou multiplicatif : Deux modèles mathématiques sont utilisés selon l'effet du défaut sur le système.

- Un défaut est dit additif quand il est modélisé par l'ajout d'une variable  $\delta E$ . Quant au **défaut multiplicatif**, il affecte un système à travers la multiplication de l'entrée  $E$  du système par un défaut  $\delta x$ .
- **Un défaut  $\delta x$  affecte une variable  $x$  du système.** L'équation de sortie  $S = Ex$  est alors modifiée et en présence du défaut  $\delta x$ , elle s'écrit  $S = E(x + \delta x)$ .

La figure 3.9 récapitule les types de défauts ainsi que leurs possibles modélisations

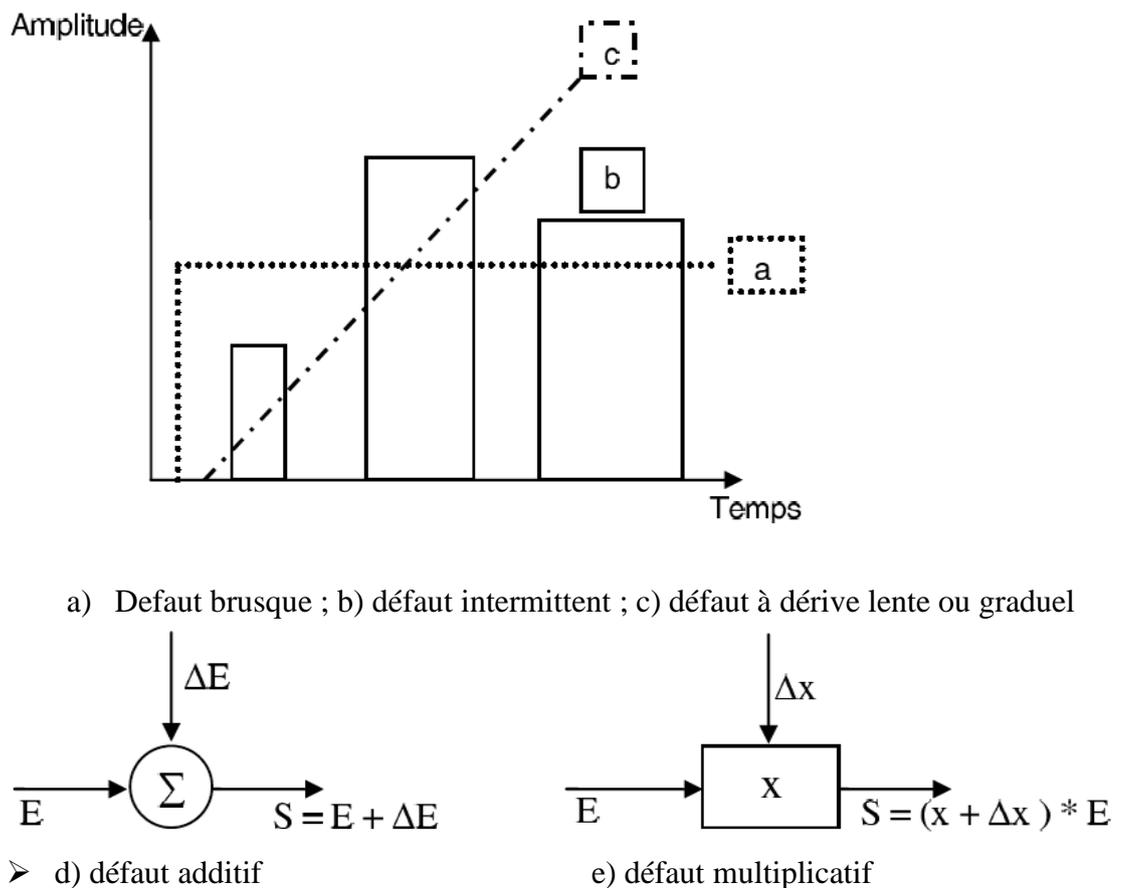


Figure 3. 9: Classification (a, b, c) et modélisation (d, e) des fautes

### III.3 Principe du diagnostic : Détection et Isolation des défauts

Associé à l'origine aux Sciences de la Santé, le terme diagnostic désigne, dans le domaine des Sciences de l'Ingénieur, l'analyse des mauvais fonctionnements, défauts ou défaillances d'un système afin d'en déterminer la nature et la cause.

Le diagnostic de défauts passe, en ce sens, par deux étapes fondamentales, la détection et l'isolation des défauts. La première consiste en la génération d'un signal indiquant l'occurrence d'un défaut. Ce signal, communément appelé résidu, une fois généré, est utilisé pour détecter puis isoler le défaut lors de la seconde étape. Les algorithmes qui aident à la réalisation de ces deux tâches portent le nom d'algorithmes FDI (Fault Detection and Isolation).

Une dernière étape succède à celle de détection et d'isolation. Il s'agit de l'identification du défaut en vue du type de maintenance à mettre en place. Il est alors possible d'implémenter les méthodes pour diagnostic de défauts sur le système soit en exploitation soit hors ligne, selon le type de maintenance, corrective ou préventive, mise en place.

L'identification permettra en outre la mise en place de procédures tolérantes aux défauts telles que la reconfiguration de la commande.

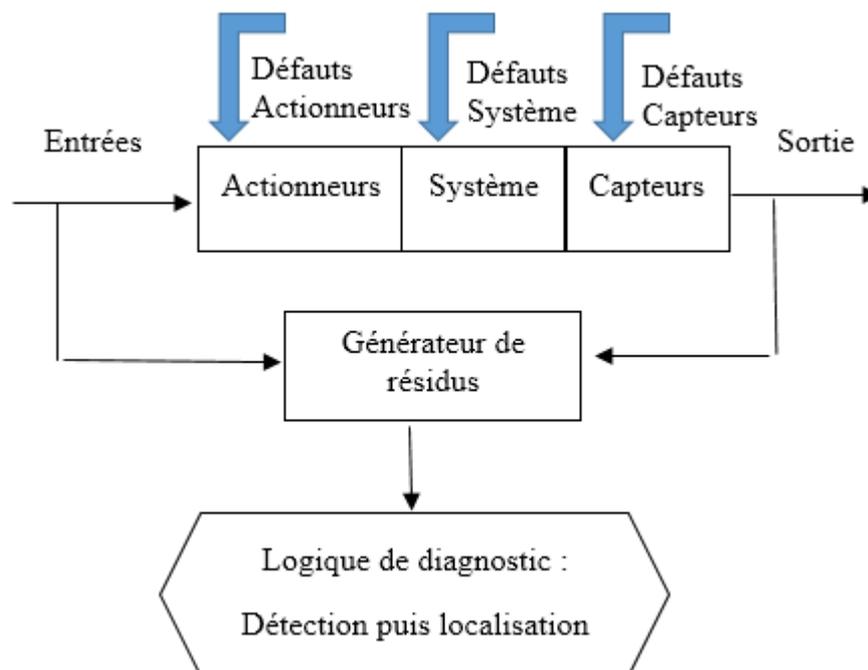


Figure 3. 10: Principe du diagnostic

La logique de diagnostic (Figure 3.10) consiste en une prise de décisions résultant directement de l'évaluation des résidus  $r(t)$ . Des résidus nuls indiquent que le système fonctionne normalement. Il s'agira donc de poursuivre la tâche de surveillance du système en temps continu.

Des résidus non nuls indiquent un mauvais fonctionnement du système. Il s'agira alors d'en comprendre les raisons à travers les étapes de détection et d'isolation qui composent le diagnostic

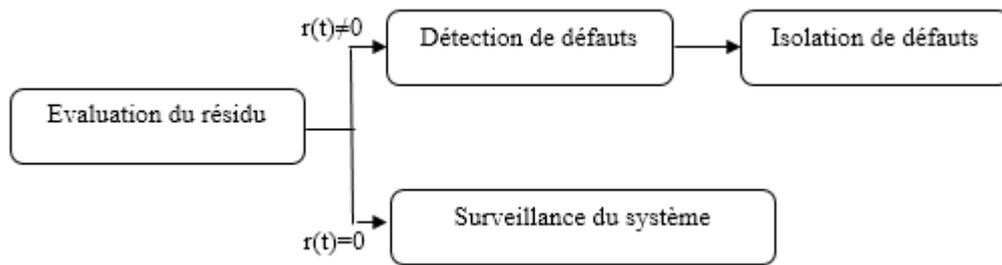


Figure 3. 11: Logique de Diagnostic

### III.3.1 Détection de défauts - Problème Fondamental de la Génération de Résidus

La première étape du diagnostic consiste en la détection de défauts. Cette phase de détection est rendue possible par la génération de signaux, les résidus. Un résidu est un signal généré à partir des informations fournies par le système à diagnostiquer, notifiant de l'éventuelle occurrence d'un défaut sur le système.

De manière générale, un résidu correspond à la différence entre la sortie mesurée et la sortie observée. En supposant que l'erreur d'estimation converge pour un système sans défaut, dans le cas d'un système avec défaut, cette même erreur d'estimation serait non nulle.

L'amplitude du signal résidu obtenue en sortie du générateur indique donc l'occurrence ou non d'un défaut. En effet, si le résidu est d'une amplitude non nulle, un défaut est apparu sinon aucun défaut n'affecte le système.

La détection de défauts est donc basée sur l'évaluation des différents résidus générés. Ces résidus peuvent être générés suivant plusieurs méthodes : stochastiques ou déterministes, basées sur le modèle mathématique ou sur la connaissance du comportement du système, ... .

Quelle que soit la méthode utilisée pour générer les résidus, détecter et différencier tous les défauts indépendamment de leurs instants d'apparition porte le nom de Problème Fondamental de la Génération de Résidus.

### ***III.3.2 Problème Fondamental de la Génération de Résidus :***

Le Problème Fondamental de la Génération de Résidus (PFGR) énonce la nécessité de construire un vecteur de résidus, de dimension supérieure ou égale au nombre de défauts, chaque résidu étant sensible à un seul défaut et insensible aux perturbations du système.

Le PFGR soulève deux autres problèmes, celui de la détectabilité du défaut et celui du découplage défauts-perturbations.

#### **Détectabilité des défauts**

Un défaut est détectable si, et seulement si, il a un effet sur au moins une des sorties du système.

#### **Découplage défauts-perturbations**

Le découplage des défauts et des perturbations peut se faire à l'aide d'une transformation. Cette transformation, appliquée à un système avec des défauts et des perturbations, vise à séparer ce système en deux sous-systèmes, l'un des deux étant sensible aux défauts et insensible aux perturbations.

Différentes méthodes de découplage ont été développées suivant le modèle du système non linéaire considéré.

Cependant, pour un système réel/physique donné, le découplage parfait des défauts et des perturbations est peu plausible. Dans la réalité, pour des systèmes industriels non linéaires, un tel découplage est, en pratique, difficile à mettre en œuvre.

### ***III.3.3 Prise de décision (évaluation des résidus)***

Cette étape consiste en l'analyse de l'information fournie par les résidus. Elle fait suite à l'étape de génération de résidus. En effet, dans le cas de défauts multiples, afin de faciliter l'isolation des défauts, la génération de résidus a pour but de construire des résidus structurés.

Des résidus structurés sont définis comme des résidus sensibles à un unique défaut et insensibles aux autres. Ces résidus sont générés suivant une table de signature, comme le montre le tableau 3.1

**Tableau 3. 1: Table de signature pour le cas de défauts multiples.**

	Défaut $d_1$	Défaut $d_2$	Défaut $d_3$	...	Défaut $d_j$
Résidu $r_1$	1	0	0	...	0
Résidu $r_2$	0	1	0	...	0
Résidu $r_3$	0	0	1	...	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
Résidu $r_j$	0	0	0	...	1

Ainsi, un résidu non nul informe de l'occurrence du défaut auquel il est sensible.

### **III.3.4 Isolation de défauts**

L'isolation de défauts fait suite à la détection de défauts. Ces deux étapes consécutives constituent le diagnostic des systèmes. Si la détection de défauts est la génération de résidus grâce auxquels les défauts pourront être détectés, l'isolation, quant à elle, permet de caractériser ces défauts, d'en définir le type et surtout de les localiser. L'isolation de défauts introduit la question de leur isolabilité.

Des défauts seront isolables si, à partir des signaux de mesure et de commande, il est possible de les discriminer et de les distinguer. Cela revient à spécifier, pour chaque défaut précédemment détecté, l'amplitude et l'instant d'apparition. Après la localisation et la caractérisation des défauts vient l'étape de prise de décision.

### **III.3.5 Procédures Post-Diagnostic**

Cette étape correspond à l'analyse des options qui s'offrent à l'issue du diagnostic de défauts et à leur mise en œuvre.

Ainsi, suite à la détection puis à l'isolation de défauts, cela revient à choisir entre :

- arrêter le système et faire de la maintenance, corrective ou préventive,
- garder le système en fonctionnement mais réévaluer l'objectif assigné au système : passer d'un fonctionnement en mode normal à un fonctionnement en mode dégradé,

– reconfigurer le système : réorganiser le système afin de prendre en compte le défaut constaté : redéfinir par exemple la structure des lois de commande.

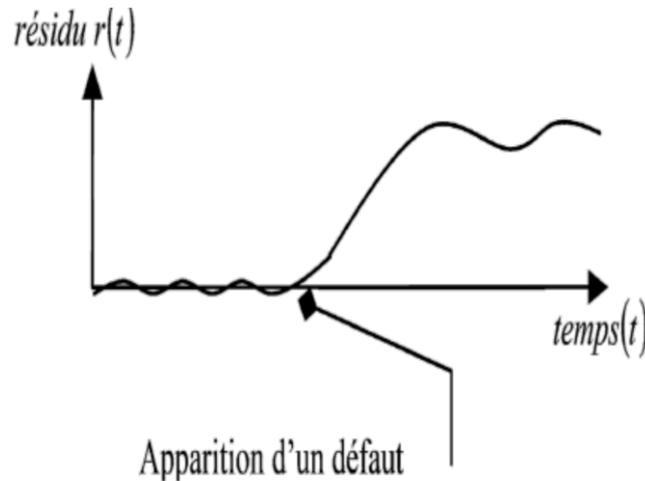


Figure 3.12 Allure du signal résidu

Nous pouvons distinguer les approches relationnelles, les méthodes de traitement de données et les approches à base de modèles

### III.3.6 Approches relationnelles

Ce sont des approches de diagnostic fondées sur une connaissance dépendante du système et sur une connaissance à priori des défauts et de leurs effets. Elles sont basées, en général, sur des systèmes à base de règles, de dictionnaires de défauts ou de graphes avec un raisonnement de parcours. On peut citer la méthode AMDE (Analyse des Modes de Défaillance et leurs Effets), sur les graphes PCEG (Possible Cause and effect graph), HDG (Hazop-digraph) ou sur les réseaux Bayésiens

#### III.3.6.1 AMDE (Analyse des Modes de Défaillance et de leurs Effets)

Cette méthode permet une analyse systématique et très complète composant par composant, de tous les modes de défaillance possibles et précise leurs effets sur le système global. L'ensemble des modes de défaillances des composants doit être établi pour chaque mode de défaillance ; sont recherchées ensuite les causes possibles de son apparition. Enfin, une étude des effets sur le système et sur l'opérateur est faite pour chaque combinaison (cause, mode de défaillance).

#### III.3.6.2 Arbres de défaillance

Cette approche est un outil majeur de l'analyse de risque technologique. Elle est employée communément dans les analyses de fiabilité, de disponibilité ou de sécurité des

systemes.

Il s'agit d'une méthode optimisée qui permet la détermination des chemins critiques dans un système. C'est une méthode déductive dont la représentation graphique des combinaisons est réalisée par une structure arborescente, permettant un traitement à la fois qualitatif et quantitatif.

### **III.3.6.3 Systèmes experts**

Les systèmes experts sont des outils issus de l'intelligence artificielle et constituent un moyen de traiter automatiquement les connaissances. Ils codifient les mécanismes cognitifs d'un expert humain. Ils ont la capacité de représenter et de restituer les connaissances acquises par les spécialistes d'un domaine particulier. Les connaissances utilisées reposent sur l'apprentissage des relations entre les causes et les effets observés pour chaque défaillance.

### **III.3.6.4 Méthodes basées sur le modèle pour la génération de résidus**

De manière générale, pour la génération des résidus, les méthodes basées sur le modèle reposent sur le concept de redondance analytique. La redondance analytique correspond à l'utilisation des signaux de mesure et de commande disponibles combinés avec le modèle mathématique du système à diagnostiquer.

Dans [74], il a été établi qu'une relation différentielle non linéaire lie les résidus générés à partir de Relations de Redondance Analytique d'une part et d'observateurs Grand Gain d'autre part.

Quelle que soit l'approche utilisée pour générer les résidus, estimation paramétrique ou observateurs d'état, l'équation générale des résidus générés  $r(t)$  est une fonction des sorties estimées et des sorties mesurées.

Ainsi, pour l'estimation paramétrique, le résidu s'écrit :

$$r(t) = Q(\theta_{nom} - \hat{\theta}) \quad (3.1)$$

tandis que pour les observateurs, il s'écrit :

$$r(t) = Q(y - \hat{y}) \quad (3.2)$$

avec  $\theta_{nom}$  et  $y$  qui correspondent respectivement à la valeur nominale des paramètres  $\theta$  et au vecteur de mesures,  $Q$  étant pour chaque cas une matrice de pondération.  $\hat{\theta}$  et  $\hat{y}$  représentent respectivement l'estimé de  $\theta_{nom}$  et l'observé de  $y$ .

Pour l'espace de parité la forme d'évaluation du résidu  $w_e$  est fonction des défauts  $d$ , des perturbations  $q$ , des entrées  $u$ , des sorties  $y$  et de leurs dérivées successives  $\bar{s}$  :

$$V_s = S_1(E_1) + S_2(E - E_1) \quad (3.3)$$

$$We = Wc(\overline{ys}, \overline{us}) - Wf(\overline{ys}, \overline{us}, \overline{ds}, \overline{Qs})$$

Toutes ces approches ont aussi une condition commune : quel que soit la méthode choisie parmi les trois, il est nécessaire de générer un nombre suffisant de résidus, supérieur ou égal au nombre de défauts, pour une meilleure localisation du défaut.

### III.3.7 Diagnostic des systèmes continus

D'un point de vue continu, la base de la théorie du diagnostic repose sur l'idée de la génération d'un résidu par une équation de redondance. Dans [80], [81] présente le problème du diagnostic (détection et isolation) basé sur la génération et l'analyse de résidus. Si le système est soumis à différents types de fautes, on cherchera à construire un vecteur de résidus. Celui-ci sera égal à zéro (ou proche de zéro en expérimental) si aucune faute ne s'est produite et permettra la détection lorsque sa valeur sera différente de zéro (ou dépassera un seuil fixe). Associé à un tableau de signature (table logique indiquant la sensibilité des différents résidus aux fautes), le vecteur de résidus informe sur la nature de la faute et permet donc son isolation. Le calcul d'un résidu est basé sur la comparaison de deux variables redondantes. Ces variables sont dites redondantes car elles représentent le même élément (ou la même variable) du système, mais elles sont issues d'observations différentes du point de vue du système. On peut également noter qu'il existe deux types de redondance : la redondance matérielle qui consiste à multiplier le nombre de composants du système (actionneurs, capteurs, ...) et la redondance analytique basée sur la modélisation et l'estimation des variables du système. Dans la littérature, l'étude et la conception de relations de redondance analytique sont bien plus développées car le principe de la redondance matérielle pose trop souvent des problèmes de coûts et d'encombrement. Des approches suivant une modélisation Bond Graph sont présentées dans des travaux différents.

