Nancy-Université
Université Henri Poincaré

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

➢ Contact SCD Nancy 1 : theses.sciences@scd.uhp-nancy.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

Nancy-Université
Université Henri Poincaré

ENIG

Faculté des Sciences et Technologies
Ecole Doctorale IAEM Lorraine
DFD Automatique et Production Automatisée

Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabes
Ecole Doctorale SIS
DFD Génie Electrique

THÈSE

Présentée pour l'obtention du titre de

Docteur de l'École Nationale d'Ingénieurs de Gabès
Spécialité Génie Electrique

Et

Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy I
Spécialité Automatique, Traitement du Signal et Génie Informatique

Par

Karim CHABIR

Diagnostic de Défauts des Systèmes Contrôlés via un Réseau

Soutenue le 09 Juillet 2011, devant le jury composé de :

M. Ridha BEN ABDENNOUR	**Professeur à l'Université de Gabès**	**Président**
M. Belkacem OULD BOUAMAMA	**Professeur à l'Université de Lille**	**Rapporteur**
M. Mohamed CHAABANE	**Professeur à l'Université de Sfax**	**Rapporteur**
M. Christophe AUBRUN	**Professeur à l'UHP, Nancy**	**Examinateur**
M. Dominique SAUTER	**Professeur à l'UHP, Nancy**	**Directeur de Thèse**
M. Mohamed Naceur ABDELKRIM	**Professeur à l'ENIG**	**Directeur de Thèse**

Dédicaces

A ceux qui me sont les plus chers :

Mon père Sadek, ma mère Yamna

Mes frères

Sami et Farhat

Mes sœurs

Amel, Moufida, Rafika et Amira

Ma femme Narjes

Mes filles

Amna et Israa

Remerciements

La réalisation de cette thèse fut une occasion merveilleuse de rencontrer et d'échanger avec de nombreuses personnes (au sein de l'unité de recherche Modélisation, Analyse et commande de systèmes de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabes et au Centre de Recherche en Automatique de Nancy). Je ne saurais pas les citer toutes sans dépasser le nombre de pages raisonnablement admis dans ce genre de travail.

Je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse Monsieur Dominique SAUTER, Professeur à la Faculté des Sciences et Technologies de Nancy, à l'origine de l'idée novatrice de ce travail, pour leur encadrement de haut niveau, pour ses directives scientifiques, pédagogiques et même personnelles pour les quelles je lui suis hautement redevable. Ses compétences ont été un atout indéniable à la réussite de ces travaux. De même, je lui suis extrêmement reconnaissant pour son soutien humain et moral durant ces années de thèse.

Mes remerciements vont également à mon directeur de thèse Monsieur Mohamed Naceur ABDELKRIM, directeur de L'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabes et Professeur à l'ENIG, pour son aide inestimable, sa patience et ses encouragements tout

au long de ce travail. Ses compétences ont été un atout indéniable à la réussite de ces travaux.

J'adresse également mes remerciements au Professeur Monsieur Ridha BEN ABDENNOUR, Professeur à L'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabes, pour m'avoir donné la passion de la recherche lors de son enseignement, pour ses remarques toujours constructives, et bien sûr pour avoir accepté de présider mon jury de thèse.
Mes remerciements vont également aux Professeurs Monsieur Belkacem OULD BOUAMAMA Professeur à l'Université de Lille et Monsieur Mohamed CHAABANE Professeur à l'Université de Sfax pour avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse et pour leurs remarques constructives pour le futur du sujet.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur Christophe AUBRUN, Professeur à l'UHP, Nancy, il trouve ici mes profondes gratitudes d'avoir accepter d'assister à la soutenance de ma thèse en tant que examinateur. J'exprime ma profonde gratitude envers lui pour leur sympathie. Je profite également de l'occasion pour remercier chaleureusement notre secrétaire administrative Sabine et toutes les personnes du CRAN Groupe SURFDIAG, trop nombreuses pour être citées, pour les bons moments passés ensemble dans le travail.

Je tiens à remercier mes collègues de la Faculté des sciences de Gabès, je souhaite aussi tout particulièrement remercier Abdallah, Hedi, Ibrahim et Boumedyen mes amis qui ont tous contribué à ce que ces années de thèse soient le plus agréable possible.

Dernière mise en ordre, mais première en importance, je remercie Dieu de me bénir avec le don de la pensée critique, la capacité à apprendre et le désir de travailler dur.

Liste de Publications

Revue internationale avec comité de lecture

1. Karim Chabir, Dominique Sauter, Mohamed Naceur Abdelkrim and Mohamed Koni Ben Gayed, **Robust Fault Diagnosis of Networked Control Systems via Kalman Filtering**, *International Journal of Automation and Control (IJAAC).* vol. 4, no 3 pp. 343-356, 2010.

Conférences internationales avec comité de lecture

2. K. Chabir, D. Sauter, M. Koni Ben Gayed and M. Naceur Abdelkrim, **Diagnostic des Systèmes Contrôlés par un Réseau**, *8ème conférence internationale des Sciences et Techniques de l'Automatique STA 2007*, Sousse, Tunisie, November 05- 07, 2007.

3. K. Chabir, D. Sauter, M. Koni Ben Gayed and M. Naceur Abdelkrim, **Design of an Adaptive Kalman Filter for Fault Detection of Networked Control Systems**, *16th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED'08)*, June 25-27, 2008, Ajaccio, France.

4. K. Chabir, D. Sauter, M. Koni Ben Gayed and M. Naceur Abdelkrim, **Kalman Estimator of the Delay for Networked Control Systems**, *2nd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies ICEEDT'08*, November 8-10, 2008 Hammamet, Tunisia.

5. K. Chabir, D. Sauter, M. Koni Ben Gayed and M. Naceur Abdelkrim, **Delay Estimation for Networked Control System**, *The 9th international conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and computer engineering STA 2008*, Sousse, Tunisia, December 20- 23, 2008.

6. S. Lesecq, K. Chabir, S. Gentil, and D. Sauter, **Extended Kalman Filter taking account of extra delays and intermittent data in Network Controlled Systems**, *In 7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, Barcelone, 2009.

7. K. Chabir, D. Sauter and J. Y. Keller, **Design of Fault Isolation Filter under Network Induced Delay**, *IEEE Multi-conference on Systems and Control*, July 8-10, 2009, Saint Petersburg, Russia.

8. I. M. Al-Salami, K. Chabir, D. Sauter, and, Aubrun, C.; **Adaptive Thresholding for Fault Detection in Networked Control Systems**, *to 2010 IEEE Multi-conference on Systems and Control*, September 8-10, 2010, Yokohama, Japan.

9. K. Chabir, D. Sauter, I. M. Al-Salami and M. Naceur Abdelkrim, **Two-Stage kalman filter for simultaneous fault and delay estimation in networked control systems**, *18th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED'10)*, June 23-25, 2010, Marrakech, Morocco.

Notations

Les notations sont, dans la mesure du possible, les notations sont standards. Elles sont définies au fur et à mesure de leur utilisation dans le présent mémoire et sont conservées tout au long de celui-ci. Il nous a cependant paru utile de les rassembler ici.

$\mathbb{N}$: Ensemble des nombres naturels.

$\mathbb{R}$: Ensemble des nombres réels.

$\mathbb{Z}$: Ensemble des nombres entiers.

$\mathbb{R}^n$: Ensemble des vecteurs réels de dimension n.

$\mathbb{R}^{n,m}$: Ensemble des matrices réelles de dimension $n \times m$.

M^T : Transposée de la matrice M.

$tr(M)$: Trace de la matrice M.

$M \succ 0$: M Matrice définie positive.

$M \geq 0$: M Matrice semi définie positive.

$0_{a,b}$: Matrice nulle de dimension $a \times b$.

0_a : Matrice nulle de dimension $a \times a$.

$I_{a,b}$: Matrice identité de dimension $a \times b$.

I_a : Matrice identité de dimension $a \times a$.

I : Matrice identité de taille appropriée.

x_k : Vecteur du signal échantillonné x à l'instant k.

$x_{k/h}$: La valeur de $u(k)$, calculé à l'instant h.

$X(k,m|h)$: Vecteur colonne de dimension m composé de $[x(k|h)T , .., x(k + m - 1|h)T]T$

$\hat{x}_{k/h}$: Prédiction de la variable x à l'instant $k + 1$ à partir des valeurs connues jusqu'à l'instant h.

z : Variable de la transformation en Z.

$\hat{\bullet}$: Valeur estimée de la variable ou du paramètre •.

Δu_k : Incrément du signal u, $\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1)$.

Liste des figures

Figure 1.1 : Structure générale d'un système de diagnostic [Isermann, 2005] 7
Figure 1.2 : Le réseau de transfert..... 24
Figure 1.3 : modèle de référence, OSI..... 26
Figure 2.1 : Modèle conceptuel d'un SCR..... 30
Figure 2.2 : Architecture d'un SCR [Richard and Divoux, 2007] 31
Figue 2.3 : Structure directe [Tipsuwan and Chow, 2003] 32
Figue 2.4 : Structure hiérarchique [Tipsuwan and Chow, 2003] 33
Figure 2.5 : Structure typique d'un SCR..... 34
Figure 2.6 : Modèle du réseau Ethernet..... 36
Figure 2.7 : Retard de transmission de bout en bout..... 37
Figure 2.8 : Modèle d'un SCR [Juanole and Blum, 1999] 42
Figure 2.9 : Modèle des Systèmes contrôlés en réseau..... 42
Figure 2.10 : Diagramme des signaux de commande [Sauter et al., 2007]..... 43
Figure 2.11 : Orientations des recherches des SCR..... 51
Figure 2.12: commande robuste conçu pour les SCR..... 53
Figure 2.13 : Compensateur des retards basée sur un prédicteur déterministe..... 53
Figure 2.14: Compensateur du retard à base d'un modulateur flou..... 54
Figure 3.1 : Le bloc FD est un nœud de réseau..... 62
Figure 3.2 : Diagnostic centralisé..... 63

Figure 3.3 : Diagnostic hiérarchique…… 63
Figure 3.4. Diagnostic décentralisé…….. 64
Figure 3.5 : Approche du diagnostic des SCR……. 65
Figure 3.6 : (a) La sortie via et sans réseau, (b) Un zoom sur les sorties……. 73
Figure 3.7 : Retard induit par le réseau. …….. 74
Figure 3.8 : (a) Variation de commande, (b,c et d) résidus générés par les trois filtres... 74
Figure 3.9 : Zoom sur l'intervalle [700, 1100] de FIG-3.8……..……. 75
Figure 3.10 : Schéma de principe du filtre adaptatif……. 76
Figure 3.11 : Résidus générés par les trois filtres pour $k \in [0, 900]$…… 81
Figure 3.12 : (a) Estimation de retard, (b) Variation de commande……. 81
Figure 3.13 : Résidus générés par trois filtres pour $k \in [900, 2000]$……. 82
Figure 3.14 : Estimations par filtre de Kalman augmenté…… 86
Figure 3.15 : Estimations par filtre de Kalman à deux étages…….. 91
Figure 4.1 : Structure d'un observateur à entrée inconnue. ……. 98
Figure 4.2 : Implémentation du Filtre Isolateur de Keller…… 103
Figure 4.3 : Estimation du premier défaut, Filtre Isolateur de Keller…….. 106
Figure 4.4 : Estimation du deuxième défaut, Filtre Isolateur de Keller……... 107
Figure 4.5 : Estimation du premier défaut, Filtre Isolateur de Keller…….. 108
Figure 4.6 : Estimation du deuxième défaut, Filtre Isolateur de Keller……... 108
Figure 4.7 : Retard induit par le réseau et la variation de la commande…….. 109
Figure 4.8 : Estimation du premier défaut, Filtre de Keller augmenté……. 112
Figure 4.9: Estimation du deuxième défaut, Filtre de Keller augmenté……... 113
Figure 4.10: Paramètres induites par les réseau……... 113
Figure 4.11 : Implémentation du Filtre Isolateur des SCR…….. 119
Figure 4.12 : Estimation du premier défaut, Filtre Isolateur des SCR……. 121
Figure 4.13 : Estimation du deuxième défaut, Filtre Isolateur des SCR…..……. 122
Figure 4.14 : Paramètres induites par les réseau…….. 122

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Génération des résidus par l'estimation paramétrique…… 9
Tableau 1.2 : Génération de résidu par l'espace de parité…… 10
Tableau 1.3 : Génération de résidu par l'espace de parité…… 11
Tableau 1.4 : Génération de résidu par les observateurs..…… 12
Tableau 1.5 : Génération de résidu par le filtre de Kalman…….. 13

Table des matières

Dédicaces…… i

Remerciements…… ii

Liste de Publications…….…… iv

Notations…….…….…… vi

Table des figures…… ix

Liste des tableaux…… x

Table des matières…..…… xi

Introduction générale…… 1

Chapitre 1
Diagnostic et aperçu sur les réseaux

1.1 Introduction…… 6

1.2 Diagnostic à base de modèle……..…… 6

1.2.1 Génération de résidu……..…… 8

1.2.2 Optimisation des résidus…….…….…… 13

1.2.3 Détection……..……...…… 19

1.2.4 Localisation……..……...…… 19

1.3 Les réseaux de communications…….…..… 20

1.3.1 Introduction……..… 20

1.3.2 Lexique pour comprendre la "langue"…….…… 21

1.3.3 Caractéristiques des réseaux de transmission……..… 22

1.3.4 Notion de qualité de service QdS……..… 23

1.3.5 Transfert de paquets……..… 24

1.3.6 Le modèle de référence : modèle OSI……..... 25

1.4 Conclusion……..…… 27

Chapitre 2
Modélisation des Systèmes Contrôlés en Réseau

2.1 Introduction…… 29

2.2 Systèmes contrôlés en réseau (SCR) …… 30

2.2.1 Introduction…….. 30

2.2.2 Structure de SCR…….. 32

2.2.3 Les réseau dans les SCR……... 34

2.3 Modélisation de système à retard…….. 38

2.3.1 Introduction……..…… 38

2.3.2 Les systèmes de type retardé…… 38

2.3.3 Les systèmes de type neutre…….. 39

2.3.4 Modèles du retard……. 39

2.4 Modélisation d'un SCR……. 41

2.4.1 Analyse des retards induits par le réseau…….. 42
2.4.2 Représentation d'état d'un SCR……... 44
2.5 Les travaux de recherches liés au contexte des SCR…… 50
2.5.1 Le contrôle du réseau……..……... 51
2.5.2 Le contrôle via le réseau…….……... 51
2.5 Conclusion……. 56

Chapitre 3
Filtre de diagnostic pour le SCR

3.1 Introduction…… 59
3.2 Etat de l'art des SRC…….. 61
3.2.1 Diagnostic du réseau……. 61
3.2.2 Diagnostic via le réseau…… 61
3.2.3 Topologies du bloc FD……. 62
3.2.4 Etat de l'art……..……. 64
3.3 Filtre Robuste de détection…… 67
3.3.1 Modèle final d'un SCR……. 68
3.3.2 Mise en œuvre du filtre robuste de détection…… 69
3.3.3 Exemple d'application…….. 72
3.3.4 Conclusion…… 75
3.4 Filtre adaptatif de détection……... 76
3.4.1 Modèle final d'un SCR……. 76
3.4.2 Mise en œuvre du filtre adaptatif de détection……. 77
3.4.3 Exemple d'application…….. 79
3.4.4 Conclusion…… 82
3.5 Filtre de Kalman augmenté…… 83
3.5.1 Modèle final d'un SCR……. 83
3.5.2 Mise en œuvre du filtre Kalman augmenté……... 84
3.5.3 Exemple d'application…….. 85
3.5.4 Conclusion…… 86

3.6 Filtre de Kalman à deux étages…….. 87
3.6 1 Transformation du filtre…… 87
3.6 2 Mise en œuvre du filtre Kalman à deux étages……. 87
3.6.3 Exemple d'application…….. 90
3.6.4 Conclusion…… 91
3.7 Conclusion…….…… 91

Chapitre 4
Filtre isolateur des défauts

4.1 Introduction…….…. 93
4.2 Isolateurs de défauts des systèmes linéaires…… 95
4.2.1 Introduction……. 95
4.2.2 Observateur à entrées inconnues……..… 95
4.2.3 Filtre à entrée inconnue: Filtre de Keller……..... 98
4.2.4 Exemple illustratif…… 104
4.2.5 Limitation de cette approche…… 106
4.3 Filtrage des systèmes contrôlés en réseau…… 108
4.3.1 Introduction…….. 108
4.3.2 Filtre de Keller augmenté……. 109
4.3.3 Exemple illustratif…… 110
4.3.4 Filtre Isolateurs des SCR…….……. 113
4.3.5 Exemple illustratif…… 119
4.4 Conclusion……... 122

Conclusion générale et perspectives…….……. 124

Références Bibliographiques…….……..…..…… 126

Annexe A : Description de système : Quadrotor…….……...……. 140
Annexe B : Description de système : Groupe WARD-LEONARD……..... 144

Introduction générale

En raison d'exigences très importantes sur les performances des systèmes, l'automatisation des procédés est en perpétuel développement, conduisant à installer de plus en plus de capteurs et actionneurs. Dans de tels systèmes, qui deviennent ainsi plus complexes, les défauts ou les changements anormaux affectant les instruments ou les composants du système, peuvent se produire et entraîner des dommages au système. Garantir ainsi la sécurité et la fiabilité du système devient un problème critique pour la conception de systèmes automatiques. A cette fin, la chose la plus importante est de détecter les défauts dans les systèmes techniques le plus tôt possible. Motivés par ces faits, le diagnostic des défauts s'est très fortement développé depuis le début des années 70. Ainsi, le diagnostic est il très souvent entièrement intégré dans les systèmes de contrôle automatique de nombreux procédés industriels, comme par exemple dans véhicules, les systèmes robotisés, les processus de production chimique ...

Aujourd'hui, les réseaux de communications sont largement utilisés pour relier les points de ressources, qui permettent la transmission de données à distance, de réduire la complexité dans le cadre de câblage et les coûts de support et de fournir l'aisance dans le diagnostic et la maintenance. En raison de ces avantages, les réseaux ont été introduits dans les systèmes automatiques au cours de ces dernières décennies et de nouveaux protocoles de réseau industriel ont été également développés pour assurer le contrôle à distance. Réellement, l'origine de cette technique sous le nom de systèmes de contrôles distribués (distributed control system (DCS)) date du début des années 1970 avec les produits «TDC 2000» et «CENTUM systems» des sociétés Honeywell et Yokogawa. Comme les besoins croissants des applications industrielles ont poussé à la limite du contrôle point à point, il est devenu évident que le système contrôlé en réseau a été la solution pour réaliser des opérations de contrôle à distance.

Les systèmes contrôlés en réseau, (en anglais "Networked Control System ou NCS") sont des systèmes automatiques traditionnels dans lesquels les actionneurs, les capteurs, ainsi que les contrôleurs et les autres composants sont distribués autour d'un réseau de communication, qui peut être partagé ou non avec d'autres applications. Les données de commande et de diagnostic sont échangées entre les composants du système (capteur, contrôleur, actionneur) via ce réseau partagé. Alors que cette nouvelle architecture de système de contrôle est l'objet de recherches afin de tirer parti des avantages de la flexibilité des réseaux, elle introduit cependant des problèmes originaux, en terme de retard variable affectant la transmission, de pertes de données, etc. Dans le but de maintenir de bonnes performances du module de diagnostic face à des éventuelles variations introduites par le réseau, il est nécessaire d'introduire des nouvelles approches garantissant une certaine robustesse à ces variations. Les systèmes géographiquement distribués présentent généralement des modèles complexes. Il s'agit là d'un défi redoutable à la théorie des systèmes dont les outils mathématiques d'analyse et de diagnostic doivent subir une évolution adéquate. Cette évolution doit tenir compte, entre autres, des perturbations induites par le réseau, et de leurs effets sur le système à contrôler.

Un grand nombre de chercheurs se sont intéressés au problème des SCR et ont proposé des solutions qui ne sont pas toujours satisfaisantes. En effet, la plupart des ces travaux sont déjà développés pour les systèmes à retard. Pour le diagnostic des défauts des SCR, on ne

trouve dans la littérature que peu de travaux sur la détection et l'isolation des défauts. Néanmoins, les techniques proposées jusqu'à présent sont en général des extensions des algorithmes classiques de diagnostic. C'est le cas, par exemple des articles suivants , [Ye and Ding, 2004], [Zhang et al., 2004], [Ye et al, 2006], [Fang et al., 2006], [Sauter et al., 2006], [Fang et al., 2007], [Li et al., 2007], [Chabir et al., 2008], [Li et al., 2008], [Li and Ding, 2008], [Gao et al., 2008] et [Wanga et al., 2009].

Dans ce travail, nous avons rapporté les résultats relatifs aux techniques d'estimation optimale à base de filtre de Kalman, de façon à constituer un document aussi complet que possible traitant la génération des résidu et l'isolation des défauts dans SCR. Notre contribution consiste, dans un premier temps, à développer un modèle d'état d'un système contrôlé via un réseau. En deuxième temps, nous proposons un générateur de résidus en se basant sur les hypothèses simulées le retard induit par le réseau. Finalement, nous développons un filtre isolateur des défauts pour identifier directement les défauts affectant les actionneurs dans un SCR.

Ce mémoire de thèse contient quatre chapitres organisés comme suit :

Le chapitre 1 présente un état de l'art sur le diagnostic à base de modèle. Une brève présentation des réseaux de communication est également proposée afin de mieux saisir le contexte de cette thèse.

Le chapitre 2 précise la contexture des systèmes contrôlés en réseau, une démarche thématique est adoptée pour arborer la littérature nécessaire au développement de problématique de la thèse. Ce chapitre présente tout d'abord la structure d'un Système Contrôlé en Réseau, puis les types des réseaux implantés dans ce contexte. En particulier, une analyse dégage les sources du retard induit par ces réseaux. Un bref aperçu sur les modèles du retard, puis des propositions pour représenter un SCR dans l'espace d'état sont donnés dans ce chapitre. Celles-ci constituent la première contribution de ce mémoire.

Le chapitre 3 comprend quatre parties. La première propose un nouveau filtre de génération des résidus pour les SCR. Ce filtre est conçu sous l'hypothèse que les retards sont bornés. La seconde partie présente une nouvelle technique pour estimer le retard dû au réseau.

Un filtre adaptatif intégrant le retard estimé est ensuite présenté. La troisième partie propose une méthode originale permettant d'estimer simultanément les retards induits par le réseau et les défauts. Cette approche repose sur un filtre de Kalman augmenté et garantissant une estimation optimale. Enfin, une décomposition dans l'espace d'observation par la mise en œuvre d'une transformation matricielle donne naissance à deux filtres de Kalman superposés. Ces deux filtres traitent séquentiellement l'estimation des variables.

Le chapitre 4 présente les méthodes d'identification des défauts dans les SCR. Des contributions originales proposées dans la thèse sont détaillées dans ce chapitre. Une transformation orthogonale, et une contrainte algébrique sont introduites, pour donner naissance à un espace directionnel de défauts. Une attention particulière est portée sur le découplage de défauts vis-à-vis aux entrées induites par le réseau

Les résultats obtenus dans ce travail de thèse sont illustrés par des exemples de simulations.

Le travail présenté dans ce mémoire contribue à enrichir les méthodes visant à la synthèse d'un modèle d'état, aux méthodes dédiées aux diagnostics des défauts ainsi à la synthèse d'un filtre isolateur des défauts pour les systèmes contrôlés via un réseau. A la fin de cette thèse un paragraphe sera consacré à la conclusion et aux perspectives des travaux présentés.

Chapitre 1

Diagnostic et aperçu sur les réseaux

Sommaire

1.1 Introduction…… 6
1.2 Diagnostic à base de modèle……..…… 6
1.2.1 Génération de résidu……..…… 8
1.2.2 Optimisation des résidus……..……. 13
1.2.3 Détection……..…… 19
1.2.4 Localisation……..…… 19
1.3 Les réseaux de communications……..…..… 20
1.3.1 Introduction……...… 20
1.3.2 Lexique pour comprendre la "langue"……..…… 21
1.3.3 Caractéristiques des réseaux de transmission……..… 22
1.3.4 Notion de qualité de service QdS……..… 23
1.3.5 Transfert de paquets……..… 24
1.3.6 Le modèle de référence : modèle OSI……..... 25
1.4 Conclusion……..…… 27

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons, sans bien sûr être exhaustif, les contours des méthodes de diagnostic à base de modèles ; une démarche thématique est adoptée pour présenter la littérature. Ensuite, nous donnons une nomenclature brève des principaux concepts relatifs aux réseaux de communication.

1.2. Diagnostic à base de modèle

Le diagnostic est une procédure qui consiste à fournir une information sur l'état de fonctionnement (normal ou défectueux) d'un composant ou un élément dans un système dynamique. Comme le montre la FIG-1.1. Le diagnostic implique un certain nombre d'opérations élémentaires. En exploitant les informations disponibles (les signaux d'entrée u(t), des signaux de sortie y(t) et/ou le modèle mathématique de l'installation), un module génère des signaux particuliers appelés indicateurs des défauts ou des résidus r(t)). Ces

résidus doivent satisfaire à certaines propriétés en terme de détectabilité et isolabilité des défauts.

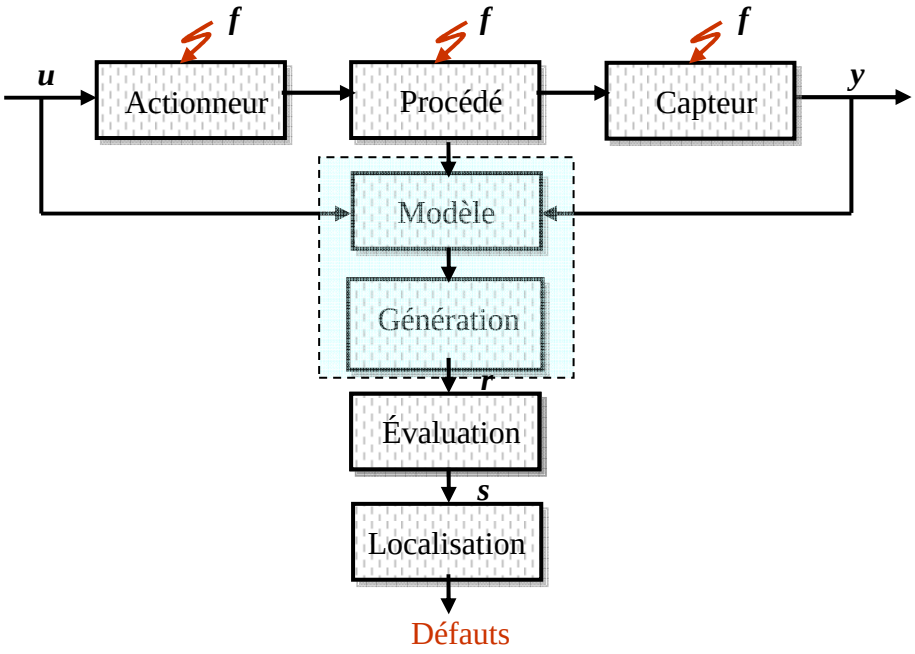


FIG 1.1 : Structure générale d'un système de diagnostic [Isermann, 2005].

Avant d'étudier plus en détail les travaux majeurs effectués dans ce domaine, il est important de citer, selon une démarche chronologique une liste des articles ou des livres qui ont eu pour ambition d'établir un état de l'art à l'époque où ils ont été publiés.. En 1984, Isermann [Isermann, 1984] a mis l'accent sur l'intérêt des méthodes d'estimation paramétrique dans le cadre de diagnostic des défauts. L'article de [Frank, 1987] est parmi les premiers à mettre en relief l'influence des variations paramétriques d'un système incertain sur les performances des algorithmes de détection de défauts. Dans ce papier, Frank a introduit l'approche basée sur l'estimation d'état et les observateurs à entrée inconnue. En 1989, Patton et ses co-auteurs [Patton et al., 1989] ont rédigé un livre réunissant une collection de publications dans cette thématique. Le diagnostic robuste et le problème d'optimisation étant abordé dans très nombreuses publications dans les années quatre-vingt-dix, [Frank, 1990], [Patton et Chen, 1993], [Frank, 1994], [Chen et Patton, 1999], [Frank, 1996] et [Frank et Ding, 1997]. Entre autre cette période a été un point d'inflection dans ce sujet, surtout après l'apparition des deux articles de [Patton, 1997] et [Isermann, 1997]. Toujours dans cette période, des ouvrages en français [Brunet et al,. 1990] et [Ragot et al., 1990] ont été publiésés traitant les méthodes de détection de défauts. Pour conclure cette présentation, il est intéressant de citer les autres ouvrages [Chen et Patton, 1999], [Patton et al., 2000], [Isarmann 2005] et [Ding 2008] qui

sont le reflet de l'ensemble des méthodes de détection développées jusqu'à ce jour, ainsi les articles de synthèse [Venkatasubramanian et al., 2003] [Isermann, 2005] … qui ont été consacrés à cette thématique.
Cette partie étudie les méthodes de diagnostic résumées dans ces articles en insistant plus particulièrement sur l'aspect génération de résidu qui constitue l'apport de ce manuscrit.

1.2.1 Génération de résidu

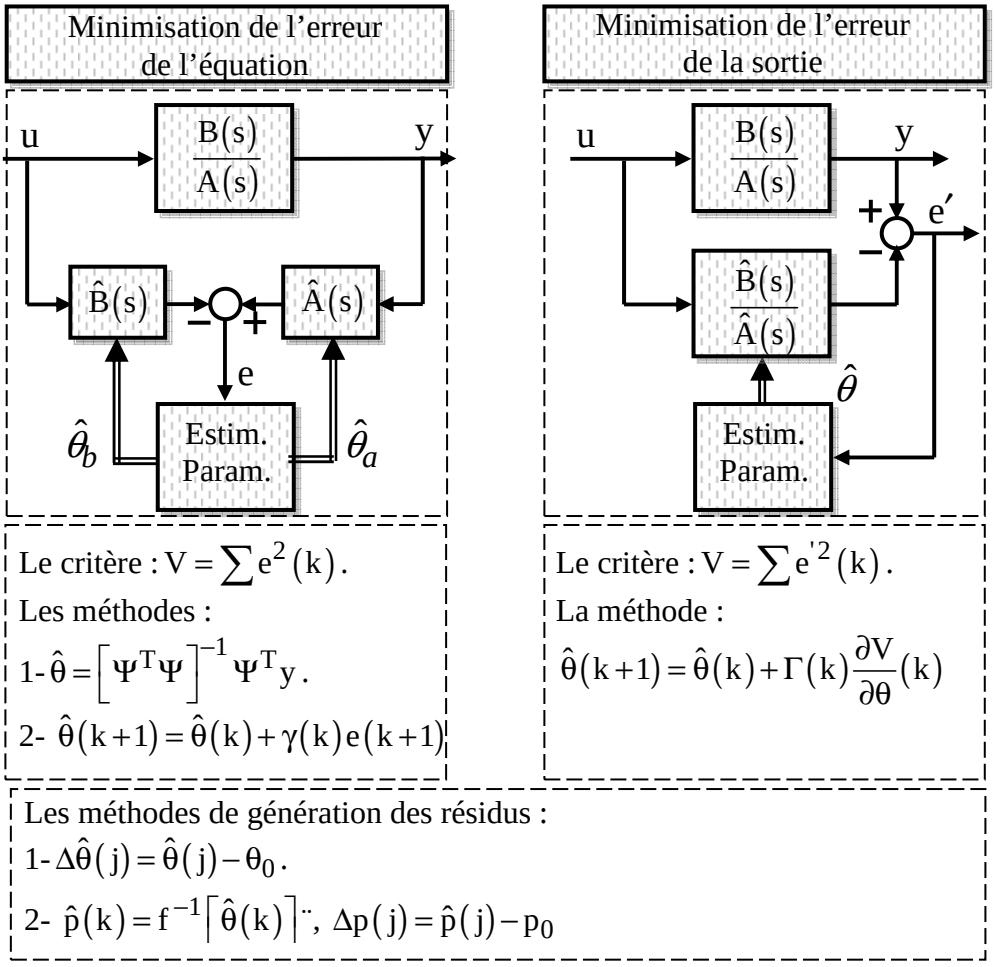
Les méthodes de diagnostic à base de modèle reposent sur la génération de signaux particuliers indicateurs de défaut appelé résidu r(t). En absence de défauts, ces signaux doivent être statistiquement nuls tandis qu'en présence de défaillance, ils doivent s'écarter significativement de la valeur zéro. Un résidu peut s'exprimer comme la différence entre la valeur réelle du signal (mesure) et sa valeur estimée (c'est-à-dire calculée à partir d'un modèle). Des méthodes ont été développées durant ces trente dernières années permettrant la génération de résidus à l'aide de la redondance analytique [Jones, 1973] et [Willsky, 1976].

Dans la suite nous explorons ces différentes approches et renvoyons le lecteur à la bibliographie pour une étude plus détaillée.

1.2.1.1 Génération de résidu par l'estimation paramétrique

Cette technique s'appuie sur l'adjonction d'une connaissance a priori caractérisant le fonctionnement sain. Cette méthodologie est essentiellement basée sur l'hypothèse qu'un défaut se traduit par la variation de l'état paramétrique du processus. Le suivi de l'évolution de ses paramètres caractéristiques est donc un excellent moyen pour réaliser sa surveillance **[**Isermann, 1984**]**. Le résidu est cette fois engendré par la différence entre les estimations en ligne des paramètres du modèle d'un procédé et les paramètres nominaux du procédé définis pour un fonctionnement normal.
Cette méthode est très intéressante car le pouvoir explicatif des estimations est très grand. Dans le cas de l'estimation de paramètres ayant un sens physique, l'évolution des estimations permet d'obtenir directement un diagnostic sur l'origine des défauts. Malheureusement, les conditions d'estimation des paramètres sont très contraignantes, et le retour aux paramètres physiques n'est pas toujours possible [Isermann, 1993].