Comme pour les techniques d'observation, une relation de redondance analytique dépend de la modélisation du système et des différentes variables connues ou observables.

Un observateur d'état peut, dans ce cas, être un outil intéressant pour le diagnostic. Ainsi, par exemple, un résidu peut être calculé par la différence entre une variable mesurée sur le système et cette même variable estimée par un observateur, c'est-à-dire l'erreur d'estimation. Dans les travaux de [81], le résidu est calculé via un observateur non-linéaire pour un système non-linéaire incertain. Un seuil adaptatif est également déterminé afin d'assurer la détection et l'isolation de défauts. des chercheurs proposent un observateur par modes glissants pour effectuer le diagnostic d'un système non-linéaire soumis à une entrée inconnue.

Un découplage de l'entrée inconnue permet son estimation et le calcul d'un résidu pour détecter un défaut

Un observateur peut aussi être synthétisé afin d'estimer directement un défaut. On peut citer [81] où un observateur par modes glissants est proposé pour diagnostiquer un défaut capteur. Dans les recherches de [44] où une approche adaptative est utilisée pour des défauts capteurs et actionneurs. Egalement, un observateur robuste par modes glissants en cascade est synthétisé dans le travail de [82], pour reconstruire le défaut d'un système linéaire et, dans les recherches, pour le cas non-linéaire. Dans le travail des chercheurs., le problème est abordé pour un système non-linéaire soumis à une entrée inconnue. L'estimation de la faute et de l'entrée inconnue est réalisée par un observateur par modes glissants avec action intégrale. Dans ces différentes approches, le défaut est considéré comme une entrée inconnue du système. Le problème du diagnostic est alors résolu par la synthèse d'un observateur robuste à une entrée inconnue. Une fonction de Lyapunov associée à des conditions "LMI" est généralement utilisée.

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

### **III.3.8 Diagnostic des systèmes discrets :**

D'un point de vue discret, le modèle classique utilisé pour le diagnostic est une machine à état fini ("Finite State Machine ou FSM"). Le système est alors vu comme un générateur d'évènements. L'outil principal développe pour l'analyse de la diagnosticabilité et le diagnostic en ligne est appelé un diagnostiqueur. Dans ce cas, un évènement de faute est représenté par un évènement non-observable au sens discret sur le système. Un diagnostiqueur se définit par une "FSM" dont les mesures discrètes disponibles

---

(observables) sur le système sont les entrées. Il permet d'estimer l'état du système qui peut être "normal", "défaillant" ou "incertain". L'analyse de la séquence observable d'entrée permet de conduire au diagnostic du système. Des conditions nécessaires et suffisantes de diagnosticabilité ont été développées, dans le cas où plusieurs fautes sont possibles. La définition suivante introduit, d'une manière non formelle, le concept classique de la diagnosticabilité des systèmes à événements discrets.

**Définition [82] (Diagnosticabilité au sens discret) :**

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

Pour de nombreux systèmes physiques, les conditions de diagnosticabilité dépendent de la structure du système mais également de la stratégie de commande. Dans la littérature, des algorithmes de diagnostic actif ont été développés afin de considérer les problèmes de commande et de diagnostic. Par exemple dans [83], un superviseur est conçu afin d'assurer simultanément le contrôle et la diagnosticabilité du système. Dans un travail fait, un diagnostiqueur est associé à un algorithme de test afin d'assurer la détection et l'isolation des défauts.

La théorie associée au test est issue de la recherche fondamentale en informatique. Elle peut être un outil intéressant pour améliorer les procédures de diagnostic. En effet, s'il est possible de détecter une faute, il peut être intéressant de contrôler le système, par le biais de cette théorie, afin de tester le système et d'isoler la faute le plus rapidement possible. Son application passe par le calcul de séquences pour synchroniser ou tester le système.

### **III.3.9 Diagnostic des systèmes hybrides**

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

Un filtre de Kalman étendu est conçu, dans différents travaux, pour la détection et l'isolation d'un mode discret défaillant lorsque la fonction de transition est inconnue. Des conditions de robustesse, de détectabilité et de convergence sont proposées.

Utilisent un observateur par modes glissants afin d'identifier le mode actif et détecter une faute d'un système linéaire à commutations incertain.

Une méthode de diagnostic pour les systèmes dynamiques hybrides a été proposée par [84]

#### **– Observabilité des modes pour les méthodes basées sur les observateurs**

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

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

#### ***III.3.9.1 Robustesse et Performance d'un algorithme FDI***

Un algorithme FDI sera dit robuste si la méthode utilisée pour générer les résidus tient compte des incertitudes de modèle.

En effet, de manière générale, le modèle mathématique d'un système, bien qu'étant précis dans la formulation et l'écriture des équations, ne décrit pas toujours le fonctionnement réel du système. Dans la réalité, d'autres paramètres peuvent intervenir. Des bruits de mesure, des incertitudes paramétriques et/ou une méconnaissance de la structure des perturbations peuvent engendrer, lors de la détection des défauts, des fausses alarmes ou des non-détections.

Une fausse alarme correspond à la détection de "faux" défauts, autrement dit, des défauts qui n'en sont pas. Une non-détection correspond à la non-détection de "vrais" défauts, autrement dit des défauts qui affectent réellement le système.

L'une et l'autre sont à éviter dans le sens où elles peuvent entraîner une prise de décision inadéquate. A cause d'une fausse alarme, un défaut, qui n'en est pas un, sera traité en tant que tel avec tout ce que cela implique en termes de sûreté de fonctionnement.

A cause d'une non-détection, un défaut qui ne sera pas traité pourrait entraîner des défauts plus graves et mener à un mauvais fonctionnement du système, des défaillances, voire à des pannes et donc à son arrêt complet.

La performance d'un algorithme FDI est donc quantifiée selon son pourcentage de fausses alarmes et de non détections.

Un algorithme de détection de défauts sera performant si les probabilités des fausses alarmes et de mauvaises détections sont toutes deux les plus petites possibles.

Le compromis réside dans le choix du seuil de détection de défauts. En effet, le seuil de détection devra être choisi de telle sorte que l'on puisse détecter même les défauts les plus faibles tout en évitant de confondre les perturbations et les bruits de mesure avec des défauts à détecter.

### ***III.3.9.2 Diagnostic par automates hybrides (ATH)***

Cette méthode d'évaluation basée sur la connaissance à priori du système, au moins du point de vue de l'état de ses composants en fonctionnement normal (fermé ou ouvert, éteint ou allumé, etc.) en utilisant les automates hybrides. La représentation par un ATH, d'un point de vue diagnostic est de considérer le système comme étant un cycle de fonctionnement qui est interrompu par l'occurrence d'un événement qui fait basculer le mode de fonctionnement du système d'un état normal à un état défaillant.

#### ***c. Algorithme***

Le fonctionnement du système à diagnostiquer est divisé en étapes temporelles. On considère une étape de fonctionnement comme un sous-état de fonctionnement qui peut être un état normal comme il peut être un état défaillant. Dans le cas le plus simple, le système peut être considéré comme une seule étape. Les paramètres de l'état sont les valeurs des bits représentant les composants du système.

Le sous-système avec l'étape temporelle correspondante est alors une combinaison des bits représentatifs des composants. Une étape faisant intervenir N composants aura  $2^N$  combinaisons représentant  $2^N$  sous-états possibles (défaillants et normaux). Aussi, chaque combinaison nous informe de l'état de chaque composant et par là même, elle nous informe sur les composants qui sont à l'origine de l'état défaillant. Cette technique passe par trois étapes :

***d. Modélisation***

- Décomposer le fonctionnement total du système en étapes.
- Repérer les composants intervenant dans chaque étape.
- Représenter chaque composant par un automate.
- Représenter l'étape par un nombre binaire dont le nombre de bits est égal au nombre de composants intervenant.
- Exprimer les combinaisons représentatives de l'étape (sous-états de fonctionnement).

***e. Etude en ligne***

- Identifier les états défaillants.
- Dresser la liste des composants responsables de cet état.
- Reconfiguration.

***f. Etude hors ligne***

- Détecter les états défaillants en analysant l'indicateur de chaque événement.
- Calculer la probabilité de chaque état défaillant.

***g. Détection des états défaillants***

Diverses approches pour la détection de défaillances à partir des modèles quantitatifs ont été développées.

### ***III.3.9.3 Approche mono-signal***

Pour les méthodes basées sur l'approche mono-signal, on peut distinguer l'analyse spectrale et les approches statiques.

*Analyse spectrale*

Le principe de cette méthode est basé sur l'analyse des signaux en état normal de fonctionnement. Toute déviation des caractéristiques fréquentielles d'un signal est synonyme d'une situation de défaillance. Cette approche est intéressante dans le cas où les fréquences représentatives de défauts sont connues. Les méthodes d'autocorrélation, la densité spectrale des signaux, la transformée de Fourier, les ondelettes sont alors bien appropriées.

#### Approches statistiques

Elles sont utilisées dans le cas des procédés quasi stationnaires. En effet, ces approches se basent sur l'hypothèse de changements rapides des caractéristiques des signaux ou des paramètres des modèles par rapport à des dynamiques considérées comme étant lentes. Elles restent tout de même très limitées vu le nombre important d'informations nécessaire qui suppose un nombre croissant de capteurs installés

### **III.3.10 Approche par observateur**

Dans ce qui suit, nous allons présenter les concepts de certains observateurs utilisés dans le diagnostic avant de s'intéresser plus particulièrement à filtre de Kalman étendu dans la suite de la thèse.

Les observateurs à mode glissant ont été largement utilisés pour la détection de défauts [85]. La robustesse aux bruits et aux incertitudes les rend appropriés pour l'estimation d'états et le diagnostic. Le principe des observateurs à mode glissant consiste à contraindre, à l'aide d'une fonction discontinue, les dynamiques d'un système d'ordre. Si ces conditions de glissement sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement. Son principe, un peu complexe, peut se résumer comme suit : considérons le système donné par :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= Ax + g(x, u) = E\Psi(t, u, x) + Dd(t, u, y) \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{3.4}$$

$x$ ,  $u$  et  $y$  sont le vecteur d'état, d'entrées et de sorties.  $E$ ,  $D$  et  $C$  sont des matrices de valeurs constantes.  $g(x, u)$  est Lipschitzienne par rapport à  $x$ .  $\psi(t, u, x)$  est une perturbation inconnue qui vérifie :

$$\|\Psi(t, u, x)\| \leq \xi(t, u, x) \tag{3.5}$$

Sous certaines conditions, l'observateur à mode glissant peut s'exprimer par :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_1 x_1 + A_2 x_2 + g_1(x, u) \\ \dot{x}_2 &= A_3 x_1 + A_4 x_2 + g_2(x, u) + E_2 \psi(t, u, x) + D_2 d(t, u, y) \end{aligned} \quad \text{avec} \quad y = C_2 x_2 \quad (3.6)$$

### III.4 Observateur par mode glissant

Cette partie a pour objet de rappeler les théories sur le mode glissant classique vers les principes fondamentaux des régimes glissants d'ordre supérieur pour ensuite se focaliser sur l'observateur à mode glissant d'ordre 2 et plus précisément sur l'observateur mode glissant basé sur l'algorithme de Twisting et de Super-Twisting.

Bien que l'observateur par mode glissant adopte le modèle du système, l'incertitude sur les paramètres de ce système n'aura pas d'influence sur la grandeur à estimer. Comme d'autres observateurs, l'observateur par mode glissant est aussi basé sur la comparaison entre les sorties mesurées du système et celles des estimées.

#### III.4.1 Description

A l'aide d'une fonction discontinue qui dépend des entrées, des grandeurs mesurées et ses estimées, le principe consiste à contraindre la dynamique du système d'ordre  $n$  à converger vers une surface de dimension  $(n-p)$  dite surface de glissement ; où  $p$  est la dimension du vecteur de mesure. Pour que l'observateur en question existe, il faut que la surface  $s$  soit attractive. Les conditions nécessaires et suffisantes pour assurer l'attractivité de cette surface sont appelées : conditions de glissement. Comme tout observateur, pour avoir une bonne estimation, il faut que l'erreur  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$  tend vers zéro en régime établi. Alors, à partir de sa valeur initiale l'erreur converge en deux phases :

- Phase de convergence : cette phase correspond à l'intervalle de temps pendant lequel les trajectoires d'état du système ne sont pas dans la surface de glissement  $s$  mais évolue assez rapidement vers cette surface.

- Phase de glissement : cette phase commence à la fin de la phase de convergence durant laquelle les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement . Autrement dit, cette phase assure que les états du système  $y$  restent dans la surface de glissement.

Soit le système non linéaire défini par :

$$\begin{aligned} \hat{x} &= Ax + g(x, u) = E\Psi(t, u, x) + Dd(t, u, y) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (3.7)$$



- Pour assurer le glissement, la matrice des gains correctifs agit de manière à satisfaire

$$\text{la condition d'invariance qui suit : } \begin{cases} \dot{S} = 0 \\ S = 0 \end{cases}$$

Il existe un autre observateur basé sur le mode glissant. Cet observateur a été développé pour des systèmes qui évoluent étape par étape, appelé forme triangulaire d'observation.

Soit le système défini par le model dynamique suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + g(x_1) \\ \dot{x}_2 = x_3 + g_2(x_1, x_2, u) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{x}_{n-1} = x_n + g_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}, u) \\ \dot{x}_n = f_n(x) + g_n(x, u). \quad u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.11)$$

Où  $f_n$  et  $g_i$ , pour  $i=1, \dots, n$ , sont des fonctions scalaires,  $x_i$  sont les variables d'états du système,  $u$  est le vecteur d'entrée et  $y$  est la sortie. La structure de l'observateur proposé est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + g_1(x_1) + \lambda_1 \text{sign}_1(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + g_2(x_1, \bar{x}_2, u) + \lambda_2 \text{sign}_2(\bar{x}_2 - \hat{x}_2) \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_{n-1} = \hat{x}_n + g_{n-1}(x_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_{n-1}, u) + \lambda_{n-1} \text{sign}_{n-1}(\bar{x}_{n-1} - \hat{x}_{n-1}) \\ \dot{\hat{x}}_n = f_n(x_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_{n-1}, \bar{x}_n) + g_n(x_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_{n-1}, \bar{x}_n, u) + \lambda_n \text{sign}_n(\bar{x}_n - \hat{x}_n) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.12)$$

Où les variables  $\bar{\cdot}$  sont données par :

$$\bar{x}_i = \hat{x}_i + \lambda_i \text{sign}_{\text{moy},i-1}(\bar{x}_{i-1} - \hat{x}_{i-1})$$

Avec  $\text{sign}_{\text{moy},i-1}$  désignant la fonction  $\text{sign}_{i-1}$  filtrée par un filtre passe-bas ; la fonction  $\text{sign}_i(\cdot)$  est à zéro s'il existe  $j \in \{1, i\}$  tel que  $\bar{x}_j - \hat{x}_j \neq 0$ , sinon  $\text{sign}_i(\cdot)$  est prise égale à la fonction  $\text{sign}_i(\cdot)$  classique.

L'avantage de cet observateur, par rapport à l'observateur mode glissant ci-dessus, est sa convergence en temps fini (par étapes) de l'erreur d'observation. [57] [77]

### **III.4.2 Commande par modes glissants**

La méthode de commande par modes glissants (sliding mode control (SMC) pour son acronyme anglais) basée sur la conception de Lyapunov, présente de nombreux avantages par rapport aux méthodes traditionnelles. Elle est connue comme l'une des méthodes de conception les plus puissantes pour de nombreux systèmes pratiques. Elle peut être utilisée dans les systèmes linéaires et non linéaires ; elle peut également être appliquée aux systèmes temporels continus et discrets. Elle est considérée comme une approche efficace dans les systèmes de contrôle, en raison de la simplicité de la procédure de conception, de la robustesse aux incertitudes du modèle du système et des perturbations externes

#### **III.4.2.1 Principe de la commande par modes glissants**

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement est appelé mouvement de glissement . L'objectif de la commande par modes glissants se résume en deux points essentiels [86] :

- Synthétiser une surface  $S(x)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, à la régulation et à la stabilité.

- Déterminer une loi de commande  $u$  (commutations) qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et de les maintenir sur cette surface.

La conception de la loi de commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

### III.4.2.2 Choix de la surface de glissement

On considère le système défini par l'équation (3.13), le vecteur de surface à la même dimension que le vecteur de contrôle (U).

$$\dot{X} = f(X) + g(X)U \quad (3.13)$$

Dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence xref, différentes formes de la surface de glissement ont été proposées, chaque surface a de meilleures performances pour une application donnée. En général, on choisit une surface non linéaire. La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable contrôlée, notée e(x).

Elle est donnée par l'équation (3.14).

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{(r-1)} \bullet e(X) \quad (3.14)$$

où e(x) = xref - x est l'erreur entre la variable contrôlée x et sa référence xref, λ est une constante positive, r est le degré relatif.

### III.4.2.3 Etablissement des conditions d'existence de convergence

Les conditions d'existence et les critères de convergence ont des dynamiques différentes qui permettent au système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types d'approches pour assurer le mode de convergence (l'approche directe et l'approche de Lyapunov).

#### Approche directe

C'est la première condition de convergence. On doit donner à la surface une dynamique convergeant vers zéro. En d'autres termes, la commande doit rendre cette surface de glissement localement attractive. Pour ce faire, il faut que la condition (3.15) soit vérifiée.

$$\begin{cases} \dot{S}(X) < 0 & \text{si} & S(X) > 0 \\ \dot{S}(X) > 0 & \text{si} & S(X) < 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Cette condition peut être écrite de façon simplifiée

$$\dot{S}(X) \bullet S(X) < 0 \quad (3.16)$$

#### **III.4.2.4 Approche de Lyapunov**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire pour assurer l'attraction de la variable à contrôler à sa valeur de référence. En définissant, par exemple, une fonction de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(X) = \frac{1}{2} \bullet S^2(X) \quad (3.17)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V} = \dot{S}(X) \cdot S(X) \quad (3.18)$$

La fonction va diminuer, si sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si et seulement si la condition (3.16) est vérifiée. Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la stabilité et de la robustesse des systèmes non linéaires. Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement .

#### **III.4.2.5 Détermination de la loi de commande**

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface). C'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Ensuite, on doit choisir judicieusement une loi de commande afin d'attirer la trajectoire d'état vers la surface, puis vers son point d'équilibre tout en gardant les conditions d'existence. L'obtention d'un régime de glissement oblige une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée.

La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure

d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ).

$$u = u_{eq} + u_n$$

$u_{eq}$  correspond à la commande proposée par W-Li et al. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle. La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (3.19).

On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $u$ . La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (3.19)$$

En remplaçant les équations (3.13) et (3.18) dans (3.19), on obtient :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} [f(X) + g(X) \bullet u_{eq}] + \frac{\partial X}{\partial t} g(X) \bullet u_n \quad (3.20)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$u_{eq} = - \left[ \frac{\partial S}{\partial X} \bullet g(X) \right]^{-1} \bullet \left[ \frac{\partial S}{\partial X} f(X) \right] \quad (3.21)$$

Pour que le contrôle équivalent puisse prendre une valeur finie, il doit assurer la condition suivante :

$$\frac{\partial S}{\partial X} \bullet g(X) \neq 0 \quad (3.22)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.19), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} g(X) \bullet u_n \quad (3.23)$$

Et la condition d'attractivité  $\dot{S}(X) \bullet S(X) \prec 0$  devient :

$$S(X) \bullet \frac{\partial S}{\partial X} g(X) \bullet u_n \prec 0 \quad (3.24)$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, le signe de  $u_n$  doit être opposé à celui de  $S(X) \bullet \frac{\partial S}{\partial X} g(X)$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign.

$$u_n = -k_x \text{sign}(S(X)) \quad (3.25)$$

Où le signe de  $K$  doit être différent de celui de  $S(X) \bullet \frac{\partial S}{\partial X} g(X)$

Le choix de la constante  $K$  est très influent, car lorsque la constante  $K$  est très petite, le temps de réponse est trop long et lorsqu'elle est trop grande, le phénomène de chattering apparaît. Un mode de glissement idéal n'existe pas dans la pratique car il impliquerait que le contrôle commute à une fréquence infinie.