Le tableau 3.1 présente deux approches par minimisation de l'erreur d'équation et l'erreur de sortie. La première est une approche simple et l'estimation est immédiate. La seconde approche nécessite des méthodes d'optimisation numérique et donc des procédures itératives.

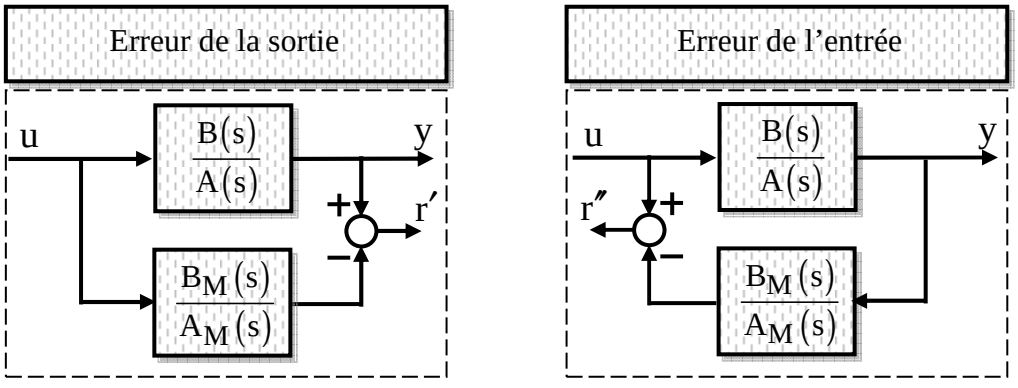


Tab-1.1 : Génération des résidus par l'estimation paramétrique.

1.2.1.2 Génération de résidu par l'espace de parité

L'espace de parité se base sur une équation de parité pour générer des résidus indicateurs de défaut [Patton and Chen, 1991]. Sa mise en oeuvre nécessite l'existence d'un modèle statique [Potter et Suman, 1977] ou dynamique [Chow, 1980] et [Chow and Willsky, 1984] du système reliant l'entrée et la sortie mesurée, Tab-3.2 et Tab-3.3. Cette technique de génération de résidu utilise les informations issues du modèle pour établir des relations de redondance temporelle dans laquelle l'action des entrées inconnus et des états du système ont été annulée

[Gertler, 1997]. Cette technique est adaptée à la détection et l'isolation des défauts additifs. Elle est plus simple à concevoir et à mettre en œuvre que les observateurs.



Les équations de parité :

$$1\text{-}\ r'(s) = y(s) - \frac{B_M(s)}{A_M(s)}u(s),\ r'(t) = \psi_r'^{T}(t)\theta'_{Mr} + \psi_a'^{T}(t)\theta'_{Ma} - \psi_b'^{T}(t)\theta'_{Mb}$$

$$2\text{-}\ r''(s) = u(s) - \left(\frac{B_M(s)}{A_M(s)}\right)y(s),\ r''(t) = \psi_b''^{T}(t)\theta''_{Mr} - \psi_a''^{T}(t)\theta''_{Ma}$$

Avec : $B_M(s) = b_0 + b_1 s + \cdots + b_m s^m$, $A_M(s) = 1 + a_1 s + \cdots + a_n s^n$

$$\psi_b^T(t) = \left[u \quad u^{(1)} \quad \cdots \quad u^{(m)}\right],\ \psi_a^T(t) = \left[y \quad y^{(1)} \quad \cdots \quad y^{(n)}\right]$$

$$\theta_{Mr}^T = [1 \quad a_1 \quad \cdots \quad a_n],\ \theta_{Mb}^T = \frac{1}{b_0}[1 \quad b_1 \quad \cdots \quad b_m]$$

Tab-1.2 : Génération de résidu par l'espace de parité.

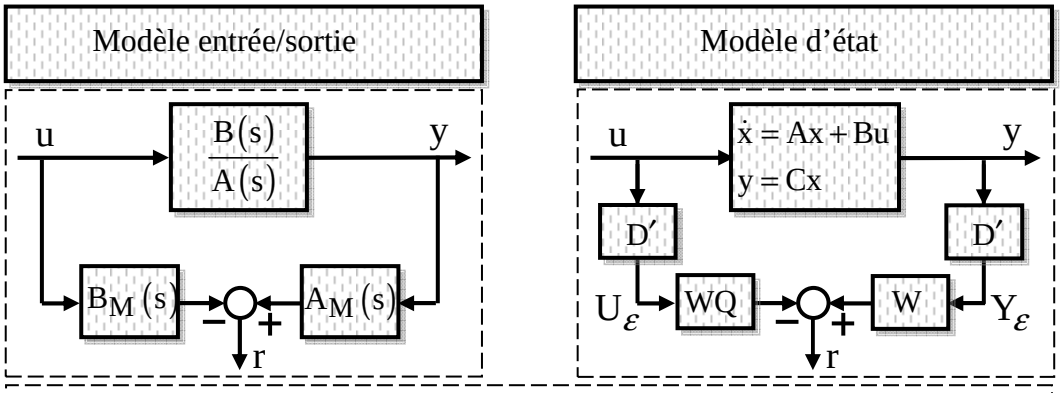
Le lecteur intéressé par le génération de résidu par l'espace de parité pourra consulter la liste non exhaustive des références suivantes [Ding et al, 2000], [Gertler and Singer, 1990], [Lou et al., 1986] , [Zhang and Ding, 2006] et [Ding, 2008].

1.2.1.3 Génération de résidu par l'estimation d'état

- **Observateurs d'état :**

Un observateur est un modèle dynamique construit à partir d'un modèle mathématique représentant le système réel. Il permet d'estimer les variables décrivant l'état d'un système. Dans le domaine de la supervision, l'implémentation des observateurs a connu un essor très important [Frank, 1990], [Chen and Patton, 1999] et [Ding, 2008], les variables non mesurés

deviennent accessibles par un simple observateur. Le tableau Tab-1.4 résume les différentes structures de cette technique.



Les équations de parité :

$1\text{-}\ r(s) = A_M(s)\,y(s) - B_M(s)\,u(s),\ r(t) = \psi_a^T(t)\,\theta_{Ma} - \psi_b^T(t)\,\theta_{Mb}$

$2\text{-}\ Y_\varepsilon(t) = T_\varepsilon x(t) + Q_\varepsilon U_\varepsilon(t),\ WY_\varepsilon(t) = WT_\varepsilon x(t) + WQ_\varepsilon U_F(t) \text{ et } WT_\varepsilon = 0.$

Donc $r(t) = W\left(Y_\varepsilon(t) - Q_\varepsilon U_\varepsilon(t)\right)$, ε est une fenêtre d'observation.

Avec : $B_M(s) = b_0 + b_1 s + \cdots + b_m s^m,\ A_M(s) = 1 + a_1 s + \cdots + a_n s^n$

$$\psi_b^T(t) = \left[\, u \quad u^{(1)} \quad \cdots \quad u^{(m)} \,\right],\ \psi_a^T(t) = \left[\, y \quad y^{(1)} \quad \cdots \quad y^{(n)} \,\right]$$

$$\theta_{Ma}^T = [1 \quad a_1 \quad \cdots \quad a_n],\ \theta_{Mb}^T = [b_0 \quad b_1 \quad \cdots \quad b_m],\ T = \left[\, C \quad CA \quad \cdots \quad CA^\varepsilon \,\right]^T$$

$$D'u = \left[\, u \quad u^{(1)} \quad \cdots \quad u^{(\varepsilon)} \,\right]^T = U_\varepsilon,\ D'y = \left[\, y \quad y^{(1)} \quad \cdots \quad y^{(\varepsilon)} \,\right]^T = Y_\varepsilon$$

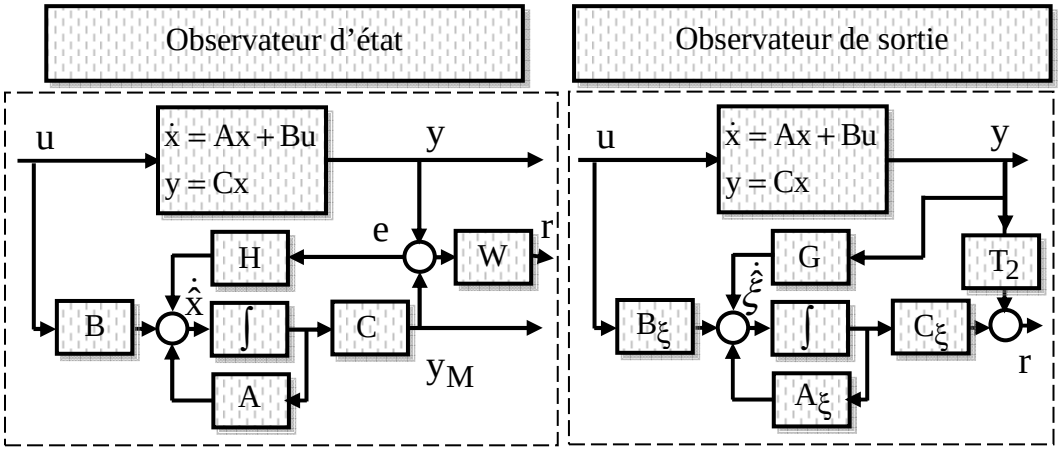
Tab-1.3 : Génération de résidu par l'espace de parité.

Pour la détection, un observateur classique est largement suffisant face à un défaut additif qui affecte un système SISO. Cependant différentes structures ont été nécessaires pour mettre au point la détection de défauts des systèmes MIMO. Pour plus de détails le lecteur pourra se reporter à [Isermann, 2005] et [Isermann, 2006]. Les observateurs de sortie (observateur à entrée inconnue) permettent de générer des résidus découplés par rapport aux entrées inconnues [Chen and Patton, 1999], [Isermann, 2005], [Isermann, 2006] et [Ding, 2008].

- **Filtre de Kalman :**

Le filtre de Kalman est un observateur d'état réalisé dans un environnement stochastique. Il est construit à partir d'un modèle mathématique représentant le système réel. Il permet une

estimation optimale des variables décrivant l'état d'un système, en exploitant les propriétés statistiques du système et du bruit en vue d'obtenir un gain de correction minimisant la variance de l'erreur d'estimation.



Les équations de processus :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fv(t) + Ff_L(t)$$

$$y(t) = Cx(t) + Nn(t) + Mf_M(t)$$

Avec $v(t)$, $n(t)$: deux bruits et $f_L(t)$, $f_M(t)$: deux défauts additifs

Les équations de l'observateur :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + He(t)$$

$$e(t) = y(t) - C\hat{x}(t)$$

Génération des résidus :

$$r(t) = We(t)$$

Les équations de l'observateur :

$$\dot{\hat{\xi}}(t) = A_\xi\hat{\xi}(t) + B_\xi u(t) + H_\xi y(t)$$

$$\eta(t) = C_\xi\hat{\xi}(t)$$

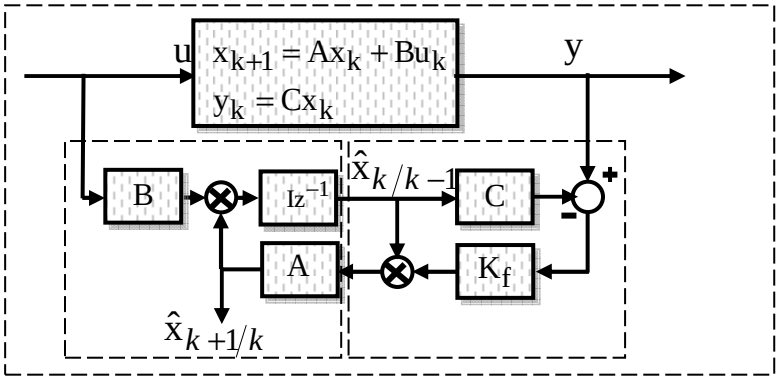
$$\xi(t) = T_1 x(t)$$

Génération des résidus :

$$r(t) = C_\xi\xi(t) - T_2 y(t)$$

Tab-1.4 : Génération de résidu par les observateurs.

Dans le domaine de diagnostic de défauts, l'implémentation du filtre de Kalman a été proposée très tôt par Willsky [Willsky, 1976]. Deux ouvrages rédigés par [Basseville and Benveniste, 1986] et [Basseville and Nikiforov, 1993] traitent également l'utilisation du Filtre de Kalman pour le diagnostic. Parmi les autres travaux qui utilisent le filtre de Kalman pour le diagnostic on peut citer [Alouani et al., 1992], [Friedland, 1969], [Hsieh and Chen, 1999], [Hsieh, 2000], [Keller and Darouach, 1999], [Gao and Lu, 2006], [Mehra and Peschon, 1971], [Willsky, 1976], [Gadzhiev, 1992], [Gadzhiev, 1994].



Les équations de processus :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Gw(t) \text{ et } y(t) = Cx(t) + v(t)$$

Avec $w(t), v(t)$: deux bruits blancs Gaussiens, tel que :

$$E\left(\begin{bmatrix} w(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(t+\tau)^T & v(t+\tau)^T \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} W & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}\delta(\tau)$$

Les équations du filtre :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K_f e(t)$$

$$e(t) = y(t) - C\hat{x}(t)$$

$$K_f = P_f C^T R^{-1}$$

Avec P_f la solution de l'équation de Riccati :

$$P_f A^T + AP_f - P_f C^T R^{-1} C^T P_f + GQG^T$$

Génération des résidus :

$$r(t) = Le(t)$$

Tab-1.5 : Génération de résidu par le filtre de Kalman.

Par la suite, nous présentons un état de l'art des principales techniques d'optimisations des résidus.

1.2.2 Optimisation des résidus

Les différentes approches de génération de résidus présentées, précédemment, se caractérisent par un rejet strict des perturbations $d(t)$ au niveau du résidu $r(t)$ lorsqu'elles sont prises en compte. Il est évident qu'il n'est pas nécessaire d'assurer l'insensibilité absolue du résidu à certaines perturbations si leur effet s'avère négligeable comparé aux erreurs de modélisation. C'est pourquoi, il serait plus judicieux de synthétiser un générateur de résidus

prenant simultanément en considération l'effet des défauts $f(t)$ et des perturbations $d(t)$. Les méthodes développées dans ce paragraphe se fondent sur ce concept en établissant un compromis optimal entre la sensibilité de $r(t)$ à $f(t)$ et l'insensibilité de $r(t)$ à $d(t)$. Plusieurs études ont été menées dans cet objectif parmi lesquelles on distingue celles s'établissant dans le domaine temporel, basé sur l'espace de parité et l'observateur d'état [Wunnenberg, 1990], [Ding and Guo, 1998], [Ding et al, 1998] et celles utilisant le comportement fréquentiel du système, basé sur l'observateur robuste (H_∞, H_- et H_2) et la factorisation première [Frank and ding, 1994], [Patton, 1997] et [Chen and Patton, 1999]. Plus récemment, une autre approche optimale a été développée en considérant le problème de la robustesse non plus en terme de sensibilité du résidu aux défauts et aux perturbations mais en terme de taux de fausse alarme et de non-détection [Ding et al., 2000a], [Ding et al., 2002b]. Comme précédemment, un compromis entre ces deux notions opposées est à établir.

1.2.2.1 Espace de parité

La méthode de génération des résidus développés autour de la définition de l'espace de parité permet de rendre le résidu sensible aux entrées additives. Dans ce cas, la synthèse du générateur de résidus requiert la minimisation d'un critère dont la définition principale de la robustesse aux certaines entrées additives (les erreurs de modélisations, les perturbations…).
Considérons la représentation d'état la plus générale permettant de refléter le comportement dynamique d'un système en présence de perturbations et de défauts.

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + E_f f_k + E_d d_k \quad (1.1)$$

$$y_k = Cx_k + Du_k + F_f f_k + F_d d_k \quad (1.2)$$

Avec $x_k \in \Re^n$ correspond au vecteur d'état, $y_k \in \Re^m$ est la sortie observée et l'entrée de commande est matérialisée par $u_k \in \Re^r$. Les entrées inconnues f_k et d_k sont utilisées afin de représenter tout type de défauts additifs et tout type de perturbation additives. Les matrices $A \in \Re^{n,n}$, $B \in \Re^{n,p}$, $C \in \Re^{m,n}$ sont respectivement les matrices discrètes d'état, de commande et d'observation. Les matrices E_f, F_f correspondent aux matrices de distributions des défauts sur le vecteur d'état et le vecteur de la sortie, de même, E_d, F_d correspondent aux matrices de distribution des bruits sur le vecteur d'état et le vecteur de la sortie.

En se référant au Tab-1.3, une forme discrète de la relation de parité sur une fenêtre d'observation ε choisi suffisamment grande peut être définit comme suit :

$$W\left(Y_{\varepsilon,k}-Q_{\varepsilon}U_{\varepsilon,k}\right)=W\left(\mathrm{T}_{\varepsilon}x_k+\mathrm{H_f}f_{\varepsilon,k}+\mathrm{H_d}d_{\varepsilon,k}\right) \tag{1.3}$$

tel que : $W\mathrm{T_d}=0$, la matrice W étant contrainte par l'annulation du terme $\mathrm{T}_{\varepsilon}x_k$. Un vecteur résidu r_k, nul en l'absence de défauts et de perturbations, peut alors être généré comme suit :

$$r_k=\Omega^T W\left(Y_{\varepsilon,k}-Q_{\varepsilon}U_{\varepsilon,k}\right) \tag{1.4a}$$

$$r(t)=\Omega^T W\left(\mathrm{H_f}f_{\varepsilon,k}+\mathrm{H_d}d_{\varepsilon,k}\right) \tag{1.4b}$$

La matrice $\Omega\in\Re^{(p-n)q}$ est une matrice de synthèse qui a pour rôle de maximiser les effets de f_k sur r_k tout en minimisant ceux des éventuelles entrées inconnues d_k [Lou et al., 1986], [Wunnenberg, 1990] et [Zhang and Ding, 2008]. La synthèse de cette matrice Ω résulte de la minimisation des critères suivants :

$$J_1(\Omega)=\min_{\Omega}\frac{\left\|\Omega^T WH_d\right\|_F}{\left\|\Omega^T WH_f\right\|_F} \tag{1.5}$$

$$J_2(\Omega)=\min_{\Omega:\|\Omega\|=1}\left(\left\|\Omega^T WH_d\right\|_F-\left\|\Omega^T WH_f\right\|_F\right) \tag{1.6}$$

Sachant que $\|.\|_F$ est la norme de Frobenius.

La détermination de la solution optimale Ω^* de ce critère a été proposée par [Wunnenberg, 1990], et largement détaillé dans le papier de Zhang et Ding [Zhang and Ding, 2008].

1.2.2.2 Observateur d'état

L'objectif de ce paragraphe est de présenter une méthode de synthèse des gains matriciels optimaux d'un observateur [Gertler, 1998], [Chen and Patton, 1999], [Frank and Ding, 2000], [Patton et al., 2000] [Zhang et al., 2005] et [Zhang and Ding, 2008] qui ont pour rôles est de maximiser les effets de f_k sur r_k tout en minimisant ceux des éventuelles entrées inconnues d_k. On se référant au Tab-1.4, les équations de l'observateur sont données par :

$$\hat{x}_{k+1}=\mathrm{A}\hat{x}_k+\mathrm{B}u_k+L\left(y_k-\hat{y}_k\right) \tag{1.7}$$

$$r_k=W_{ry}\left(y_k-\hat{y}_k\right) \tag{1.8}$$

$$\hat{y}_k = C\hat{x}_k + Du_k \tag{1.9}$$

et la sortie de générateur des résidus s'écrit :

$$r_z = W_{ry}\left(G_{rd,z}\, d_z + G_{rf,z}\, f_z\right) \tag{1.10}$$

avec $G_{rd,z}$ et $G_{rf,z}$ deux matrices de transferts [Gertler, 1998], [Chen and Patton, 1999], [Frank and Ding, 2000a], [Frank and Ding, 2000b], [Patton et al., 2000], [Zhang et al., 2005], [Zhang and Ding, 2008] et [Zhong et al., 2010].

$$G_{rd,z} = F_d + C\left(zI - A + LC\right)^{-1}\left(E_d - LF_d\right) \tag{1.11}$$

$$G_{rf,z} = F_f + C\left(zI - A + LC\right)^{-1}\left(E_f - LF_f\right) \tag{1.12}$$

La synthèse de deux gains matriciels optimaux L^* et W_{ry}^* résulte de la minimisation des critères suivants :

$$J\left(L, W_{ry}\right) = \min_{L, W_{ry}} \frac{\left\| W_{ry}\, G_{rd,z} \right\|_\infty}{\left\| W_{ry}\, G_{rf,z} \right\|_\infty} \tag{1.13}$$

Une première possibilité de la détermination de deux solutions optimales L^* et W_{ry}^* de ce critère revient à la résolution d'un système d'équations discrètes de Riccati [Zhang et al., 2003] et [Zhang et al., 2005], de même, la deuxième technique revient à reformuler le critère (1.12) comme un problème d'optimisation multi-objectif en appliquant les Inégalités Matricielles Linéaires (Linear Matrix Inequality) [Liu et al., 2005].

1.2.2.3 Observateur robuste

L'observateur robuste aborde le problème de la détection de défauts d'une manière plus large que les autres méthodes présentées, en effet, le formalisme lié à cette technique permet l'intégration des incertitudes de modèle sous forme de perturbations additives lors de la synthèse du générateur de résidus. Dans ce contexte, des travaux ont exploité la norme H_∞ [Patton et al., 1991] [Zhong et al., 2001], des autres ont exploité la norme H_- [Patton, 1997], [Sadrnia et al., 2001], [Zhang et al., 2006] et [Zhong et al., 2003] et des autres sont basé sur des approche mixte (H_2/H_∞, H_-/H_∞, H_-/H_2) [Liu and Zhou, 2007], [Bouattour et al.,

2010] et [Wu et al., 2011]. Afin de rester le plus général possible, les critères présentés dans la suite sont définis on fonction de la norme I ($\|.\|_I$) qui représente toutes les normes.

Les développements de ce paragraphe s'appuyant généralement sur les propriétés des factorisations de matrices de transfert [Viswanadham et al., 1987], [Frank and Ding, 1990], [Frank and Ding, 1993], [Frank and Ding, 1994] et [Frank and Ding, 1997]. La sortie du système (1.1) et (1.2) est à présent modélisé comme suit :

$$y_s = G_{yu,s}u_s + G_{yf,s}d_s + G_{yd,s}f_s \tag{1.14}$$

avec :

$$G_{yu,s}=\left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array}\right],\ G_{yf,s}=\left[\begin{array}{c|c} A & E_f \\ \hline C & F_f \end{array}\right] \text{ et } G_{yd,s}=\left[\begin{array}{c|c} A & E_d \\ \hline C & F_d \end{array}\right] \tag{1.15}$$

Si le générateur de résidus s'appuie sur la synthèse d'un observateur d'état classique (1.7)-(1.9), la forme interne de résidu est donnée :

$$r_s = W_{ry}C\left(sI_n-(A-LC)\right)^{-1}\left((E_f - LF_f)f_s+(E_d - LF_d)d_s\right)+W_{ry}F_f f_s + W_{ry}F_d d_s \tag{1.16}$$

Et il est alors possible de déterminer les matrices de transfert $G_{rd}\left(s,L,W_{ry}\right)$ et $G_{rf}\left(s,L,W_{ry}\right)$ liant le résidu à r_s à d_s et f_s.

$$G_{rd}\left(s,L,W_{ry}\right)=\left[\begin{array}{c|c} A-LC & E_d-LF_d \\ \hline W_{ry}C & W_{ry}F_d \end{array}\right] \tag{1.17}$$

$$G_{rf}\left(s,L,W_{ry}\right)=\left[\begin{array}{c|c} A-LC & E_f-LF_f \\ \hline W_{ry}C & W_{ry}F_f \end{array}\right] \tag{1.18}$$

La détection de défauts est d'autant plus sûre quand la norme de $G_{rf}\left(s,L,W_{ry}\right)$ est grande comparée à celle de $G_{rd}\left(s,L,W_{ry}\right)$. Il est évident ainsi que les synthèses de W_{ry} et L doivent donc maximisée la sensibilité de r_k à f_k et minimisée la sensibilité de r_k à d_k. Ces deux objectifs traduisent par les deux critères suivants :

$$J_1\left(L,W_{ry}\right)=\max_{L,W_{ry}:\|W_{ry}\|_2<\infty}\left\|\left[\begin{array}{c|c} A-LC & E_f-LF_f \\ \hline W_{ry}C & W_{ry}F_f \end{array}\right]W_{1,s}\right\|_I \tag{1.19}$$

$$J_2\left(L,W_{ry}\right)=\max_{L,W_{ry}:\|W_{ry}\|_2\neq 0}\left\|\left[\begin{array}{c|c} A-LC & E_d-LF_d \\ \hline W_{ry}C & W_{ry}F_d \end{array}\right]W_{2,s}\right\|_I \tag{1.20}$$

avec : $W_{1,s}$ et $W_{2,s}$ deux matrices de transfert sont supposées intégrés au sein des matrices de transfert respectives $G_{yf,s}$ et $G_{yd,s}$, dont l'objectif essentiel est d'intégré le gabarit spectral respectivement de f_s et de d_s dans les critères (1.19) et (120)d'optimisation.

La résolution indépendante de chacun de ces deux critères se révèle sans intérêt puisqu'elle engendre des résultats différents pour W_{ry} et L qui sont alors inexploitables. Pour surmonter cette problématique des critères combinés sont inventés par [Ding et al., 2000c], [Wang et al., 2004] et [Izadi et al., 2006].

1.2.2.4 Factorisation première

Cette technique s'appuie essentiellement sur la décomposition de la matrice de transfert du système $G_{yu,s}$ en deux matrices de transfert qui sont propres et stables par définition [Chen, 1999] et [Varga, 1998]. Par exemple, nous définissons la factorisation première à gauche de la matrice de transfert du système $G_{yu,s}$ de la forme suivante :

$$G_{yu,s} = M_{yy,s}^{-1} N_{yu,s} \tag{1.21}$$

L'équation (1.8) peut être récrite sous la forme suivante :

$$r_k = W_{ry}\left(N_{yf,s} f_s + N_{yd,s} d_s\right) \tag{1.22}$$

Avec $M_{yy,s}^{-1} N_{yf,s}$ et $M_{yy,s}^{-1} N_{yd,s}$ sont respectivement des factorisations première à gauche de $G_{yf,s}$ et $G_{yd,s}$ définies par les matrices de transfert suivantes :

$$N_{yf,s} = \left[\begin{array}{c|c} A - LC & E_f - LF_f \\ \hline C & F_f \end{array}\right] \tag{1.23}$$

$$N_{yd,s} = \left[\begin{array}{c|c} A - LC & E_d - LF_d \\ \hline C & F_d \end{array}\right] \tag{1.24}$$

L'optimisation de résidus émerge depuis un critère semblable à celui définie dans (1.19) et (1.20), et dont l'objectif est de calculer comme précédemment le gain L et la matrice W_{ry} [Frank and Ding, 1994], [Frank and Ding, 1997] et [Ding et al., 2000c]. Cette technique conduit à une définition optimale de W_{ry} mais le résultat de calcul de L n'est pas précis [Patton and Hou, 1997].

1.2.3 Détection

La phase de détection doit permettre de décider si le système se trouve ou non dans un état de fonctionnement normal. On pourrait penser qu'il suffit de tester la non nullité des résidus pour décider de l'apparition d'un défaut. Une panne sera détectable si au moins un résidu permet de la détecter [Basseville, 1999]. En pratique, le problème n'est pas si simple, car les grandeurs mesurées sont toujours entachées de bruits. D'autre part, le système surveillé est toujours soumis à des perturbations non nécessairement mesurables et le modèle utilisé n'est qu'une représentation approximative du système réel. Ce pour cela les résidus peuvent être non nuls même en l'absence d'un défaut. Donc, il est nécessaire de définir des seuils de détection [Rosario, 2005] et [Al-Salami et al., 2010].

Toutefois, le problème se pose sur le choix de la valeur seuil. En effet, un seuil trop faible risque d'entraîner de fausses alertes alors qu'un seuil trop important risque d'entraîner un retard de détection, voire de laisser le défaut complètement inaperçu. 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 [Cocquempot, 2004]. Pour une étude détaillée, on pourra consulter [Besseville, 1988], [Zwingelstein, 1996] et [Ding , 2008].

Après cette phase, il faut décider quel est le ou les éléments défaillants ; ce problème sera abordé dans la section suivante, dans l'étape de localisation.

1.2.4 Localisation

L'étape de localisation doit permettre, à partir des résidus détectés non nuls statistiquement, de localiser les défauts, c'est-à-dire de déterminer le ou les éléments défaillants. La signature d'un défaut représente l'effet de celui-ci sur un ou plusieurs résidus. Plusieurs défauts peuvent affecter le système :

- Défauts actionneurs : affectant les entrées du système.
- Défauts capteurs : affectant la sortie du système.
- Défauts système : affectant le système lui-même.

Si l'on dispose de la signature de chacun des défauts à détecter, il est possible de remonter des effets (résidus non nuls) aux causes (les éléments défaillants). Deux méthodes peuvent être utilisées [BAIKECHE, 2007] le résidus directionnels et résidus structurés.

1.2.4.1 Résidus directionnels [Gertler, 1993], [Gertler and Monajemy, 1995], [Beard, 1971], [Gertler, 1991], [White and Speyer 1987] et [Park and Rizzoni 1994] :

Une approche pour remplir la tâche de localisation, dont l'objectif est de concevoir des résidus directionnels. L'ensemble de résidus est conçu de telle sorte que le vecteur des résidus reste confiné dans une direction particulière de l'espace des résidus, en réponse à un défaut particulier. Cette technique a été introduite dans les années 1970 [Frank, 1996].

1.2.4.2 Résidus structurés [Chow and Willsky 1984], [Gertler 1993] et [Chen, 1995] :

La structuration des résidus est une autre possibilité pour réaliser la tâche de localisation, dont l'objectif est de concevoir un ensemble de résidus sensibles au défaut considéré et d'autres insensibles. L'ensemble des résidus qui ont cette propriété, sensibles et insensibles, est connu comme l'ensemble structuré des résidus.

1.3 Les réseaux de communications

Dans ce chapitre traitant de l'état de l'art, nous introduisons également les notions essentielles relatives aux réseaux de communication.

1.3.1 Introduction

Un réseau a pour fonction de transporter des données d'une machine terminale vers une autre machine terminale Pour ce faire, une série d'équipements et de processus sont nécessaires, allant de l'environnement matériel utilisant de canal de communication (câbles terrestres ou des ondes radio) jusqu'à l'environnement logiciel, constitué de protocoles, c'est-à-dire de règles permettant de décider de la façon de traiter les données transportées. Cette première partie pose les fondements des réseaux et présente les matériels et les architectures protocolaires nécessaires à leur construction. Pour plus de détails le lecteur peut se référer à

[Pujolle, 2004]. Nous commençons par le lexique des réseaus, ensuite nous définirons succinctement les caractéristiques essentielles des réseaux de transmission. Enfin nous examinerons le transfert des données, c'est-à-dire le moyen de transporter un paquet d'informations de nœud en nœud jusqu'à ce qu'il atteigne le récepteur.

1.3.2. Lexique pour comprendre la "langue"

Avant de présenter les problématiques de SCR, il nous semblé utile de rappeler le lexique des réseaux, car certains des termes courants seront utilisés dans la suite du rapport.
Ainsi nous définissons les termes suivants :

- Médium : Support physique de la communication (paire torsadée, câble coaxial, fibre optique).

- Réseau local : Réseau limité à une zone ne dépassant pas quelques kilomètres ; en général, il s'agit de réseaux restreints à un bâtiment ou une entreprise. Par opposition, on parle de WAN (Wide Area Network) pour les réseaux comme le Réseau Téléphonique Commuté ou le réseau Internet.

- Réseau d'entreprise : Réseau local utilisé dans les applications de bureautique et de gestion.

- LAN (Local Area Network) : Regroupe les réseaux adaptés à la taille d'un site d'entreprise et dont les deux points les plus éloignés ne dépassent pas quelques kilomètres de distance. On les appelle parfois réseaux locaux d'entreprise.

- RLI : Abréviation pour Réseau Local Industriel. Réseau local utilisé dans un environnement industriel (production…). Il permet la communication entre les équipements d'automatisme.
- Bande passante : Mesure la largeur de la plage de fréquences dans laquelle les signaux sont transmis avec une atténuation inférieure à trois décibels. Par abus de langage, désigne le débit maximum utile du médium.

- Protocole : Désigne les règles de dialogue entre mêmes couches des entités communicantes.

- TCP/IP (Transport Control Protocol/Internet work Protocol) : Protocoles de communication utilisés notamment pour la transmission des informations sur le web.

- Nœud : est un sous-ensemble relié à un réseau de communication et capable de communiquer sur le réseau selon un protocole de communication.

- Message : Information échangée sur un réseau au travers de services définis dans un protocole de messagerie : lecture, écriture, téléchargement de zones mémoires, fichiers, etc.

- Trame : Suite de bits ou caractères émis de façon ininterrompue par un équipement sur le réseau et dont l'ensemble constitue une information cohérente interprétable par les destinataires (messages, questions ou réponses, diffusion d'une valeur…). La longueur des trames est toujours limitée.

- Identifiant : L'identifiant d'un message comporte les informations permettant au nœud de s'identifier auprès d'un système.

- Routage : chaque identifiant qui possède un certain nombre des bits indique non pas la destination du message mais la provenance des données de celui-ci. Ainsi tous les nœuds reçoivent le message, et chacun est capable de savoir si ce message lui est destiné ou pas.

- Adressage : il faut ajouter des adresses complètes dans les différents paquets, pour ce qui concerne le routage, ou dans le paquet de signalisation qui ouvre la route, pour la communication.

1.3.3 Caractéristiques des réseaux de transmission

1.3.3.1 Retard de transmission "delay":

Appelé aussi temps de transfert, temps de transit ou temps de latence, mesure le temps entre l'émission d'un bit, à l'entrée du réseau et sa réception en sortie du réseau. Ce temps prend en compte le temps de propagation sur le ou les supports et le temps de traitement par les éléments actifs du réseau (noeuds). Le temps de transfert est un paramètre important à prendre

en compte lorsque la source et la destination ont des échanges interactifs. Le canal de communication est un élément physique modélisé généralement par un retard constant, et suite à une utilisation multiple de réseau, le protocole mise en place pour la gestion du trafic ajoute une partie aléatoire du temps à ce retard appelé gigue "jitter". La valeur de ce dernier varie en fonction de la charge du réseau.

1.3.3.2 Débit binaire :

Les systèmes de traitement de l'information emploient une logique binaire. L'opération qui consiste à transformer les données en éléments binaires s'appelle le codage ou numérisation selon le type d'information à transformer. Le débit binaire mesure le nombre d'éléments binaires transitant sur le canal de transmission pendant l'unité de temps.

1.3.3.3 Taux d'erreur :

Les phénomènes parasites (bruit) perturbent le canal de transmission et peuvent affecter les informations en modifiant un ou plusieurs bits du message transmis, introduisant ainsi des erreurs dans le message. On appelle taux d'erreur binaire (Te ou BER, Bit Error Rate) le rapport du nombre de bits reçus en erreur au nombre de bits total transmis.

1.3.4 Notion de qualité de service (QdS)

Les réseaux transportent des flux numériques et non des informations. Cependant, selon le type de données les contraintes en termes de débit (volume), de temporalité (retard de transfert et variation de celui-ci) et fiabilité (taux d'erreur) diffèrent. Un système de transmission doit être capable de garantir le respect de ses contraintes spécifiques. Le réseau de communication implanté dans le contexte contrôle commande est conditionné par la qualité de service (QdS) exigée par l'application. L'objectif global de l'étude de ce système est de permettre au système de suivre la consigne désirée et de générer des résidus robustes même en présence des effets introduits par le réseau, à savoir les retards, les pertes d'informations l'ordonnancement de tâches et les protocoles utilisés pour accéder au médium. Cet objectif se décline sous forme de fonctionnalités qui peuvent leur être associées, afin d'évaluer la qualité de service liée au contrôle des SCRs.

- le retard de transmission : Le retard de transmission est le facteur le plus important pour les applications temps réel, c'est le temps entre le moment de la production de l'information jusqu'a l'arrivée de cette information chez son destinataire [Lian et al., 2001] et [Ghostine et al., 2008].
- La perte de l'information transmise sur le medium de commination. Le taux de pertes représente le pourcentage des messages qui ne peuvent pas atteindre leur destination dans un intervalle de temps spécifique [Lian et al., 2001] et [Ghostine et al., 2008].

1.3.5 Transfert de paquets

Toutes les informations à transporter sont décomposées en paquets pour être acheminées d'une extrémité à une autre du réseau. Le réseau de transfert est composé de nœuds, appelés nœuds de transfert, reliés entre eux par les lignes de communication. Le travail d'un nœud de transfert consiste à recevoir des paquets et à déterminer vers quel nœud suivant ces derniers doivent être acheminés (FIG-1.2). Suivant le cas, ces paquets peuvent être regroupés pour reconstituer l'information transmise. L'action consistant à remplir un paquet avec les octets s'appelle la mise en paquet ou encore la paquétisation, et l'action inverse consistant à retrouver un flot à partir d'un paquet, la dépaquétisation.

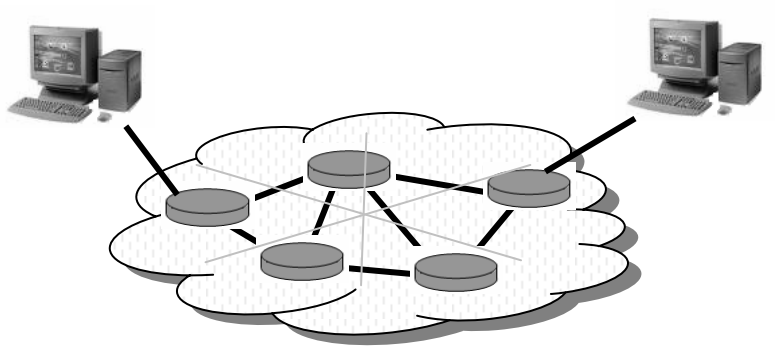


FIG-1.2 : Le réseau de transfert

Un modèle de référence en sept niveaux a été mis au point pour charger l'ensemble des fonctions nécessaires au transport et à la gestion des paquets, (FIG-1.3). Chaque couche ou niveau offre un service au niveau supérieur et utilise les services du niveau inférieur. Pour offrir ces services, les couches disposent de protocoles, qui appliquent les algorithmes nécessaires à la bonne marche des opérations.

1.3.6 Le modèle de référence : modèle OSI

L'architecture illustré à la (FIG 1.3) sert de référence à toutes les architecture réseau, d'où son nom de modèle de référence. La structure en couche de l'architecture protocolaire des réseaux simplifie considérablement leur compréhension globale et facilite leur mise en œuvre. Chacune des ces sept couches est spécialisée dans une tache bien précise et codifiée selon un certain protocole. Les données de l'ordinateur émetteur traversent chacune des ces sept couches de haut en bas avant d'être transmises (sous forme de trames) ou support de communication, puis, arrivées à destination, les trames traversant chacune des ces sept couches de bas en haut avant d'être communiquées à l'ordinateur récepteur.
Les couches homologues sont les deux couches d'un même niveau (coté émetteur et récepteur), ces couches ont la même fonction, de façon que chacune des couches sache exactement comment travaille son homologue. Seule la couche la plus basse peut communiquer directement avec son homologue.
Les données sont découpées en paquets. Les paquets passent de couches en couches. A chaque couche des informations d'adressage sont ajoutées aux paquets. Les paquets sont transformés en trames, et ce sont les trames qui circulent sur le réseau.

1.3.6.1 La première couche, niveau physique

Le niveau physique correspond aux règles et la procédure à mettre en œuvre pour acheminer les éléments binaires sur le médium physique, on trouve dans ce niveau les équipements réseau qui traitent l'élément binaire, comme les modems, les concentrateur, ponts, hubs, etc…

1.3.6.2 La 2ème couche, niveau trame ou couche liaison

Cette couche gère le transfert des trames et contrôle les erreurs dans la transmission. Une trame est constituée de plusieurs éléments, l'en-tête pour le contrôle/routage, le corps des données et la queue pour la vérification des erreurs de la transmission.

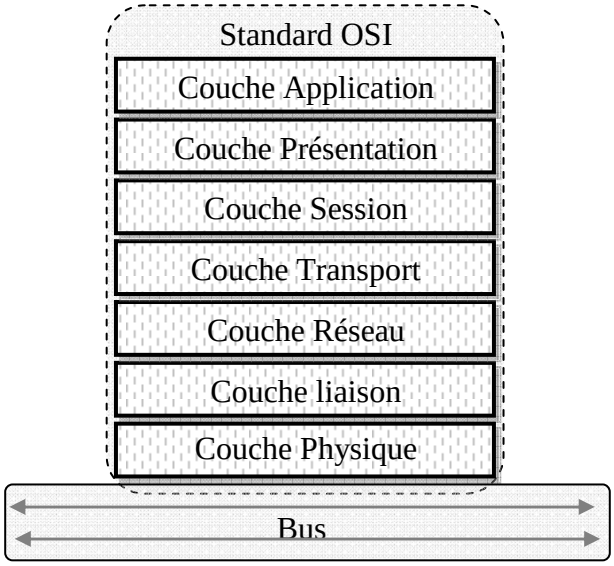


FIG 1.3 : modèle de référence, OSI

1.3.6.3 La troisième couche, niveau paquet ou couche liaison

Le niveau paquet nécessite trois fonctionnalités principales le contrôle de flux, afin d'éviter les embouteillages de paquets dans le réseau, le routage et l'adressage.

1.3.6.4 La quatrième couche, niveau message ou couche transport

Les fonctions de cette couche sont la division ou le regroupement des messages en des paquets et l'extraction et la reconstitution du message d'origine

1.3.6.5 La cinquième couche, niveau session

La couche fournit les services permettant l'établissement d'une connexion, son maintien et sa libération, ainsi que ceux permettant de contrôler les interactions entre les entités de présentation.

1.3.6.6 La sixième couche, niveau présentation

Le niveau présentation se charge de la syntaxe utilisée pour l'échange des données

1.3.6.6 La septième couche, niveau application

Cette couche fournit aux processus applicatifs le moyen d'accéder à l'environnement réseau. Ces processus échangent leurs informations par l'intermédiaire des entités d'application.

1.4 Conclusion :

Nous avons analysé, dans ce chapitre, quelques notions liées au diagnostic à base de modèle des systèmes linéaires et nous avons présenté brièvement le réseau de communication. Nous considérons dans les chapitres suivants le diagnostic à distance des systèmes linéaires commandés via un réseau, ce dernier introduisant des perturbations en terme retard variable. Les algorithmes traditionnels du diagnostic de défauts basé sur l'hypothèse de la synchronisation des données entrées/sorties s'appliquent très difficilement dans ce contexte. Il est donc nécessaire, d'élaborer un modèle permettant d'analyser l'effet des retards induisent par le réseau, comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Modélisation des Systèmes Contrôlés en Réseau

Sommaire

2.1 Introduction…… 29
2.2 Systèmes contrôlés en réseau (SCR) …… 30
2.2.1 Introduction…….. 30
2.2.2 Structure de SCR…….. 32
2.2.3 Les réseau dans les SCR……... 34
2.3 Modélisation de système à retard…….. 38
2.3.1 Introduction……..…… 38
2.3.2 Les systèmes de type retardé…… 38
2.3.3 Les systèmes de type neutre…….. 39
2.3.4 Modèles du retard……. 39
2.4 Modélisation d'un SCR……. 41
2.4.1 Analyse des retards induits par le réseau…….. 42
2.4.2 Représentation d'état d'un SCR……... 44
2.5 Les travaux de recherches liés au contexte des SCR……. 50
2.5.1 Le contrôle du réseau…….……... 51
2.5.2 Le contrôle via le réseau…….……... 51
2.6 Conclusion…… 56

2.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté sans bien sûr être exhaustif les contours des méthodes de diagnostic à base de modèles. Pour les SCR, il est nécessaire d'élaborer un modèle permettant d'analyser l'effet des paramètres induites par le réseau, et d'améliorer ainsi les performances globales des algorithmes du diagnostic.

Dans ce chapitre, nous présentons le contexte des systèmes contrôlés en réseau, puis une démarche thématique est ensuite adoptée pour présenter l'état de l'art. Une modélisation des SCR est proposée dans le but d'éclairer l'effet de réseau.

2.2 Systèmes contrôlés en réseau (SCR)

2.2.1 Introduction

Dans la dernière décennie, l'automatisation des systèmes complexes a été fortement influencée par le développement rapide des systèmes informatiques et de communication. L'intégration de médias distribués pour la commande et la surveillance a suscité de plus en plus l'attention des chercheurs dans ce domaine.

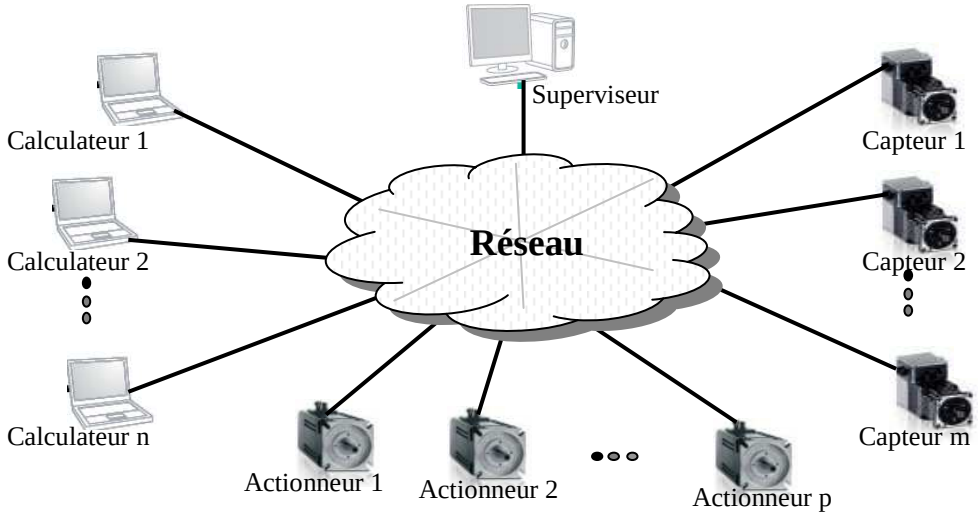


FIG-2.1 : Modèle conceptuel d'un SCR.

Un Système Contrôlé en Réseau est un système classique fermé par un canal de communication (comme un réseau) [Zhang et al., 2001], qui peut être partagé ou non avec d'autres applications. Les données de contrôle sont échangées entre les composants du système (capteur, contrôleur, actionneur) en utilisant un réseau partagé (FIG-2.1).

L'origine des systèmes contrôlés en réseau remonte aux années 1970 avec la mise sur le marché des deux produits 'TDC 2000' et 'CENTUM systems' des entreprises Honeywell et Yokogawa, sous le nom de systèmes de contrôles distribués (distributed control system (DCS)). Comme les besoins croissants des applications industrielles ont poussé à la limite du contrôle point à point, il est devenu évident que l'introduction des SCR a été la solution pour réaliser des opérations de contrôle à distance. La recherche en téléopération a été lancé avec le souci de la sécurité et le confort dans des environnements dangereux, tels que les projets

spatiaux et les centrales nucléaires, et a été rendue possible qu'après le développement du SCR.

Cette architecture présente des avantages pour l'aide au diagnostic et à la maintenance [IUNG, 2002] et l'amélioration de la flexibilité dans la conception des systèmes, de plus elles permettent la réduction des coûts de câblage [Gallara et Decotignie, 1984].

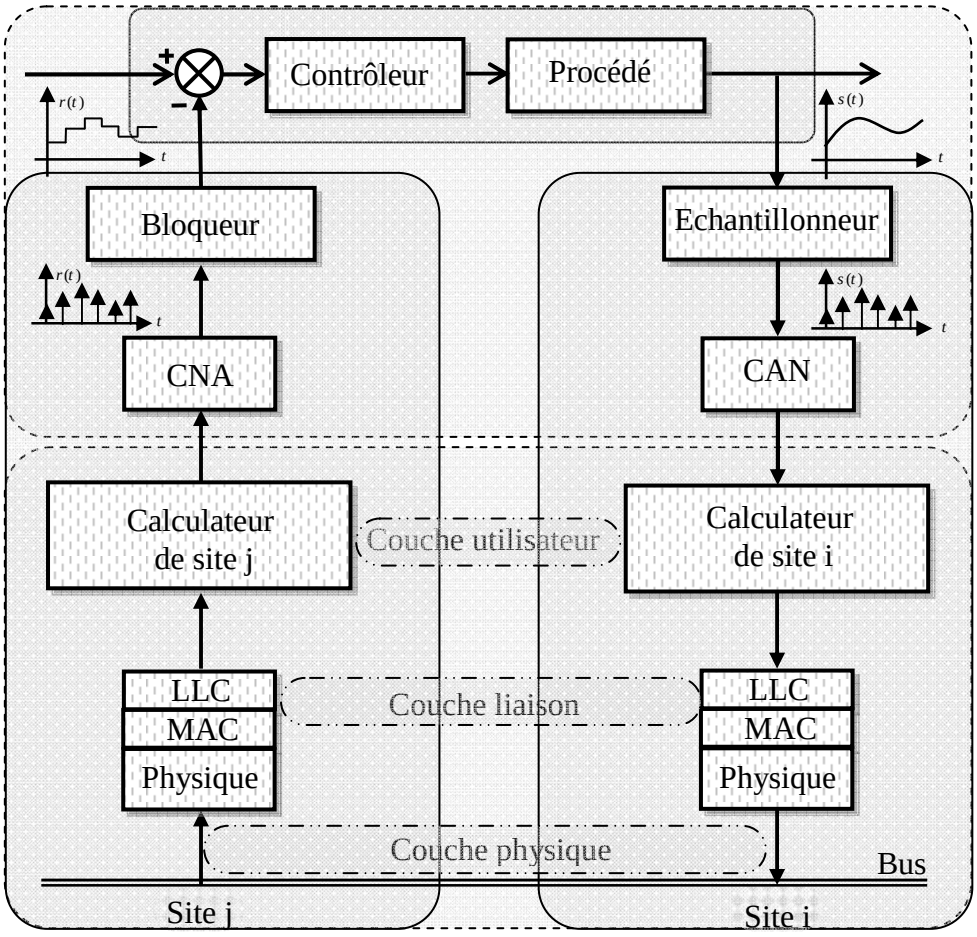


FIG-2.2 : Architecture d'un SCR [Richard et Divoux, 2007]

[Richard et Divoux, 2007] ont donné une architecture avec trois couches utilisées par de nombreux réseaux locaux industriels, dont plusieurs calculateurs connectés à travers un bus pour implanter la boucle de retour de l'application, FIG-2.2.

Cette architecture de SCR rend les théories classiques de la commande et du diagnostic relativement inadaptées. Cette complexité des SCR est due aux perturbations provenant du réseau de communication, notamment en raison des retards et pertes des données, …etc, [Zhang et al, 2001]. Ainsi, les théories conventionnelles de la commande et du diagnostic

reposant sur des hypothèses idéales en terme d'observation et de synchronisation de l'information doivent être réévaluées avant de pouvoir être appliquées aux SCR.

Le retard est induit par le réseau lors de l'échange des données sur le support de communication, par le temps de conversion (A/N et N/A) et par le temps de traitement des données (qui est pratiquement négligé). Ce retard induit peut varier considérablement en fonction de l'évolution de la charge du réseau.

Étant données plusieurs informations de contrôle circulant dans le réseau des paquets peuvent être perdus. Ces pertes des données perturbent le système même le rendent instable surtout dans le régime transitoire.

Il faut donc pour étudier les SCR et respecter les contraintes temps réel, prendre en compte le retard induit et la perte de donnée afin d'ajuster les théories de la commande et du diagnostic conventionnelles.

2.2.2 Structure des SCR

Sur la base de l'emplacement du réseau dans un système, il existe différentes structures pour les SCR. Par exemple, le réseau dans un SCR peut être situé entre le capteur et le contrôleur et le contrôleur et l'actionneur. Dans ce cas, on parle d'une structure directe (FIG-2.3).

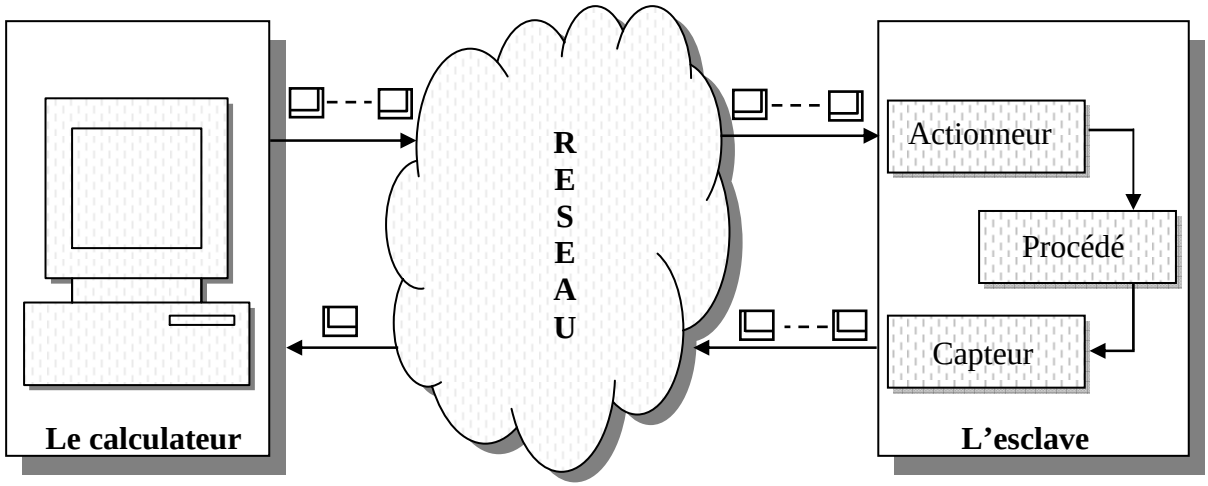
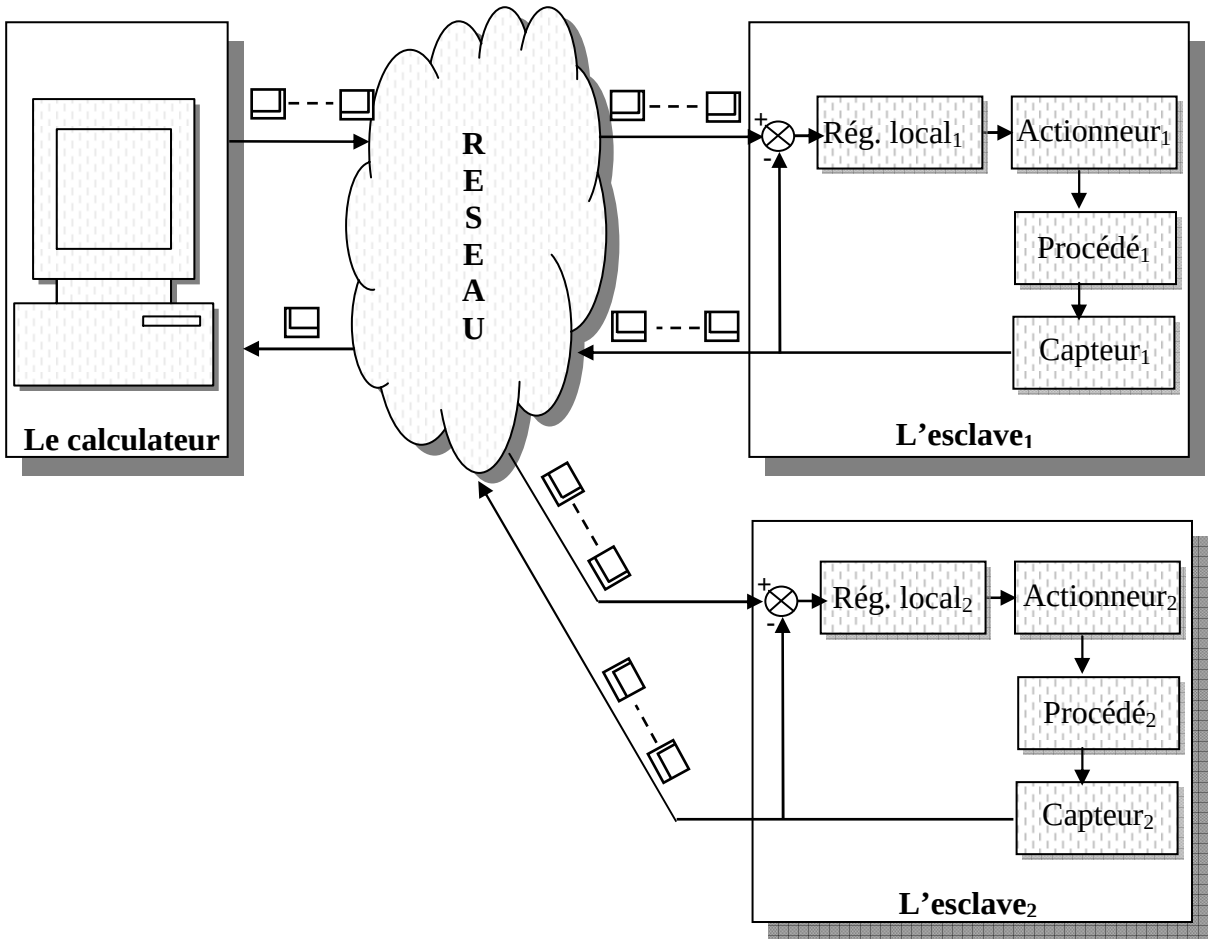


FIG-2.3 : Structure directe [Tipsuwan et Chow, 2003]

Cette architecture se compose d'un calculateur et d'un esclave (le système à commande via un réseau avec ces actionneurs et ces capteurs) distant. Le calculateur et l'esclave sont physiquement situés à différents endroits et sont directement liés par un médium de

communication afin d'effectuer la commande en boucle fermée à distance. Le calculateur envoie le message des commandes aux actionneurs et reçoit l'information des mesures des capteurs par l'intermédiaire du réseau. [Overstreet and Tzes, 1999] et [Tipsuwan et Chow, 2003].



Figue-2.4 : Structure hiérarchique [Tipsuwan et Chow, 2003]

On parle d'une structure hiérarchique dans les systèmes automatisés de grande dimension, en effet, ces systèmes sont constitués généralement par des sous systèmes interconnectés. Les différentes commandes se trouvant à distance les unes des autres rendent l'utilisation de l'architecture hiérarchique pratique. Cette architecture est utilisée dans les robots mobiles pour commander les vitesses des différentes articulations [Tipsuwan et Chow, 2003] et la télé-opération [Tarn et Xi, 1998] . Elle se compose d'un calculateur principal et de systèmes distants hébérgeant chacun un régulateur local (FIG-2.4).

D'une manière périodique le calculateur envoie des consignes et reçoit des informations sur les capteurs, la boucle de régulation locale traite ses consignes pour exécuter la commande du système.

L'utilisation d'une structure dépend de l'application et de sa conception. Par exemple, commander un robot exige l'utilisation de beaucoup de moteurs qui doivent fonctionner ensemble et simultanément. C'est pourquoi, la structure hiérarchique semble plus adaptée [Berbra, 2009]. A l'inverse, lorsque le système est plus simple tel qu'un moteur à courant continu, la structure directe peut être choisie.

2.2.3 Les réseaux dans les SCR

Au cours des dernières années, l'un des thèmes de recherches importants dans la communauté de la commande des systèmes est la commande via un réseau de communication (SCR). Cette structure typique des SCR (FIG-2.5), où les réseaux sont utilisés pour établir la connexion entre le contrôleur et le système technique y compris les capteurs, actionneurs et le processus [Tipsuwan et Chow, 2003]. Le contrôleur et le processus se trouvent physiquement dans des endroits différents. Les signaux de commande sont encapsulés dans un paquet envoyé au processus par l'intermédiaire d'un réseau. Le processus renvoie ensuite les états des sorties au contrôleur via le même support de communication. Peu importe le type de réseaux utilisé, la performance globale des SCR est toujours affectée par les paramètres induits par le réseau de communication [Lian et al., 2001].

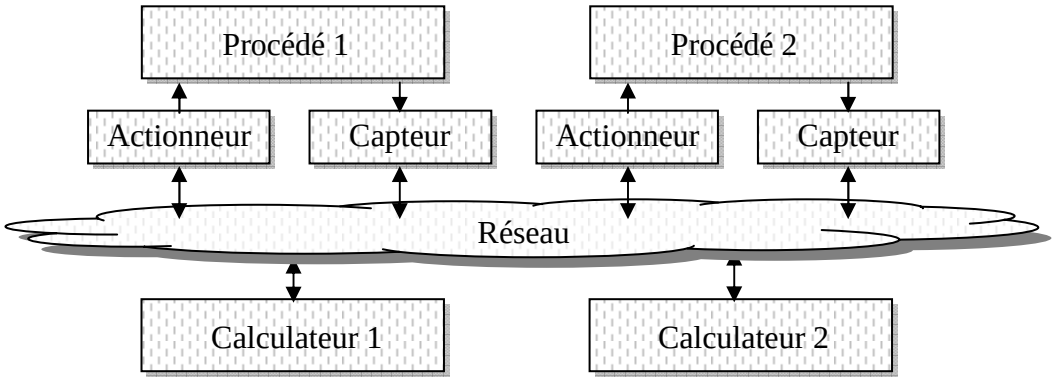


FIG-2.5 : Structure typique d'un SCR

Les premières applications industrielles utilisaient les réseaux de terrain "Fieldbus", en 1988, dédié au contrôle distribué en temps réel. Fieldbus est un terme générique qui décrit un réseau industriel moderne de communication numérique destiné à remplacer le standard analogique 4-20-mA. En 1989, "fielbus" est considéré comme une norme standard de réseau du terrain par le Ministère fédéral de l'Education et la Recherche de Allemagne " Germany " (BMBF) [Lee et al., 2005]. En suite le réseau CAN (Control Area Network) est une autre norme standard de réseau du terrain, conçu pour des applications nécessitant de haut niveau d'intégrité des données et des débits allant jusqu'à 1 Mb / s. CAN a été introduit en 1980 par Robert Bosch GmbH pour la connexion des unités de contrôle électronique (ECU) pour les applications automobiles (bus véhicule) [Farsi et al., 1999].

Les réseaux de terrain tels que DeviceNet [Tindell et al. 1995], FIP [Bergé, 1996], ControlNet [Repère, 1997] et CAN [Paret, 1999] ont satisfait aux contraintes temporelles des applications industrielles. Chaque réseau possède son propre média physique, mécanisme d'arbitrage de l'accès au bus. De plus, chacun de ces réseaux répond à des critères de performances différents tel que la vitesse de transfert, la taille des messages et des majorants du retard. On les retrouve dans les systèmes de production, les avions, les automobiles. Cependant, le coût, le manque d'interopérabilité et de flexibilité constituent une barrière réelle dans l'étude et le développement des systèmes industriels [Ji and Kim, 05].

Dans [Lian et al, 2001] on relève une étude comparative entre un réseau local (Ethernet) et deux réseaux du terrain (DeviceNet et ControlNet), afin d'évaluer les pertes d'informations et les retards de transmission. Malgré les haut débits du réseau Ethernet, ce réseau est pénalisé par le non déterminisme de sa méthode d'accès au medium et n'est pas recommandé sauf pour des applications non sensibles au temps réel. Lian ne retient que des réseaux de terrain classiques comme DeviceNet ou ControlNet pour les applications temps réel.

Aujourd'hui, le réseau le plus utilisé dans le contexte SCR est le réseau Ethernet (norme 802.3 [IEEE 802.3]) (FIG 2.6), en raison du faible coût des composants du réseau d'une part et de leur compatibilité avec l'infrastructure Ethernet existante d'autre part et surtout suite à l'évolution de l'organisation en bus vers une organisation en étoile en se basant sur la norme 802.1 D [IEEE 802.1 D].

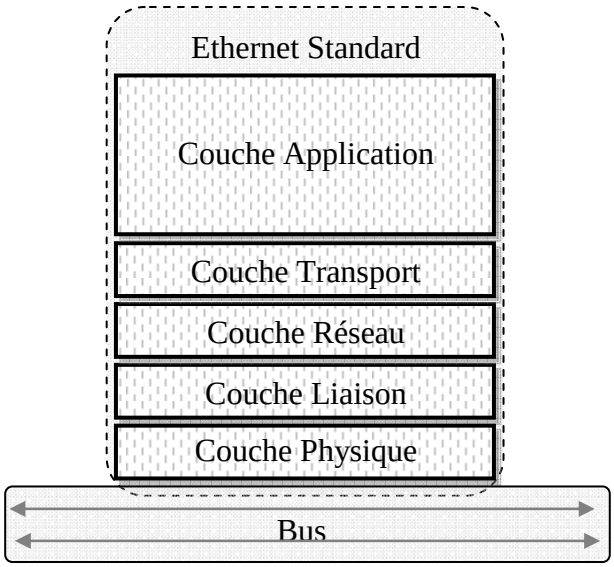


FIG-2.6 : Modèle du réseau Ethernet

Malgré tous ses avantages, ce réseau est pénalisé par le non déterminisme de sa méthode d'accès à la voie. Tous les nœuds qui partagent le médium, utilisent le protocole d'accès CSMA/CD (protocole à détection de porteuse (CSMA) avec détection de collision (CD)). Cela signifie que si un nœud (ordinateur, capteurs, etc) veut envoyer des données, il écoute (Carrier Sensing) l'activité du réseau. S'il ne semble y avoir aucune activité, il commence à envoyer son message. Dans le même temps, il écoute le trafic engendré sur le réseau, et s'il détecte une autre transmission, il sera immédiatement arrêté (Collision Detection). Avant d'essayer de nouveau à soumettre ce message, il attend un temps aléatoire, par conséquence un retard non déterministe (T_{wait} : temps d'attente) pénalise les données transitées entre les nœuds du réseau. Pour un débit Ethernet de 100MB/s, le retard induit peut être définie par l'algorithme de back-off exponentiel (Binary Exponentiel Back-off, BEB). :

$$0 < T_{wait} < \left(2^{g} - 1\right) 5.12\ \mu s$$

Avec g étant le nombre de nouvelles tentatives. Ce compteur augmentera pour chaque tentative échouée d'envoyer le même paquet. La valeur 5.12µs représente un intervalle du temps pour le transfert d'un petit paquet Ethernet (64 octets).