La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode de convergence.
- Le mode glissant (sliding mode). Ainsi la trajectoire de phase partant d'une condition initiale quelconque atteint la surface de commutation en un temps fini (mode non glissant) puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant (Figure 3.14)

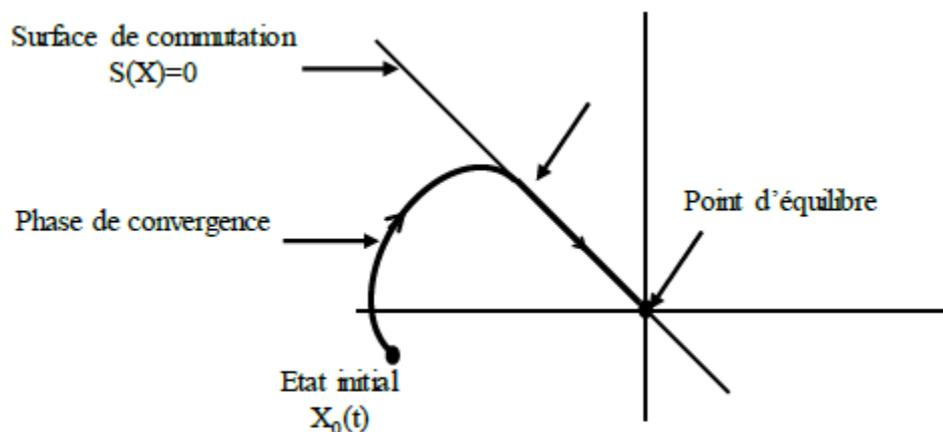


Figure 3. 14 : Principe de la commande par modes glissants

Pour des raisons de perturbations ou de paramètres du système mal connus ou variables, le « système en boucle fermée » ne glisse pas parfaitement sur la surface, il quitte celle-ci. La commande discontinue l'y ramène, ce phénomène de commutation autour de la surface est connu sous le nom « Chattering ».

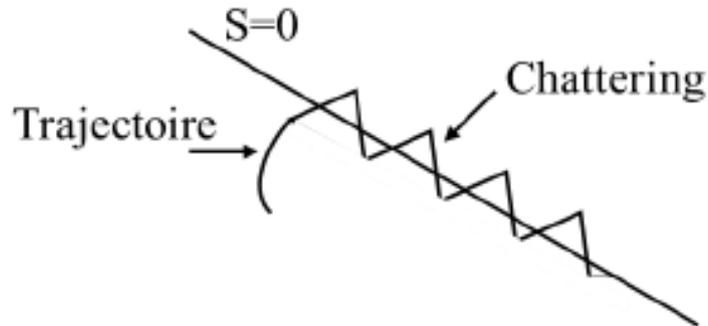


Figure 3. 15 :Phénomène de « chattering » sur la surface de glissement

Ce phénomène peut être néfaste pour certains actionneurs. Afin de limiter ce problème, une solution est d'utiliser des fonctions signes adoucies.

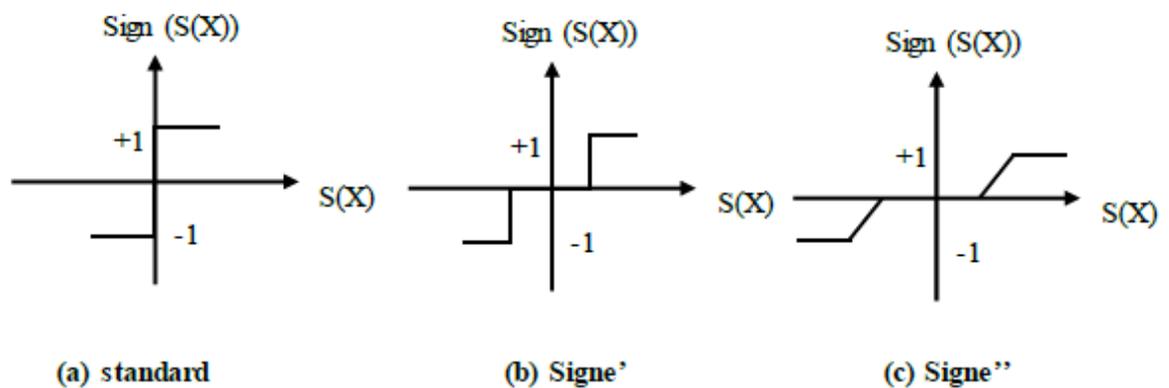


Figure 3. 16 : Fonctions signes adoucies

### III.4 Panorama des défauts et méthodes de diagnostic

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'observation et 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 (88). 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.

#### **III.4.1 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 ou 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 buts 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 [87]. Plus généralement le diagnostic

apporte une contribution à la solution de détection et de localisation d'un mauvais fonctionnement.

### III.4.2 Description et caractérisation des défaillances

Comme nous l'avons spécifié précédemment, 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.

### III.4.3 Classification des défauts

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

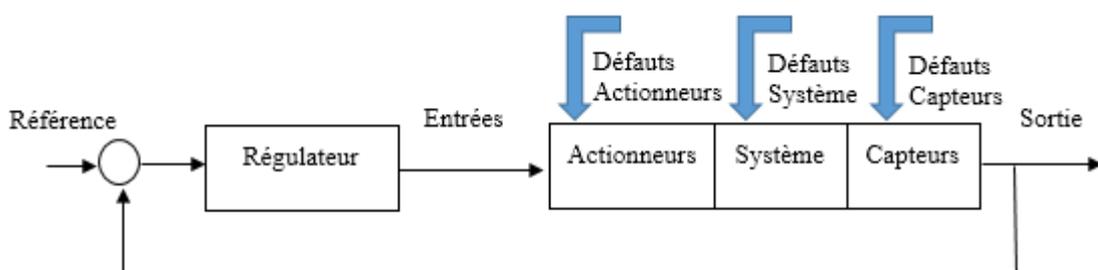


Figure 3. 17: Boucle de régulation et différents défauts agissants

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. 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.

### III.4.4 Etapes du diagnostic des défauts

Afin de diagnostiquer les défauts qui peuvent surgir dans un système plusieurs méthodes ont été développées. La figure 3.18 illustre les étapes principales du diagnostic à base de modèle.

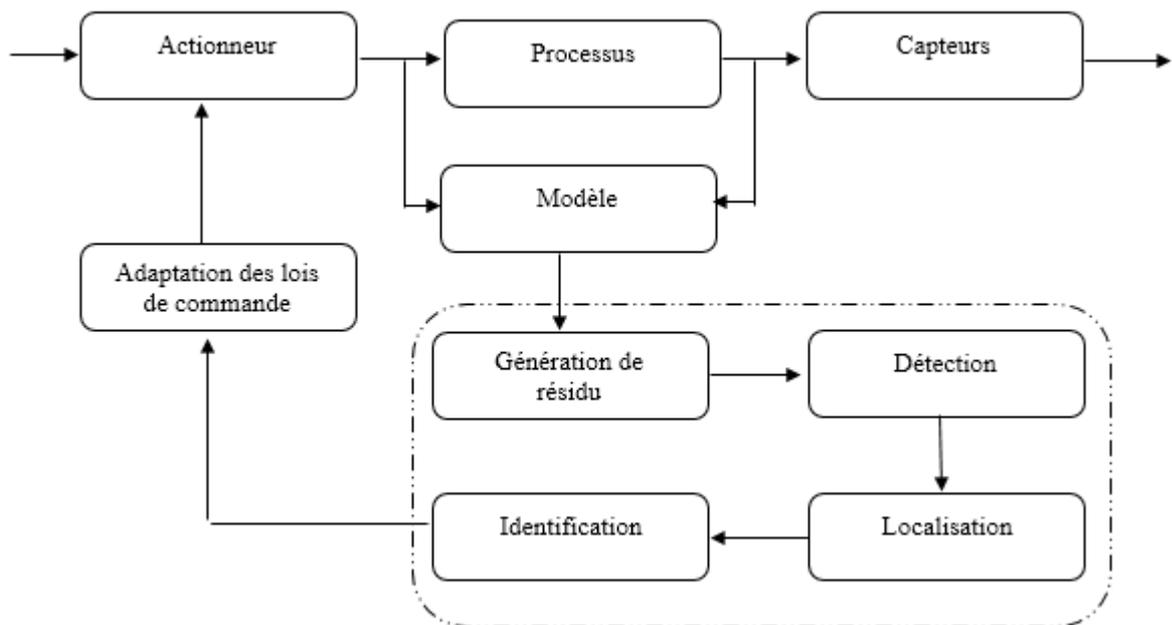


Figure 3. 18: Etapes du diagnostic à base de modèle

La plupart des méthodes de diagnostic se décomposent en deux étapes [88]:

**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 significatif

### III.5 Conclusion

Un système peut être décrit de plusieurs façons. Dans la tâche de diagnostic, les représentations de bon et de mauvais fonctionnement du système sont aussi importantes que leurs interprétations. Le modèle, le résidu et la signature sont choisis en fonction de leurs

capacités à révéler l'existence de défauts. Il est nécessaire d'établir des critères afin de choisir le modèle et l'interprétation les plus adaptés au défaut et au système. Après avoir introduit vaguement les différentes grandes classes de techniques de diagnostic, dans ce chapitre, nous avons ensuite montré les différents types de défauts qui peuvent agir sur le système surveillé. Enfin, après cette analyse, nous avons opté pour l'observateur par mode glissant.

## CHAPITRE IV : SURVEILLANCE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE- MCC

---

### IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, les principales approches théoriques d'observation et de diagnostic, développées dans les chapitres précédents, ont été validées sur le convertisseur multicellulaire série à trois cellules associées à un moteur à courant continu.

En effet, d'une part, le convertisseur fait partie des systèmes à commutations contrôlées qui ne vérifie pas les conditions classiques d'observabilité. En supposant que le signal de commutation est connu et qu'aucune entrée inconnue n'est appliquée, l'observateur hybride proposé a été implémenté afin d'estimer l'état continu du système. L'objectif est de reconstruire les tensions internes des capacités à partir du signal de commutations et de la mesure du courant de sortie. Des résultats numériques ont permis de mettre en évidence l'efficacité de l'observateur proposé.

Egalement, pour le diagnostic des fautes continues, l'observateur hybride permet de fournir une estimation du vecteur de résidus et de mettre en évidence la présence ou non de faute. Associé à un diagnostiqueur, celui-ci permet d'assurer la détection de fautes sur la dynamique continue du convertisseur.

### IV.2. Commande hybride d'un convertisseur à 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 associée à un moteur à courant continu qui est présenté dans la figure 4.1.

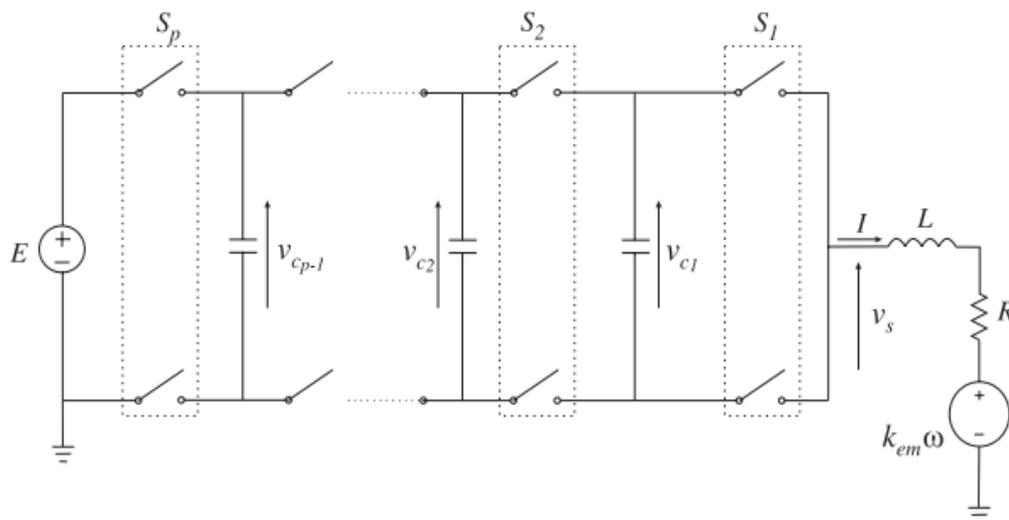


Figure 4. 1: Topologie d'un convertisseur à p cellules associé à un moteur à courant continu

### IV.2.1. Structure et modélisation

Le convertisseur multicellulaire se compose d'une association en série de  $p$  cellules élémentaires de commutations (Figure 4.1) (une cellule étant composée de deux interrupteurs complémentaires). Il est muni de sources secondaires réalisées par des condensateurs flottants. C'est un système à structure variable qui change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une tension d'alimentation  $E$  et d'une logique de commutation.

Cette structure présente des avantages supplémentaires : les possibilités de fabrication modulaire et l'utilisation de composants de grande diffusion. La sécurité et le bon fonctionnement du convertisseur de puissance dépendent directement de la bonne répartition des tensions aux bornes de chaque cellule. C'est pourquoi, il est très important d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Les caractéristiques du convertisseur offrent la possibilité d'assurer cet équilibrage en agissant directement sur les signaux de commande de ses interrupteurs.

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

$$\begin{cases} \dot{I}(t) = -\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}u_p - \frac{k_{em}}{L}w(t) - \sum_{i=1}^{p-1} \frac{V_{ci}(t)}{L}(u_{i+1} - u_i) \\ \dot{V}_{cj}(t) = \frac{I}{c_j}(u_{i+1} - u_i), \\ \dot{w}(t) = \frac{k}{j}I(t) - \frac{f}{j}w(t) - T_p \\ y(t) = I(t) \end{cases} \quad (4.1)$$

Où I est le courant dans la charge,  $c_j$  est la capacité,  $V_{cj}$  est la tension aux bornes du condensateur flottant j et E est la tension de l'alimentation du convertisseur. R, L désigne la résistance et l'inductance, respectivement de la charge.  $S_j \in \{0, 1\}$  est le signal de commande des interrupteurs de la j<sup>ème</sup> cellule (le signal de commande  $S_j$  est égal à 1 quand l'interrupteur de la partie haute de la j<sup>ème</sup> cellule est conducteur et est égal à 0 quand l'interrupteur du bas est conducteur).

J : moment d'inertie

f : coefficient de frottement visqueux

$T_p$  : couple résistant

$K_{em}$  : constante de f.e.m.

K : constante de couple  $K_c$

w : pulsation de rotation du moteur

Généralement  $K_{em}=k$

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

$$V_s = E.S_p + \sum_{i=1}^{p-1} V_{ci}(S_i - S_{i+1}) \quad (4.2)$$

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

$$V_{ciref} = i \frac{E}{p}, \quad i = 1, \dots, p-1$$

En supposant que le courant de charge et la tension de sortie sont les variables mesurées (c.-à-d)  $y = [I \ V_s]^T$  et en utilisant le formalisme des systèmes à commutations, le convertisseur peut être modélisé par une représentation d'état hybride où :

$x = [I, V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{cp-1}, w]^T \in \mathbb{R}^p$  est l'état continu,  $u(t) = E$  est la source d'alimentation et  $Q = 2^p$  est le nombre de modes. L'état discret  $q(t)$  associée à chaque instant  $t$  un mode de fonctionnement tel que,  $q(t) = [u_0, u_1, \dots, u_p]^T$ .

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{u_1}{L} & \dots & -\frac{u_{p-1}}{L} & \frac{k}{L} \\ -\frac{u_1}{C_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \frac{u_2}{C_2} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & \dots & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} u_p & 0 \dots 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C = [1 \ 0 \dots 0]$$

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

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

### IV.3. Application sur trois cellules

Sur la base d'un convertisseur à 3 cellules de commutations, notre approche, ci-dessous, présente une modélisation par automate hybride. Supposons un convertisseur avec  $p = 3$  cellules.  $2^3 = 8$  modes de fonctionnement peuvent être définis. Les équations précédentes conduisent au tableau 4.1 où chaque mode est associé aux états des cellules S1, S2 et S3 et à un niveau de tension de sortie VS.

**Tableau 4. 1 : Les différents modes de fonctionnement pour le 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
Vs	0	E/3	E/3	2E/3	E/3	2E/3	2E/3	E

**IV.3.1. Description des états de fonctionnement d'un convertisseur à 3**

**cellules associé à une MCC :**

On distingue pour le fonctionnement d'un convertisseur à 3 cellules associé à une MCC 8 états correspondent à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs qui constitué les modes.