Le retard total pour l'envoi des données entre deux terminaux du réseau peut être articulé : (FIG-2.7).

- Le temps de calcul et de codage dans le processeur du nœud source (couche Application) T_{pre} (pre-processing time).

- Le temps d'attente, T_{wait} (waiting time), suite à une collision ou pour que le réseau devient inactif. Cela dépend du nombre des nœuds qui sont connectés au réseau et la quantité de données générées par chaque nœud, cette intervalle du temps englobe aussi le temps de retransmission (acquittement) suite à l'arrivée de paquets incorrects ou de perte de paquets, ce qui est possible en utilisant le protocole « Transmission Control Protocol (TCP) ». Cela peut influencer de manière significative sur le retard total. Par contre cette partie du retard peut être évité en utilisant le protocole « User Datagram Protocol (UDP) ».
- Le temps de transmission des données, T_t (transmission time), ce retard est plus ou moins fixe.
- Au niveau du noeud de destination, il y a encore des retards de décodage et de calcul T_{post} (post-processing time) avant que les données puissent être utilisées.

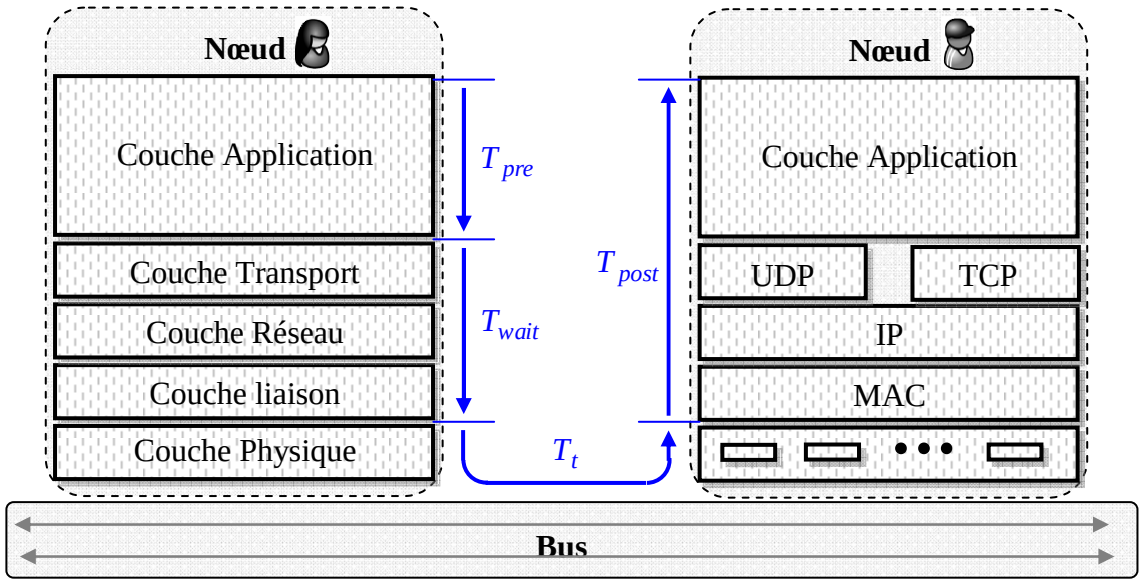


FIG-2.7 : Retard de transmission de bout en bout

A présent, on trouve des réseaux plus performants avec Fast Ethernet (10-100 Mb / s) et Ethernet Gigabit (1000 Mb / s) [Daoud et al., 2004]. Récemment, Ethernet commuté est devenu une alternative très prometteuse pour les applications temps réel industrielles en raison de l'élimination des incertitudes dans l'Ethernet classique [Lee et al., 2006]. L'Ethernet commuté associé au mode full-duplex (norme IEEE 802.1x) peut sous certaines contraintes assurer le déterminisme dans l'acheminement des messages [Rüping et al., 1999], [Jasperneite and Neuman 2001], [Rondeau et Divoux 2001], [Lee and Lee 2002] et [Ji and Kim, 2005] et

peut être réussit pour des applications temps réels, aucun collision, mais des retards supplémentaires qui sont ajoutés suite à l'insertion des mémoires tampons.

2.3 Modélisation d'un système à retard

2.3.1 Introduction

En temps continu, il est bien connu que la présence d'un retard dans la chaîne de retour est souvent accompagnée de "mauvais" comportements (oscillations et instabilité et sensibilité de bande passante,…), voir, par exemple, [Gu et al., 2003] et [Michiels and Niculescu, 2007]. Les systèmes à retard forment une classe de systèmes de dimension infinie dont l'évolution dynamique ne dépend pas seulement de l'état présent, mais aussi de son passé. Ces dernières années, ces systèmes ont attiré de plus en plus l'attention des chercheurs, dû à leur applicabilité aux systèmes contrôlés en réseau et aux systèmes de grande dimension. Le retard constitue un facteur non négligeable de dégradation de la performance des systèmes. Cette problématique affecte la stabilité des systèmes et génère des fausses alarmes dans les algorithmes de diagnostic. Il est donc important de le prendre en compte lors de conception des protocoles de contrôle. Beaucoup de modèles sont utilisés dans la littérature pour simuler le comportement des ces systèmes.

Dans cette partie, nous illustrons les différents modèles des systèmes à retard et les différentes formes de retard rencontrées dans la littérature. La majeure partie de ce détail est basée sur ces références [Gu et al., 2003] [Kolmanovskii et al., 1999] et [Niculescu, 2001].

2.3.2 Les systèmes de type retardé

Un système de type retardé est un système dans lequel la dérivée de la solution à l'instant t est fonction des valeurs de la solution à l'instant t-h_i. Ainsi, le modèle dynamique est régi par des équations différentielles portant à la fois sur les valeurs présentes et les valeurs passées de l'état du système [Hale and Verduyn, 1993].

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_h x(t - h_x) + Bu(t) + B_h u(t - h_u) \qquad (2.1)$$

$$y(t) = C_h x(t - h_y) \tag{2.2}$$

Avec : h_x , h_u et h_y sont des retards.

Afin de résoudre l'équation (1) pour $t \geq 0$, il est nécessaire de connaître la condition initiale de $x(t)$ sur l'intervalle $[-h_x, 0]$, soit pour $t \in [-h_x, 0]$, $x(t) = \phi(t)$ et $x(0) = x_0$, mais également l'entrée du système $u(t)$, soit pour $t \in [-h_u, 0]$, $u(t) = \zeta(t).\phi(t)$ et $\zeta(t)$ sont supposées continues par morceaux. Le calcul de l'état instantané $x(t)$, pour $t \geq 0$, nécessite la connaissance d'une infinité de points. [Delfour and Karrakchou, 1987] et [Shimanov, 1960].

2.3.3 Les système de type neutre

Un système de type neutre est un système dans lequel la dérivée de la solution à l'instant t est fonction non seulement des valeurs de la solution des valeurs de la solution à l'instant t-h, mais aussi de la dérivée de la solution à l'instant t-h. Les complexités des ces systèmes est revenu à l'apparition de la dérivé de l'état [Hale and Lunel, 1993].

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bx(t - h) + C\dot{x}(t - h) \tag{2.3}$$

Dans [Kolmanovskii and Myshkis, 1999] des autres présentations de système de type neutre.

2.3.4 Modèles du retard

Pour étudier l'effet de retard induit par le réseau dans les SCR, il est important de passer par la phase de modélisation du retard. Les retards induits par le réseau sont modélisés et analysés de différentes façons. Ils peuvent être modélisés comme un retard constant (tampon), un retard aléatoire et ou un retard avec une distribution de probabilité connue régie par des chaînes de Markov [Liu and Yao, 2005].

2.3.4.1. Retards constants

Le modèle le plus simple est de considérer un retard de transmission constant induit par le réseau. Ce type de modèle peut être un bon modèle malgré que le retard dans le réseau est souvent variable ou aléatoire, par exemple, si la constante du temps de processus contrôlé par

le réseau est beaucoup plus importante vis-à-vis au retard induit. Un grand nombre de critères de stabilité ont été mis au point par des approches fréquentielle [Dambrine, 1994], des inégalités linéaires matricielles LMI [Gu et al., 2003]. Ce type de retard est largement utilisé dans la modélisation et l'analyse de phénomènes de propagation et de transport [Gopalsamy, 1992] [Kolmanovskii and Myshkis, 1992], [Kolmanovskii and Myshkis, 1999] et [Kuang, 1993]. Des études sur la stabilité robuste et des conditions LMI sont développés au milieu des années 90 sur les systèmes à retard constant [Kolmanovskii et al., 1999], [Li and De Souza] et [Niculescu, 2001]. Dans [Xiong and Lam, 2006] et [Schollig et al., 2007], le retard induit par le réseau est supposé constant.

2.3.4.2. Retards variables bornés

Le choix d'un retard constant devient moins pertinent quand il s'agit de problèmes liés aux SCR pour lesquels les retards sont induits par le réseau de communication [Lopez et al., 2006], [Hespanha et al., 2007] et [Zampieri, 2008]. Dans Ethernet un protocole de détection de collision (CSMA/ Collision Detection) est la source principale des retards aléatoires ; en effet, quand il y a une collision, tous les noeuds affectés arrêtent la transmission, chaque station attend un temps aléatoire et retransmet à nouveau le message. Un premier type de conditions [Hale, 1997] est de considérer que le retard est majoré, c'est à dire qu'il existe un scalaire positif et connue $\tau_2 > 0$ tel que $0 \le \tau(t) \le \tau_2$. Plusieurs travaux des recherches considèrent les retards des communications sont bornés [Lopez et al., 2006], [AL-Salami et al., 2006], [Fridman and Shaked, 2000] et [Kharitonov and Mondié, 2005].

$$\tau_1 \le \tau(t) \le \tau_2$$

En effet, dans ces travaux, on suppose que le retard est une somme de deux grandeurs: un déterministe et l'autre stochastique examinée comme perturbation. Ce cas sera traité dans le chapitre suivant, pour la synthèse d'un filtre robuste de détection.

2.3.4.3. Retard avec une contrainte sur leur dérivée première

Considérons un scalaire positif d tel que :

$$\dot{\tau}(t) \le d$$

Cette hypothèse est justifiée par Witrant [Witrant, 2005] qui explique que physiquement les paquets sont réorganisés dans leurs ordres d'émission, et que le retard est celui perçu par le récepteur, et non le retard effectif présent dans le réseau.

2.3.4.4. Retard incertain

Cette fois, le retard est supposé de la forme suivant :
$\tau(t) = h + \eta(t)$, où $h > 0$ représente la valeur nominale ou la valeur du retard dans une itération passée, $\eta(t)$ une partie variable, peut être considérée un bruit blanc gaussien, (une perturbation) [Fridman, 2005]. Ce cas sera traité dans le chapitre suivant, pour la synthèse d'un filtre adaptatif de détection.

2.4. Modélisation d'un système contrôlé en réseau

L'intégration d'un réseau, que ce soit local ou du terrain dans la boucle de contrôle rend l'analyse des SCR relativement complexe, en effet, les messages transmettent dans le réseau c'est à dire entre les capteurs, les actionneurs, les contrôleurs et d'autres composants sont pénalisés par le comportement du réseau telles les pertes d'informations et les retards. D'après [Zhang et al., 2001] lors de la conception d'un contrôle via un SCR le facteur capital doit être pris en compte, le retard induit par le réseau, (du capteur vers le contrôleur et du contrôleur vers l'actionneur) lors de l'échange de données entre les équipements connectés sur le médium. Ce retard peut dégrader les performances du système en réseau voire même le rendre instable. Ainsi, la problématique du SCR peut être inscrite dans le cadre général d'un système à retard (time-delay systems). Cette problématique du contrôle des retards induits par le réseau est partagée avec les systèmes de télé-opérations, comme le contrôle d'un robot à distance qui est très sensibles à la fluctuation des retards de transmission.

[Juanole and Blum, 1999] ont proposé une architecture d'un SCR de telle sorte que le calculateur est directement intégré à l'actionneur et le capteur envoie les signaux de mesure sous forme de paquets via le réseau au calculateur. Ce schéma exhibe le retard issu de la communication via le médium et un bloqueur d'ordre zéro qui concrétise la perte des données, FIG-2.8.

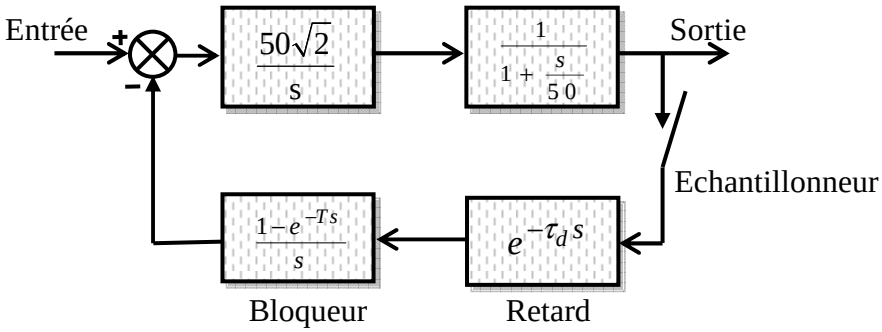


FIG-2.8 : Modèle d'un SCR [Juanole et Blum, 1999]

Dans [Luck and Ray, 1990], [Nillson, 1998], [MAO et al., 2007] et [Wang et al., 2008] ont matérialisé l'intégration du réseau dans le boucle de commande d'un système par deux blocs retardateurs, τ_k^{sc}, le retard entre le capteur et le calculateur et, τ_k^{ca} le retard entre le calculateur et l'actionneur, cette intégration est traduit par le modèle de l'asservissement présenté à la FIG-2.9.

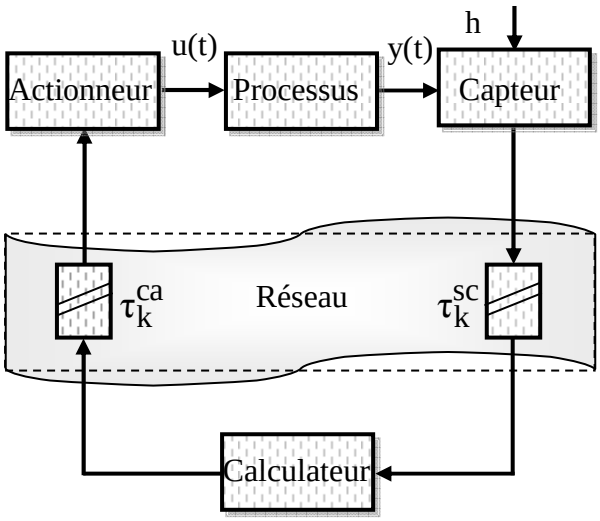


FIG-2.9 : Modèle des Systèmes contrôlés en réseau.

2.4.1 Analyse des retards induits par le réseau

La FIG-2.9 illustre le schéma fonctionnel d'un SCR où le réseau est modélisé par deux retards de communications affectant le système. Il y a essentiellement trois types du retard: retard entre le capteur et le calculateur, τ_k^{sc}; retard entre le calculateur et l'actionneur, τ_k^{ca} ; et un retard de calcul issue du calculateur, τ_k^{c}. τ_k^{c} est généralement négligeable par rapport à τ_k^{sc} et

τ_k^{ca} , en conséquence ce retard est non significatif dans beaucoup de techniques de contrôle et pourrait être inclus dans τ_{ca} [Nilsson, 1998].

Hypothèse H2.1

(i) On suppose que les retards induits par le réseau sont inférieurs à une période d'échantillonnage $\tau_k^{sc} + \tau_k^{ca} \leq h$ [Zhang et al., 2001].

(ii) Le système physique appartient à la classe des systèmes linéaires, continus et invariants dans le temps.

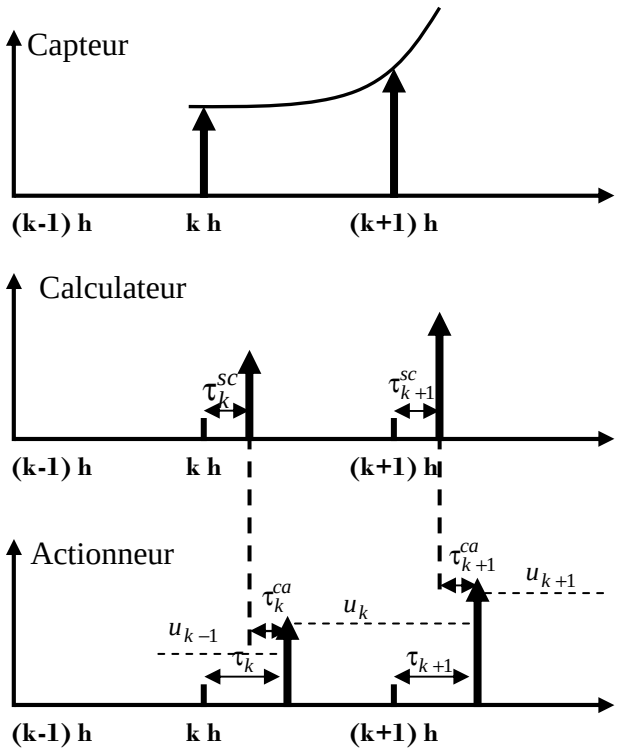


FIG-2.10 : Diagramme des signaux de commande [Sauter et al., 2007].

Hypothèse H2.2 [MAO et al., 2007]

(i) Les capteurs sont périodiques "clock driven": ils mesurent à chaque période d'échantillonnage, (FIG-2.10).

(ii) Le calculateur et les actionneurs sont événementielles "event driven" (FIG-2.10).

(iii) Il y a des mémoires tampons dans chaque capteur et actionneur.

Le calculateur reçoit la valeur de la sortie après un retard τ_k^{sc} puis calcule le signal de la commande u_k qu'il envoie immédiatement à l'actionneur qui le reçoit après un retard τ_k^{ca} (FIG-2.10).

Hypothèse H2.3 [Sauter et al., 2007**]**

(i) Les signaux de mesure provenant du nœud du capteur sont "time stamped": dans la trame envoyée par ce nœud est fourni l'instant de génération du signal.

(ii) Les horloges du capteur et du calculateur sont synchronisées.

Remarque R2.1

(i) En s'appuyant sur l'hypothèse **H2.3**, on peut affirmer que le retard de transmission peut être calculé dés réception de la donnée u_k par le calculateur.

Hypothèse H2.4 [Zhang et al. 2001] et [Zhang, 2001**]**

(i) Pour faciliter les calculs, ces deux retards (τ_k^{sc} et τ_k^{ca}) vont être représentés par un seul retard τ_k tel que $\tau_k = \tau_k^{sc} + \tau_k^{ca}$ (FIG-2.10).

Des nombreux chercheurs ont contribué à la conception d'une modélisation d'un SCR. Des approches probabilistes (chaîne du Markov), formelles (réseaux de Petri, automate) et des autres déterministes [Liu et al.,2005], [Wang et al., 2006], [Wang et al., 2006], [Ye and Ding, 2004], [Ye et al., 2006], [Mao et al., 2007] et [Wang et al., 2008] sont présentées dans la littérature des SCR. Dans la suite, nous nous présenterons des approches liées en particulier à la conception d'une représentation d'état d'un système contrôlé en réseau. Une stratégie commune dans ces approches est particulièrement dans la conception d'un modèle simplifié du retard, ce retard est considéré comme une entrée inconnue, qui agit sur le système dynamique via une matrice de direction incertaine. Cette matrice a été extraite par différentes approches telles l'approximation de Taylor [Ye and Ding, 2004], la décomposition en valeur propre [Wand et al., 2006], [Wang et al., 2007], ou par l'exploitation du théorème de Cayley-Hamilton [Wang et al., 2008] et [Ye et al., 2006].

Dans la suite, nous nous définissons de façon assez complète la synthèse d'une représentation d'état d'un SCR.

2.4.2 Représentation d'état d'un SCR

L'objectif de ce paragraphe est de définir un modèle mathématique de l'ensemble : le système classique et le réseau de communication, sous forme d'une représentation d'état. Ce dernier

est considéré comme deux canaux sans perte [Mao et al., 2007], qui sont modélisés par deux retards purs (FIG-2.9). Considérons tout d'abord la représentation d'état la plus simple permettant de refléter le comportement dynamique du processus de la FIG-2.9 :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{2.4}$$

$$y(t) = Cx(t) \tag{2.5}$$

Avec $x(t) \in \Re^n$ correspond au vecteur d'état, $y(t) \in \Re^m$ est la sortie observé et l'entrée de commande est matérialisée par $u(t) \in \Re^p$. Les matrices $A \in \Re^{n \times n}$, $B \in \Re^{n \times p}$ et $C \in \Re^{m \times n}$ sont respectivement les matrices d'état, de commande et d'observation.

Sous l'hypothèse **H2.1 (i)**, la forme discrète vu par le calculateur [Zhang et al., 2001], peut être de la forme suivante :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma_0(\tau_k)u_k + \Gamma_1(\tau_k)u_{k-1} \tag{2.6}$$

$$y_k = Cx_k \tag{2.7}$$

$$\text{Avec : } u(t) = \begin{cases} u_{k-1}, & t \in [kh,\ kh + \tau_k] \\ u_k, & t \in [kh + \tau_k,\ (k+1)h] \end{cases}$$

$$\Phi = e^{Ah} \tag{2.8}$$

$$\Gamma_0(\tau_k) = \int_0^{h-\tau_k} e^{As} B ds \tag{2.9}$$

$$\Gamma_1(\tau_k) = \int_{h-\tau_k}^{h} e^{As} B ds \tag{2.10}$$

$$\text{Comme } \Gamma = \int_0^h e^{As} B ds = \Gamma_0(\tau_k) + \Gamma_1(\tau_k) \text{ d'où } \Gamma_0(\tau_k) = \Gamma - \Gamma_1(\tau_k) \tag{2.11}$$

La représentation d'état du SCR :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + \Gamma_1(\tau_k)\Delta u_k = \Phi x_k + \Gamma u_k + g_k(\tau_k, \Delta u_k) \tag{2.12}$$

$$\text{Avec: } \Delta u_k = u_{k-1} - u_k \tag{2.13}$$

Remarque R2.2 [Mao et Jiang, 2007]

(i) Si l'hypothèse H2.1(i), n'est pas satisfaite, c'est-à-dire, si le retard est supérieur à une période d'échantillonnage, dans ce cas $\Gamma_0(\tau_k) = 0$, et si on suppose que $h \le \tau_k \le 2h$, alors le système discret peut être de la forme suivante:

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma_1(\tau_k)u_k + \Gamma_2(\tau_k)u_{k-2} \tag{2.14}$$

$$y_k = Cx_k \tag{2.15}$$

avec :

$$\Gamma_1(\tau_k) = \int_0^{2h-\tau_k} e^{As}B\,ds \tag{2.16}$$

$$\text{et } \Gamma_2(\tau_k) = \int_{2h-\tau_k}^{h} e^{As}B\,ds \tag{2.17}$$

Dans l'équation (2.12), le terme $g_k(\tau_k, \Delta u_k) = \Gamma_1(\tau_k)\Delta u_k$, étant le reflet du réseau dans la boucle de la commande, ce terme de perturbation a une grande influence sur la qualité de résidu conventionnel. Donc il est nécessaire d'étudier comment concevoir des systèmes de détection de défauts qui peuvent éliminer ou diminuer l'influence de retard induit par le réseau. Tel est l'objectif des méthodes développées dans la suite de ce manuscrit et qui sont présentées suivant leur aptitude à rejeter plus au moins efficacement l'effet de perturbation $g(\tau_k, \Delta u_k)$ sur les algorithmes de détection de défauts.

Dans la suite, nous citons les méthodes des conceptions de la matrice de direction de retard dans un SCR.

2.4.2.1. Décomposition en valeurs propres **[**Wang et al., 2006**]**:

Hypothèse H2.5

On suppose que la matrice d'état du système continu A est diagonalisable,

$$A = P\Lambda P^{-1} = P\,diag(\lambda_1, \cdots, \lambda_n)P^{-1} \tag{2.18}$$

avec : $\lambda_1, \cdots, \lambda_n$ qui sont les valeurs propres de A et P qui désigne la matrice de passage constituée des vecteurs propres.

On aboutit au développement suivant :

$$e^{As} = I + As + \cdots + \frac{A^n s^n}{n!} + \cdots = Pe^{\Lambda s} P^{-1} \tag{2.19}$$

Nous obtenons la forme de l'entrée inconnue comme suit :

$$g_k(\tau_k, \Delta u_k) = \Gamma_1(\tau_k)\Delta u_k = \int_{h-\tau_k}^{h} e^{As} B ds \, \Delta u_k = \int_{h-\tau_k}^{h} P e^{\Lambda s} P^{-1} B ds \, \Delta u_k$$

$$= P \int_{h-\tau_k}^{h} e^{\Lambda s} ds P^{-1} B \Delta u_k$$

$$= P \begin{bmatrix} \int_{h-\tau_k}^{h} e^{\lambda_1 s} ds & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \int_{h-\tau_k}^{h} e^{\lambda_n s} ds \end{bmatrix} P^{-1} B \Delta u_k \tag{2.20}$$

Le terme $P^{-1} B \Delta u_k \in \Re^{n \times 1}$ est un vecteur colonne. On suppose que :

$$P^{-1} B \Delta u_k = [\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \cdots \quad \sigma_n]^T \in \mathbb{C}^{n \times 1} \tag{2.21}$$

Les équations (2.20) et (2.21) donnent :

$$g_k(\tau_k, \Delta u_k) = P \begin{bmatrix} \sigma_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sigma_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int_{h-\tau_k}^{h} e^{\lambda_1 s} ds \\ \vdots \\ \int_{h-\tau_k}^{h} e^{\lambda_n s} ds \end{bmatrix} = P diag\left(P^{-1} B \Delta u_k\right) \begin{bmatrix} \int_{h-\tau_k}^{h} e^{\lambda_1 s} ds \\ \vdots \\ \int_{h-\tau_k}^{h} e^{\lambda_n s} ds \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

Le terme $P diag\left(P^{-1} B \Delta u_k\right)$ est une matrice connue, en effet, les deux matrice P et B sont connues, de plus Δu_k est un signal connu, donc ce terme exprime la direction de perturbation induite par le réseau. Un découplage exact est pratiquement difficile même impossible tant que ce terme est une matrice carré et de rang plein. Il est bien connu qu'une condition nécessaire de réaliser un découplage exact de $P diag\left(P^{-1} B \Delta u_k\right)$, est que le nombre de ses colonnes soit plus petit que le nombre de ses lignes. Une première solution a été proposé par [Han et al., 2005], permettant le découplage exact des entrées inconnues, en effet, ils ont utilisé la décomposition en valeurs singulières (SVD) pour réduire le nombre de colonne de la

matrice de distribution des entrées inconnues. Une deuxième solution a été proposé par [Wang et al., 2006], qui exploite l'approximation de Padé [Baker and Graves-Morris, 1996].

$$e^{\lambda_i s} \approx \frac{2+\lambda_i s}{2-\lambda_i s} \tag{2.23}$$

Donc

$$\int_{h-\tau_k}^{h} e^{\lambda_i s} ds = \int_{h-\tau_k}^{h} \frac{2+\lambda_i s}{2-\lambda_i s} ds = \int_{h-\tau_k}^{h} 1+\frac{2\lambda_i s}{2-\lambda_i s} ds \tag{2.24}$$

$$= -\tau_k + \frac{4}{\lambda_i} \ln\left(1-\frac{\tau_k}{h-\frac{2}{\lambda_i}}\right) \approx -\tau_k - \frac{4}{\lambda_i}\frac{\tau_k}{h-\frac{2}{\lambda_i}} \tag{2.25}$$

$$= \frac{2+\lambda_i h}{2-\lambda_i h}\tau_k \tag{2.26}$$

L'équation (2.26) dans (2.22) donne :

$$g_k(\tau_k, \Delta u_k) = \Gamma_1(\tau_k)\Delta u_k = P diag\left(P^{-1} B \Delta u_k\right) \begin{bmatrix} \frac{2+\lambda_1 h}{2-\lambda_1 h} \\ \vdots \\ \frac{2+\lambda_n h}{2-\lambda_n h} \end{bmatrix} \tau_k \tag{2.27}$$

La matrice de distribution de cette entrée inconnue est maintenant un vecteur colonne, il est généralement très facile à réaliser un découplage, ce qui conduit en outre à un découplage exact du retard induit par le réseau.

Remarque R2.3

(i) Si l'hypothèse H2.5 n'est pas vraie, c'est-à-dire, si la matrice d'état du système continu n'est pas diagonalisable, nous cherchons une diagonalisation par blocs en utilisant la forme canonique réelle de Jordan. En effet, il existe une transformation de similarité S, permettant de mettre la matrice A sous la forme suivante :

$$S^{-1}AS = \begin{bmatrix} A_{11} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & A_{NN} \end{bmatrix} \tag{2.28}$$

où N est un nombre inférieur ou égal à n (dimension de la matrice d'état), et le bloc A_{ii} est égal à un bloc de Jordan réel associé à une valeur propre réelle.

(ii) Toujours si l'hypothèse H2.5 n'est pas vraie, c'est à dire, la matrice d'état du système continu n'est pas diagonalisable, de plus n'est pas jordanisable, donc il faut passer par la forme de Schur, c'est-à-dire, nous nous cherchons deux transformations, la première S_1 est une transformation orthogonale (2.20) et la deuxième S_2 (2.21) est construite en annulant, tous les termes hors diagonaux.

$$S_1^{T} A S_1 = \begin{bmatrix} A_{11} & & A_{1m} \\ & \ddots & \\ 0 & & A_{NN} \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

$$S_2^{-1}\left(S_1^{T} A S_1\right) S_2 = \begin{bmatrix} A_{11} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & A_{mm} \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

2.4.2.2. Analyse en composantes principales [Ye et al., 2006] **:**

Rappelant le théorème, Cayley–Hamilton, pour l'exponentiel d'une matrice

$$e^{As} = I + As + \cdots + \frac{A^n s^n}{n!} + \cdots = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i (s) A^i \tag{2.31}$$

Avec $\alpha_i \in \Re$ pour tout $i = 0 \cdots n-1$

$$\begin{aligned} g_k(\tau_k, \Delta u_k) = \Gamma_1(\tau_k)\Delta u_k &= \int_{h-\tau_k}^{h} \left(\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i (t) A^i \right) B ds \, \Delta u_k \\ &= \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} \int_{h-\tau_k}^{h} \left[\alpha_i (t) dt \right] A^i \right\} B \, \Delta u_k = \left[\sum_{i=0}^{n-1} \eta_i^{\tau_k} A^i \right] B \, \Delta u_k \\ &= E_{\tau,k} \beta_{\tau,k} \end{aligned} \tag{2.32}$$

avec :

$$E_{\tau,k} = \begin{bmatrix} B & AB & \cdots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_k & & \\ & \ddots & \\ & & \Delta u_k \end{bmatrix} \in \Re^{n,n} \tag{2.33}$$

$E_{\tau,k}$, est la matrice de distribution de l'entrée inconnue introduite par le réseau.

$$\beta_{\tau,k} = \begin{bmatrix} \eta_0^{\tau_k} & \eta_1^{\tau_k} & \cdots & \eta_{n-1}^{\tau_k} \end{bmatrix}^T \in \Re^{n,1} \tag{2.34}$$

$$\text{et } \eta_i^{\tau_k} = \int_{h-\tau_k}^{h} \alpha_i(s)\,ds \in \Re,\ i = 0 \cdots n-1 \tag{2.35}$$

$\beta_{\tau,k}$, est l'entrée inconnue induite par le réseau, contient une information proportionnelle du retard.

2.4.2.2. Approximation de Taylor :

Le développement en série de Taylor à l'ordre 1 de la fonction e^{As} :

$$e^{As} = I_n + As \tag{2.36}$$

$\Gamma_1(\tau_k)$ peut être de la forme

$$g_k(\tau_k, \Delta u_k)) = \int_{h-\tau_k}^{h} e^{As} B\,ds\,\Delta u_k = A^{-1}\left[I_n - e^{-A\tau_k} \right] e^{Ah} B\,\Delta u_k \approx \Phi B \tau_k \Delta u_k \tag{2.37}$$

2.5 Les travaux de recherche liés au contexte des SCR

Aujourd'hui, des efforts multidisciplinaires réunissent dont le but de produire une structure de réseau et des composants qui sont capables d'intégrer des capteurs distribués, des actionneurs distribués et des algorithmes de contrôle distribués via un réseau de communication d'une manière qui est adapté aux applications en temps réel [Chow and Tipsuwan, 2005]. L'élaboration d'une loi de commande ou des interventions de contrôle dans le cas général pour les SCR se heurte à de nombreuses difficultés liées à l'insertion du réseau dans la boucle de commande. Ces systèmes sont très sensibles aux conditions du medium partagé (le trafic, la charge du réseau, le protocole, la bande passante, etc.) ainsi qu'aux perturbations sur le système à gérer. Les théories de contrôle conventionnelles qui comportent plusieurs hypothèses idéales telles la synchronisation entre la commande et l'observation doivent être réévaluées et adaptées aux performances de réseau avant de pouvoir être appliquées aux systèmes contrôlés en réseau. De façon plus générale, les recherches dans la thématique SCR sont classées en deux grandes catégories (FIG-2.11).

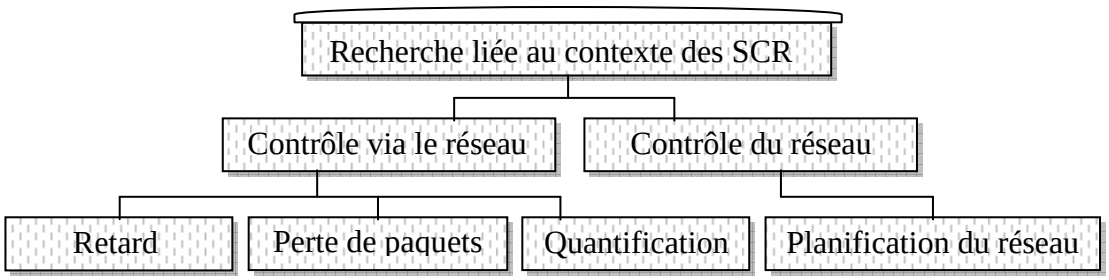


FIG-2.11 : Orientations des recherches des SCR

2.5.1. Le contrôle du réseau :

Le contrôle du réseau vise principalement à fournir un certain niveau de performance aux flux de données transitant via le réseau de communication pour le rendre propre aux applications en temps réel, il est nécessaire donc de mesurer et de modifier les paramètres de réseau ainsi l'architecture actuel en couche et les modèles de protocoles mise en jeu. Dans ce domaine, des problèmes majeurs d'intérêt sont l'ordonnancement [KOUBAA and SONG, 2004], [lui and Lee, 2003] et [Georges, 2005], accès au medium [Chen et al., 2005], le routage [Han et al,.2006] et [Hollot et al,. 2002] contrôle de flux [Kelly et al., 1998] et [Low et al,. 1999] la détection d'erreurs [Unruh et al., 1989] et divers autres problèmes d'allocation des ressources [Jacobsson et al., 2006] et [Ying et al., 2007]. L'objectif est d'assurer la qualité de service (QoS), tout en réalisant l'utilisation efficace et équitable des ressources du réseau.

2.5.2. Le contrôle via le réseau :

Le contrôle via le réseau vise principalement à décrire la stratégie et la conception des systèmes de contrôle via le réseau. Il s'agit d'une nouvelle architecture de contrôle ou le contrôleur, les actionneurs et les capteurs sont physiquement distants. Dans ce cas, des différents problèmes peuvent se présenter, l'apparition du retard dans la communication, des pertes de paquets et les quantifications des données.

2.5.1.1 Retard induit par le réseau :

Le réseau peut introduire des retards sur les informations transités, si ces retards dépassent des valeurs tolérables, le système peut être endommagé ou il peut passer par des dégradations de performance. L'objectif global de tous les travaux publiés dans ce contexte, perturbation

induite par le réseau sous forme du retard, est de réduire l'effet de ce retard sur les performances du système commandé. Des nombreuses applications des SCR allant des moteurs à courant continu [Tipsuwan and Chow, 2001] et [Kim et al., 1998] à l'automobile [Boustany et al., 1992] and [Zgu et al., 1992], à l'avionique [Ray, 1987], aux robots mobiles [Wargui et al., 1996] et [Tipsuwan and Chow, 2002], et terminent par la manipulateur robotisé [Tarn and Xi, 1998]. Cette stratégie globale peut être repartie sur trois approches.

- La première approche se repose sur l'analyse et la modélisation du retard afin de synthétiser une commande insensible à cette perturbation. Les retards dans le réseau sont modélisés et analysés de différentes façons. Ils peuvent être modélisés comme un retard constant (chronométré tampon), un retard aléatoire et ou un retard avec une distribution de probabilité régie par des chaînes de Markov [Liu and Yao, 2005]. Wu et son équipe [Wu et al., 2005] ont analysé la stabilité des SCR en prenant en compte un retard aléatoire induit par le réseau. Kamrani et Mehraban [Kamrani and Mehraban, 2006] ont exploité des outils d'indentifications afin d'analyser le dynamique du retard bout en bout pour l'Internet. Nilsson [Nilsson, 1998] a inventé la commande stochastique optimale, cette commande dépend de la distribution du retard, celui-ci est supposé au premier lieu indépendant et sa valeur passée est connue, ensuite variable et sa variation suit une chaîne de Markov. Göktas [Göktas, 2000] a conçu une commande robuste (FIG-2.12), l'avantage majeur de cette méthode est qu'elle ne nécessite pas une information a priori sur les distributions de probabilité de retards induits par réseau, mais suppose que le retard entre les nœuds (τ_k^{sc} et τ_k^{ca}) sont majorés et peuvent être approximer par le modèle de Filipiak [Filipiak 1988]. D'autres applications intégrant la commande robuste sont proposés dans [Gao and Chen 2008], [Xie et al., 2008], [Sahebsara et al., 2008] et [Witheephanich et al., 2004].

[Juanole and Blum, 1999] ont proposé une modélisation d'un SCR par un réseau de Petri stochastique où les transitions modélisent le retard, ce dernier est considéré borné afin d'évaluer le Qualité de Service de la commande des SCRs.

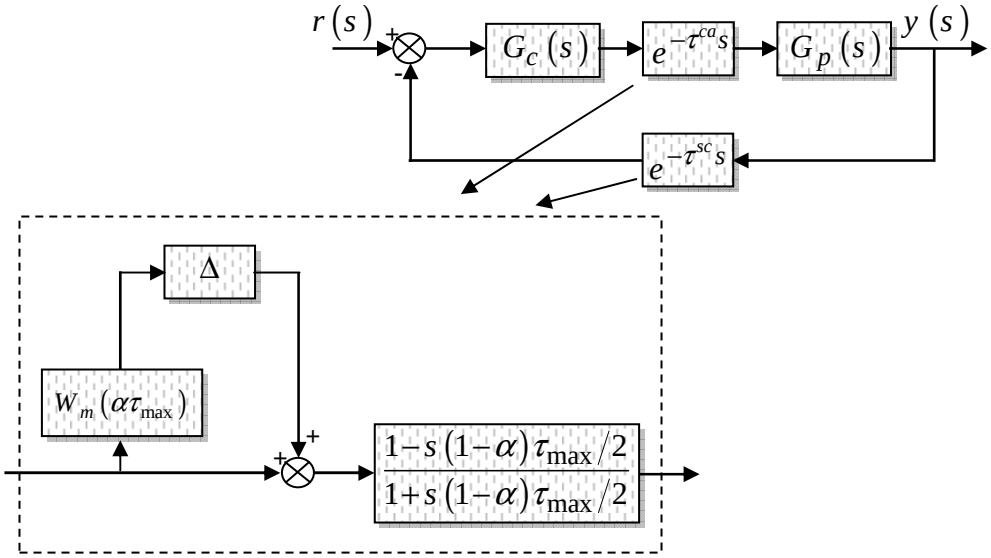


FIG 2.12: commande robuste conçu pour les SCR

- La deuxième approche est la compensation du retard induit par le réseau. Plusieurs techniques à base des approches statistiques et mathématiques ont été présentés dans la littérature pour compenser ou atténuer le retard induit dans les SCR, afin d'assurer l'implémentation de contrôle en temps réel. Une approche à base de commande robuste est présentée dans [Goktas et al., 1996] dont l'objectif est de maintenir les performances d'un SCR dans le cas où les retards sont considérés comme des perturbations multiplicatives sur le système. Dans [Montestruque and Antsaklis 2004], une approche statistique est prise pour compenser le retard, de même dans [Nilsson et al., 1998] une méthode stochastique optimale est présentée, où le gain matriciel LQG optimale est choisi sur une base statistique du retard dans réseau. [Zhang et al., 2001] ont étudié la stabilité au sens du Lyapunov et ils ont proposé des méthodes de compensation des retards. Une technique inventée par Luck and Ray [Luck and Ray, 1990] et [Luck and Ray, 1994] (FIG-2.13), et utilisée ensuite par Chan et Özgüner [Chan and Özgüner, 1995], pour estimer l'état et de prédire la commande.

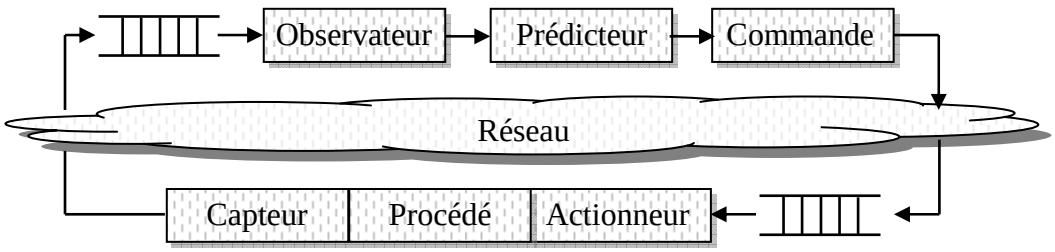


FIG-2.13 : Compensateur des retards basée sur un prédicteur déterministe

Liu et son équipe [Liu et al., 2007] ont intégré une commande prédictive pour surmonter les effets de retard induits par de réseau. Des autres applications de cette technique sont illustrées, par exemple, dans [Zhao et al., 2008 a], [Zhao et al., 2008 b] et [Zhao et al., 2008 c]. Kim et son équipe [Kim et al., 2005] ont considéré une technologie basée à la fois sur un prédicteur et un algorithme compensateur du retard et des pertes de paquet dans un SCR.

Une autre stratégie proposée par Almutairi **[**Almutairi et al., 2001] pour compenser le retard induit par le réseau est basé sur un modulateur flou appliquer à un système linéaire (FIG 2.14). La commande utilisée est à base d'un PI ajustable. Une nouvelle façon a été présentée par Gao et son équipe [Gao et al., 2008], dont un vecteur d'état augmenté a été défini qui les composants retard sont intégrés dans le vecteur d'état. [Zheng et al., 2006] et [Zhang et al., 2007] ont également proposé un système flou de type TS pour compenser l'effet du retard.

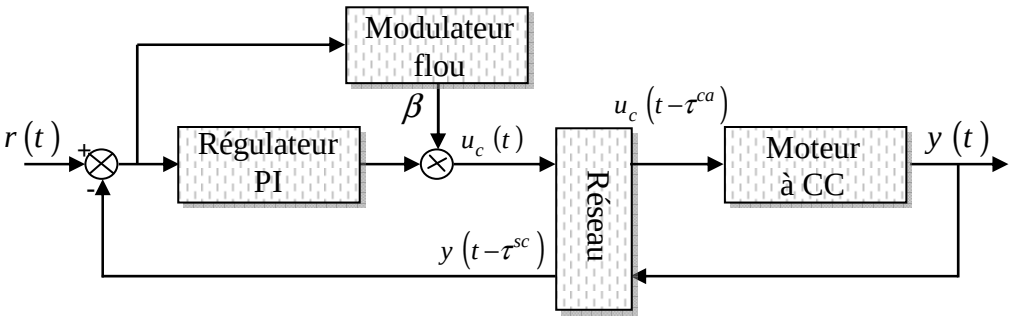


FIG 2.14: Compensateur du retard à base d'un modulateur flou

- La troisième et la dernière approche présentée dans ce rapport, repose sur l'estimation du retard. Au début, c'est-à-dire avec les travaux de Vatanski et son équipe [Vatanski et al., 2006], cette approche consiste à combiner la théorie de commande robuste et la théorie de calcul du réseau. Ils ont estimé la valeur maximale du retard de bout en bout. Ces retards sont ensuite traduits en incertitudes utiles pour la synthèse d'une commande robuste. Une extension de cette solution est proposée dans [Diouri et al., 2007].

[Colandairaj et al., 2005] ont pris en compte que le retard induit par le réseau est le facteur détenteur de la complexité de la commande via un réseau, et pour une meilleure manipulation de ces types des systèmes, il faut détailler l'analyse de cet élément, éviter les méthodes de modélisation statistiques (aléatoires suit une chaîne de Markov) et donner des modèles concrets liée à la charge instantanée et le protocole mise en jeu de réseau [Soucek et al.,

2003]. En effet un mauvais modèle du retard peut provoquer des perturbations cohérentes sur la commande. Ce pour cela, dans cette rapport, on va chercher à estimer le retard à chaque période d'échantillonnage.

2.5.1.2 Perte de paquets :

Habituellement, dans le réseau LAN et le réseau sans fil, des perturbations de l'environnement peuvent entraîner des erreurs des transmissions de données, l'échec de la transmission de données est appelé pertes des paquets. Similaires avec les retards de transmission, les pertes des paquets peuvent aussi dégrader les performances de contrôle. De même suit à une charge élevée, il pourrait y avoir des collisions de paquets qui peuvent aboutir aussi à des échecs de transmissions de données. Des modèles à base de chaîne de Markov sont largement utilisés dans la littérature pour simuler les transmissions des paquets dans les canaux de communication. Dans [Wu and Chen, 2007] et [Xiong and Lam, 2007] ont proposé les conditions de stabilité stochastique vis-à-vis aux pertes sur les paquets transités dans les SCR, où les SCR ont été modélisé par MJLSs (Markov jumping linear systems). Les références suivantes [Huang and Dey, 2007], [Jin et al., 2007], [Sinopoli et al., 2004], [Epstein et al., 2008] et [Xiao et al., 2008], ont utilisé le filtre de Kalman pour étudier les problèmes liés aux pertes de paquets dans les SCR, où les paquets perdus ont été modélisés comme un processus de Bernoulli ou un processus de Markov.

2.5.1.3 Quantification :

Il y a toujours des erreurs de quantification suite au traitement des données analogiques pour le soumettre via le support de communication. En effet, ces signaux analogiques sont quantifiés avec une résolution limitée et ensuite transformée en une séquence de bits binaires, et enfin transmet via le réseau. En outre, suite aux bruits dans les canaux de communication, il pourrait aussi y avoir des erreurs de bits [Lin and Costello, 2004]. Dans [Tatikonda and Mitter, 2004a], [Tatikonda and Mitter, 2004b] et [Tatikonda and Mitter, 2004c] des références bibliographiques qui traitent les conditions nécessaires pour la stabilité du SCR sous les effets des canaux de transmission bruités. L'idée principale de ces travaux est de combiner la dynamique du système avec la théorie de l'information [Gallager, 1968] afin de déterminer des nouvelles conditions pour garantir la stabilité. Dans [Nair and Evans, 2003] un résultat

similaire a été présenté pour la stabilité exponentielle. Dans [Ishii et al., 2004] une stratégie probabiliste et une formulation de type LMI inventé par [Fridman et al., 2004] afin de garantir la stabilité. Les références suivantes [Brockett and Liberzon, 2000], [Elia and Mitter, 2001], [Haimovich et al., 2006], [Ishii and Basar, 2005], [Liberzon, 2003] et [Lin and Costello, 2004] présentent un état de l'art qui mettent en relief le problème de quantification dans les SCR.

Ci-dessous une bibliographie non approfondie sur SCR dans des autres contextes par exemple allocation de ressource et bande passante : [Maier and Reisslein, 2004], [Gannett et al., 2005], [Minero et al., 2009], [Li and AlRegib, 2007], [Soglo and Yang, 2005]. D'autres études qui utilisent des applications basées sur Internet NCS sont présentées dans [Luo and Chen, 2000], [Yang et al., 2003], [Ko et al., 2001], [Tian et al., 2007] et [Chai et al., 2008].

2.6 Conclusion :

Le problème de l'implémentation du réseau de communication, pour le contrôle à distance des systèmes linéaires invariants dans le temps (SLI) a été traité dans ce chapitre. Nous avons analysé, quelques notions liées au contexte de SCR et nous avons privilégié les méthodes de calcul, qui permettent, une modélisation simple sous forme d'une représentation d'état des SCR. Ils ont le double avantage d'apprêter l'effet induit par le réseau comme une entrée inconnue dans la représentation d'état d'un SLI et de garantir une matrice de direction constante à cette nouvelle entrée. Nous venons d'effectuer une représentation d'état spécifique qui sera prise en compte dans le traitement du problème de diagnostic. Dans la suite de manuscrit, nous nous présenterons les approches inventées pour cette problématique des SCR.

Chapitre 3

Filtre de diagnostic pour les Systèmes Contrôlés en Réseau

Sommaire

3.1 Introduction…… 59
3.2 Etat de l'art des SRC…….. 61
3.2.1 Diagnostic du réseau……. 61
3.2.2 Diagnostic du réseau……. 61
3.2.3 Topologies du bloc FD……. 62
3.2.4 Etat de l'art……..……. 64
3.2.4.1 Les approches basées sur les observateurs…….…….... 64
3.2.4.2 Les approches basées sur les filtres…….…... 66
3.2.4.3 Les approches basées sur l'espace de parité…….. 67
3.3 Filtre Robuste de détection…… 67
3.3.1 Modèle final d'un SCR……. 68
3.3.2 Mise en œuvre du filtre robuste de détection…… 69
3.3.3 Exemple d'application…….. 72
3.3.4 Conclusion…… 75
3.4 Filtre adaptatif de détection……... 76
3.4.1 Modèle final d'un SCR……. 76
3.4.2 Mise en œuvre du filtre adaptatif de détection……. 77

3.4.3 Exemple d'application…….. 79
3.4.4 Conclusion…… 82
3.5 Filtre de Kalman augmenté…… 82
3.5.1 Modèle final d'un SCR…… 83
3.5.2 Mise en œuvre du filtre Kalman augmenté……... 84
3.5.3 Exemple d'application…….. 85
3.5.4 Conclusion…… 86
3.6 Filtre de Kalman à deux étages…….. 87
3.6 1 Transformation du filtre…… 87
3.6 2 Mise en œuvre du filtre Kalman à deux étages……. 87
3.6.3 Exemple d'application…….. 90
3.6.4 Conclusion…… 91
3.7 Conclusion…….…… 91

3.1. Introduction

Un des objectifs de la théorie des systèmes est de fournir des outils sur l'observation et le filtrage des systèmes. Les objectifs de l'observation et du filtrage sont en priorités destinées à estimer les états non mesurés, ou d'éliminer les bruits et/ou les perturbations existantes, à condition qu'un modèle du système soit disponible. Cependant, les différences conceptuelles demeurent existantes entre la notion des observateurs et de filtrage et seront soulignées tout au long de cette introduction de ce chapitre.

Un observateur vise à estimer l'état d'un système en déterminant des matrices d'observabilité tel que l'erreur d'estimation d'état soit asymptotiquement stable (exponentiellement stable pour le cas linéaire). Ceci signifie que, pour chaque état initial de l'observateur, l'erreur d'observation convergera et tend vers zéro à condition que le système ne subit pas de perturbation. D'ailleurs, il est important de noter qu'un bon observateur devrait pouvoir observer la valeur de l'état du système et par conséquent l'erreur d'observation devrait être

indépendante de l'état du système. Pour finir, l'utilisation des observateurs est appropriée pour le contrôle des systèmes déterministes puisque l'observateur estime l'état complet du système, permettant ainsi l'utilisation d'une commande par retour d'état.

D'autre part, le filtrage du système n'exige aucune stabilité de l'erreur de filtrage mais vise à garantir son atténuation minimale, ces filtres seront obtenus par optimisation d'un critère bien précis, sachant que le système subit des perturbations. Dans ce cas, la qualité d'estimation dépendrait de l'état actuel du système.

En traitant les systèmes à retard, la diversité des observateurs et des filtres est un peu plus vaste que pour les systèmes linéaires. En effet, il est fort important de considérer des informations complémentaires sur les retards. L'estimation en temps réel de la valeur du retard d'un système physique demeure un problème non résolu [Belkoura et al., 2007], [Belkoura et al., 2008], [Drakunov et al., 2006].

Les SCRs sont généralement étudiés dans un contexte stochastique, l'estimation d'état serait plutôt conduite autour des techniques de filtrage. Le filtre de Kalman est le meilleur estimateur linéaire de l'état des systèmes dynamiques linéaires stochastiques. Il a été largement implanté dans des nombreux domaines industriels. Toutefois, dans certaines situations pratiques, les modèles estimés peuvent poser de sérieux problèmes numériques liés à l'erreur de modélisation, au mauvais conditionnement du système ou suite aux entrées inconnues qui sont constantes ou variables, se traduisant alors par la divergence numérique. La divergence numérique du filtre de Kalman a plusieurs origines et pour y remédier on doit recourir à des techniques appropriées. C'est ainsi que plusieurs variantes du filtre existent dans la littérature, présentant chacun des avantages et des inconvénients.

Dans ce chapitre nous nous intéressons à synthétiser un filtre de détection de défauts pour les SCR. Nous introduisons une condition sur la dynamique spécifique du retard, celui-ci étant une fonction bornée ou une fonction variante dans le temps, afin de consister un modèle standard pour appliquer le filtre de Kalman. Les conditions nécessaires et suffisantes pour la convergence de cet estimateur sont celles permettant la convergence d'un filtre de Kalman classique [Kalman, 1960] [Kalman and Bucy, 1961].

3.2 Etat de l'art sur le diagnostic des SCR

Le but de cette partie est de présenter un aperçu sur la littérature dédiée à la problématique du diagnostic des SCR. Ce thème a également attiré l'attention de beaucoup des chercheurs. De façon plus générale, les recherches dans la thématique de diagnostic des SCR sont classées en deux catégories.

3.2.1 Diagnostic du réseau

Dans la majorité des cas pratiques, le diagnostic du réseau est la procédure de surveillance des lignes de transmissions dans un réseau. Dans ce contexte, Li et ses co-auteurs [Li et al., 2007] ont proposé un générateur des résidus à base d'un observateur pour localiser les erreurs de bit figurant dans les canaux de communication sans fil où ces erreurs ont été transformées en des incertitudes dans le modèle du système. En 2008, [Li et al., 2008] ont produit une technique d'évaluation de résidus, dans lequel un seuil adaptatif est calculé en fonction des propriétés stochastiques des erreurs de bits. Dans la même année Li et Ding [Li and Ding, 2008] ont proposé un observateur d'un système incertain stochastique pour la détection des défauts des erreurs de quantifications et des pertes de paquets.

3.2.2 Diagnostic via le réseau

Le diagnostic via le réseau est une procédure qui consiste à détecter et localiser des défauts affectant le procédé, les actionneurs et/ou les capteurs d'une installation. Il est évidant, que les algorithmes des diagnostics traditionnels qui conçoivent initialement pour la détection de défauts d'un système classique, ne sont plus valables pour assurer cette tâche. En effet, ces algorithmes manquent une robustesse vis-à-vis aux perturbations induites par le réseau.
Dans la suite de cette présentation, l'attention est concentrée sur la détection de défauts des SCR dans le cas où le réseau induit seulement des retards. Pour le lecteur intéressé par le diagnostic robuste aux pertes des paquets, nous l'invitons à consulter les références suivantes [Zhang et al., 2004], [Gao et al., 2008], [Wanga et al., 2009] et [Aubrun el al., 2010]

Les premières études de diagnostic des SCR concernaient principalement l'effet du retard induit par le réseau sur les algorithmes traditionnels, une remarque évidente a été émise

concernant la dégradation des performances des générateurs des résidus conventionnels. Par exemple, dans [Ye et Ding, 2004] et [Ye et al, 2006], les auteurs ont montré qu'un observateur traditionnel n'est plus apte pour générer des résidus indicateurs des défauts affectant un SCR, en effet les mesures et la commande ne sont plus synchronisés. [Sauter et al., 2006] ont étudié l'effet de retard aléatoire induit par le réseau sur un observateur conventionnel. Ils ont montré que les performances de détection peuvent être réduites à cause de la sensibilité des résidus vis-à-vis aux retards.

Avant d'attaquer la bibliographie de cette partie, il est légitime de rappelerr des différentes topologies du bloc de diagnostic des défauts "FD" dans la structure globale d'un SCR.

3.2.3 Topologies du bloc FD

- Le bloc FD peut être placé dans le même nœud que le calculateur [Zhang et Ding 2007]. Selon cette configuration, seul le vecteur des mesures $y(t)$ est donc pénalisé par l'effet du réseau. Par contre, la commande $u(t)$ est disponible directement au bloc FD via le calculateur. Par conséquent le résidu sera affecté seulement par le retard τ_k^{sc}.

- Le bloc FD peut être implémenté dans un nœud du réseau totalement différente au nœud du calculateur [Llanos et al., 2007]. Dans cette structure le résidu sera affecté par le retard entre le capteur et le nœud FD δ_k^{sd} et par le retard entre le calculateur et le nœud FD δ_k^{cd} FIG-3.1.

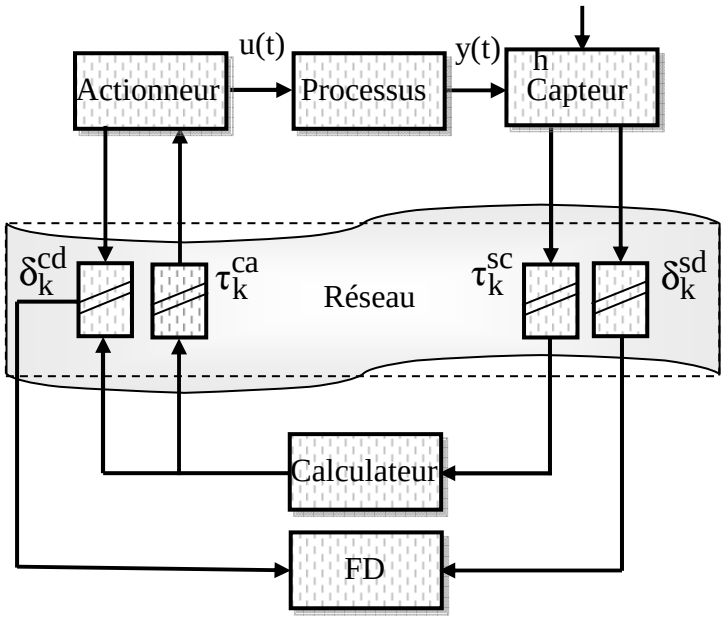


FIG-3.1 : Le bloc FD est un nœud de réseau.

- Egalement, si nous traitons le cas de nombreux systèmes interconnectés, l'algorithme de générateur des résidus peut être mis en application selon différentes architectures [Sauter et al., 2006], en effet trois cas de figure qui peuvent être présentés [Yang, 2006] et [Ding and Zhang, 2005a].

• Diagnostic centralisé, FIG 3.2.
• Diagnostic hiérarchique, FIG 3.3.
• Diagnostic totalement décentralisé, FIG 3.4.

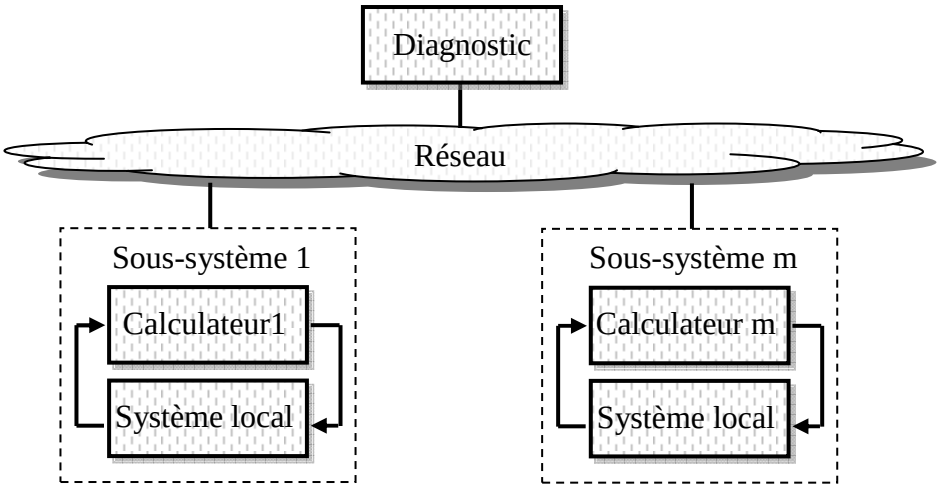


FIG 3.2 : Diagnostic centralisé.

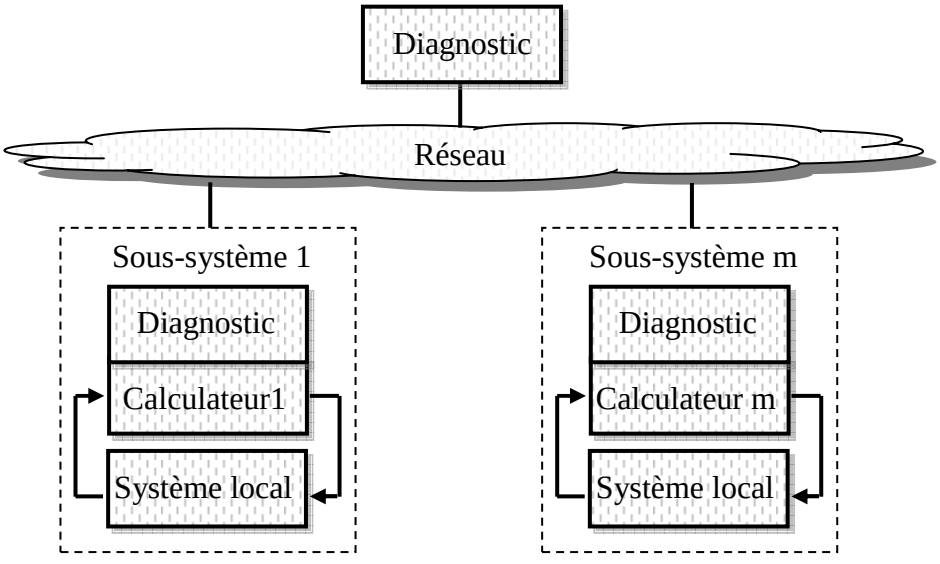


FIG 3.3 : Diagnostic hiérarchique

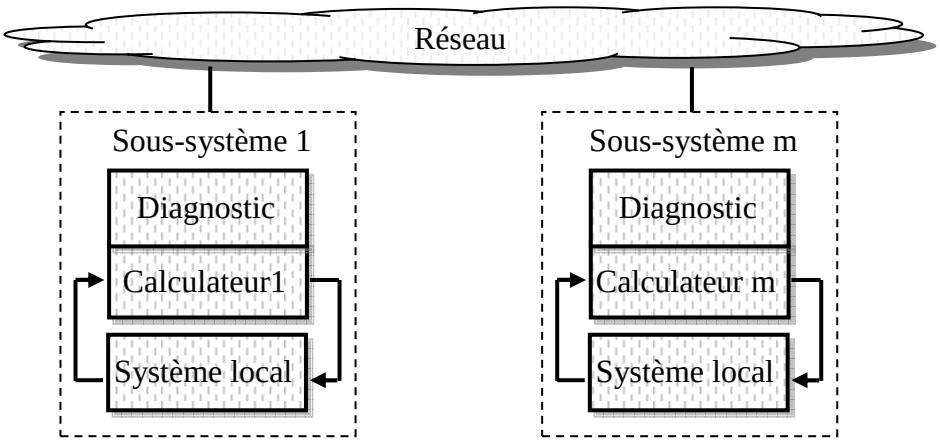


FIG 3.4. Diagnostic décentralisé

3.2.4 Etat de l'art

Cette partie est consacrée à la présentation des méthodes de diagnostics des défauts des SCR utilisant une représentation mathématique du système. Seuls les cas, où le réseau induit des retards, sont considérés.

Des nombreux chercheurs ont contribué à la conception d'une représentation d'état d'un SCR par un modèle simplifié du retard. Une matrice de direction de retard a été extraite par différentes approches :

-Une approximation de Taylor [Ye and Ding, 2004].

-Une décomposition en valeur propre [Wang et al., 2007]

- Par l'exploitation du théorème de Cayley-Hamilton [Wang et al., 2008] et [Ye et al., 2006].

Suite à quoi, beaucoup de méthodes sont exploitées pour assurer la détection des défauts et le découplage vis-à-vis aux perturbations en terme de retard :

1- En utilisant les théories des observateurs des systèmes à retard.

2- En utilisant les méthodes de diagnostic robustes.

3- En utilisant la théorie du diagnostic de défauts des systèmes à retard.

3.2.4.1 Les approches basées sur les observateurs

Sur la base de diverses hypothèses, le SCR peut être modélisé comme un système à retard [Ray and Halevi, 1988], [Zhang, 2001], [Zhang et al., 2001] et [Zheng et al., 2003a]. Pour cela des méthodes d'estimation d'état (observateurs ou filtres) sont déjà développé pour les systèmes à retard et peuvent être utilisées pour diagnostiquer les SCR FIG-3.5

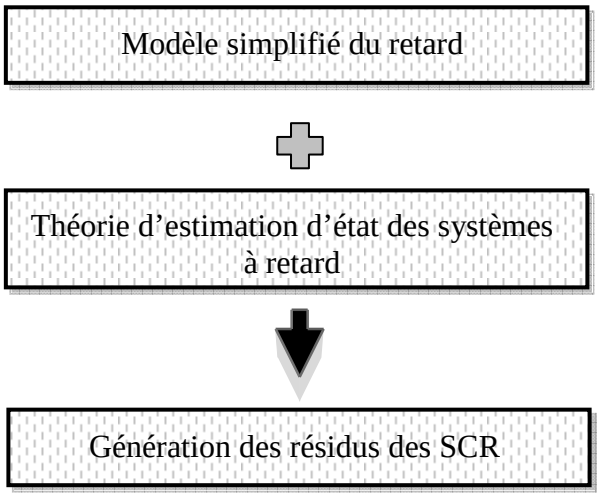


FIG-3.5 : Approche du diagnostic des SCR.

Dans ces approches le modèle de SCR est modifié afin de tenir compte du retard dans le vecteur d'état $x(t)$:

$$\dot{x}(t) = f\left(x(t - v_i), u\left(t - \tau^{ca}\right), \varphi(t)\right) \tag{3.1}$$

$$y(t) = g\left(x(t - v_i), u\left(t - \tau^{ca}\right), \varphi(t)\right) \tag{3.2}$$

$$\hat{y}(t) = y\left(t - \tau^{sc}\right) \tag{3.3}$$

Avec v_i est le retard dans le vecteur d'état.