On obtient les états suivants :

**Etat 1:**

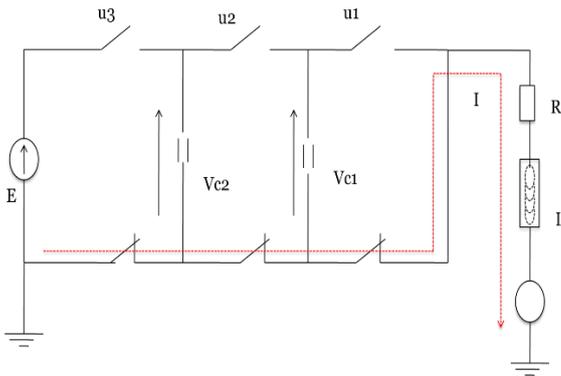


Figure 4. 2: Circuit avec u1=0 , u2=0, u3=0

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{k}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

**Etat 2 :**

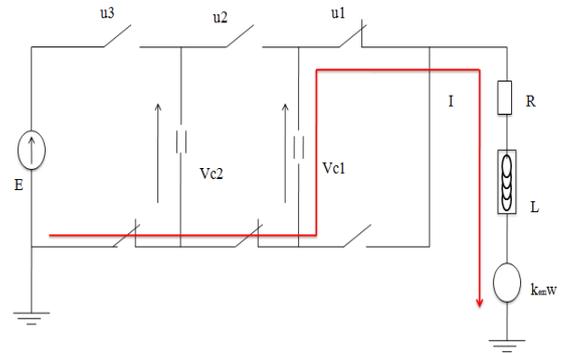


Figure 4. 3: Circuit avec u1=1 , u2=0,

u3=0

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & 0 & \frac{k}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

**Etat 3 :**

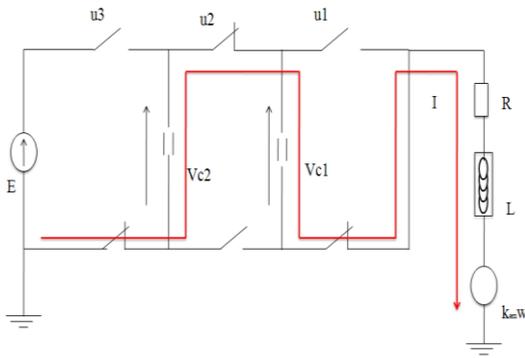


Figure 4. 4: Circuit avec  $u1=0$  ,  $u2=1$ ,  $u3=0$

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{k}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

**Etat 4 :**

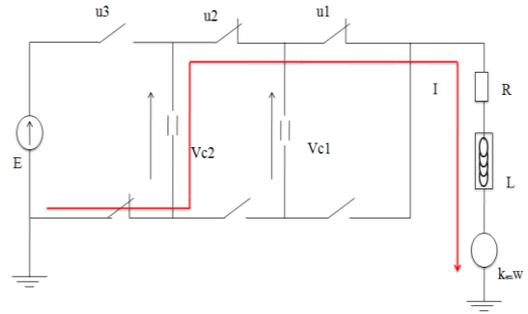


Figure 4. 5: Circuit avec  $u1=1$  ,  $u2=1$ ,  $u3=0$

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} & \frac{k}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

**Etat 5 :**

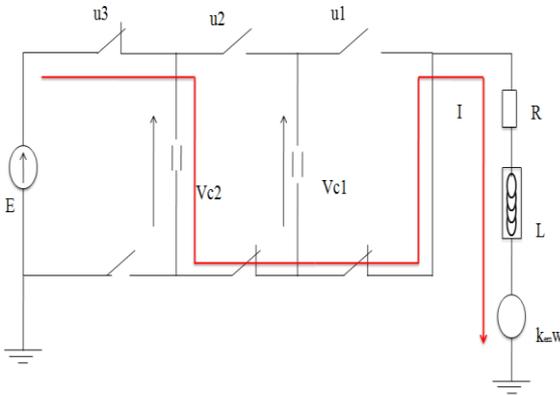


Figure 4. 6: Circuit avec  $u1=1$  ,  $u2=0$ ,  $u3=0$

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \dots & -\frac{1}{L} & \frac{k}{L} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \frac{1}{C_2} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & \dots & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = \left[ \frac{E}{L} \ 0 \ 0 \ 0 \right]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

**Etat 6 :**

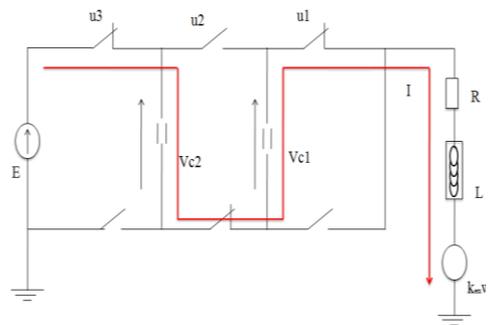


Figure 4. 7: Circuit avec  $u1=1$  ,  $u2=0$ ,  $u3=1$

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{k}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = \left[ \frac{E}{L} \ 0 \ 0 \ 0 \right]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

Etat 7 :

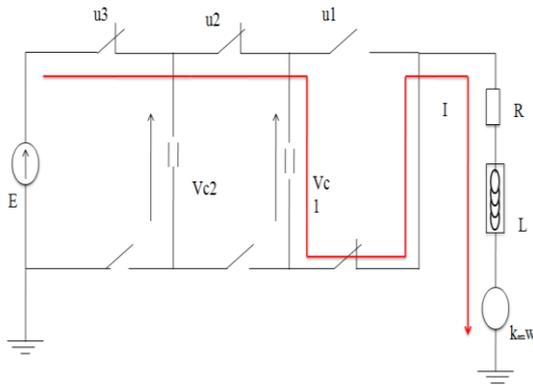


Figure 4. 8: Circuit avec u1=1 , u2=1, u3=0

Etat 8 :

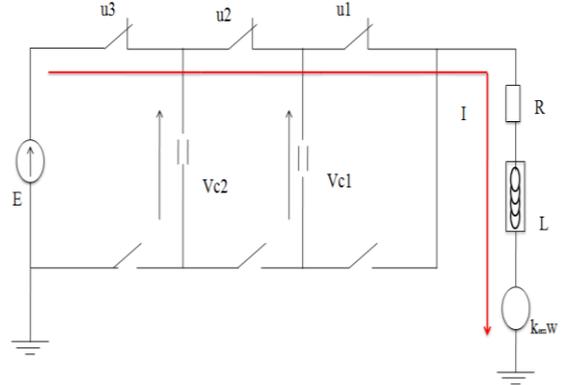


Figure 4. 9: Circuit avec u1=1 , u2=1, u3=1

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & 0 & \frac{k}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$A(u) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{k}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{f}{j} & 0 & 0 & \frac{k}{j} \end{bmatrix} \quad B(u) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

On obtient trois transitions possibles à partir de chaque mode. Ces transitions sont données dans le tableau 4.2 et sont marquées par (x). Les conditions de transitions du mode  $q_i$  au mode de fonctionnement  $q_j$  sont notées  $T_{ij}$  et sont données ci-dessous :

Tableau 4. 2: Les transitions entre modes

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

On peut utiliser les automates hybrides pour modéliser ce système ; on obtient huit modes différents qui sont connectés entre eux par les transitions.

### IV.3.2. Automate hybride pour convertisseur à 3 cellules :

Les conditions pour transitions entre modes sont définies par les ensembles suivants :

Tableau 4. 3: Conditions des transitions entre modes

	Condition principale de transition	Les conditions pour modes
G(q1-q2)	[I ≤ Iref + di]	[Vc1 ≥ Vref1 - e1]
G(q1-q3)		[Vc1 < Vref1 + e1 && Vc2 ≥ Vref2 - e2]
G(q1-q5)		[Vc2 ≤ Vref2]
G(q2-q1)	[Vc1 ≤ Vref1 - e1]	[I < Imax && I > Imin]
G(q2-q4)		[Vc2 ≥ Vref2 - e2]
G(q2-q6)		[Vc1 ≥ Vref1 - e1 && Vc2 < Vref2 + e2]
G(q3-q1)	[Vc1 > Vref1 + e1 && Vc2 < Vref2 + e2]	[I < Imax && I > Imin]
G(q3-q4)		[Vc2 ≥ Vref2 - e2]
G(q3-q7)		[Vc1 < Vref1 + e1]
G(q4-q2)	[Vc2 ≤ Vref2 + e2]	[Vc1 ≥ Vref1 - e1]
G(q4-q3)		[Vc1 < Vref1 + e1]
G(q4-q8)		[I > Iref - di]
G(q5-q1)	[Vc2 ≥ Vref2 - e2]	[I < Imax]
G(q5-q6)		[Vc1 > Vref1 - e1 && Vc2 < Vref2 + e2]
G(q5-q7)		[Vc1 ≤ Vref1]
G(q6-q2)	[Vc1 < Vref1]	[Vc1 ≥ Vref1 - e1]
G(q6-q5)		[Vc2 > Vref2]
G(q6-q8)		[I < Iref && I > Imin]
G(q7-q3)	[Vc1 > Vref1 + e1]	[Vc1 < Vref1 + e1 && Vc2 ≥ Vref2 - e2]
G(q7-q5)		[Vc2 < Vref2 + e2]
G(q7-q8)		[I < Iref && I > Imin]
G(q8-q4)	[I ≥ Iref]	[Vc2 ≥ Vref2 - e2]
G(q8-q6)		[Vc1 ≥ Vref1 - e1 && Vc2 < Vref2]
G(q8-q7)		[Vc1 ≤ Vref1 + e1]

Avec : e1, e2, di sont des paramètres de fonctionnement

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.

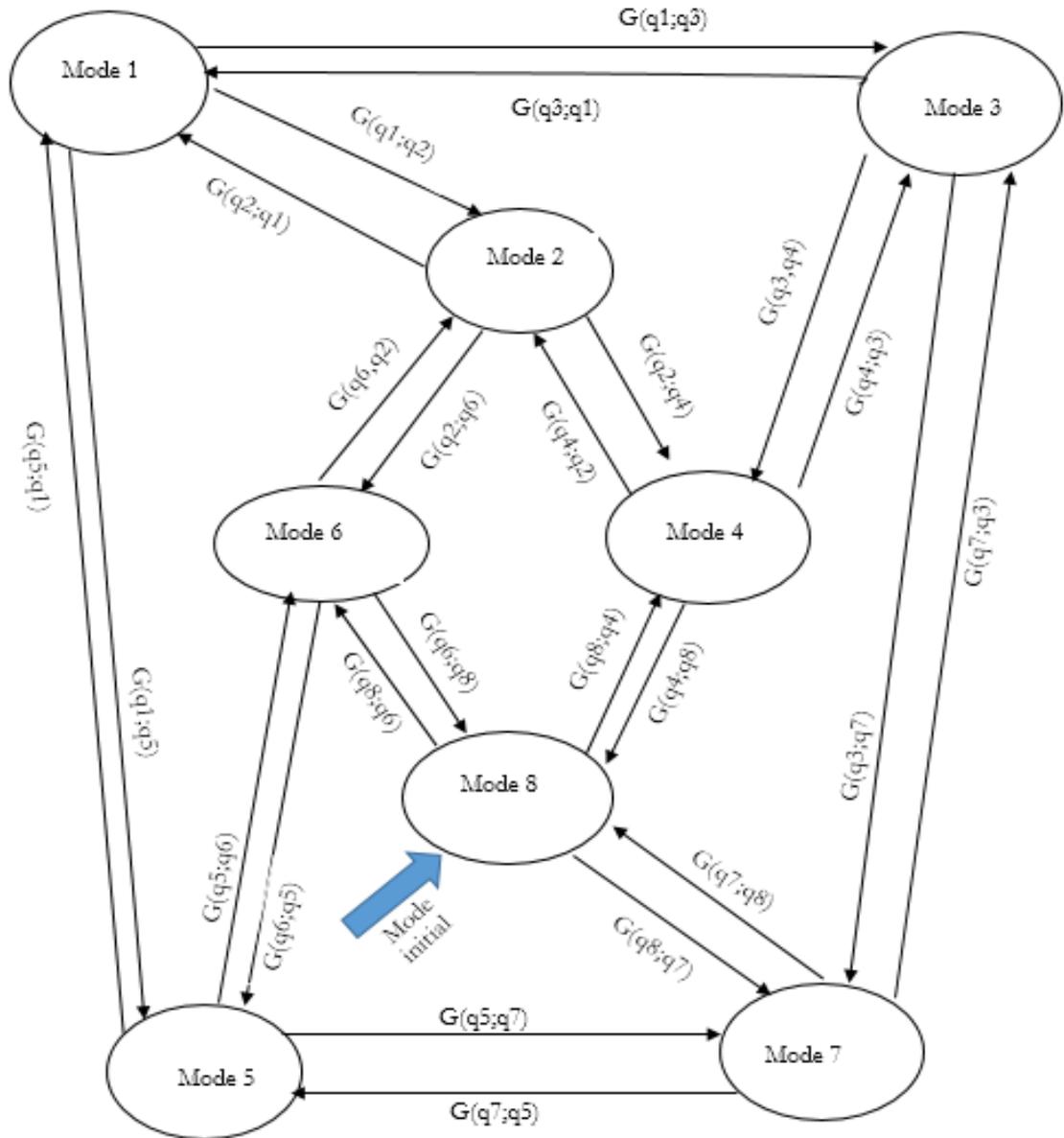


Figure 4. 10: Automate hybride du fonctionnement du convertisseur-moteur

### IV.3.3. Application de la commande par modes glissants sur le convertisseur à trois cellules

Le convertisseur multicellulaire est un système non linéaire multi-entrées à structure variable. La synthèse d'une commande par modes glissants d'un tel système revient à définir une surface de glissement pour chaque cellule de commutation. Ensuite il faut les associer à une loi de commutation appropriée permettent d'assurer la stabilité et l'existence d'un régime glissant sur l'intersection de toutes les surfaces. Le modèle instantané du convertisseur multicellulaire s'écrit sous le système d'équations suivant :

#### IV.3.3.1. Observateur par mode de glissement

L'observateur par mode de glissement est donné par [44]

$$\begin{aligned}
 \hat{V}_{c_1} &= \frac{1}{C_1} \cdot (u_2 - u_1) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_1 \text{sign}(s) \\
 \hat{V}_{c_2} &= \frac{1}{C_2} \cdot (u_3 - u_2) \cdot \hat{I}_{ch} - \lambda_2 \text{sign}(s) \\
 \hat{I}_{ch} &= -\frac{R}{L} \cdot \hat{I}_{ch} - \frac{k_{em}}{L} \hat{w} - \frac{1}{L} (u_2 - u_1) \cdot \hat{V}_{c_1} - \frac{1}{L} (u_3 - u_2) \cdot \hat{V}_{c_2} + \frac{E}{L} u_3 - \lambda_3 \text{sign}(s) \\
 \hat{w} &= \frac{k}{j} \hat{I}_{ch} - \frac{f}{j} \hat{w} + \lambda_4 \text{sign}(s)
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

$S = \hat{I}_{ch} - I_{ch}$  : La surface de glissement  $\left[ \hat{V}_{c_1} \quad \hat{V}_{c_2} \quad \hat{I}_{ch} \quad \hat{w} \right]^T$  états estimés,  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$  les gains correctifs d'observation.

Les conditions de convergence ont été développées pour un convertisseur multicellulaire avec des cellules p dans [89]. Les gains de l'observateur correctif ont la forme suivante [90]:

$$\begin{aligned}
 \lambda_1 &= \frac{\lambda_3}{\tau} L(u_2 - u_1) \\
 \lambda_2 &= \frac{\lambda_3}{\tau} L(u_3 - u_2) \quad \text{Avec} \quad \Delta f = f(\hat{x}, u) - f(x, u) \\
 \lambda_3 &> |\Delta f_3|_{\max}
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

L'observateur à modes glissants contraint cette dynamique à converger vers la surface de glissement  $S = 3, \tilde{x} = 0$  et à y évoluer (phénomène de glissement) selon une

dynamique d'ordre 2. L'objectif du gain  $\lambda_3$  est d'assurer l'attractivité de la surface de glissement. T est un paramètre primordial qui doit être ajusté avec précision, car il corrige la dynamique de l'observateur pendant le mode de glissement. Les gains  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $\lambda_3$  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, soit [91] :

$$\frac{dv}{dt} = \frac{|I|_{\max}}{C} \quad (4.5)$$

Afin de respecter la dynamique théorique de l'évolution des tensions flottantes, la constante de temps  $\tau$  doit être fixée à [45]:

$$\tau = \frac{\lambda_3 L}{dv / dt} \quad (4.6)$$

#### IV.4. Simulation

Nous obtenons des résultats différents selon les conditions de fonctionnement.

La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants :

**Tableau 4. 4: Les paramètres du système**

R	1.8 $\Omega$
L	1.5 mH
E	30 V
k	1.58 NmA
f	5 Nm/rd/s
j	79e-8 kgm2
$C_1=C_2$	40 $\mu$ F
$V_{ref1}$	10 V
$V_{ref2}$	20 V
$I_{ref}$	12 A
$T_p$	0 s

##### IV.4.1. Bloc de l'automate hybride du convertisseur-moteur à courant continu:

Le block de simulation de l'automate hybride du convertisseur-moteur à courant continu est réalisé on utilisant MATLAB STATE FLoW comme montre la figure suivante. Les

conditions des transitions établies dans tableau 4.3 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.

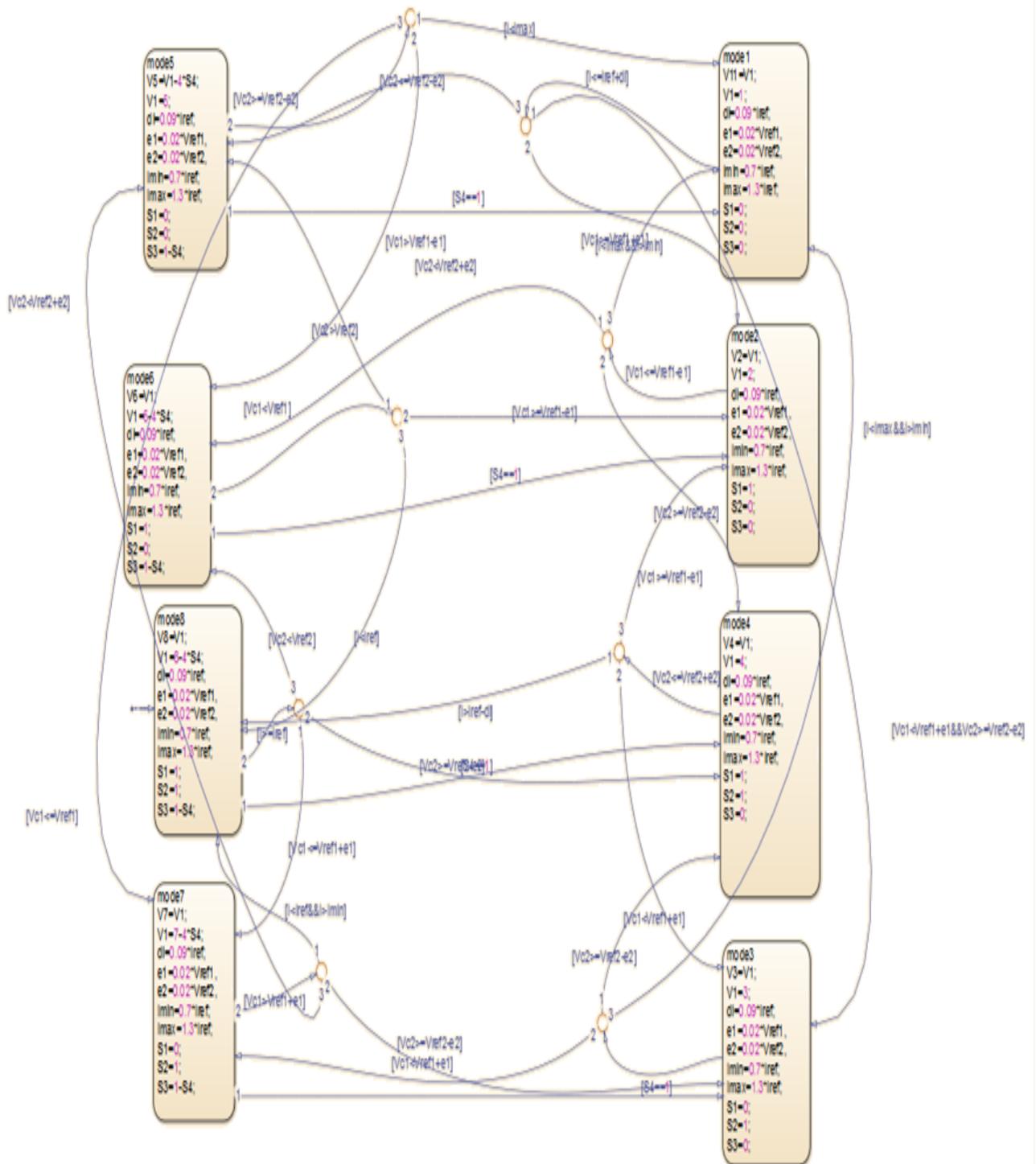


Figure 4. 11: Bloc state flow correspond au automate hybride du circuit convertisseur-moteur

#### IV.4.2. Bloc d'observateur par mode glissant

La figure suivante représente le bloc d'observateur par mode glissant qui nous permet de calculer et d'obtenir le signal de résidu.