Le travail de [Yang and Saif, 1998] est le premier papier qui a traité le problème de détection des défauts des systèmes à retard. Ils ont proposé un observateur d'ordre réduit à entrées inconnues pour détecter et identifier les défauts des actionneurs et les défauts des capteurs pour un système à retard. Dans ce travail, les défauts et les perturbations ont été considérés comment des entrées inconnues. Le découplage du défaut est découlé sous des hypothèses formulées sur la structure du système et aussi bien sur les matrices de distribution.

Dans [Ding et al, 2002], une fonction de transfert à matrice pondérée a été développée afin de décrire la sensibilité des résidus par rapport au défaut. Ensuite, un observateur a été conçu, pour une classe de système linéaire à retard variable, de façon à optimiser l'erreur d'observation dans le sens H_∞. La résolution du problème a été achevée en utilisant l'outil d'optimisation LMI.

[Zheng et al, 2003b] ont utilisé un observateur conçu pour le système à retard pour assurer le diagnostic des SCR. Avec des hypothèses différentes et un modèle simplifié pour les NCS, de nombreux observateurs sont reformulés pour des algorithmes de diagnostic pour les NCS, tels que dans [Huo and Fang, 2005a], [Huo and Fang, 2005b], [Xie et al., 2005], [Zheng et al., 2003c], [Zheng et al., 2003d], [Zheng et al., 2003e], [Zheng et al., 2004], [Zheng et al., 2005] [Zhong and Han, 2006], [Li and Yang, 2010].

[Ding and Zhang, 2005b] ont proposé un observateur pour la surveillance des SCR. Ils n'analysent pas directement le problème de retard mais ils considèrent que si la charge de réseau est réduite au minimum alors le retard de transmission de données sera réduit. En conséquence, ils ont conçu un système de surveillance à deux niveaux, pour chaque compartiment ils introduisent une unité de contrôle utilisant uniquement une commande locale. Au niveau global, ils ont conçu un système de surveillance central qui permet d'atteindre les performances de surveillance requises. Ainsi, les entrées au système de surveillance central sont les résidus fournis par les unités locales de détection de défaut.

3.2.4.2 Les approches basées sur les filtres

Ye et ses co-auteurs [Ye et al., 2006] ont montré que le retard inconnu induit par le réseau introduit un terme additionnel inconnu $h(t)$ dans la représentation d'état d'un processus.

$$\dot{x}(t) = f\left(x(t), u(t), h(t), \varphi(t)\right) \tag{3.4}$$

$$y(t) = g\left(x(t), u(t), \varphi(t)\right) \tag{3.5}$$

Par conséquent, quand le retard induit par le réseau est aléatoire, le terme inconnu $h(t)$ peut également être considéré comme une perturbation aléatoire. Ainsi l'idée la plus simple pour réduire l'influence de cette perturbation est de filtrer le résidu issu d'un générateur traditionnel.

Shanbin et ses co-auteurs [Shanbin et al., 2006] ont conçu un filtre isolateur des défauts robustes pour les SCR, où le système est affecté par des défauts multiples. Le retard, τ_{sc}, entre le capteur et le calculateur, et le retard, τ_{ca}, entre le calculateur et l'actionneur ont été considérés comme un seul retard, qui est supposé aléatoire et régi par une chaîne de Markov.

Mao et Jiang [Mao and Jiang, 2007] ont inventé un modèle simplifié pour le SCR sous la forme d'un MIMO, ensuite ils ont conçu un filtre de Kalman pour estimer les défauts affectant un système contrôlé via un réseau, et ils ont créé une phase de reconfiguration de la commande en mode glissant.

3.2.4 3 Les approches basées sur l'espace de parité

Sur la base d'un modèle simplifié du retard, une matrice de direction de retard a été extraite, afin de synthétiser une représentation d'état finale d'un SCR et modéliser l'effet de retard par une entrée inconnue. Ye et ses co-auteurs [Ye et al., 2004], ont inventé une nouvelle approche pour la détection des défauts basée sur la technique de l'espace de parité. Ce travail s'inspire largement de [Ye et al., 2000]. Des nombreux contributions sont reformulées pour optimiser les générateurs des résidus vis-à-vis au retard [Ye and Ding, 2004], [Zhang et al., 2006], [Ye et al., 2006] et [Peng et al., 2009].
Pour plus de détails, le lecteur pourra consulter les deux articles de Fang et ses co-auteurs [Fang et al., 2006], [Fang et al., 2007] ou le livre d'Aubrun et ses co-auteurs [Aubrun el al., 2010].

3.3 Filtre robuste

Nous proposons dans cette partie une nouvelle approche de synthèse d'un filtre de détection des défauts des SCRs basée sur le filtre de Kalman. Dans toute notre étude, nous nous intéresserons exclusivement au retard induit par le réseau. Pour rester dans l'esprit du thème développé, nous considérons la représentation d'état du SCR donné par l'équation (2.12) du chapitre précédent. La description physique de tout le SCR en présence de perturbation et de défauts possède la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + g_k(\tau_k, \Delta u_k) + E_f f_k + E_d w_k \\ y_k = C x_k + v_k \end{cases} \quad (3.6)$$

Avec : $\Delta u_k = u_{k-1} - u_k$,

Où $x_k \in \Re^n$ correspond au vecteur d'état, $y_k \in \Re^m$ est la sortie observée et l'entrée de commande est matérialisée par $u_k \in \Re^r$. L'entrée $f_k \in \Re^q$ inconnue est utilisée afin de

représenter tout type de défauts additifs. Les vecteurs w_k et v_k représentent respectivement les bruits de modèle et de mesure. Les matrices $\Phi \in \Re^{n,n}$, $\Gamma \in \Re^{n,p}$, $C \in \Re^{m,n}$ sont respectivement les matrices discrètes d'état, de commande et d'observation. $E_f \in \Re^{n,q}$ correspond à la matrice de distribution de défauts sur le vecteur d'état et $E_d \in \Re^{n,r}$ correspond à la matrice de distribution de bruits sur le vecteur d'état.

Hypothèse H3.3.1

(i) Le retard induit par le réseau est considéré borné (c'est-à-dire $\tau_k \in [\tau_{min}, \tau_{max}]$), dont ces bornes sont connus

(ii) Le retard est la somme de deux parties, la première est déterministe $\bar{\tau}$ (centre de l'intervalle) et la seconde est stochastique inconnue $\Delta\tau_k$, cette dernière est considéré comme un bruit Gaussien centré de moyenne nulle et de variance connue.

$$\tau_k = \bar{\tau} + \Delta\tau_k \tag{3.7}$$

Avec $\bar{\tau} = \frac{\tau_{max} + \tau_{min}}{2}$: retard moyen déterministe.

$\Delta\tau_k$: Incertitude sur le retard, une valeur stochastique définie par $E(\Delta\tau_k) = 0$ et $var(\Delta\tau_k) = \sigma^2_{\Delta\tau_k}$

3.3.1 Modèle final d'un SCR

Dans ces conditions, une information supplémentaire est prise en considération dans la synthèse d'un filtre de détection. En effet le terme additionnel inconnu $g(\tau_k, \Delta u_k)$ dans la représentation d'état d'un SCR (3.6) peut être décomposé comme suit :

$$g_k(\tau_k, \Delta u_k) = g_k(\bar{\tau}, \Delta u_k) + g_k(\Delta\tau_k, \Delta u_k) \tag{3.8}$$

Avec, $g(\bar{\tau}, \Delta u_k)$ est la partie connue et $g(\Delta\tau_k, \Delta u_k)$ est la partie inconnue. Cette décomposition nous permet de définir la représentation suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + g_k(\bar{\tau}, \Delta u_k) + g_k(\Delta\tau_k, \Delta u_k) + E_f f_k + E_d w_k \\ y_k = C x_k + v_k \end{cases} \tag{3.9}$$

En utilisant l'approximation de l'entrée inconnue introduite par le réseau donnée par l'équation (2.37) du chapitre précédent, il est possible de définir un système augmenté en terme commande et perturbation :

$$\begin{cases} x_{k+1} = \Phi x_k + \begin{bmatrix} \Gamma & \Phi B \bar{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_k \\ \Delta u_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_d & \Phi B \Delta u_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_k \\ \Delta \tau_k \end{bmatrix} + E_f f_k \\ y_k = C x_k + v_k \end{cases} \tag{3.10}$$

L'équation (3.10) peut être récrite de façon suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma^a u_k^a + E_k^a w_k^a + E_f f_k \\ y_k = C x_k + v_k \end{cases} \tag{3.11}$$

Avec $\Gamma^a = \begin{bmatrix} \Gamma & \Phi B \bar{\tau} \end{bmatrix}$, $E_k^a = \begin{bmatrix} E_d & \Phi B \Delta u_k \end{bmatrix}$, $u_k^a = \begin{bmatrix} u_k & \Delta u_k \end{bmatrix}^T$ et $w_k^a = \begin{bmatrix} w_k & \Delta \tau_k \end{bmatrix}^T$.

L'équation (3.11) est un modèle général d'un filtre de Kalman, il est donc possible de mettre en œuvre un générateur de résidu à base de ce filtre.

3.3.2 Mise en œuvre du filtre robuste de détection

Ce paragraphe a pour objectif d'établir la synthèse d'un générateur de résidus fondé sur un filtre de Kalman. D'après l'étude menée au paragraphe (1.2.1.c) du chapitre 1, la mise en œuvre de ce filtre repose principalement sur les propriétés statistiques du système et du bruit en vue d'obtenir le gain de correction optimal minimisant la variance de l'erreur d'estimation.

Hypothèse H3.3.2

(i) w_k^a et v_k sont deux bruits blancs gaussiens discrets, de moyens nuls et matrices de covariances connues, telles que :

$E\left[w_k^a \right] = 0$, $E\left[v_k \right] = 0$ et pour $i \neq j$ $E\left[w_k^a w_j^{aT} \right] = Q_k \delta_{kj}$, $E\left[v_k v^T{}_j \right] = R_k \delta_{kj}$; où Q_k et R_k sont deux matrices définies positives.

(ii) Les bruits w_k^a et v_k ne sont pas corrélés: $E\left[w_k^a v^T{}_j \right] = 0 \ \forall k$ et j

(iii) L'état initial $x(0)$ est une variable aléatoire de moyenne m_0 et de matrice de covariance $P(0)$ connues, telle que :

$E\left[x(0) \right] = m_0$ et $E\left[(x(0) - m_0)(x(0) - m_0)^T \right] = P(0)$

(iv) L'état initial $x(0)$ et les deux bruits w_k^a et v_k ne sont pas corrélés :

$$E\left[x(0)v^T{}_k\right]=0 \text{ et } E\left[x(0)w_k^{aT}\right]=0$$

(v) Les matrices Φ, Γ^a, C et E_k^a sont certaines.

Remarque R3.3.1

(i) Il n'y a aucun problème à traiter le cas où les matrices Φ, Γ_a, C et E_a seraient elles-mêmes fonctions du temps k.

(ii) Il n'est pas non plus nécessaire de faire l'hypothèse que les bruits et la condition initiale sont Gaussiens. Sans cette hypothèse, les estimées du filtre de Kalman sont des estimées à variance minimale, avec cette hypothèse ils sont en plus des estimées optimales au sens de la moyenne conditionnelle.

Etant donné le système dynamique (3.11), le filtre de Kalman conventionnel est celui qui correspond aux hypothèses (H3.3.2). Sous l'hypothèse gaussienne, il s'agit d'un estimateur à moyenne conditionnelle qui minimise la variance de l'erreur d'estimation. Plusieurs méthodes permettent d'obtenir les équations du filtre. En utilisant les principes de base de l'estimation, simple puis récursive, d'une variable aléatoire. On établit que les équations de fonctionnement d'un filtre de Kalman discret se décomposent en deux étapes :

- Une étape de prédiction à un pas (du vecteur d'état et la matrice de covariance):

$$\hat{x}_{k+1/k} = \Phi\hat{x}_{k/k} + \Gamma^a u_k^a \tag{3.12}$$

$$P_{k+1/k} = \Phi P_{k/k}\Phi^T + E_a Q_k E_a^T \tag{3.13}$$

- Une étape de correction :

$$\hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + K_k(y_k - C\hat{x}_{k/k-1}) \tag{3.14}$$

$$P_{k/k} = (I - K_k C)P_{k/k-1} \tag{3.15}$$

Où K_k est la matrice de gain du filtre, donné par

$$K_k = P_{k/k-1}C^T\Sigma_k^{-1} \tag{3.16}$$

Avec, $\Sigma_k = R_k + CP_{k/k-1}C^T$

Remarque R3.3.2

(i) Suivant que l'étape de prédiction suit ou précède l'étape de correction, on peut réaliser un filtre estimateur ou un filtre prédicteur à un pas.

Théorème T3.3.1 : Filtre estimateur :

$$\hat{x}_{k+1/k} = \Phi \hat{x}_{k/k} + \Gamma^a u_k^a \tag{3.17}$$

$$P_{k+1/k} = \Phi P_{k/k} \Phi^T + E_a \mathrm{Q_k} E_a^T \tag{3.18}$$

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} C^T \Sigma_{k+1}^{-1} \tag{3.19}$$

Avec, $\Sigma_{k+1} = R_{k+1} + C P_{k+1/k} C^T$

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1}\left(y_{k+1} - C\hat{x}_{k+1/k}\right) \tag{3.20}$$

$$P_{k+1/k+1} = \left(I - K_{k+1} C\right) P_{k+1/k} \tag{3.21}$$

Démonstration D3.3.1

La synthèse du filtre estimateur de Kalman revient tout simplement de précéder l'étape de prédiction avant l'étape de correction, seule est modifiée l'étape dernière, en effet, nous calculons $\left(\hat{x}_{k+1/k+1}, P_{k+1/k+1}\right)$ au lieu de calculer $\left(\hat{x}_{k/k}, P_{k/k}\right)$.

En absence de défauts, le filtre de Kalman permet d'obtenir une erreur d'estimation :

$$\varepsilon_{k/k-1} = \mathrm{x_k} - \hat{\mathrm{x}}_{k/k-1} \tag{3.22}$$

Le dynamique de cette erreur :

$$\varepsilon_{k+1/k} = \mathrm{x}_{k+1} - \hat{\mathrm{x}}_{k+1/k} \tag{3.23}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi \mathrm{x_k} + \Gamma^a \mathrm{u_k^a} + \mathrm{E_k^a w_k^a} - \left(\Phi \hat{x}_{k/k} + \Gamma^a u_k^a\right) \tag{3.24}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi \mathrm{x_k} - \Phi\left(\hat{x}_{k/k-1} + K_k\left(y_k - C\hat{x}_{k/k-1}\right)\right) + \mathrm{E_k^a w_k^a} \tag{3.25}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi \mathrm{x_k} - \Phi\left(\hat{x}_{k/k-1} + K_k C\, \varepsilon_{k/k-1}\right) + \mathrm{E_k^a w_k^a} \tag{3.26}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \left(\Phi - K_{k+1} \mathrm{C} \Phi\right) \varepsilon_{k/k-1} + \mathrm{E_k^a w_k^a} \tag{3.27}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi\left(\mathrm{I} - K_{k+1} \mathrm{C}\right) \varepsilon_{k/k} + \mathrm{E_k^a w_k^a} \tag{3.28}$$

La séquence d'innovations du filtre de Kalman, nous permet de générer un signal résiduel reflétant le comportement du système au cours du temps.

$$\gamma_{k/k-1} = y_k - C\hat{x}_{k/k-1} = C\varepsilon_{k/k-1} \tag{3.29}$$

Conclusion

D'après l'hypothèse Gaussienne **H3.2**, le dynamique de la séquence d'innovation sans défauts est de moyenne nulle. Elle s'écarte de zéro en présence de défauts.

Pour illustrer la méthode proposée, nous présentons dans la suite un exemple de simulation permet d'examiner l'avantage de la méthode présentée.

3.3.3 Exemple d'application " Groupe WARD-LEONARD"

Nous considérons le groupe WARD-LEONARD (Annexe-A). Ce procédé est contrôlé via un réseau, ce réseau induit un retard borné $\tau_k \in [0.02 \quad 0{,}125]$, c-à-d le retard moyen $\bar{\tau} = 0.0525$, la période d'échantillonnage est de $h = 0{,}125s$. L'ensemble des matrices décrivant le système est défini comme suit :

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0.5476 & -0.2358 \\ 0.0943 & 0.9838 \end{bmatrix},\ \Gamma = \begin{bmatrix} 0.0943 \\ 0.0065 \end{bmatrix},\ \Gamma^a = \begin{bmatrix} 0.0943 \\ 0.0065 \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } C = [0 \quad 12.5].$$

La simulation s'effectue par le scénario suivant:

Initialement le système est en bon fonctionnement, puis à l'instant $t = kh\,s$ avec $k = 920$, un défaut additif sur le capteur se présente, à l'instant 980 le système revient de nouveau au mode de bon fonctionnement. Pour valider l'approche proposée, nous nous utilisons trois générateurs de résidus, dont le premier est à base d'un observateur classique (observateur de Luenberger), le deuxième est à base d'un filtre de Kalman classique et le dernier est le filtre robuste que nous avons réalisé.

Les paramètres de l'observateur classique : $\hat{x}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ et $L = \begin{bmatrix} 0.1913 \\ 0.1145 \end{bmatrix}$ où L est le gain de l'observateur.

Les paramètres du filtre de Kalman classique et le filtre de Kalman robuste s'écrivent :

$$\hat{x}_{0/-1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},\ P_{0/-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},\ Q = \begin{bmatrix} 2.510^{-5} & 0 \\ 0 & 0.2 \end{bmatrix} \text{ et } R = 1.$$

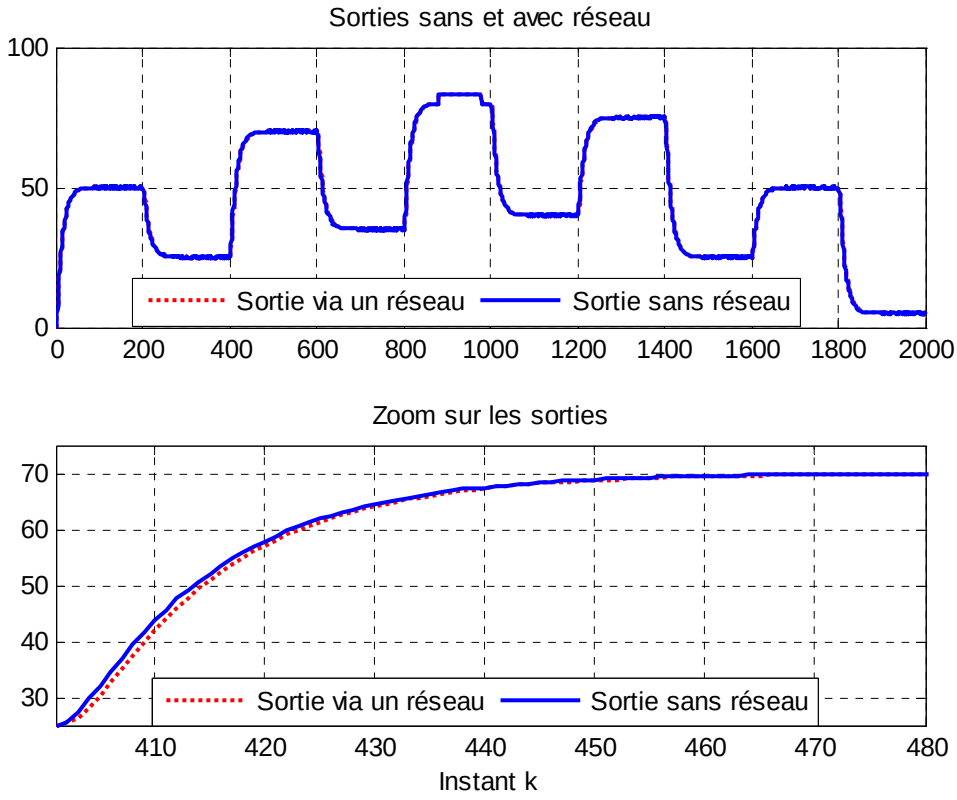


FIG-3.6 : (a) La sortie via et sans réseau, (b) Un zoom sur les sorties.

Les évolutions temporelles de la sortie via et sans réseau sont représentées sur la figure (FIG-3.6), la figure (FIG-3.7) illustre le retard induit par le réseau. L'évolution temporelle de l'excitation de l'actionneur ainsi les évolutions temporelles des trois générateurs des résidus sont représentées sur la figure (FIG-3.7). Et finalement, sur la figure (FIG-3.8), nous avons établi un zoom.

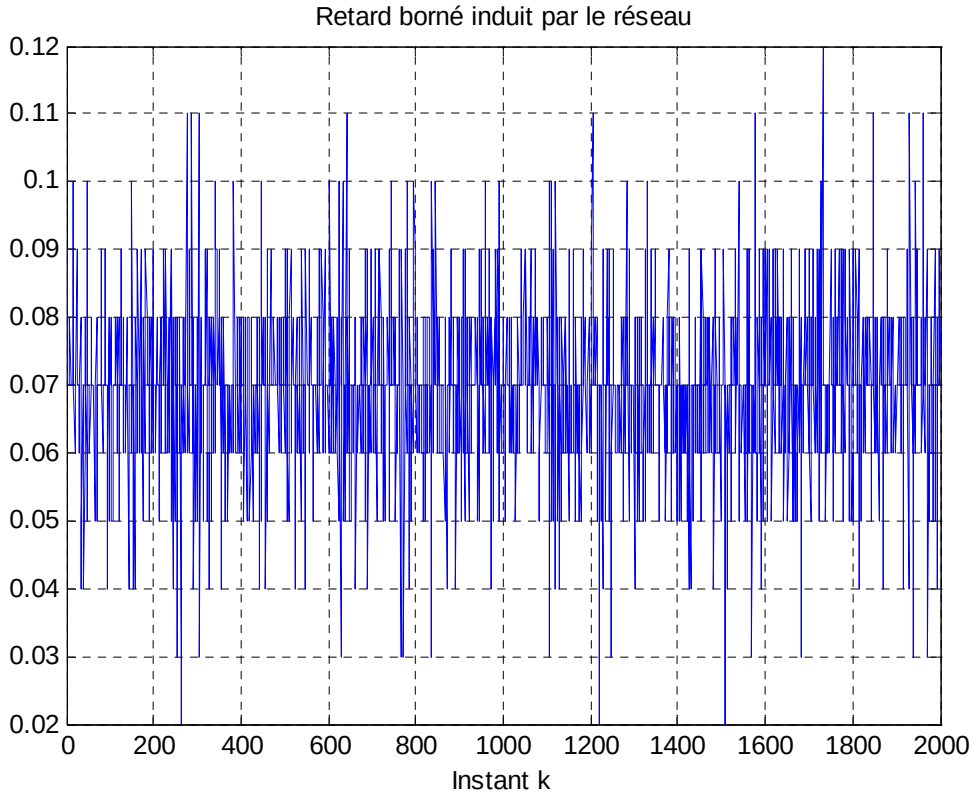


FIG-3.7 : Retard induit par le réseau.

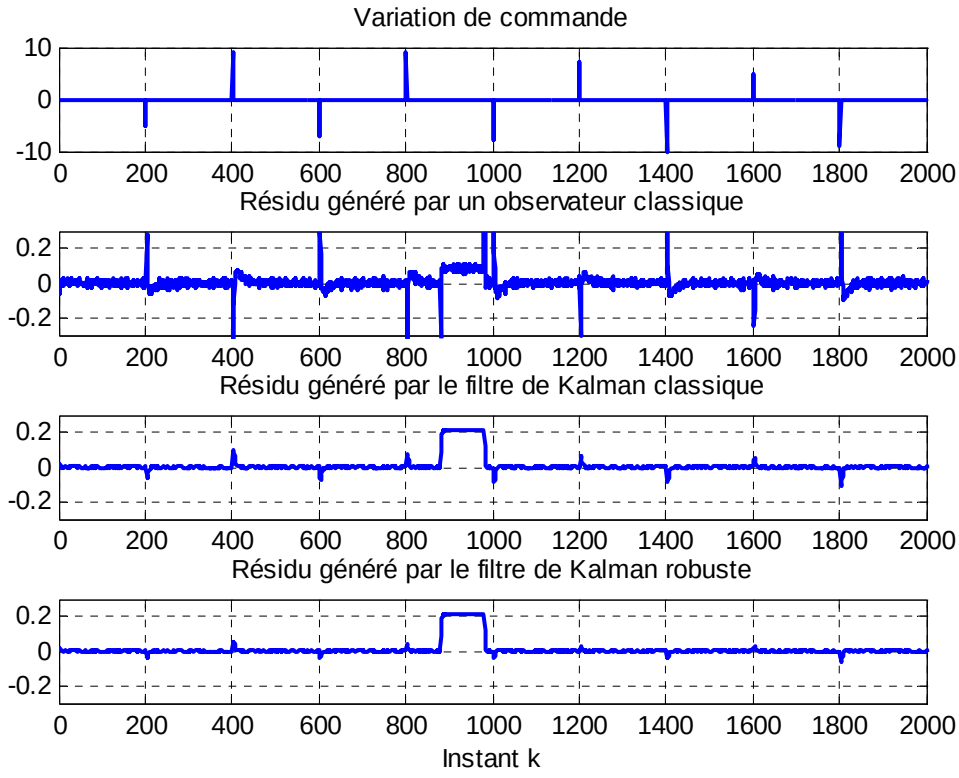


FIG-3.8 : (a) Variation de commande, (b, c et d) Résidus générés par les trois filtres.

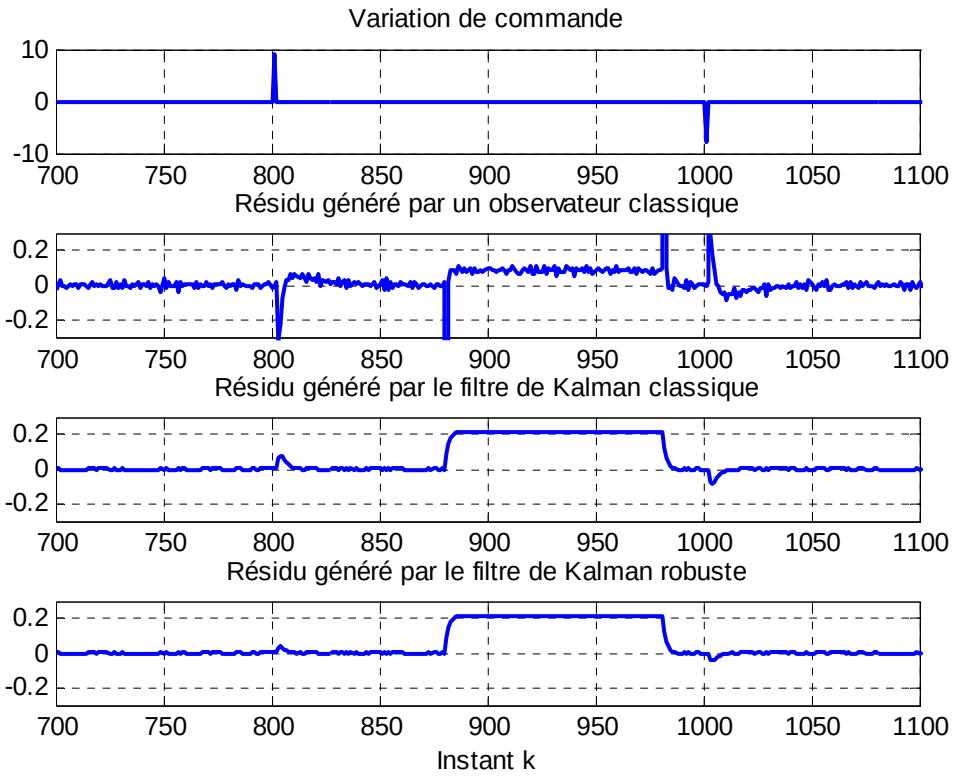


FIG-3.9 : Zoom sur l'intervalle [700, 1100] de FIG-3.8.

Les résultats présentés dans la figure (FIG-3.8) et la figure (FIG-3.9) montrent clairement que la génération de résidu par filtre de Kalman est meilleure que celle de l'observateur de Luenberger. En effet, l'estimateur robuste de Kalman est sensible aux défauts, insensible aux bruits des mesures et réduit au maximum les effets du réseau. Par contre l'observateur de Luenberger saisie bien les défauts mais les effets de réseau sont interprétés comme de fausses alarmes signalant l'apparition d'un défaut.

3.3.4 Conclusion

On peut affirmer que l'utilisation d'un filtre robuste à base d'un filtre de Kalman pour la détection des défauts dans le cadre des systèmes contrôlés en réseau, donne des bons résultats. En fait, nous remarquons bien une atténuation de l'amplitude des fausses alarmes. Mais la démarche de diagnostic n'est pas complète, il faut définir un seuil adaptatif d'évaluation des résidus qui dépend de la charge du réseau. Il est à noter qu'une étude sur le calcul de seuil adaptatif a été réalisée au sein de l'équipe de recherche et à donner lieu à une communication [Al-Salami et al., 2010].

3.4 Filtre adaptatif

Nous proposons dans cette partie une approche adaptive de la synthèse du filtre de Kalman. Nous considérons la représentation d'état du SCR donné par l'équation (2.12) du chapitre précédent. La description physique de tout le SCR en présence de perturbation et de défauts possède la représentation d'état donné dans l'équation (3.6).

Dans cette équation, le terme $g(\tau_k, \Delta u_k)$, dû à la présence du réseau dans la boucle de contrôle, a une grande influence sur la qualité de résidu généré par les algorithmes traditionnels, même par le filtre robuste, la partie inconnue, $g(\Delta\tau_k, \Delta u_k)$, présente par ces fausses alarmes dans les résidus. Donc il est nécessaire d'étudier comment concevoir des systèmes de détection de défauts qui peuvent éliminer l'influence de ce terme. L'idée est d'estimer cette partie et d'adapter le générateur de résidu (FIG-3.10).

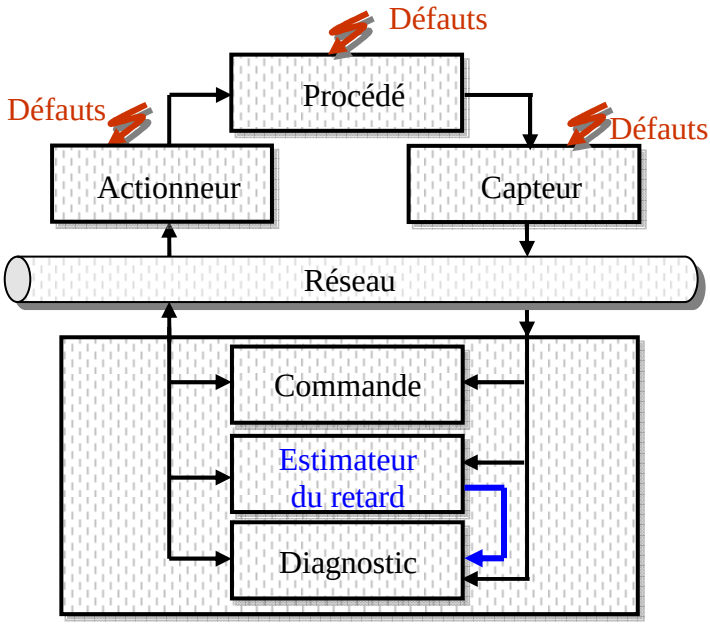


FIG-3.10 : Schéma de principe du filtre adaptatif

3.4.1 Modèle final d'un SCR

Dans le contexte des SCR, nous considérons que la charge du réseau varie lentement et qu'en conséquence le retard induit à un instant d'échantillonnage donné est proche de la valeur du retard à l'instant d'échantillonnage précédent.

Hypothèse H3.4.1

(i) Le retard induit par le réseau est considéré maintenant aléatoire et admet la dynamique suivante:

$$\tau_{k+1} = \tau_k + \alpha_k \tag{3.30}$$

où, α_k est un bruit blanc gaussien, de moyenne nulle et de matrice de covariance connue, telle que : $E[\alpha_k] = 0$ et $E\left[\alpha_k \alpha^T{}_j\right] = Q_k^{\alpha}\delta_{kj}$, où $Q_{\tau,k}$ est une matrice définie positive.

Suite à l'approximation donnée par l'équation (2.37) du chapitre précédent, nous augmentons l'état du système par le vecteur du retard, afin de synthétiser la représentation d'état augmentée :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_{k+1} \\ \tau_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \Phi B \Delta u_k \\ 0 & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ \tau_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix} u_k + \begin{bmatrix} E_d & 0 \\ 0 & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_k \\ \alpha_k \end{bmatrix} \\ y_k = \begin{bmatrix} C & 0_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ \tau_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_m \\ 0_r \end{bmatrix} v_k \end{cases} \tag{3.31}$$

L'équation (3.31) peut être récrite de façon suivante :

$$\begin{cases} z_{k+1} = \Phi_k^a z_k + \Gamma^a u_k^a + E_k^a w_k^a \\ y_k = C_a z_k + v_k \end{cases} \tag{3.32}$$

avec $\Phi_k^a = \begin{bmatrix} \Phi & \Phi B \Delta u_k \\ 0 & I_r \end{bmatrix}$, $C_a = \begin{bmatrix} C & 0_r \end{bmatrix}$, $\Gamma^a = \begin{bmatrix} \Gamma & 0 \end{bmatrix}^T$, $E_k^a = \begin{bmatrix} E_d & 0 \\ 0 & I_r \end{bmatrix}$, et $w_k^a = \begin{bmatrix} w_k & \alpha_k \end{bmatrix}^T$.

L'équation (3.32) est un modèle général d'un filtre de Kalman, il est donc possible de mettre en œuvre un estimateur de l'état augmenté.

3.4.2. Mise en œuvre du filtre adaptatif de détection

Hypothèse H3.4.2

(i) w_k^a et v_k sont deux bruits blancs gaussiens discrets, de moyennes nulles et de matrices de covariance connues, telles que : $E\left[w_k^a\right] = 0$, $E[v_k] = 0$ et pour $i \neq j$

$E\left\{\begin{bmatrix} w_k^a \\ v_k \end{bmatrix}\begin{bmatrix} w_j^a & v_j \end{bmatrix}\right\} = \begin{bmatrix} Q_k^a & 0 \\ 0 & R_k \end{bmatrix}\delta_{kj}$; où $Q_k^a = \begin{bmatrix} Q_k^x & 0 \\ 0 & Q_k^\alpha \end{bmatrix}$, Q_k^x , Q_k^α et R_k sont des matrices définies positives.

(ii) L'état initial $z(0)$ est une variable aléatoire de moyenne $m_0 = \begin{bmatrix} m_0^x \\ m_0^r \end{bmatrix}$ et de matrice de covariance $P(0)$ connue, telle que :

$$E\left[z(0)\right] = \begin{bmatrix} m_0^x \\ m_0^r \end{bmatrix} \text{ et } E\left[\left(z(0)-m_0\right)\left(z(0)-m_0\right)^T\right] = \begin{bmatrix} P_x(0) & 0 \\ 0 & P_r(0) \end{bmatrix}$$

(iii) L'état initial $z(0)$ et les deux bruits w_k^a et v_k ne sont pas corrélés :

$$E\left[z(0)v^T{}_k\right] = 0 \text{ et } E\left[z(0)w_k^{aT}\right] = 0$$

(iv) Les matrices Φ_k^a, Γ^a, C_a et E_k^a sont certaines.

Remarque R3.4.1

(i) Il n'y a aucun problème à traiter le cas où les matrices Φ_k^a, Γ_a, C et E_k^a seraient elles-mêmes fonctions du temps k.

(ii) Il n'est pas non plus nécessaire de faire l'hypothèse que les bruits et la condition initiale sont Gaussiens. Sans cette hypothèse, les estimées de Kalman sont des estimées à variance minimale, avec cette hypothèse ils sont en plus des estimées optimales au sens de la moyenne conditionnelle.

Sous l'hypothèse gaussienne, il s'agit d'un estimateur à moyenne conditionnelle qui minimise la variance de l'erreur d'estimation. On établit que les équations de fonctionnement d'un filtre de Kalman discret se définissent comme suit :

Théorème T3.4.1 : Filtre estimateur du retard :

$$\hat{z}_{k+1/k} = \Phi_k^a \hat{z}_{k/k} + \Gamma^a u_k^a \tag{3.33}$$

$$P_{k+1/k} = \Phi_k^a P_{k/k} \Phi_k^{aT} + E_k^a Q_k^a E_k^{aT} \tag{3.34}$$

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} C_a^T \Sigma_{k+1}^{-1} \tag{3.35}$$

Avec, $\Sigma_{k+1} = R_{k+1} + C_a P_{k+1/k} C_a^T$

$$\hat{z}_{k+1/k+1} = \hat{z}_{k+1/k} + K_{k+1}\left(y_{k+1} - C_a \hat{x}_{k+1/k}\right) \tag{3.36}$$

$$P_{k+1/k+1} = \left(I - K_{k+1} C_a\right) P_{k+1/k} \tag{3.37}$$

En absence de défauts, le filtre de Kalman permet d'obtenir une erreur d'estimation :

$$\varepsilon_{k/k-1} = z_k - \hat{z}_{k/k-1} \tag{3.38}$$

Le dynamique de cette erreur :

$$\varepsilon_{k+1/k} = z_{k+1} - \hat{z}_{k+1/k} \tag{3.39}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi_k^a z_k + \Gamma^a u_k^a + E_k^a w_k^a - \left(\Phi_k^a \hat{z}_{k/k} + \Gamma^a u_k^a\right) \tag{3.40}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi_k^a z_k + E_k^a w_k^a - \Phi_k^a \left(\hat{z}_{k/k-1} + K_k \left(y_k - C_a \hat{x}_{k/k-1}\right)\right) \tag{3.41}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi_k^a \left(z_k - \hat{z}_{k/k-1}\right) - \Phi_k^a K_k C_a \left(z_k - \hat{z}_{k/k-1}\right) + E_k^a w_k^a \tag{3.42}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \left(\Phi - K_k C\Phi\right) \varepsilon_{k/k-1} + E_k^a w_k^a \tag{3.43}$$

$$\varepsilon_{k+1/k} = \Phi\left(I - K_k C\right) \bar{\varepsilon}_{k/k} + E_k^a w_k^a \tag{3.44}$$

La séquence d'innovation du filtre de Kalman, nous permet de générer un signal résiduel reflétant le comportement du système au cours du temps.

$$\gamma_{k/k-1} = y_k - C\hat{z}_{k/k-1} = C\varepsilon_{k/k-1} \tag{3.45}$$

Conclusion

D'après l'hypothèse Gaussienne **H3.4.2**, le dynamique de la séquence d'innovation sans défauts est de moyenne nulle. Elle s'écarte de zéro en présence de défauts.

Pour illustrer la méthode proposée, nous présentons dans la suite un exemple de simulation permet d'examiner l'avantage du l'algorithme.

3.4.3. Exemple d'application

Nous considérons l'application donnée précédemment (Groupe WARD-LEONARD), dans ce cas, le retard de réseau est censé être variable gaussien. La simulation s'effectue par le scénario suivant:

Initialement le système est en bon fonctionnement, puis à l'instant $t = kh\,s$ avec k=920, un défaut additif sur le capteur se présente, à l'instant 980 le système revient de nouveau au mode de bon fonctionnement. Pour valider l'approche proposée, nous utilisons trois générateurs de résidus, dont le premier est à base d'un filtre de Kalman classique, le deuxième est à base du filtre robuste et le dernier est le filtre adaptatif que nous avons réalisé.

Les paramètres du filtre de Kalman standard:

$\hat{x}_{0/-1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $P_{0/-1} = I_2$, $Q = 1$, et $R = 2.5\,10^{-5}$

Les paramètres du filtre de Kalman robuste:

$\hat{x}_{0/-1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $P_{0/-1} = I_2$, $Q = 1$, $\tilde{R} = \begin{bmatrix} 2.510^{-5} & 0 \\ 0 & 0.2 \end{bmatrix}$, et $\bar{\tau} = 0.06\,\text{sec}.$

Les paramètres du filtre de Kalman adaptif:

$\hat{x}_{0/-1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $P_0 = 10^{-2} I_3$, $R = 2.510^{-5}$ et $Q_a = \begin{bmatrix} 2.510^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 2.510^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 210^{-6} \end{bmatrix}$

Les résultats présentés ci-après permettent de comparer le filtre Kalman robuste et le filtre de Kalman adaptatif et le filtre de Kalman standard. Les résidus sont générés en utilisant la séquence d'innovations, $\gamma_{k/k\text{-}1} = y_k - C\hat{x}_{k/k\text{-}1} = C\varepsilon_{k/k-1}$

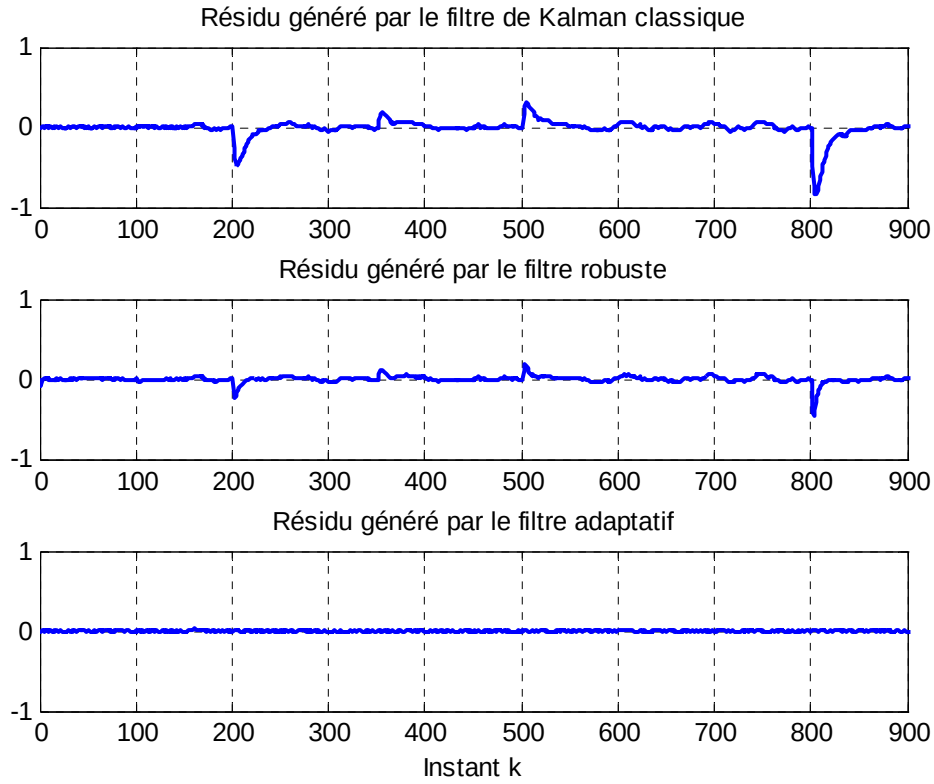


FIG-3.11 : Résidus générés par les trois filtres pour $k \in [0, 900]$.

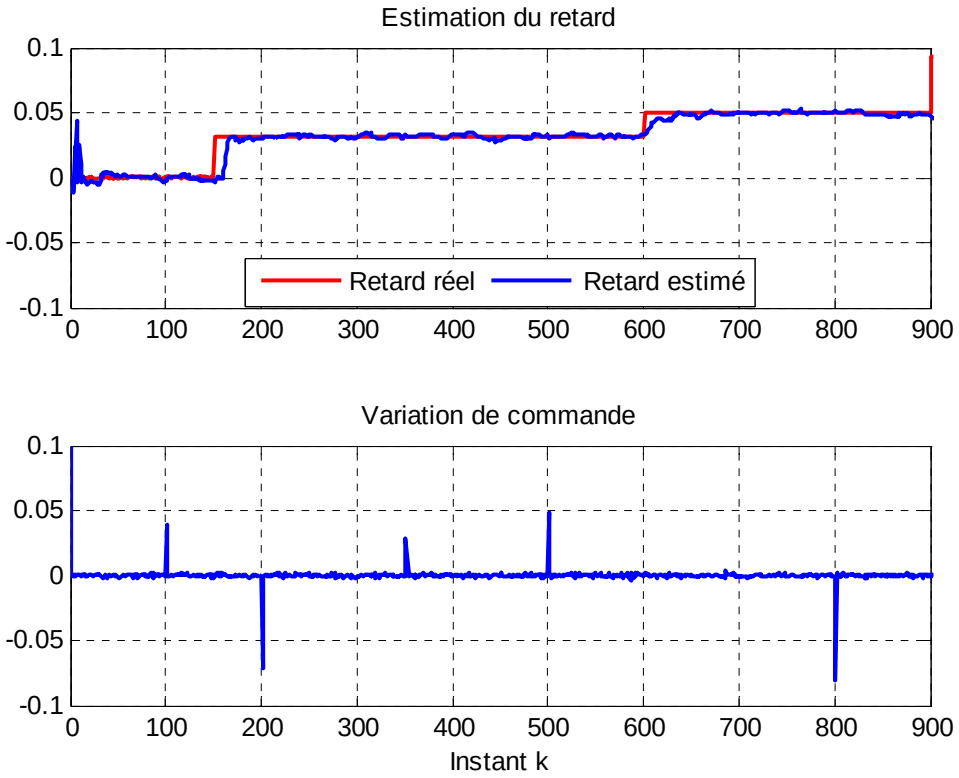


FIG-3.12 : (a) Estimation de retard, (b) Variation de commande.

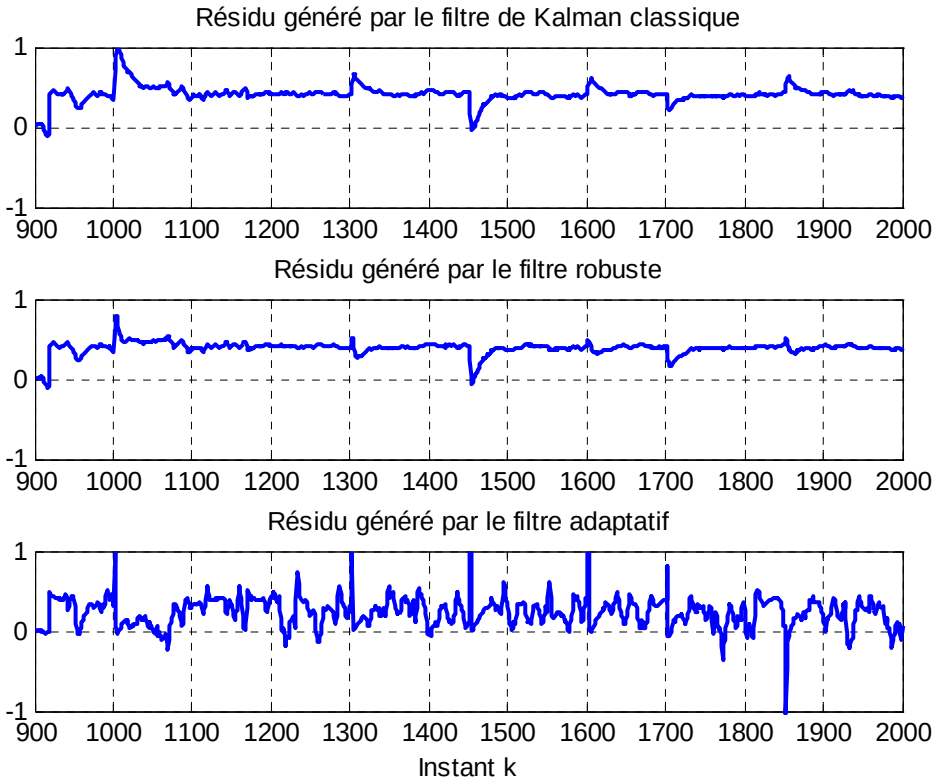


FIG-3.13 : Résidus générés par trois filtres pour $k \in [900, 2000]$.

Sur la figure (FIG-3.11), on observe les trois générateurs des résidus, dans l'intervalle du temps $k \in [0, 900]$ le systèmes est sans défauts, le filtre adaptatif est le meilleur, en effet, ce filtre est insensible aux toutes perturbations.

Sur la figure (FIG-3.12), nous montrons en (a) l'estimation du retard induit par le réseau, nous observons une estimation parfaite. En (b) nous montrons la variation de la commande.

Sur la figure (FIG-3.13), on observe les trois générateurs des résidus, dans l'intervalle du temps $k \in [900, 2000]$ le système est affecté par un défaut capteur. Les trois résidus sont sensibles aux défauts. Néanmoins, les résidus générés par le filtre de Kalman standard et le filtre robuste donnent de meilleurs résultats du point de vue du rapport signal sur bruit. Ceci s'explique par le fait que le filtre de Kalman adaptatif ne peut pas faire la différence entre les retards et les défauts du réseau de capteurs

3.4.3. Conclusion

On peut affirmer que l'utilisation d'un filtre adaptatif basé sur un estimateur du retard pour la détection des défauts des systèmes contrôlés en réseau, donne des bons résultats. En fait, nous

remarquons bien que les résidus sont parfaitement nuls avant l'apparition d'un défaut, mais la limitation provient du fait que l'estimateur de retard n'est plus valable dans le sens où les sorties du système sont corrompues par la présence d'un défaut

3.5. Filtre de Kalman augmenté

Dans ce paragraphe, nous présentons le filtre de Kalman augmenté. L'objectif de ce filtre est d'estimer un vecteur d'état augmenté par les retards et les défauts. Un accent particulier est mis sur le problème numérique du filtre en terme dimension, ce qui permettra de mettre en évidence la limite de leur mise en œuvre.

Rappelant la représentation d'état d'un système dynamique contrôlé en réseau :

$$\begin{cases} x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + \Phi B \Delta u_k \tau_k + E_f f_k + d_k \\ y_k = C x_k + v_k \end{cases} \tag{3.46}$$

Ce système dynamique présente deux entrées inconnues, la première entrée, $\Phi B \Delta u_k \tau_k$, est due à l'insertion du réseau dans la boucle de commande du système et la deuxième, f_k est considérée comme un défaut additif affectant l'actionneur.

3.5.1 Modèle final d'un SCR

Hypothèse H3.5.1

(i) On suppose la dynamique suivante de l'entrée inconnue globale:

$$\rho_{k+1} = \rho_k + \alpha_k \tag{3.47}$$

où $\rho_k = \begin{bmatrix} \tau_k \\ f_k \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{r+q}$ est l'entrée inconnue globale.

(ii) le bruit $\alpha_k = \begin{bmatrix} \alpha_k^{\tau} \\ \alpha_k^{f} \end{bmatrix}$ est Gaussien de moyen nul, $E[\alpha_k] = 0$ et de matrice de variance, $E\left[\alpha_j \alpha_k^T\right] = Q_j^{\alpha} \delta_{jk}$ où δ_{kj} impulsion de Dirac.

Le système (5.1) peut être récrit :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + \Omega_k \rho_k + d_k \tag{3.48}$$

$$\rho_{k+1} = \rho_k + \alpha_k \tag{3.49}$$

$$y_k = C x_k + v_k \tag{3.50}$$

Avec : $\Omega_k = \begin{bmatrix} \Phi B \Delta u_k & 0 \\ 0 & E_f \end{bmatrix}$ est la matrice de distribution de l'entrée inconnue globale.

Hypothèse H3.5.2

(i) Les matrices Φ, Γ, C, Ω_k sont des matrices connues et de dimensions appropriées.

(ii) d_k , α_k et v_k sont des bruits blancs gaussiens discrets tel que:

- Les moyens sont nuls : $\mathrm{E}[d_k] = 0$, $\mathrm{E}[\alpha_k] = 0$ et $\mathrm{E}[v_k] = 0$

- Les matrices des variances Q_k^x , Q_k^ρ et R_k pour i ≠ j :

$\mathrm{E}\left[d_k d_j^T\right] = Q_k^x \delta_{kj}$, $\mathrm{E}\left[\alpha_k \alpha_j^T\right] = Q_k^\rho \delta_{kj}$ et $\mathrm{E}\left[v_k v_j^T\right] = R_k \delta_{kj}$.

(iii) Les bruits d_k et v_k (de même α_k et v_k) ne sont pas corrélés, donc pour i ≠ j, les matrices des covariances sont définis par :

$\mathrm{E}\left[d_k v_j^T\right] = 0$, $\mathrm{E}\left[\alpha_k v_j^T\right] = 0$ et $\mathrm{E}\left[d_k \alpha_j^T\right] = Q_k^{x\rho} \delta_{kj}$.

(iv) Les états initiaux x_0 et ρ_0 sont deux variables aléatoires gaussiennes indépendante des tous les bruits d_k , α_k et v_k , ils sont les propriétés statistiques suivantes :

$$E[x_0] = \bar{x}_0, \qquad E[\rho_0] = \bar{\rho}_0, \qquad E\left[(x_0 - \bar{x}_0)(x_0 - \bar{x}_0)^T\right] = \mathrm{P}_0^x > 0,$$

$$E\left[(\rho_0 - \bar{\rho}_0)(\rho_0 - \bar{\rho}_0)^T\right] = \mathrm{P}_0^\rho > 0 \text{ et } E\left[(x_0 - \bar{\rho}_0)(x_0 - \bar{\rho}_0)^T\right] = \mathrm{P}_0^{x\rho} > 0$$

3.5.2 Mise en oeuvre du filtre du Kalman augmenté

Le système dynamique (5.1) peut être réécrit sous la forme :

$$z_{k+1} = \Phi_a z_k + \Gamma_a u_k + w_k^a \tag{3.51a}$$

$$y_k = C_a z_k + v_k \tag{3.51b}$$

Avec

$$z_k = [x_k \quad \rho_k]^T, w_k^a = [d_k \quad \alpha_k]^T, C_a = [C \quad 0], \Gamma_a = \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix}$$

et $\Phi_{a,k} = \begin{bmatrix} \Phi & \Omega_k \\ 0 & I_{r+q} \end{bmatrix}$

Etant donné le système dynamique (3.51), le filtre de Kalman augmenté est celui qui correspond aux hypothèses **H5.2.1** et **H5.2.2**. Sous l'hypothèse gaussienne, il s'agit d'un estimateur qui minimise la variance de l'erreur d'estimation. Dans ce qui suit, nous présenterons les équations du filtre [Williamson, 1990] et [Ignani, 1990].

$$z_{k+1/k+1} = z_{k+1/k} + K_{k+1}(y_{k+1} - C_a z_{k+1/k}) \tag{3.51a}$$

$$z_{k+1/k} = \Phi_{a,k} z_{k/k} + B_a u_k \tag{3.51b}$$

$$P_{k+1/k} = \Phi_{a,k} P_{k/k} \Phi_{a,k}^T + Q_{a,k} \tag{3.51c}$$

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} C_a^T (C_a P_{k+1/k} C_a^T + R)^{-1} \tag{3.51d}$$

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C_a) P_{k+1/k} \tag{3.51e}$$

$$P_{k/k} = \begin{bmatrix} P_{k/k}^x & P_{k/k}^{x\rho} \\ P_{k/k}^{\rho x} & P_{k/k}^{\rho} \end{bmatrix} \tag{3.51f}$$

$$Q_{a,k} = \begin{bmatrix} Q_k^d & Q_k^{d\alpha} \\ Q_k^{\alpha d} & Q_k^{\alpha} \end{bmatrix} \tag{3.51g}$$

3.5.3 Exemple d'application

Nous considérons toujours le groupe WARD-LEONARD (Annexe-A). Ce procédé est contrôlé via un réseau. Pour valider l'approche proposée, nous considérons le scénario suivant a été établi:

- Initialement le système est en bon fonctionnement, puis à l'instant 1500, un défaut additif sur le capteur se présente ;

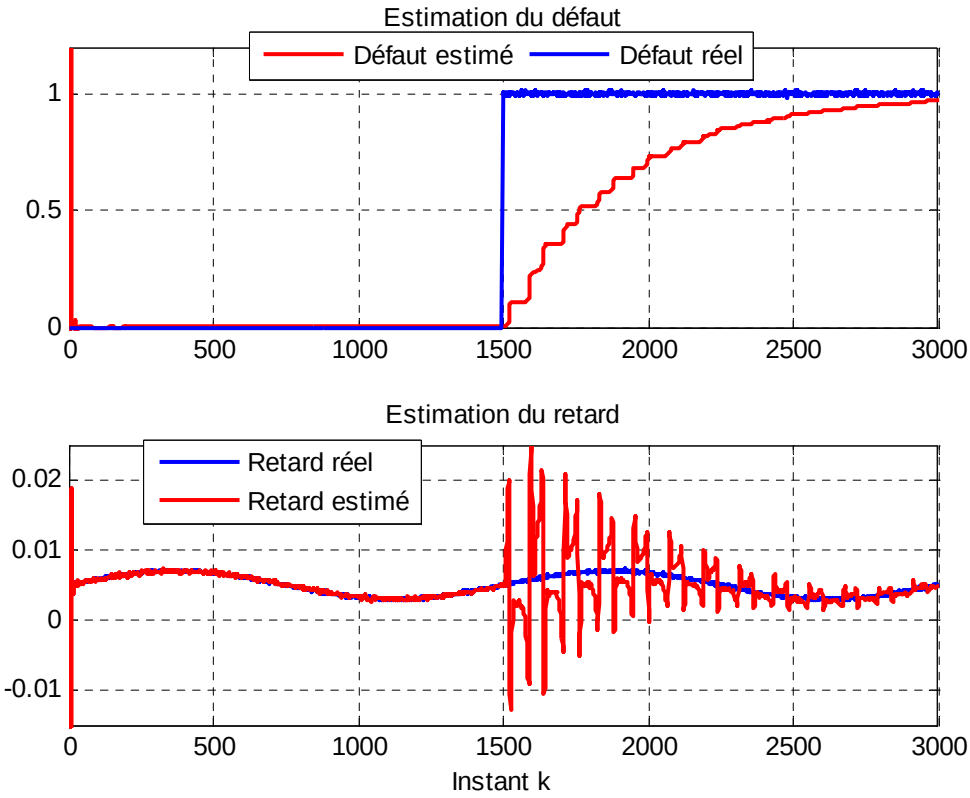


FIG 3.13 : Estimations par filtre de Kalman augmenté

3.5.4 Conclusion

Le filtre augmenté de Kalman permet de réaliser une estimation optimale [Williamson, 1990] et [Ignani, 1990] de l'état et l'entrée inconnue. Un inconvénient de cette approche est que la dimension de la matrice de variance covariance augmente de telle sorte que l'algorithme de calcul devient un peu complexe et numériquement très lourd. Pour résoudre ce problème, des nouvelles procédures pour l'estimation des états du système linéaire en présence des entrées inconnues ont été inventées par Friedland [Friedland, 1969] Ce filtre a été appelé filtre de Kalman à deux étages (Two Stage Kalman Filter TSKF). Dans la section suivante, nous proposons une nouvelle stratégie pour estimer et découplerl'état et l'entrée inconnue.

3.6. Le filtre de Kalman à deux étages

3.6.1 Introduction

La structure du filtre de Kalman à deux étages a subi beaucoup des formulations, depuis son invention par Friedland [Friedland, 1969] jusqu'au les derniers publications, [Hsieh, 2009] et [Hsieh, 2010], en effet l'approche de Friedland [Friedland, 1969] est très convenable dans le cas où l'entrée inconnue est constante, comme le dit Hsieh and Chen [Hsieh and Chen, 1999], par contre si l'entrée inconnue est variable l'estimateur devient sous-optimale, c'est à dire qu'il n'est pas exactement équivalent au résultats donnés par le filtre de Kalman augmenté.

Pour contourner ce problème, Hsieh et Chen [Hsieh and Chen, 1999] ont proposé une version optimale du TSKF, ce OTSKF suppose que les propriétés statistiques de l'entrée inconnue sont connues. Ils ont introduit une contrainte algébrique pour assurer l'optimalité du filtre. Néanmoins, dans la plupart des cas, l'entrée inconnue est de valeur inconnue. Si cette information est incomplète, la performance du TSKF optimal peut être dégradé ou divergé. Comme une première solution est le filtre de kalman robuste à deux étages, ce filtre a été proposé par Hsieh [Hsieh, 2000], dont l'objectif est de surmonter la sensibilité aux propriétés statistiques de l'entrée inconnue. Une deuxième solution appelée TSKF adaptative a été proposé par Kim et ses co-auteurs [Kim et al., 2006]. Ce filtre fait appel aux deux facteurs d'oublis, afin d'ajuster les deux matrices de variance covariance de deux stages de filtre de Kalman.

3.6.2 Mise en œuvre du filtre à deux étages

Le filtre précèdent est de dimension $n+r+q$, peut être mis en œuvre, mais sa formulation actuelle est un peu complexe et numériquement très lourde. Le filtre de Kalman à deux étages a été proposé pour réduire la complexité de calcul [Akira et al., 2009]. En utilisant le filtre de Kalman à deux étages, nous décomposons l'algorithme de calcul sur deux, c'est-à-dire, nous estimons par un filtre de dimension n l'état et par un deuxième filtre de dimension $r+q$ les entrées inconnues. Nous proposons la transformation UV [Jiahe et al., 2008] pour décomposer le filtre en deux sous filtres. Nous citons dans la suite l'algorithme de transformation U-V appliqué aux variables du filtre :

$$z_{k/k-1} = T(U_k)\bar{z}_{k/k-1} \tag{3.52a}$$

$$z_{k/k} = T(V_k)\bar{z}_{k/k} \tag{3.52b}$$

$$P_{k/k-1} = T(U_k)\bar{P}_{k/k-1}T^T(U_k) \tag{3.52c}$$

$$P_{k/k} = T(V_k)\bar{P}_{k/k}T^T(V_k) \tag{3.52d}$$

$$K_k = T(V_k)\bar{K}_k \tag{3.52e}$$

Avec :

$$\bar{z}_k = \begin{bmatrix}\bar{x}_k & \bar{\rho}_k\end{bmatrix}^T, \bar{K}_k = \begin{bmatrix}\bar{K}_k^x & \bar{K}_k^\rho\end{bmatrix}^T, \bar{P}_{(.)} = \begin{bmatrix}\bar{P}_{(.)}^x & 0 \\ 0 & \bar{P}_{(.)}^\rho\end{bmatrix} \text{ et}$$

$$T(M) = \begin{bmatrix} I & M \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

Les matrices de transformations U_k et V_k sont définies par :

$$U_k = P_{k/k-1}^{x\rho}\left(P_{k/k-1}^{\rho}\right)^{-1} \tag{3.53a}$$

$$V_k = P_{k/k}^{x\rho}\left(P_{k/k}^{\rho}\right)^{-1} \tag{3.53b}$$

On peut vérifier, sans difficulté, que l'inverse de la transformation T est obtenu très simplement $T^{-1}(M) = T(-M)$, Ceci permet de récrire les équations suivantes :

$$\bar{z}_{k/k-1} = T(-U_k)z_{k/k-1} \tag{3.54a}$$

$$\bar{z}_{k/k} = T(-V_k)z_{k/k} \tag{3.54b}$$

$$\bar{P}_{k/k-1} = T(-U_k)P_{k/k-1}T^T(-U_k) \tag{3.54c}$$

$$\bar{P}_{k/k} = T(-V_k)P_{k/k}T^T(-V_k) \tag{3.54d}$$

$$\bar{K}_k = T(-V_k)K_k \tag{3.54e}$$

Dans les équations (3.54a) – (3.54e), nous introduisons les relations (3.51a) – (3.51e), les équations du filtre peuvent être mis sous la forme équivalente suivante :

$$\bar{z}_{k+1/k} = T(-U_{k+1})\left(\Phi_{a,k}T(V_k)\bar{z}_{k/k} + \Gamma_a u_k\right) \tag{3.55a}$$

$$\bar{z}_{k+1/k+1} = T(-V_k)\left(z_{k+1/k} + T(V_{k+1})\bar{K}_{k+1}\left(y_{k+1/k} - C_a T(U_{k+1})\bar{z}_{k+1/k}\right)\right) \tag{3.55b}$$

$$\bar{P}_{k+1/k} = T(-U_{k+1})\left(\Phi_{a,k} T(V_k)\bar{P}_{k/k}\Phi_{a,k}{}^T + Q_{a,k}\right)T^T(-U_{k+1}) \quad (3.55c)$$

$$\bar{P}_{k+1/k+1} = T(-V_k)\left(I - T(V_{k+1})\bar{K}_{k+1}C_a\right)P_{k+1/k}T^T(-V_k) \quad (3.55d)$$

$$\bar{K}_k = T(-V_k)T(U_{k+1})\bar{P}_{k+1/k}C_a{}^T(C_a T(U_{k+1})\bar{P}_{k+1/k}C_a{}^T + R)^{-1} \quad (3.55e)$$

Utilisant (3.55c), (3.55d), et la structure diagonale de la matrice $\bar{P}_{(.)}$, nous définissons les relations suivantes de U_{k+1} et V_{k+1}:

$$0 = \bar{U}_{k+1}\bar{P}^{\rho}_{k/k} + Q_k^{d\alpha} - U_{k+1}\left(\bar{P}^{\rho}_{k/k} + Q_k^{\alpha}\right) \quad (3.56a)$$

$$0 = U_{k+1} - V_{k+1} - \bar{K}^x_{k+1}S_{k+1} \quad (3.56b)$$

Avec $\bar{U}_{k+1}$ et S_{k+1} sont données comme suit:

$$\bar{U}_{k+1} = \Phi V_{k+1} + \Omega_k \quad (3.57a)$$

$$S_{k+1} = CU_{k+1} \quad (3.57b)$$

En utilisant les relations (3.56a) - (3.56b) dans les équations (3.55a) - (3.55e), nous définissons enfin les équations de l'estimateur de l'entrée inconnues $\bar{\rho}_{(.)}$.

$$\bar{\rho}_{k+1/k} = \bar{\rho}_{k/k} \quad (3.58a)$$

$$\bar{\rho}_{k+1/k+1} = \bar{\rho}_{k+1/k} + \bar{K}^{\rho}_{k+1}\left(y_{k+1} - C\bar{x}_{k+1/k} - S_{k+1}\bar{\rho}_{k+1/k}\right) \quad (3.58b)$$

$$\bar{P}^{\rho}_{k+1/k} = \bar{P}^{\rho}_{k/k} + Q_k^{\rho} \quad (3.58c)$$

En utilisant les relations (3.56a) - (3.56b) dans le équation (3.58c), nous définissons enfin les équations de U_{k+1} et V_{k+1}:

$$U_{k+1} = \bar{U}_{k+1} + \left(Q_k^{d\alpha} - \bar{U}_k Q_k^{\alpha}\right)\left(P^{\rho}_{k+1/k}\right)^{-1} \quad (3.59a)$$

$$V_{k+1} = U_{k+1} - \bar{K}^x_{k+1}S_{k+1} \quad (3.59b)$$

On admet les relations de passage $\bar{u}_k$ et $\bar{Q}_k^d$ qui sont obtenus à partir de (3.55a), (3.55c), (3.56a) et (3.57a)

$$\bar{u}_k = \left(\bar{U}_{k+1} - U_{k+1}\right)\bar{\rho}_{k/k} \quad (3.60a)$$

$$\bar{Q}_k^d = Q_k^d + Q_k^{d\alpha}\bar{U}_{k+1}{}^T - U_{k+1}\left(Q_k^{d\alpha} - \bar{U}_{k+1}Q_k^{\alpha}\right)^T \quad (3.60b)$$