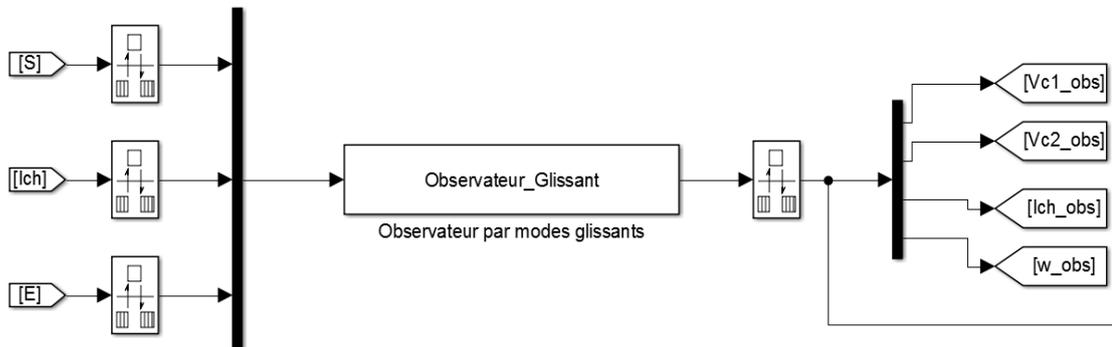


Figure 4. 12: Bloc d'observation par mode glissant

Les entrées sont les états des interrupteurs S, le courant Ich et la tension d'alimentation E on obtient à la sortie d'observateur les variables d'états observées.

#### IV.4.3. Fonctionnement normal

Les résultats de simulation pour fonctionnement normal sont présentés sur les figures ci-dessous. Considérons que l'observateur est en boucle fermée avec la commande par mode de glissant avec état initial de l'automate hybride égale  $q=8$ .

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.

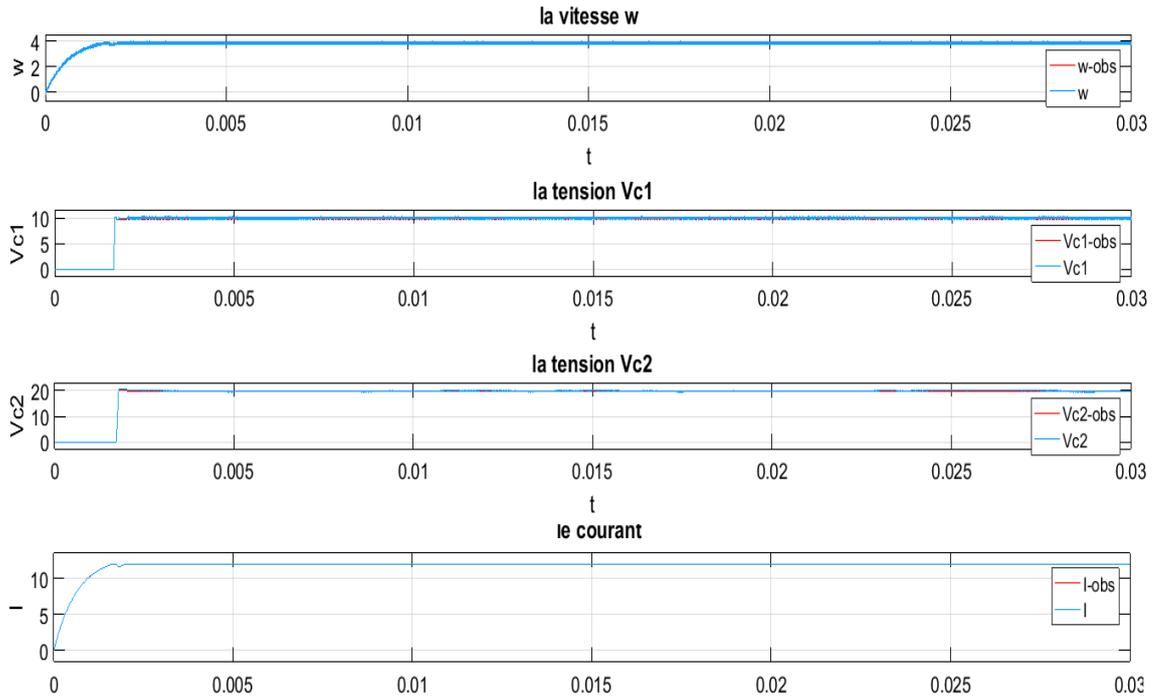


Figure 4. 13: Evolution des variables d'état en fonctionnement normal

La figure 4.13 représente l'évolution de la vitesse les tensions du condensateur et le courant de charge. On remarque que le système se stabilise après 1 ms.  $V_{c1}=E/3$

$V_{c2}=2E/3$  ,  $I_{ch}=12$  A,  $w =4$  tr/min. On remarque que les variables estimés utilisant l'observateur mode glissant suit les variables du système réel, par conséquent le résidu tend zéro comme montre la figure 4.14.

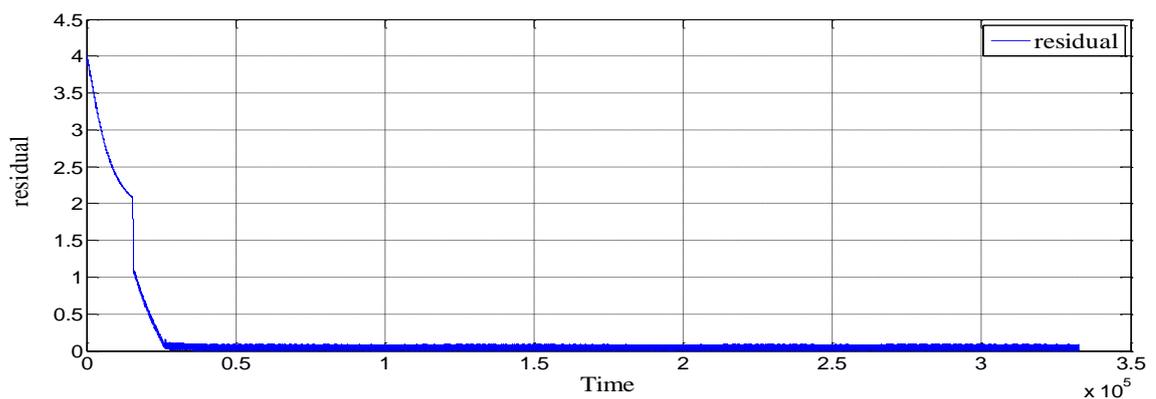


Figure 4. 14: Signal de résidu

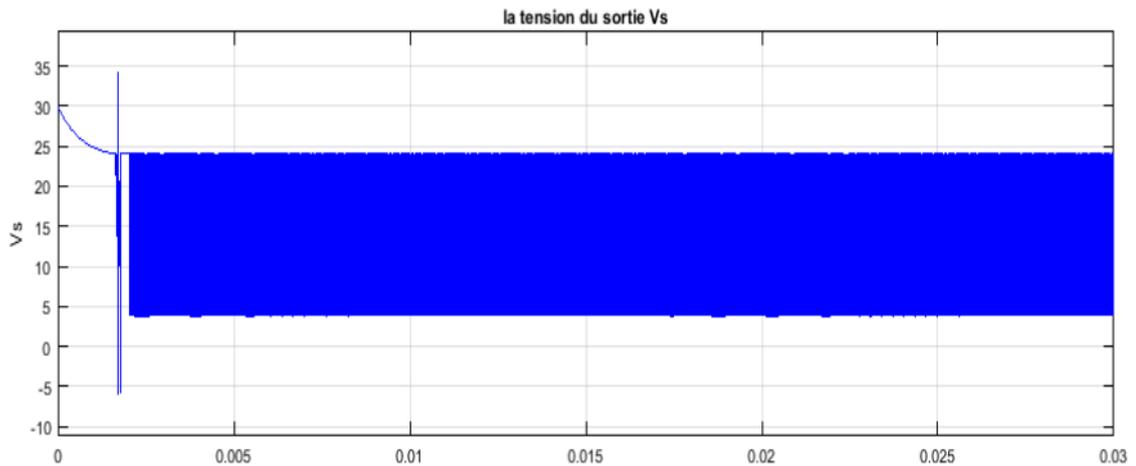


Figure 4. 15: Tension de sortie  $V_s$

La figure 4.15 représente la tension de sortie  $V_s$ , elle varie selon la charge et la décharge des convertisseurs C1 et C2. On peut la régler par la commande du courant ou de la vitesse.

#### IV.4.4. Fonctionnement défaillant

On envisage des cas possibles :

Quatre types possibles :

- Blocage des interrupteurs
- Le système passe d'un mode à un autre alors que le mode non successeur
- Le système reste en boucle d'un mode à un autre mode successeur.
- Le système se block à un mode.

Ces différent 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.

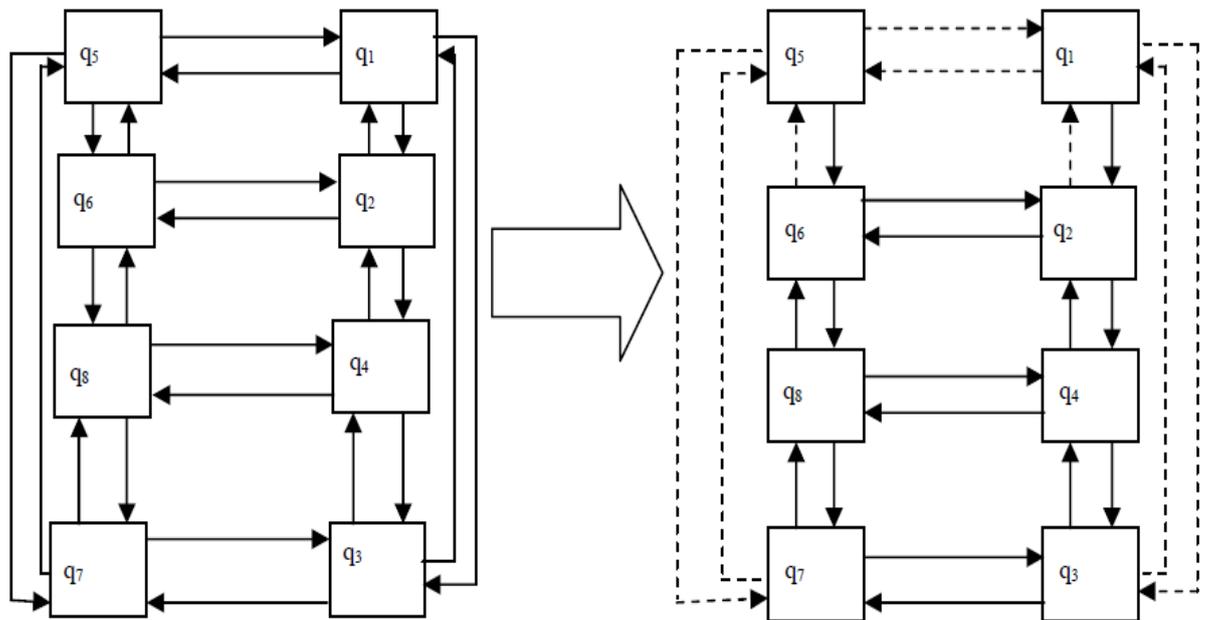


Figure 4. 16: Schéma illustratif des modes en fonctionnement sain et défaillant pour un blocage  $u_1 = 0$

A présent et afin de localiser le blocage de la cellule, on impose une structure hybride où le régulateur et le système sont tous 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 :

**Tableau 4. 5: Liste des transitions non-opérées par rapport au blocage d'interrupteur**

Transition non-opéré	Blocage identifié
$G(q1,q2) \vee G(q3,q4) \vee G(q5,q6) \vee G(q7,q8)$	$U1=0$
$G(q2,q1) \vee G(q4,q3) \vee G(q6,q5) \vee G(q8,q7)$	$U1=1$
$G(q1,q3) \vee G(q2,q4) \vee G(q5,q7) \vee G(q6,q8)$	$U2=0$
$G(q3,q1) \vee G(q4,q2) \vee G(q7,q5) \vee G(q8,q6)$	$U2=1$
$G(q1,q5) \vee G(q2,q6) \vee G(q3,q7) \vee G(q4,q8)$	$U3=0$
$G(q5,q1) \vee G(q6,q2) \vee G(q7,q3) \vee G(q8,q4)$	$U3=1$

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 profondément le tableau 4.5 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.

**Tableau 4. 6: La variation des états de système selon le blocage des interrupteurs**

Blocage des interrupteurs		Effets sur les états du système			
		$V_{c1}$	$V_{c2}$	$I$	$w$
$u_1$	1	↓	↓	↑	↑
	0	↑	↑	↓	↓
$u_2$	1	↑	↓	↑	↑
	0	↓	↑	↓	↓
$u_3$	1	↑	↑	↑	↑
	0	↓	↓	↓	↓

*a. Défaut 1 :L'interrupteur 3 bloquée à fermeture U3=1*

Pour tester l'efficacité du système on a bloqué l'interrupteur  $u_3$  en fermeture du 0.01s au 0.02s et en obtient les variables d'état suivantes :

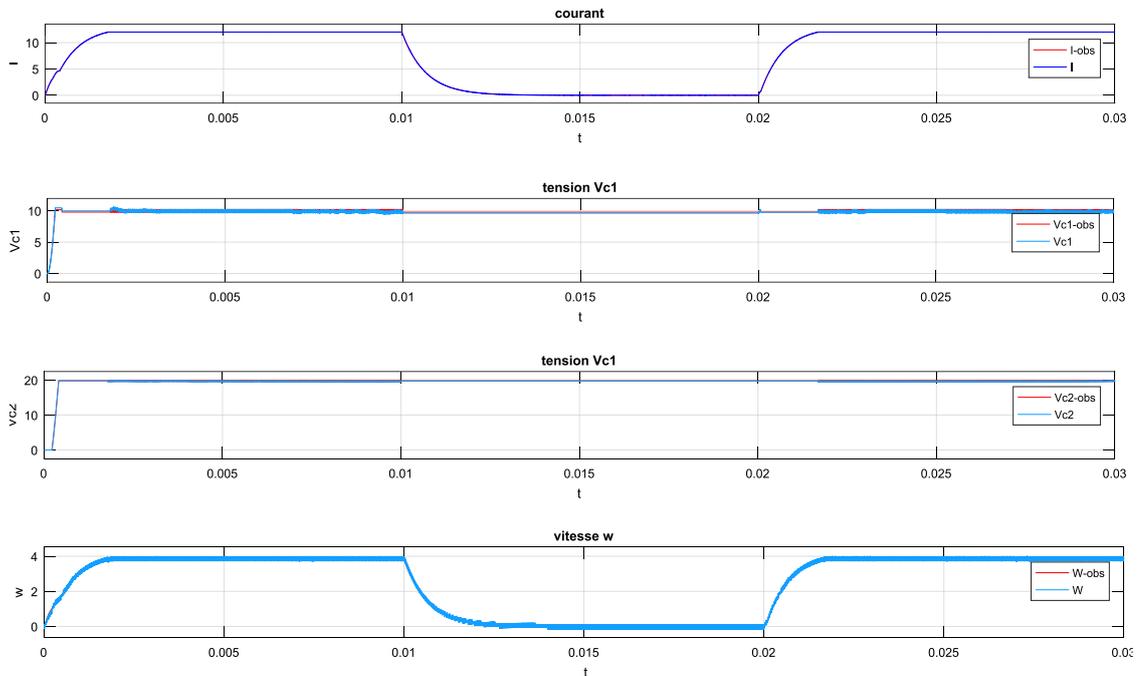


Figure 4. 17: Les variables d'état lorsque  $U_3=1$

On remarque que les variables d'état changent pendant la présence de défaut. On a créé un bloc qui diagnostique les résultats obtenus pour détecter et localiser ce défaut. Le signal suivant présente le signal de détection de défaut au niveau des interrupteurs et montre que l'interrupteur u3 est bloquée en 1.

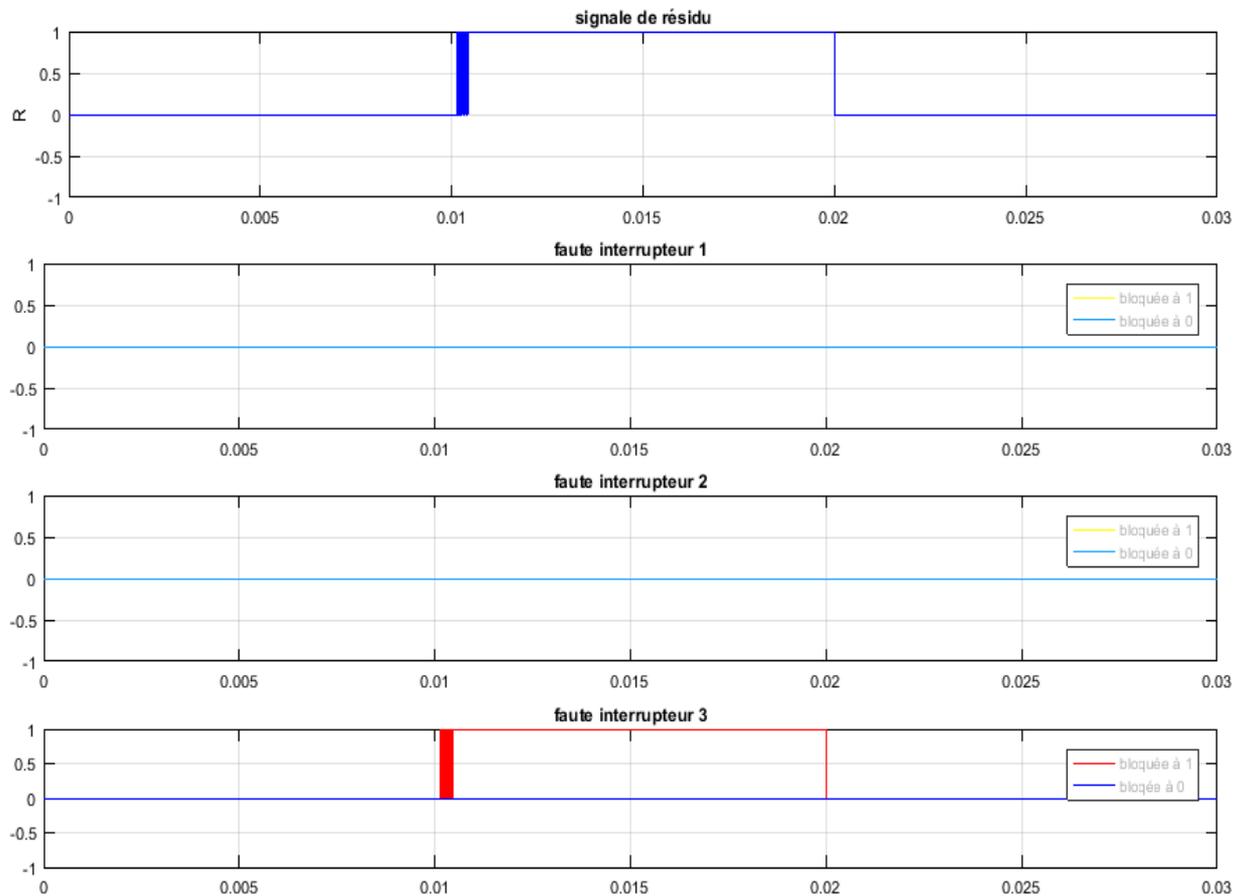


Figure 4. 18: Signal de détection défaut interrupteurs lorsque  $U3=1$

La figure 4.18 est exploitée pour la réalisation de tableau de signature de défaut qui sera utilisé pour la localisation ces dernier.

***b. Défaut 2 :L'interrupteur 3 bloquée à fermeture  $U3=0$***

Pour tester l'efficacité du système on a bloqué l'interrupteur u3 en fermeture du 0.01s au 0.02s et en obtient les variables d'état suivantes :

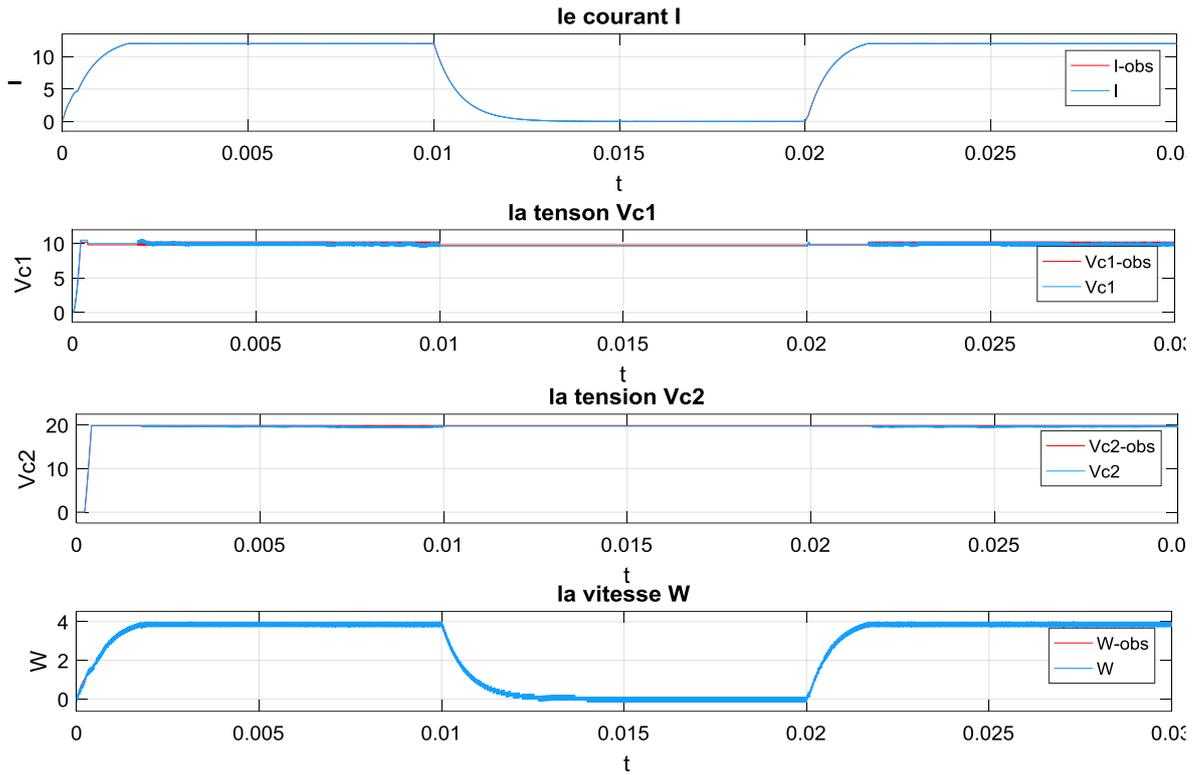


Figure 4. 19: Variation des variable d'état lorsque  $U3=0$

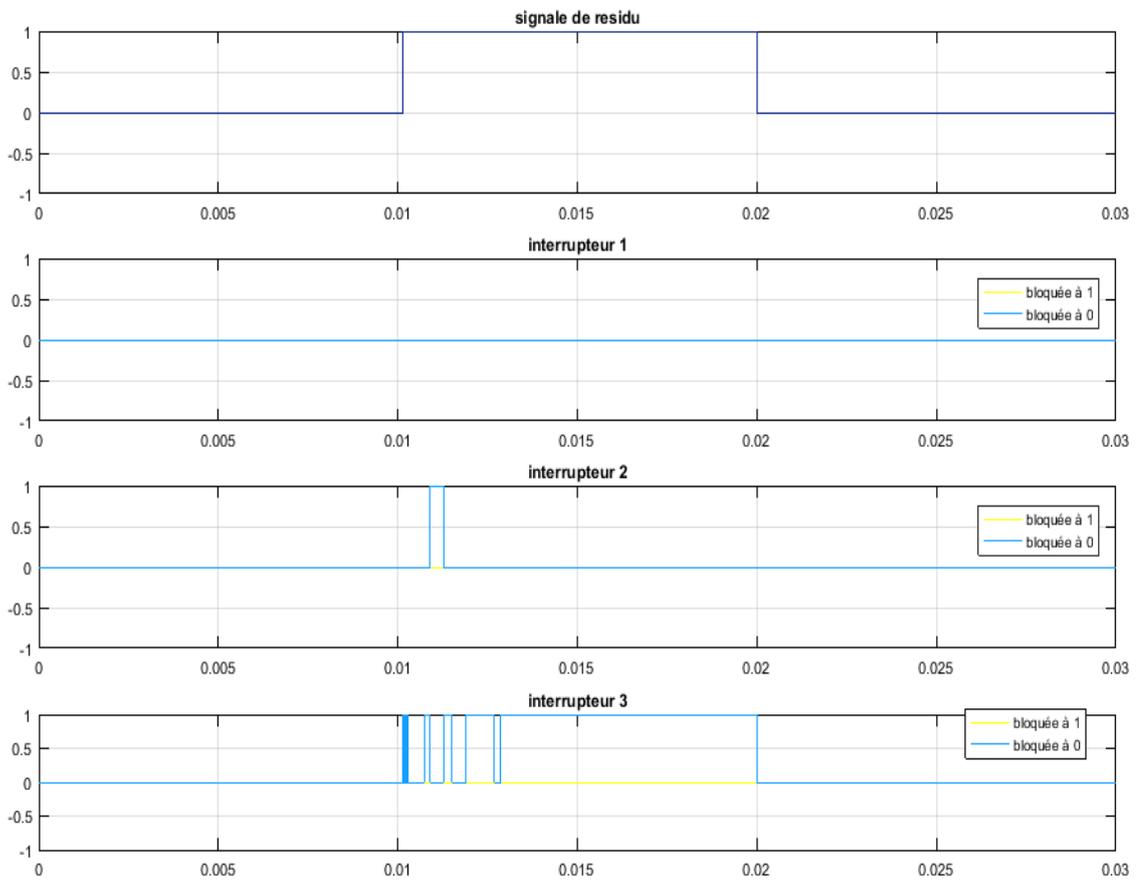


Figure 4. 20: Signal de détection défaut interrupteurs

- La tension de sortie

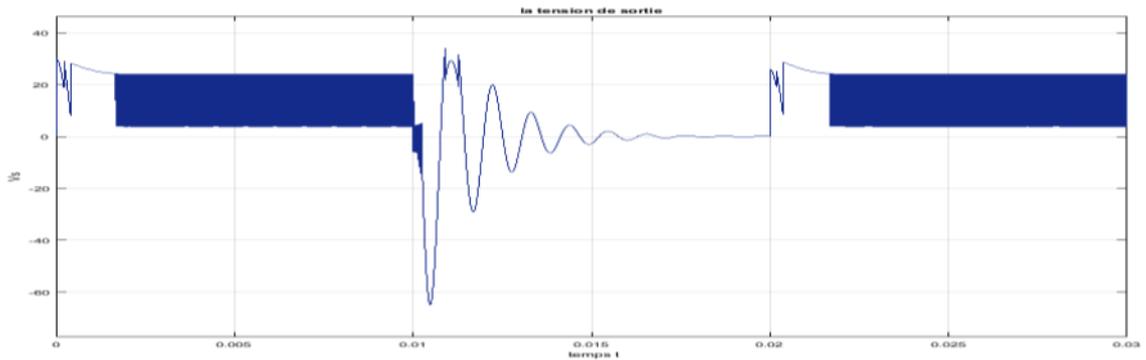


Figure 4. 21: La tension de sortie lorsque  $U3=0$

La figure précédente montre l'influence d'une faute d'ouverture ou de fermeture d'un interrupteur sur le système complet

**c. Défaut 3 : Blocage en mode 4 :**

Le deuxième test est le blocage de mode, c'est-à-dire qu'à partir d'un temps bien défini, le fonctionnement reste en un seul mode : la transition est donc bloquée.

La figure suivante montre les résultats obtenus lorsque notre système est bloqué en mode 4 entre 0.01 s et 0.02 s ; les états des interrupteurs sont :

$$U1=1, U2=1, U3=0$$

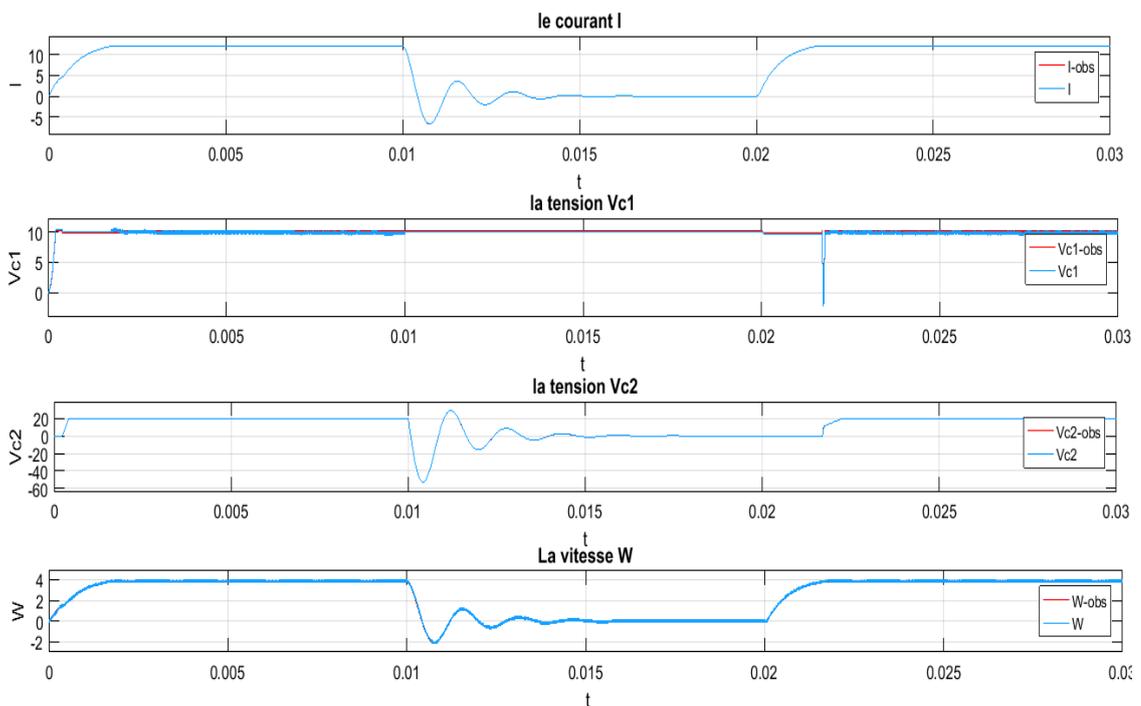


Figure 4. 22: Les variables d'état lorsque mode 4 bloqué

- Tension de sortie  $V_s$

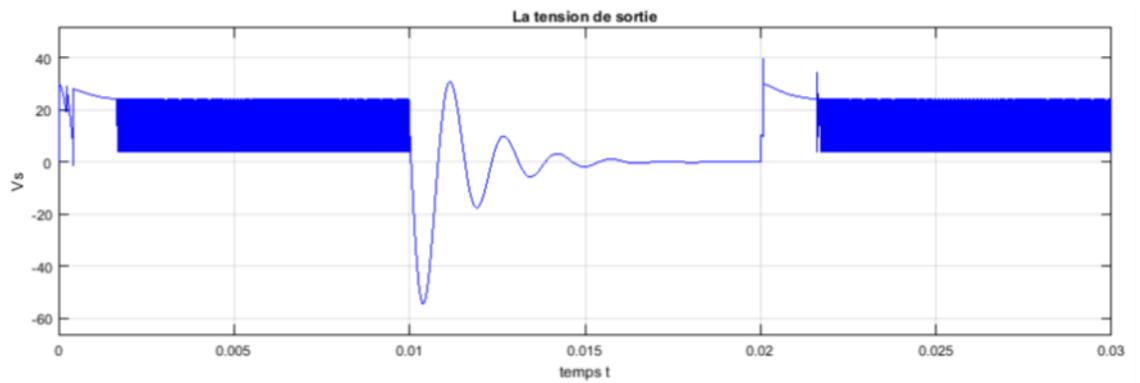


Figure 4. 23: La tension de sortie lorsque mode 4 bloqué

Le signal de résidu montre qu'il existe un défaut.

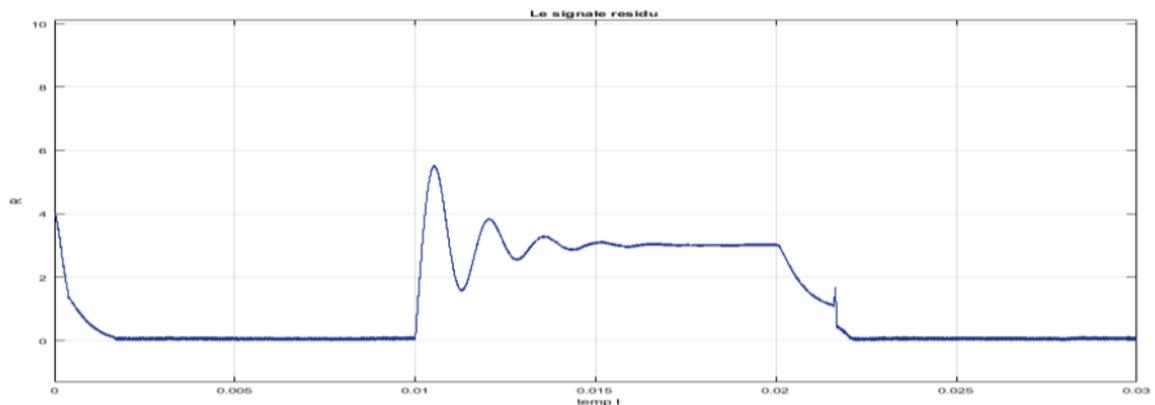


Figure 4. 24: Le signal de résidu

Après avoir détecté un défaut il faut le localiser, la figure suivante montre que le mode 4 est bloqué

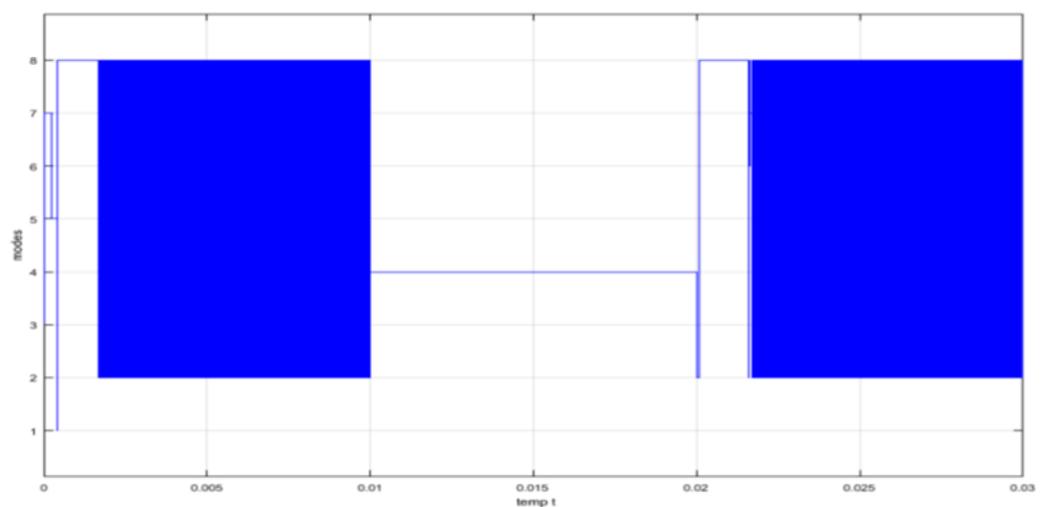


Figure 4. 25: L'évolution des modes

Par l'aide de la surveillance l'état des modes, on a localisé le défaut entre 0.01 s et 0.02 s en mode 4

- La localisation de la faute

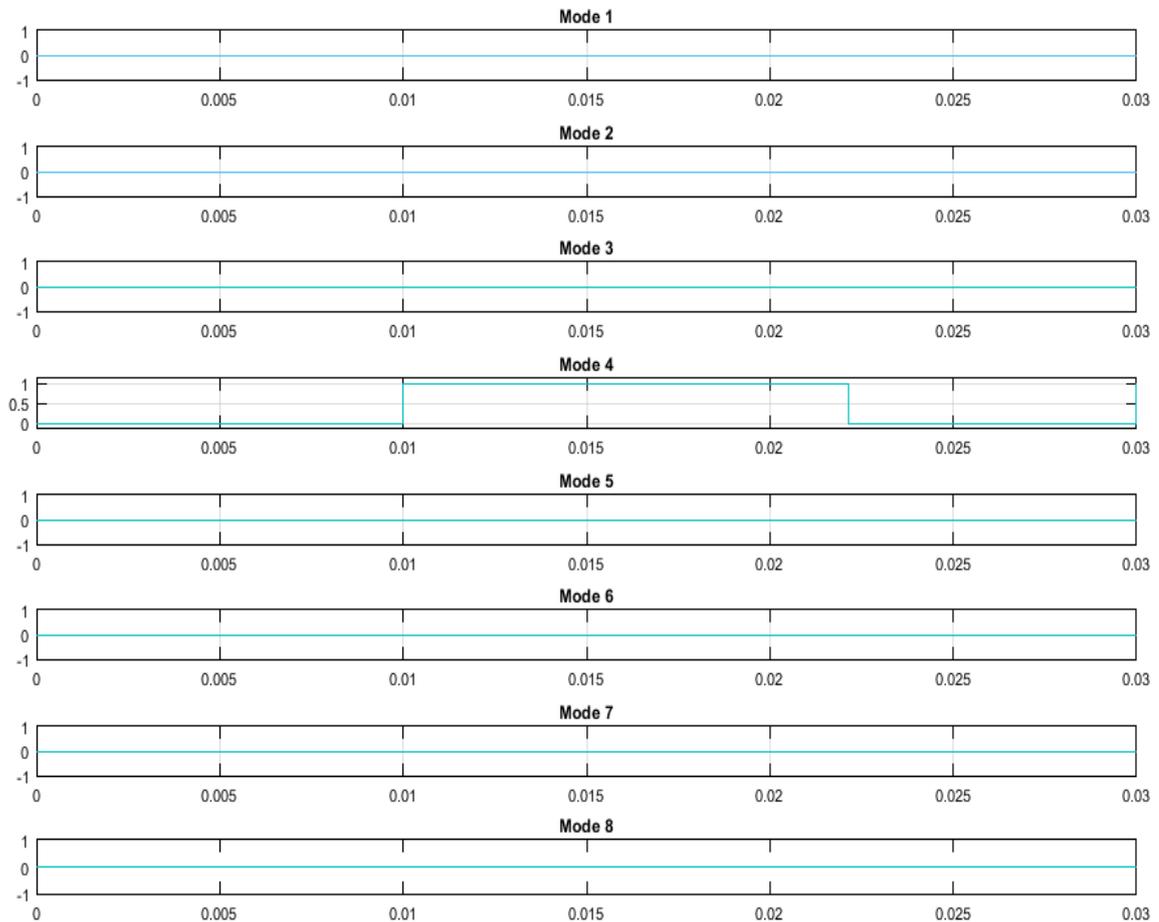


Figure 4. 26: Signal de détection blocage de mode

Pour la localisation du défaut au niveau de modes, on a établi un bloc de contrôle qui permet de savoir si un mode bloque la transition ou non.

***d. Défaut 4 : Transition à un mode non successeur***

Cette fois on va provoquer une erreur de transition pour tester la fiabilité des blocs de détection et la localisation créé.

La transition de mode 2 est autorisée pour mode 1, mode 4 et mode 6. Nous avons ajouté la transition vers mode 8 qui est non successeur, on obtient les résultats suivants :

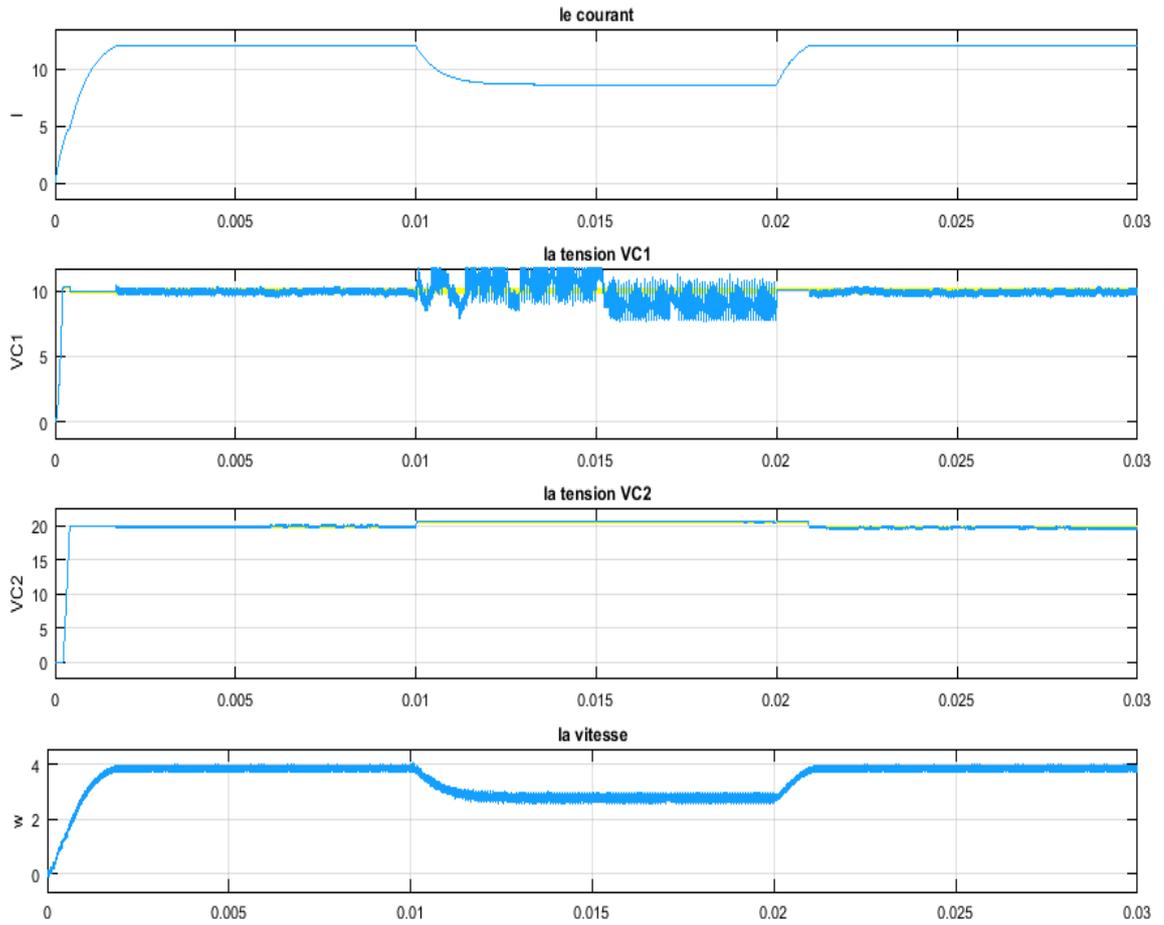


Figure 4. 27: Variation des variables d'états en présence de transition non successeur

- Détection de défaut

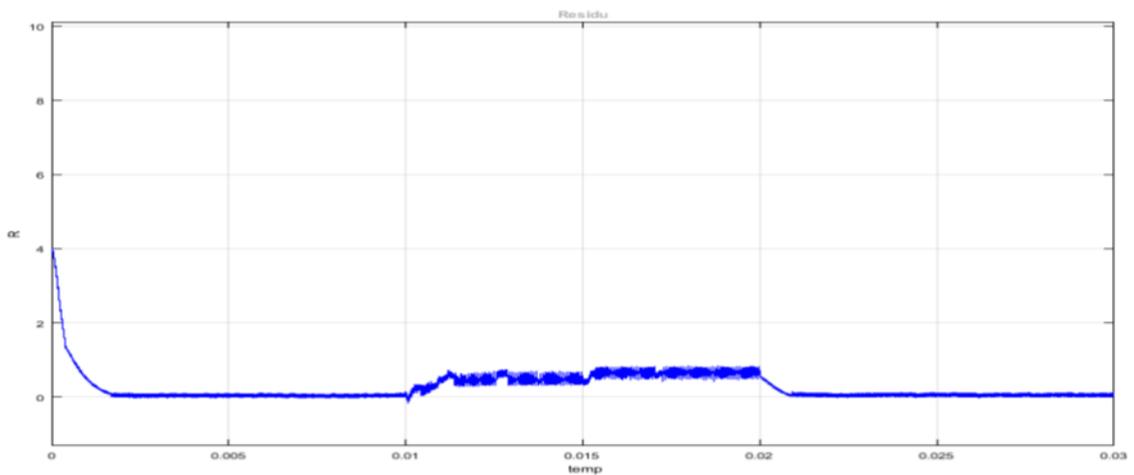


Figure 4. 28: Signal de résidu

- Signal de détection de défaut de transition

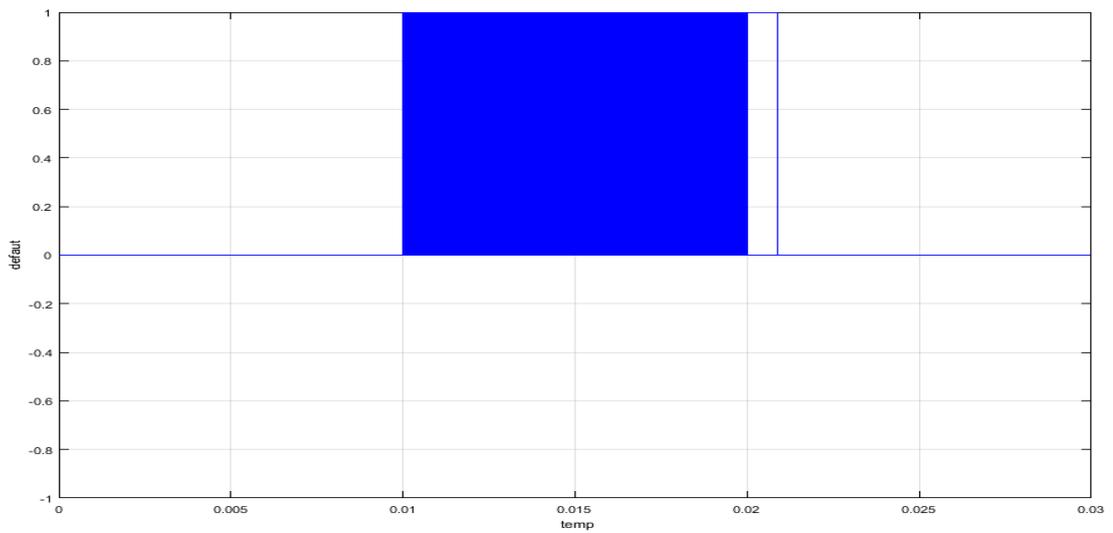


Figure 4. 29: Signal de détection de faute en transition

- Localisation et identification de défaut

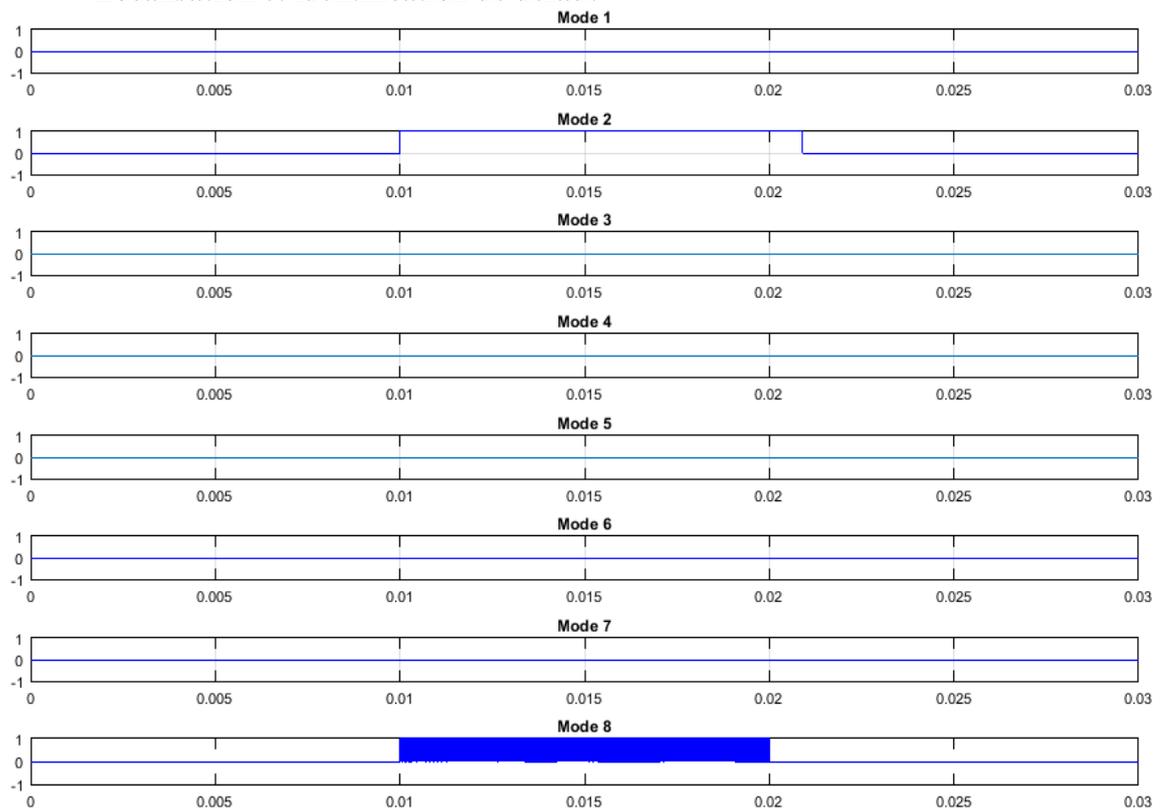


Figure 4. 30: Signal de localisation de défaut

La figure montre qu'il existe un défaut au niveau de mode 2 et mode 8. Cela montre que notre bloc créé est fiable pour toutes fautes de transition.

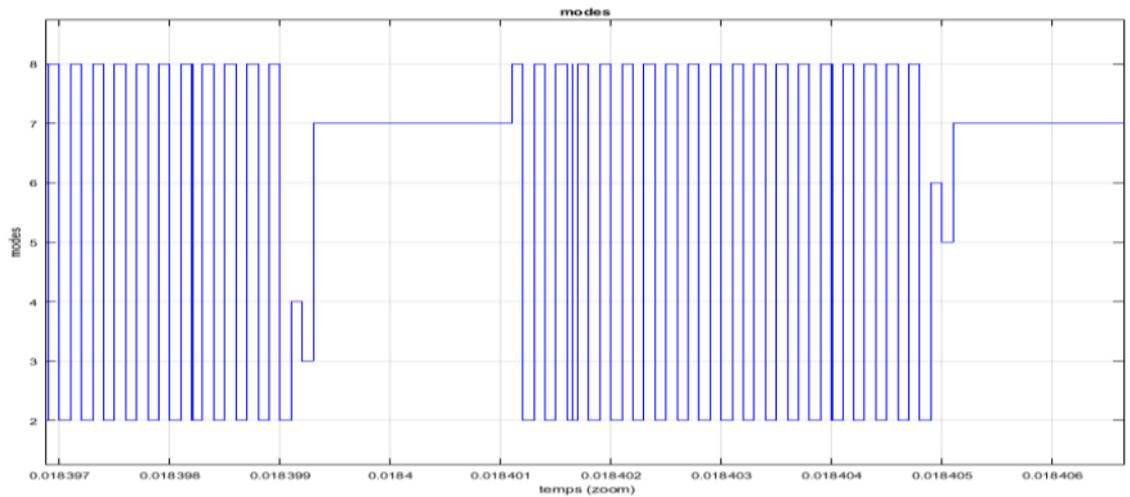


Figure 4. 31: Zoom de signal de transition

Cette figure montre la transition entre le mode 2 et le mode 8 ; c'est-à-dire que lorsque le fonctionnement de mode 2 est permis, le système lance la transition automatiquement au mode 8 qui est non-successeur. Cela peut avoir des conséquences indésirables comme l'endommagement des appareils électriques liés au système.

*e. D'faut 5 : Blocage transition 6 et 8*

Cette fois, on va tester le programme pour un blocage de mode c'est-à-dire qu'en un certain intervalle de temps, la transition est bloquée entre les deux modes 6 et 8.

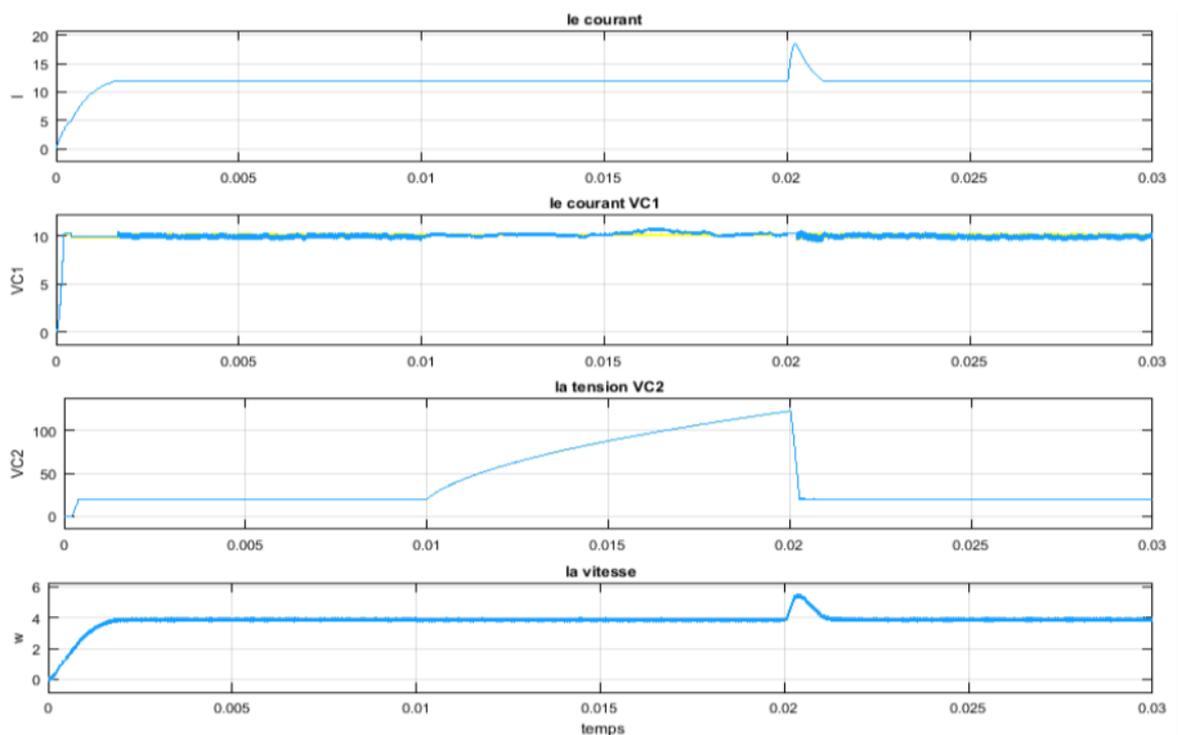


Figure 4. 32: Variables d'état en blocage de transition

- La tension de sortie

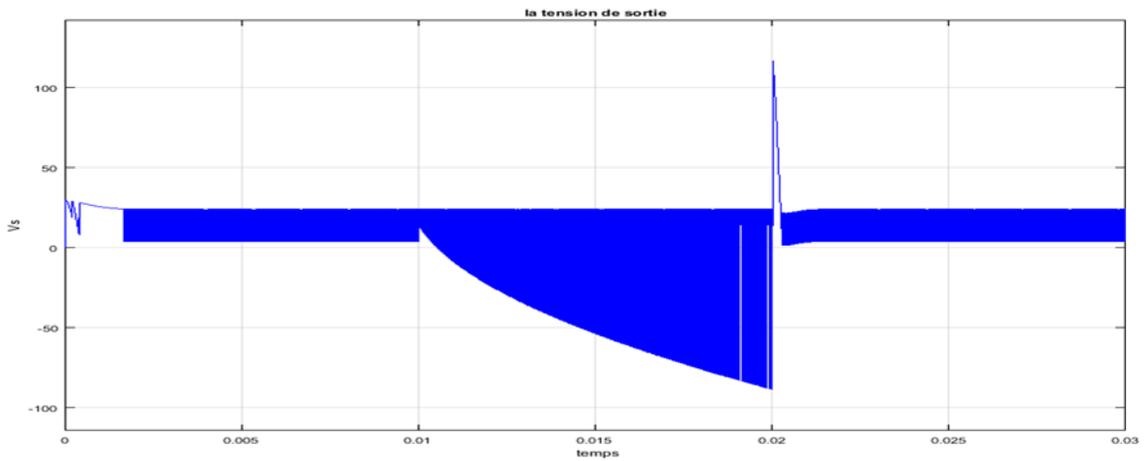


Figure 4. 33: Tension de sortie en blocage de transition

- Détection de défaut

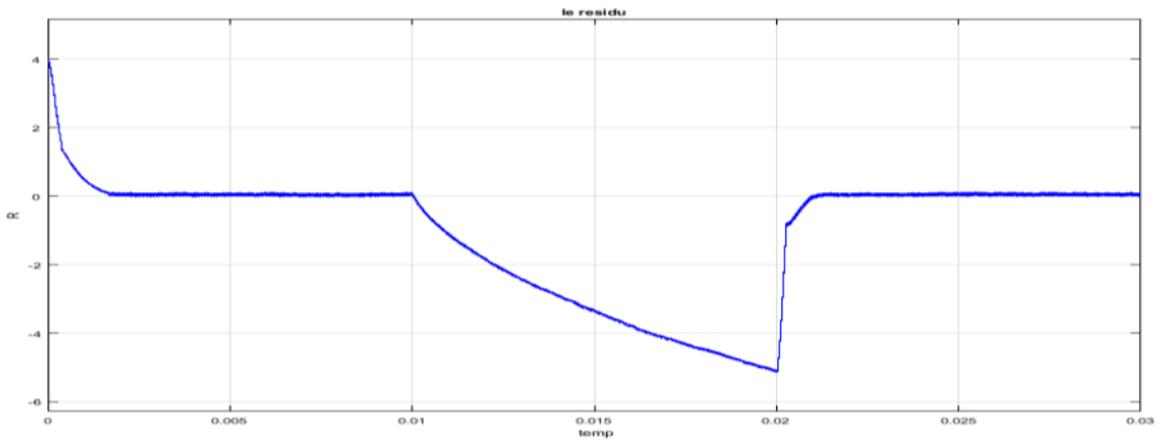


Figure 4. 34: Signal de résidu

Un zoom sur la transition entre modes pendant l'intervalle de temps.

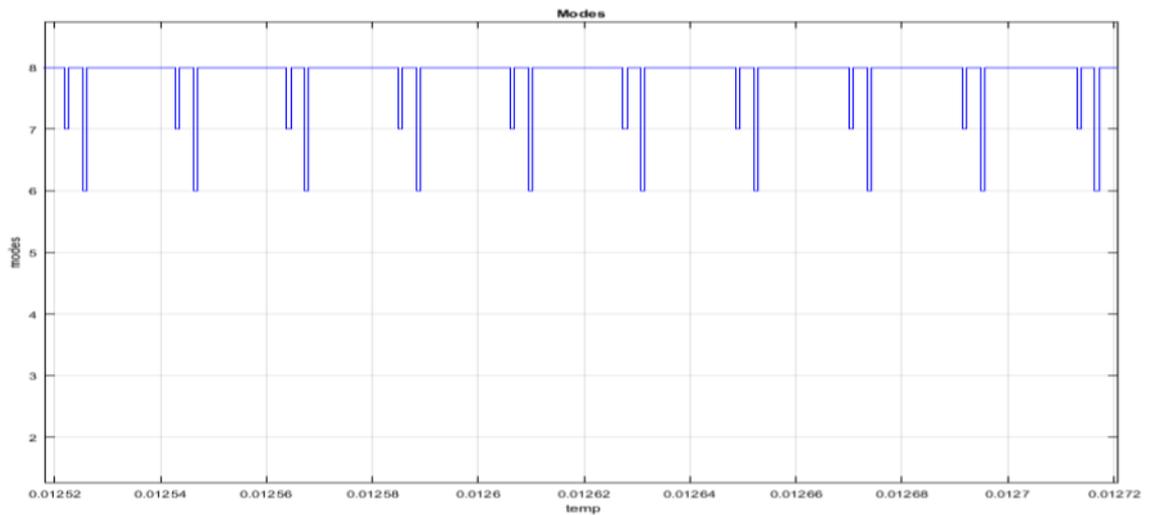


Figure 4. 35: Signal de détection et localisation de transition bloquée.

Les figures précédentes montrent la performance de système proposé et la fiabilité des blocs créée pour détecter, localiser et identifier le type de défaut et nous permettre de bien gérer et d'assurer le bon fonctionnement de système.

#### IV.4.5. Localisation des défauts

Pour la localisation de défaut on construit un tableau 4.7 de signature de défauts par exemple :à

R1 est le résidu obtenu par le défaut imposée par le blocage ouverture ou fermeture de l'interrupteur

R2 est le résidu obtenu par la faute de transition

R3 est le résidu obtenu par le blocage au niveau de mode

**Tableau 4. 7 : Table de signature de défauts**

Résidus <b>R</b>	Défaut 1	Défaut 2	Défaut 3
R1	1	0	0
R2	0	1	0
R3	0	0	1

Le vecteur résidu (1 . 0 . 0) défaut1 : correspond au blocage au niveau des interrupteurs

Le vecteur résidu (0 . 1 . 0) défaut2 : correspond au blocage de transition entre modes

Le vecteur résidu (0 . 0 . 1) défaut3 : correspond au blocage de mode

Ce tableau présente une lecture des défauts, on peut localiser le défaut si est un défaut concernant les interrupteurs ou un défaut de blocage de transition ou bien blocage de mode

#### IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés en premier lieu à diagnostiquer les 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 peut subir le circuit et par la suite la concrétisation des différents résultats pour achever pleinement cette méthode de surveillance. L'utilisation de l'observateur par mode de glissement d'ordre supérieur 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 du défaut blocage.

Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés à l'utilisation de la technique de détection et de localisation des défauts au profit de la commande tolérante aux défauts 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 à 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 par le mode de glissement.

# CONCLUSIONS GÉNÉRALES ET PERSPECTIVES

---

Ce travail présente une contribution à la surveillance et la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides et particulièrement aux convertisseurs multicellulaires. Pour comprendre cette problématique de diagnostic 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'observation. 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 ainsi que les méthodes de modélisation les plus connues dans ce domaine.

Le deuxième chapitre est concerné à la problématique de modélisation et d'observation des convertisseurs multicellulaires, nous avons aussi présenté le moteur à courant continu qui a été porté comme une charge.

Le troisième chapitre présente l'observabilité des systèmes dynamiques hybrides par mode glissant et les différentes approches de modélisation, de surveillance et de diagnostic des systèmes.

Le quatrième chapitre présente les résultats obtenus avec application aux convertisseurs multicellulaires associés à une machine à courant continu. Nous avons présenté les différents résultats obtenus au bon fonctionnement et au fonctionnement défaillant.

Les résultats de simulation sont satisfaisants en les comparant avec ceux qui existent dans la littérature.

On a pu détecter, localiser et identifier le type de défaut agissant sur le système proposé.

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 axes de recherche suivante :

- Il serait intéressant de valider expérimentalement les résultats obtenus dans cette thèse,
- Nous suggérons d'étudier les défauts mécaniques agissant sur la machine à courant continu,
- Il serait également envisageable d'appliquer d'autres types d'observateurs pour le diagnostic des défauts.
  
- Aussi étudier le diagnostic des convertisseurs multicellulaire avec le moteur fonctionnement onduleur

## *Références Bibliographiques*

---

---

- [1] Khaoui,S: “Modélisation et Surveillance des Systèmes Dynamiques Hybrides par Automates Hybrides”. Sétif : UFAS, Université Ferhat Abbas, 2010.
  - [2] Trabelsi,M.A : “ Modélisation et Commande des Systèmes Physiques à Topologie Variable : Application au Convertisseur Multicellulaire ”, thèse de doctorat, L’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2009.
  - [3] Manon,P : “Sur l’optimisation des séquences de fonctionnement des systèmes dynamiques hybrides”. Thèse de doctorat. Lyon : Université Claude Bernard Lyon 1, France, 2001.
  - [4] Van Der Schaft,A.J and Schumacher,H: “An introduction to hybrid dynamical systems”. Springer-Verlag, London. 2000.
  - [5] Kezmane,D et Boukhalfa,D : “Modélisation hybride du convertisseur buck et boost ” , Universite Mouloud MAMMERI, Tizi-Ouzou, 2013
  - [6] Cebon,B: “Commande de systèmes dynamiques hybrides”, thèse de doctorat, Université d’ Angers, decembre 2000.
  - [7] Branicky, M.S: “Studies in hybrid systems: Modeling, Analysis and Control”, PhD thesis, Department of Electrical Engineering and Computer Science – MIT Cambridge, 1995.
  - [8] Vidal,R ; Chiuso,A et Soatto,S: “observability and identifiability of jump linear systems”, Decision and Control, proceeding of 41th IEEE conference on december 2002, Las Vegas NV ,USA.
  - [9] Dufour,F ; Laneuville,D ; Mariton,M et Yang,C : “Les systèmes à sauts : théorie et application. Traitement du Signal ”, 1998.
  - [10] Bemporad,A ; Ferrari-Trecate, G; Morari : “Observability and controllability of affine systems and hybrid systems” . IEEE Transactions on Automatic Control , October 2000, vol 45, n°10,pp,1864-1876
  - [11] Johansson,M: “Piecewise Linear Control Systems”, Lecture Notes in Control and Information Sciences, Springer, 2003, Berlin, Germany.
  - [12] Necoara,I ; De Schutter,B ; Van Den Boom,T et Hellendoorn,J: ”Model predictive control for perturbed continuous piecewise affine systems with bounded disturbances”, 43rd IEEE Conference on Decision and Control, CDC, 14-17 December 2004, Bahamas.
  - [13] Bemporad,A ; Morari,M: “Control of Systems Integrating Logic, Dynamics and Constraints”, Automatica, 1999.
  - [14] Heemels W.P.M.H., De Schutter,B et Bemporad,A:” Equivalence of hybrid dynamical models”, Automatica 37, July 2001.
-

- [15] Papafotiou ,G ; Geyer,T et Morari,M : “Hybrid modelling and optimal control of switch-mode dc-dc converters”, IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2004,USA.
  - [16] Brockett,R.W:” Smooth multimode control systems”. Proceedings Conference on Nonlinear Problems in Control and Fluid Mechanics, 1984, Berkeley, U.S.A.
  - [17] Geerts,A.H.W ; Schumacher J.M : “Impulsive-smooth behavior in multimode systems part I : state-space and polynomial representation”. Automatica, 1996, vol. 32, pp,819-832
  - [18] Liberzon,D :”Switching in Systems and Control”, Systems and Control : Foundation and Applications, Boston, 1 edition, June 24, 2003, 234p. ISBN: 0817642978
  - [19] Liberzon,D et Morse ,A.S :”Basic problems in stability and design of switched systems”, IEEE Control Systems Mag., 1999, pp.59-70.
  - [20] Girard,A : “Analyse Algorithmique des Systèmes Hybrides ”, thèse de doctorat ,Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2004. France
  - [21] Mezyani ,T.EL : “Méthodologie de surveillance des systèmes dynamiques hybrides”. Thèse de doctorat, à l’université des sciences et technologies de Lille, 2005.
  - [22] Ramadge,P. J. and W. M.Wonham: “Supervisory control of a class of discrete event processes”. SIAM J.Control Optim., 25(1):206–230, 1987.
  - [23] David,R et Alla,H : “Du Grafcet aux réseaux de Petri”, Editions Hermès, Paris, 1989.
  - [24] Harel,D; Pnueli, A ; Schmidt, J. P and R. Sherman: ”On the formal semantics of statecharts”. In Proc. First IEEE Symp. Logic in Comp. Sci., pp: 54–64, 1986.
  - [25] Hakiki,R: “Etude et Analyse des Systèmes Dynamiques Hybrides : Approche par les Réseaux de Petri Hybrides et Automates Hybrides Linéaires” , université d’Oran,
  - [26] Kurovszky, M: “Etude des Systèmes Dynamiques Hybrides par représentation d’état discrète et automate hybride”. Thèse de doctorat, l’INPG, France, 2002.
  - [27] Puri,A ; Borkar,V and Varaiya,P:“E-approximation of differential inclusions”.In Proceedings of Hybrid Systems III Workshop : Verification and Control, vol. 1066 of Lecture Notes in Computer Science, 1996, pages 362–376.
  - [28] Bemporad,A. and Morari,M. :”Control of systems integrating logic, dynamics, and constraints”. Automatica, 1999, vol. 35(3): p. 407 – 428.
  - [29] Antsaklis,P and Koutsoukos,X: "On hybrid control of complex systems : a survey", Symposium ADPM’98, Reims, France, 1998.
  - [30] Alur,A; Courcoubetis,C Henzinger,T.A. and Ho,P.H :”Hybrid automata : an algorithmic approach to the specification and verification of hybrid systems", In Hybrid Systems, LNCS, 736 : 209-229, 1993.
  - [31] Kesten,Y and Pnueli,A: "Timed and hybrid statecharts and their textual representation", formal techniques in real-time and fault-tolerant systems, LNCS, 571 : 591-620, 1992.
-

- [32] Bail, J. Le; Alla, H. and David, R: "Hybrid Petri nets", In Proceedings of the European Control Conference, Grenoble, France, pages : 1472-1477, 1991.
- [33] Sait, B : "Modélisation, Simulation et Surveillance des Systèmes Dynamiques Hybrides utilisant les résidus de parité et réseaux de Pétri", UFAS, Université Ferhat Abbas, Sétif, 2007.
- [34] Mosterman, P and Biswas, G: "Modeling and simulation semantics for hybrid dynamic physical systems". In technical report DLR IB 515-98-26, Institute for Robotics and System Dynamics, DLR. 1998.
- [35] Hanafi, S : "Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire", thèse de doctorat, Algérie, 2016
- [36] Sahali, Y : "Etude, modélisation et simulation des onduleurs de tension multiniveaux. Etat de l'art", Mémoire de Magister, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, 2004.
- [37] Yaichi, M : "Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM appliquée aux onduleurs multiniveaux ". Mémoire de magister, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, 2006.
- [38] Chouder, A : "Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série". Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2010.
- [39] Meynard, T. A; Foch, H: "Multilevel choppers for high voltage applications". EPEJ, Vol (2) n°1, pp-45-55, Mars 1992.
- [40] Aimé, M : "Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires ". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [41] Elmetennani, C.I : "Commande et optimisation par l'approche hybride d'une chaîne de production photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire ", ENP ,Alger, 2012.
- [42] Benadel, M : "Modélisation et Simulation des Convertisseurs Statiques (Application à la Structure Multicellulaire Série)". Mémoire de Magister, Université M'hamed Bougara Boumerdes, 2010.
- [43] Meradi, S : "Commande et observation des systèmes dynamiques hybrides : Application à la commande tolérante aux défauts des convertisseurs de puissance ", thèse de doctorat , Algérie, 2013
- [44] Van Gorp, J: "Diagnostic et observation d'une classe de systèmes dynamiques hybrides application au convertisseur multicellulaire série", thèse de doctorat, France, 2013.
- [45] Mokhtari, A : "Diagnostic des systèmes hybrides : développement d'une méthode associant la détection par classification et la simulation dynamique ", thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2007.
- [46] Tachon, O : "Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série ". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.
-

- [47] Vallon, J : “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.
- [48] Wildi, T ; Sybille, G : "Electrotechnique", de boeck, 4ème Edition, 2005.
- [49] Segulier, G ; Notelet, F : "Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation, 2ème Edition, 1994
- [50] Chahmi, A : “Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic”, thèse de doctorat, USTOMB, Algérie, 2017
- [51] Donnell,P :“Report of Large Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-21, Part 1, N°4, PP. 853- 864, 1985
- [52] EP Cornell,EP: “Improved Motors for Utility Applications”, Final report Publication EL-2678, Vol. 1, EPRI, 1763-1, 1982
- [53] Thorsen, O. V. Dalva, M: “ Failure Identification and Analysis for High Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry “, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, N°4, PP. 810-818, August 1999
- [54] Allianz : “Présentation des Avaries. Machines Electriques Tournantes ”, Cahier des préventions, CP2, 1988
- [55] Ibrahim, A : “Contribution au Diagnostic de Machines Electromécaniques : Exploitation des Signaux Electriques et de la Vitesse Instantanée ”, thèse de Doctorat, Université de Saint Etienne, France, 2009
- [56] Isermann,R and Ballé, P:”Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical process”. Control Engineering Practice, 1997, vol. 5(5), p. 709 –719.
- [57] Combacau,M ; Berrut,P ; Charbonnaud, F and Khatab, A : “Réflexions sur la terminologie : Surveillance – supervision ”. In Groupement pour la recherche en Productique, Systèmes de Production Sûrs de Fonctionnement. 2000.
- [58] Cocquempot,V; Casser,Ph. and Staroswiechi,M: "Generation of robust analytical redundancy relations", ECC91, Grenoble (France), 1991.
- [59] Getler,J and Monajemy, R: "Generating Directionnal Residuals with Dynamic Parity Relations", Automatica 31(4), 1995.
- [60] Kramer,M : ”Malfunction diagnosis using quantitative models with non-Boolean reasoning in expert systems”. AIChE Journal, 1987, vol. 33(1), p.130 – 140.
- [61] Shafer,G: “A mathematical theory of evidence”. Princeton University Press, 1976.
- [62] Dubuisson, B : “Diagnostic, intelligence artificielle et reconnaissance des formes”, Traité IC2 : Information - Commande - Communication. Hermes, 2001.
- [63] Rayhane, H : “Surveillance des systèmes de production automatisés : Détection et Diagnostic”. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, INPG, 2004.
-

- [64] Montmain, J : "Piecewise Linear Control Systems, « Interprétation qualitative de simulation pour le diagnostic en ligne de procédé continu » ", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1992.
- [65] Willsky, A.S: "A survey of design methods for failure detection in dynamic systems". Automatica, Vol. 12, pp.601-611, 1976.
- [66] Lesecq, S; Petropol ,S et Barreau A: "Asynchronous motor parametric faults diagnosis using wavelet analysis", Conference IEEE Sdemped 2001, Goriza, Italy
- [67] Touaf,S : "diagnostic logique des systèmes complexes dynamiques dans un contexte multi-agent", thèse de doctorat, université Joseph Fourier – Grenoble 1, France.
- [68] Zemoury, M : "Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la e-maintenance". Thèse de doctorat, université de Franche-Comté, 2003.
- [69] Isermann,R: "On fuzzy logic applications for automatic control, supervision and fault diagnosis". IEEE transactions on systems, man and cybernetics, Vol. 28, No.2, march 1998.
- [70] Zadeh, L: "fuzzy sets", Information and Control, vol.8, p. 338 –353, 1965.
- [71] Farreny, H : "Les systèmes experts : principes et exemples", Cepadues éditions, 1989.
- [72] Boutleux, E : "Diagnostic et suivi d'évolution de l'état d'un système par reconnaissance des formes floues. Application au modèle du réseau téléphonique français". Thèse université Technologie de Compiègne, 1996.
- [73] Mehra,R and Peschon, J: "An innovation approach to fault detection and diagnosis in dynamic system". Automatica 7, 637–640, 1971.
- [74] Vincent,C : "Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes", Habilitation à diriger des Recherches, France, 10 novembre 2004.
- [75] Gertler,J: "Fault Detection and Isolation using Parity Relations". Control Engineering Practice, 1997.
- [76] Chow E,Y and Willsky ,A. S:"Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems". IEEE transaction on Automatic Control, Vol. 29, 1984.
- [77] Blanke, M; Frei, C; Kraus, F; Patton, R. J and Staroswiecki, M: "What is fault-tolerant control ", In In Proceedings of the 4th IFAC symposium on fault detection, supervision and safety for technical process, pages 40–51, 2000.
- [78] Zhang,X; Polycarpou,M. and Parisini,T. A: "robust detection and isolation scheme for abrupt and incipient faults in non-linear systems". IEEE Transactions on Automatic Control, 2002.
- [79] Zhang,Y and Jiang,J: "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems". Annual Reviews in Control, 32(2) :229–252, 2008.
-

- [80] Akhenak, A ; Bako, L ; Duviella, E ; Pekpe, K. M and Lecoeuche, S : "Fault diagnosis for switching system using Observer Kalman filter Identification". In Proceedings of the 17th World Congress IFAC, The International Federation of Automatic Control, Seoul, volume 17, pages 10142–10147, 2008.
- [81] Frank, P : "Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy survey and some new results". *Automatica*, 26(3) :459–474, 1990
- [82] Alwi, H; Edwards, C and Tan, C. P: "Sliding mode estimation schemes for incipient sensor faults". *Automatica*, 45(7) :1679–1685, 2009.
- [83] Sampath, M ; Lafortune, S and Teneketzis, D : "Active diagnosis of discrete-event systems". *IEEE Transactions on Automatic Control*, 43(7) :908–929, 1998.
- [84] Di Benedetto, M.D ; Di Gennaro, S and D'Innocenzo, A : "Verification of Hybrid Automata Diagnosability by Abstraction". *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(9) :2050–2061, 2011.
- [85] Yan, X and Edwards, C: "Robust sliding mode observer-based actuator fault detection and isolation for a class of nonlinear systems". *Int. J. Syst. Sci.*, 39 :349–359, 2008
- [86] Gao, W et Hung, J. C: "Variable structure control of nonlinear systems: A new approach ", *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no 1, p. 45–55, 1993.
- [87] Benmansour, K : "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.
- [88] Vallon, J : "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.
- [89] Combastel, C : "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.
- [90] Jamouli, H : "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.
- [91] Meradi, S; Herizi, K ; Boucherit, M.S; Tadjine, M et Benmansour, K: "Diagnosis of the cells fault in the Multi-cellular Converter with Fault Tolerant Control", ICEEA'10, University of Béjaia, Algeria.
- [92] Utkin, V. I: "Sliding Modes in Control Optimization". Springer Verlag, Berlin, 1992.
-