En utilisant les relations (3.55a), (3.55c) et (3.55e), nous définissons enfin les équations de l'estimateur de l'état $\bar{x}_{(.)}$.

$$\bar{x}_{k+1/k} = \Phi \bar{x}_{k+1/k} + \Gamma u_k + \bar{u}_k \tag{3.61a}$$

$$\bar{x}_{k+1/k+1} = \bar{x}_{k+1/k} + \bar{K}^{\rho}_{k+1}\left(y_{k+1} - C\bar{x}_{k+1/k}\right) \tag{3.61b}$$

$$\bar{P}^{x}_{k+1/k} = \Phi \bar{P}^{x}_{k/k} \Phi^{T} + \bar{Q}^{x}_{k} \tag{3.61c}$$

$$\bar{K}^{x}_{k+1} = \bar{P}^{x}_{k+1/k} C^{T}\left(C\bar{P}^{x}_{k+1/k} C^{T} + R\right)^{-1} \tag{3.61d}$$

$$\bar{P}^{x}_{k+1/k+1} = \left(I - \bar{K}^{x}_{k+1} C\right)\bar{P}^{x}_{k+1/k} \tag{3.61e}$$

En écrivant finalement, les équations pour estimer l'état $x_{(.)}$ et l'entrée inconnue $\rho_{(.)}$.

$$\hat{x}_{k/k} = \bar{x}_{k/k} + V_k \bar{\rho}_{k/k} \tag{3.62a}$$

$$\hat{x}_{k/k} = \bar{x}_{k/k} + V_k \bar{\rho}_{k/k} \tag{3.62b}$$

$$\hat{P}^{x}_{k/k} = \bar{P}^{x}_{k/k} + V_k \bar{P}^{\rho}_{k/k} V_k{}^{T} \tag{3.62c}$$

$$\hat{P}^{\rho}_{k/k} = \bar{P}^{\rho}_{k/k} \tag{3.62d}$$

3.6.3 Exemple d'application

Nous considérons toujours le groupe WARD-LEONARD (Annexe-A). Ce procédé est contrôlé via un réseau. Pour valider l'approche proposée, le scénario suivant a été établi:

- Initialement le système est en bon fonctionnement, puis à l'instant 1500, un défaut additif sur le capteur se présente ;

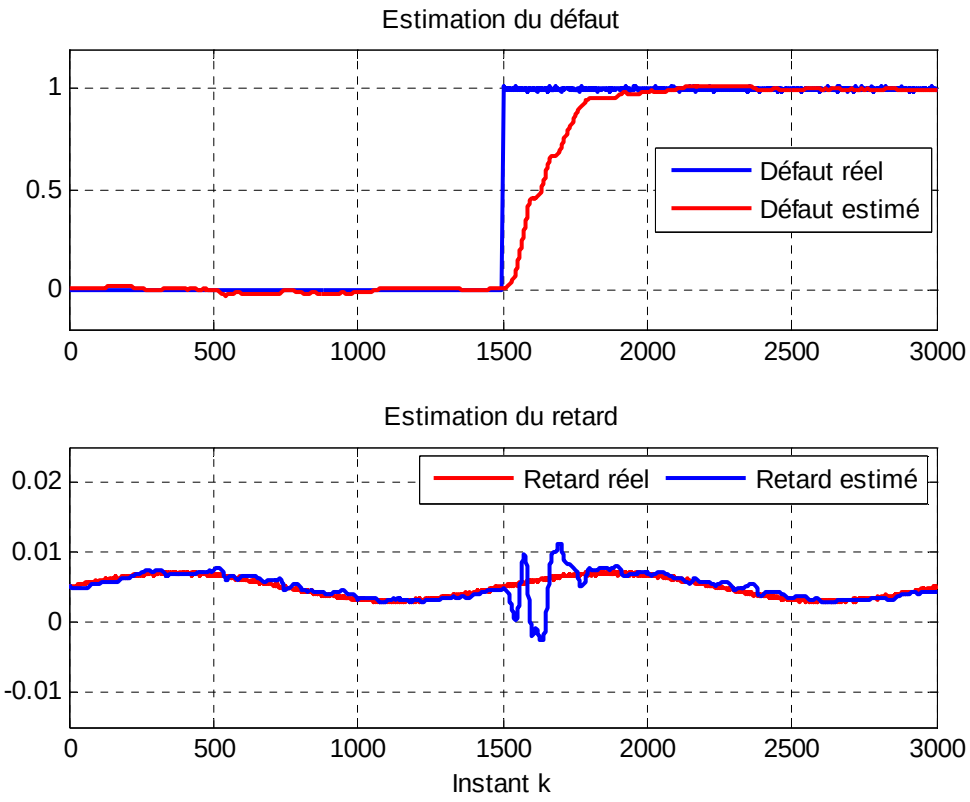


FIG 3.13 : Estimations par filtre de Kalman à deux étages

3.6.4 Conclusion

Une décomposition dans l'espace d'observation par la mise en œuvre d'une transformation matricielle donne naissance à deux filtres de Kalman superposés. Ces deux filtres traitent séquentiellement l'estimation des variables, une par une pour élaborer l'estimée optimale.

3.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence la problématique du diagnostic de défauts des systèmes contrôlés via un réseau. Nous avons privilégié la technique à base du filtre de Kalman avec des hypothèses différentes sur la nouvelle entrée induite par le réseau. Une des limitations majeures, pour la première solution proposée, le filtre robuste, provient du fait que la démarche de diagnostic n'est pas complète, il faut définir un seuil adaptatif d'évaluation des résidus qui dépend de la charge du réseau (Annexe c), il est à noter qu'une étude sur le calcul de seuil adaptatif a été réalisée au sein de l'équipe de recherche et à donner lieu à une communication [Al-Salami et al., 2010], de même pour le filtre adaptatif, la deuxième

solution, la limitation provient du fait que l'estimateur de retard n'est plus valable dans le sens où les sorties du système sont corrompues par la présence d'un défaut. Afin de pallier à ces inconvénients, une méthode originale permettant d'estimer simultanément les retards induits par le réseau et les défauts. Celle-ci repose sur un filtre de Kalman augmenté. Cette approche originale garantit une estimation optimale, cependant l'algorithme de calcul devient numériquement très lourd. Le filtre de Kalman à deux étages est la solution finale proposée permettant de résoudre cette omission.

Dans la suite du manuscrit, nous présenterons des approches pour isoler des défauts affectant SCR.

Chapitre 4

Filtre isolateur des défauts

Sommaire

4.1 Introduction…….….. 94
4.2 Isolateurs des défauts des systèmes linéaires…… 96
4.2.1 Introduction……..……. 96
4.2.2 Observateur à entrée inconnue……..… 96
4.2.3 Filtre à entrée inconnue: Filtre de Keller…….. 99
4.2.4 Exemple illustratif…… 105
4.2.5 Limitation de cette approche…… 107
4.3 Filtrage des systèmes contrôlés en réseau…… 109
4.3.1 Introduction…….. 109
4.3.2 Filtre de Keller augmenté……. 110
4.3.3 Exemple illustratif…… 111
4.3.4 Filtre Isolateurs des SCRs……. 114
4.3.5 Exemple illustratif…… 120
4.4 Conclusion……... 123

4.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les méthodes de diagnostic à base de modèles. Suite à cette présentation, non exhaustive, nous avons développé des approches à base de filtre de Kalman pour générer des résidus insensibles aux effets induits par le réseau. Comme le déclare très justement Duan dans [Duan et al., 2002], lorsque le système considéré est soumis à une perturbation inconnue, le filtre de détection doit être découplé de ces perturbations afin d'éviter les fausses alarmes. En d'autres termes, l'ensemble des phénomènes perturbateurs ne doit pas, contrairement à un défaut, conduire à un changement de comportement du vecteur de résidus. Une telle solution est mise en avant dans la littérature des années quatre-vingt-dix, avec les filtres détecteurs robustes [Cheng et al., 2009] ou les observateurs à entrées inconnues [Duan et al., 2002], [Chen and Patton, 1999]. Une approche commune pour résoudre le problème du filtre à entrée inconnue pour les systèmes stochastiques est de produire une estimation d'état découplé de l'entrée inconnue. Les chercheurs de ce domaine ont proposé différents types d'estimateurs d'état optimaux [Ignagni, 1981], [Ignagni, 1990], [Alouani et al., 1993], [Borisov and Pankov, 1994], [Chen and Patton,

1996], [Keller, 1999], [Cheng et al., 2009], [Darouach and Zasadzinski, 1997], [Keller and Darouach, 1997], [Darouach et al., 2003], [Gillijns and De Moor, 2007a], [Gillijns and De Moor, 2007b], [Hou and Patton, 1998] et [Hsieh, 2000]. Ce filtre a joué un rôle important dans de nombreuses applications, par exemple, la compensation d'entrée inconnues additives [Friedland, 1969], [Hsieh and Chen, 1999], [Ignani, 1990] des applications de l'environnement [Kitanidis, 1987], la détection de défauts et les problèmes d'isolation [Patton et al., 1989], [Basseville and Nikiforov, 1994], [Chen and Patton, 1996], et le filtrage [Hsieh, 2007]. Lorsque le système est contrôlé via un réseau et affecté par des défauts capteurs et/ou actionneurs, le problème est beaucoup plus complexe, car il faut gérer à la fois l'effet du réseau sur le système et la détection de défauts.

A cette fin, l'objectif de ce chapitre est de présenter une solution méthodologique complète qui va de la synthèse des filtres de diagnostic pour identifier les défauts jusqu'au rejet des perturbations induites par le réseau, en terme retard. Ce filtre prend en considération l'effet de retard affectant la génération de résidu, ce retard comme nous avons vu dans le chapitre précédent engendre de fausses alarmes lors de la détection du défaut. Nous montrons que l'approche développée présente plusieurs caractéristiques intéressantes dans le cadre des systèmes contrôlés en réseau. la démarche méthodologique, présentée en tout premier lieu dans un contexte génération de résidu découplé des entrées inconnues, sera étendue à la classe des systèmes contrôlés en réseaux pouvant être représenté par des systèmes linéaires invariants dans le temps (LTI) à entrées inconnues.

Ce chapitre sera par conséquent articulé autour de trois principales parties. La première partie est destinée à la présentation des outils d'isolation des défauts des systèmes linaires invariants dans le temps, où le résidu reflétant directement l'amplitude des défauts. Afin de prendre en compte, les entrées inconnues du système, une extension de la méthode d'isolation des défauts sera présentée en seconde partie de ce chapitre. Inspiré des travaux menés dans la thèse de [Jamouli, 2003] dans le cadre de génération des résidus directionnels des systèmes linéaires stochastiques découplés des entées inconnus, nous verrons que ce problème peut également être formulé dans un contexte système en réseau fondé sur l'hypothèse que le réseau induit seulement des retards. La troisième partie de ce chapitre fera l'objet d'une illustration des avantages de ce filtre à l'aide d'un exemple de simulation.

4.2 Isolation des défauts des systèmes linéaires

4.2.1 Introduction

L'isolation de défauts est un objectif central d'un système de diagnostic. Cette tâche peut être un véritable défi pour le concepteur du système. D'une manière générale, l'isolation de défauts est un processus de traitement du signal visant à acquérir des informations sur l'emplacement des défauts survenus sur le système. Evidement la complexité d'un tel processus de traitement dépend fortement des paramètres suivants :

- nombre des défauts possibles
- informations disponibles sur les éventuels défauts.
- distributions associées à chaque défaut.

Ces objectifs expriment un découplage parfait entre l'état du système et les entrées inconnues. Afin de répondre à ces objectifs, un certain nombre de techniques ont été développées parmi lesquelles ont peut citer les approches par projection dans l'espace de parité [Chow, 1980], [Chen and patton 1999] et [Ding, 2008] ou encore certaines classes d'observateurs [Patton ,1994], [Iserman 1997], [Wuennenberg, 1990], [Frank, 1990], [Chen and Patton ,1999] et [Ding, 2008]. L'objet des paragraphes suivants n'est bien évidemment pas de présenter les différentes approches existantes pour résoudre le problème. Il s'agit de présenter brièvement celles ayant été étudiées dans notre contexte d'étude. Nous mettons l'accent sur les approches géométriques.

4.2.2 Observateur à entrée inconnue

Un observateur à entrées inconnues (Unknown input observer, UIO) est un système dynamique qui estime l'état (ou une partie de l'état) d'un système donné, découplé des entrées inconnues. Ces techniques sont les plus réussies pour assurer la robustesse vis-à-vis aux perturbations. Le problème de l'UIO a été initié par [Basile and Marro, 1969], [Guidorzi and Marro, 1971], [Beard, 1971], [Jones, 1973]. Plusieurs approches ont également contribué à la recherche d'une solution : les approches algébriques, voir, par exemple, [Darouach, et al, 1994] et [Hou and Muller, 1992], l'approche géométrique par [Bhattacharyya, 1978]. Ces observateurs sont exploités par [Watanabe and Himmelblau, 1982] pour la détection de défauts, des concepts de détectabilité sont inventés par [Hautus, 1983]. Ce problème a été

étendu par [Wunnenberg and Frank, 1982] et [Patton and Chen, 1993], afin de découpler les défauts par rapport à l'état du système, cette technique est très connue par la communauté de commande sous le nom découplage par retour d'état. D'autres améliorations ont été suggérées par [Park and Rizzoni, 1994a] et [Liu and Si, 1997], ces dernières ont proposés un observateur d'ordre plein qui est capable d'isoler des défauts multiples affectant un système à temps continu.

En considérant un système linaire invariant dans le temps affecté par divers défauts $f_k \in \Re^q$ dont l'impact sur le système est quantifié via la matrice de distribution $E_f \in \Re^{n,q}$.

Le modèle d'état traduisant le comportement de cette configuration :

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + E_f f_k \quad (4.1a)$$

$$y_k = Cx_k \quad (4.1a)$$

$x \in \Re^n$, $y \in \Re^m$ et $u \in \Re^p$ dénotent respectivement les vecteurs d'état, de mesure ainsi que les signaux de commande. $E_f \in \Re^{n,q}$ représente la matrice de distribution associée au vecteur de défauts.

Nous pouvons construire le filtre isolateur de défauts comme suit :

$$\hat{x}_{k+1} = A\hat{x}_k + Bu_k + L(y_k - \hat{y}_k) \quad (4.2)$$

$$\hat{y}_k = C\hat{x}_k \quad (4.3)$$

$$r_k = V(y_k - \hat{y}_k) \quad (4.4)$$

Avec la dynamique de l'erreur d'estimation et le résidu :

$$e_{k+1} = (A - LC)e_k + E_f f_k \text{, avec } e_k = (x_k - \hat{x}_k) \quad (4.5)$$

$$r_k = VCe_k \quad (4.6)$$

La sortie du filtre isolateur peut être donné comme suit :

$$r_z = VG_{rf,z} f_z \quad (4.7)$$

avec $G_{rf,z}$ la matrice de transfert entre le résidu (la sortie du filtre) et les défauts [Gertler, 1998], [Chen and Patton, 1999], [Frank and Ding, 2000a], [Frank and Ding, 2000b], [Patton et al., 2000] [Zhang et al., 2005] et [Zhang and Ding, 2008] [Zhong et al., 2010].

$$G_{rf,z} = C\left(zI-\left(A-LC\right)\right)^{-1}E_f \tag{4.8}$$

La synthèse d'un observateur isolateur des défauts, revient à la recherche de deux gains matriciels L et V tel que la matrice de transfert $VC\left(zI-\left(A-LC\right)\right)^{-1}E_f$ entre le résidu r_k et les défaut f_k doit être diagonale. En supposant que la condition sur les rangs de la matrice de mesure et la matrice de direction des défauts $m \geq q$ est satisfaisante, avec :

- m est la dimension de vecteur des mesures et le rang de la matrice C.
- q est de dimension du défauts et aussi le rang de la matrice E_f .

[Chen and Patton, 1999] ont proposé la structure suivante d'un observateur à entrée inconnue (FIG-4.2), afin d'assurer le découplage de défauts via à vis de l'état.

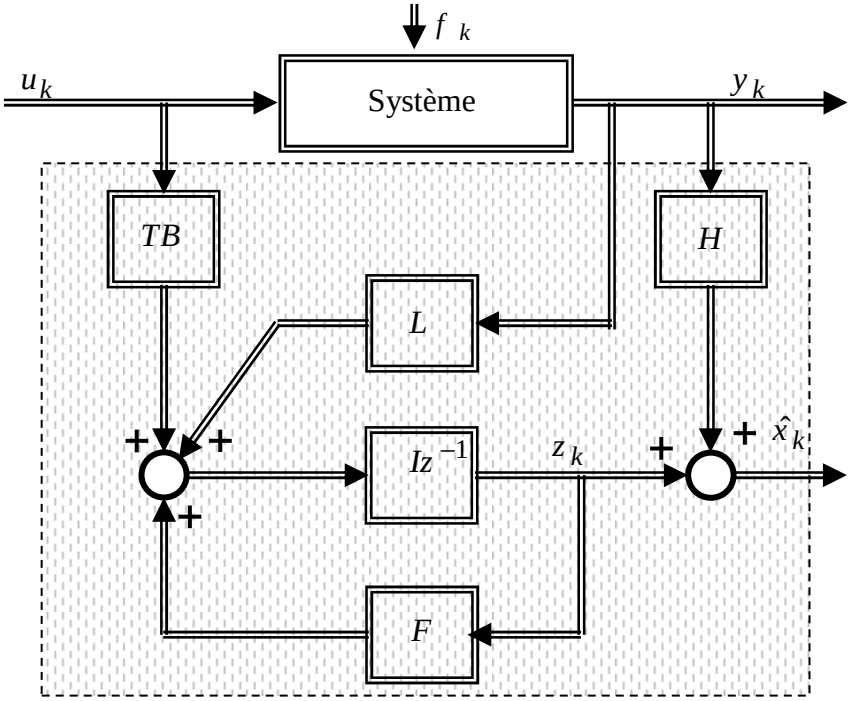


FIG-4.1 - Structure d'un observateur à entrée inconnue.

Le modèle de l'observateur traduisant cette structure peut être écrite sous la forme suivante :

$$z_{k+1} = Fx_k + TBu_k + Ly_k \tag{4.9}$$

$$\hat{x}_k = z_k + Hy_k \tag{4.10}$$

Où $\hat{x}_k \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur estimé d'état, $z_k \in \mathbb{R}^n$ le vecteur d'état de l'observateur à rang complet, les matrices F, T, L et H sont déterminé afin d'assurer le découplage par rapport aux entrées inconnues.

Le dynamique de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$\begin{aligned} e_{k+1} &= (A - HCA - K_1C)e_k + (F - (A - HCA - K_1C))z_k \\ &+ (K_2 - (A - HCA - K_1C)H)y_k \\ &+ (T - (I - HC))Bu_k + (HC - I)Ed_k \end{aligned} \tag{4.11}$$

avec $K = K_1 + K_2$, si l'on peut rendre les relations suivantes vrai $(HC - I)E = 0$, $I - HC = T$, $F = A - HCA - K_1C$ et $K_2 = FH$, le dynamique de l'erreur d'estimation s'exprime sous la forme :

$$e_{k+1} = Fe_k \tag{4.12}$$

Le lecteur intéressé par une étude plus détaillée de cette approche pourra consulter les références suivantes [Chen and Patton, 1999], [Zhang and Ding, 2006] et [Ding, 2008]. Une autre stratégie de découplage des défauts à base de la décomposition en valeurs singulières peut être trouvé dans la référence [Gaddouna, 1995].

4.2.3 Filtre à entrée inconnue: Filtre de Keller

Le filtre isolateur est une classe particulière d'observateur à entrée inconnues permettant de générer des résidus ayant des caractéristiques directionnelles qui peuvent être associés à un mode connu de défaillance, c'est-à-dire permettant de construire des espaces de détection associée à chaque défaut. Ce filtre présente une structure particulière de filtre de Kalman garantissant l'optimalité de l'estimation et permettant le découplage de l'état estimé par rapport aux défauts affectant les actionneurs du système stochastique [Park and Rizzoni, 1994b] et [Keller, 1999].

Considérons le système stochastique discret suivant :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + E_f f_k + w_k \tag{4.13}$$

$$y_k = Cx_k + v_k \tag{4.14}$$

Où $x_k \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $y_k \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de mesures, $u_k \in \mathbb{R}^p$ le vecteur de commande. $E_f = \begin{bmatrix} F_1 & \dots & F_i & \dots & F_q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n,q}$ est la matrice de distribution des défauts, et $f_k = \begin{bmatrix} f_k^1 & f_k^2 & \cdots & f_k^i & \cdots & f_k^q \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^q$ représente le vecteur des défauts. On suppose que $rank(C) = m$ et $rank(E_f) = q$. Les bruits de mesure v_k et d'état w_k sont non corrélés de moyennes nulles, tels que :

$$E\left(\begin{bmatrix} w_k \\ v_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_j^T & v_j^T \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} W & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \delta_{kj} \quad \text{où } W \geq 0.$$

L'état initial x_0 est une variable aléatoire telle que $E\{x_0\} = \bar{x}_0$ et $E\left\{(x_0 - \bar{x}_0)(x_0 - \bar{x}_0)^T\right\} = \bar{P}_0$ est décorélé avec w_k et v_k.

La sortie du système sans les perturbations gaussiennes (4.14) à l'instant k peut être calculée à partir de la valeur initiale de l'état x_0, le vecteur de la commande u_k et le vecteur du défaut f_k comme suit :

$$y_k = C\Phi^k x_0 + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}\Gamma u_{k-i} + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1} E_f f_{k-i} \tag{4.15}$$

Le retard de l'apparition d'un défaut f_i sur la sortie peut être défini par un indice de détectabilité ρ_i donnée par [Liu and Si, 1997], selon la définition :

Définition 4.1 :

Les indices de détectabilité des défauts $\rho_i = \{\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_q\}$ sont définis par $\rho_i = \min\{\nu : C\Phi^{\nu-1} f_i \neq 0, \nu = 1, 2, \cdots\}$.

De même, nous rappelons la définition de la matrice de détectabilité associée aux défauts.

Définition 4.2 :

On suppose que le système admet des indices de détectabilité finies, la matrice de détectabilité D est défini comme suit :

$$D = \begin{bmatrix} C\Phi^{\rho_1 - 1}F_1 & C\Phi^{\rho_2 - 1}F_2 & \cdots & C\Phi^{\rho_q - 1}F_q \end{bmatrix} = C\Psi \tag{4.16}$$

avec $\Psi = \left[\Phi^{\rho_1 - 1} F_1 \quad \Phi^{\rho_2 - 1} F_2 \quad \cdots \quad \Phi^{\rho_q - 1} F_q \right] \in \mathbb{R}^{n,q}$.

Soit la valeur s, $s=\max\{\rho_i, i = [1, \quad 2, \quad \cdots \quad , q]\}$, est la valeur maximale de l'indice de détectabilité, nous pouvons donne une structure particulière de la matrice de détectabilité $\bar{D}$ et une structure particulière du vecteur de défauts, tels que :

$$\bar{D} = \left[C\Phi^{\rho_1 - 1} \bar{F}_1 \quad C\Phi^{\rho_2 - 1} \bar{F}_2 \quad \cdots \quad C\Phi^{\rho_s - 1} \bar{F}_s \right] = C\bar{\Psi} \tag{4.17}$$

$$\bar{f}_k = \left[\bar{f}_k^{1T} \quad \bar{f}_k^{2T} \quad \cdots \quad \bar{f}_k^{sT} \right]^T \tag{4.18}$$

avec $\bar{\Psi} = \left[\bar{F}_1 \quad \Phi\bar{F}_2 \quad \cdots \quad \Phi^{s-1}\bar{F}_s \right]$, $\bar{F} = \left[\bar{F}_1 \quad \bar{F}_2 \quad \cdots \quad \bar{F}_s \right]$ et $\bar{f}_k^i$ qui représente les défauts possédant un indice de détectabilité ρ_i et une matrice de distribution $\bar{F}_i \in \mathbb{R}^{n,q_i}$.

Le système donné par les deux équations (4.13) et (4.14) peut être réécrit sous la forme :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + \bar{F}\bar{f}_k + w_k \tag{4.19a}$$

$$y_k = C x_k + v_k \tag{4.19b}$$

Par conséquence, la sortie du système (4.19b) sans prise en compte des perturbations gaussiennes à l'instant k peut être calculée comme suit :

$$y_k = C\Phi^k x_0 + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}\Gamma u_{k-i} + \sum_{i=2}^{k-1} \bar{D}\bar{f}_{k-i} + \bar{D}\bar{f}_{k-1} \tag{4.20}$$

Remarque 4.1 :

On peut remarquer que les deux premiers termes de la partie droite de l'équation (4.20) donnent l'évolution de la sortie sans tenir compte des défauts tandis que les autres termes de la partie droite expriment l'apparition de défauts passés et présents. Dans le cadre d'un générateur de résidus, nous supposons toujours que dans le comportement normal, les résidus sont statistiquement nuls, c'est-à-dire que la sortie à l'instant k est calculée sans le vecteur de défauts passés.

Suite à cette remarque l'équation (4.20) devient :

$$y_k = C\Phi^k x_0 + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}\Gamma u_{k-i} + \bar{D}\bar{f}_{k-1} \tag{4.21}$$

Par conséquent le vecteur de la sortie y_k peut être ré-exprimé comme suit :

$$y_k = Cx_k + \bar{D}\bar{f}_{k-1} \tag{4.2}$$

Remarque 4.2 :

Les effets des défauts ont été distingués par rapport aux effets de la commande et par rapport à la dynamique interne du système. Ce résultat sera utilisé facilement pour élaborer un filtre isolateur des défauts afin d'estimer les vecteurs des défauts.

Considérons les équations d'un filtre de Kalman classique :

$$\hat{x}_{k+1/k} = \Phi\hat{x}_{k/k} + \Gamma u_k + K_k(y_k - \hat{y}_{k/k}) \tag{4.23}$$

$$e_{k+1/k} = (\Phi - K_k C)e_{k/k} + E_f f_k + w_k - K_k v_k \tag{4.24a}$$

$$P_{k+1/k} = (\Phi - K_k C)P_{k/k}(\Phi - K_k C)^T + K_k K_k^T + W \tag{4.24b}$$

avec $\hat{x}_k$ et $\hat{y}_k$ qui sont respectivement l'état et la sortie estimée, $e_{k/k} = (x_k - \hat{x}_{k/k}) \in \mathbb{R}^n$ est l'erreur d'estimation et $P_{k+1/k} = E\{e_{k+1/k}\, e_{k+1/k}^T\} = E\{(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})^T\}$ représente sa matrice de covariance d'estimation.

La séquence d'innovation est donnée par l'expression suivante :

$$q_k = y_k - \hat{y}_{k/k} = Cx_k + \bar{D}\bar{f}_{k-1} - C\hat{x}_{k/k} = Ce_{k/k} + \bar{D}\bar{f}_{k-1} \tag{4.25}$$

Remarque 4.3 :

Dans ce cas, (4.25) la séquence d'innovation q_k est la somme de deux termes, il est évident ainsi qu'il faut utiliser deux gains, dont le but d'ajuster l'estimation de l'état non biaisé et d'estimer l'amplitude de défauts, FIG-4.2.

Suite à cette remarque et sous les hypothèses d'existences de deux matrices Σ et $\prod$ telles que $\Sigma\bar{D} = 0$ et $\prod\bar{D} = I$ l'équation (4.25) peut être décomposée comme suit :

$$\gamma_k = \Sigma q_k = \Sigma Ce_{k/k} + \Sigma\bar{D}\bar{f}_{k-1} = \Sigma Ce_{k/k} \tag{4.26}$$

$$q_k^r = \prod q_k = \prod Ce_{k/k} + \prod\bar{D}\bar{f}_{k-1} = \prod Ce_{k/k} + \bar{f}_{k-1} \tag{4.27}$$

Avec $\gamma_k \in \Re^{m-q}$ qui est le résidu découplé des défauts et $q_k^r \in \Re^q$ représente le résidu sensible aux défauts produisant une estimation de leurs amplitudes.

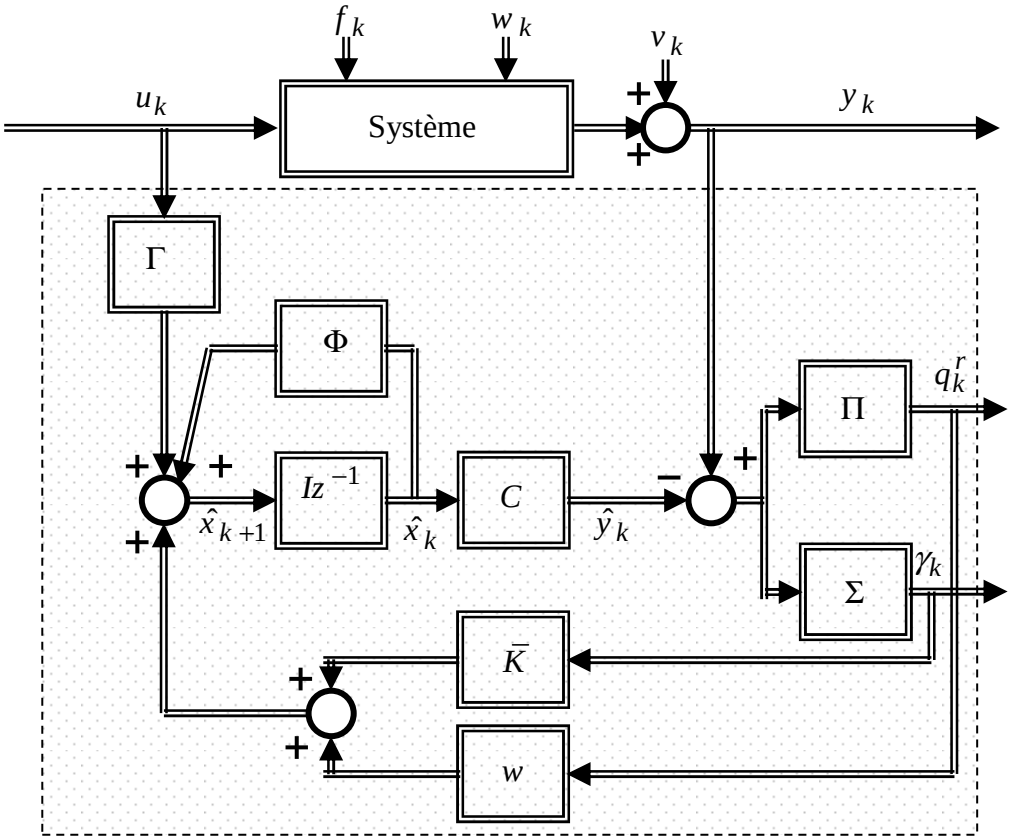


FIG-4.2 : Implémentation du Filtre Isolateur de Keller.

Keller a proposé une technique très particulaire pour le calcul du gain du filtre [Keller, 1999. Ce gain est optimal au sens de la minimisation de la matrice de covariance de l'erreur d'estimation c'est à dire le principe de calcule du gain d'un filtre de Kalman, de plus ce gain permet le découplage des défauts par rapport au vecteur d'état, c-à-d ce gain est une solution aussi pour un critère algébrique de découplage.

Les théorèmes suivants expliquent la technique proposée par Keller.

Théorème 4.1 :

Sous l'hypothèse $rang(\bar{D}) = q$ la solution paramétrique de la contrainte algébrique $(\Phi - K_k C)\bar{\Psi} = 0$ peut être définie par :

$$K_k = \bar{K}_k \Sigma + w \Pi \tag{4.28}$$

où $\bar{K}_k \in \mathbb{R}^{n,m-q}$ est un gain d'ordre réduit et $\Sigma = \alpha(I_m - \bar{D}\Pi)$, $\Pi = \bar{D}^+$, $w = \Phi\bar{\Psi}$.

avec $\bar{\mathrm{D}}^{+}=\left(\bar{\mathrm{D}}^{\mathrm{T}}\bar{\mathrm{D}}\right)^{-1}\bar{\mathrm{D}}^{\mathrm{T}}$ qui désigne la pseudo-inverse généralisée de $\bar{D}$ [Rao and Mitra, 1971] et $\alpha\in\mathbb{R}^{m-q,m}$ est une matrice arbitraire déterminé de telle façon que la matrice Σ soit de rang plein.

Démonstration :

Sous la condition $rang(\bar{D})=q$, nous calculons une matrice $\prod$ tel que $\prod\bar{\mathrm{D}}=\mathrm{I}_{\mathrm{q}}$. De même, nous calculons une matrice Σ orthogonale à la matrice $\bar{D}$, tel que $\Sigma\bar{\mathrm{D}}=0$. Une solution paramétrique de la contrainte algébrique $\left(\Phi-K_kC\right)\bar{\Psi}=0$ peut être déduite facilement si $K_k=\bar{K}_k\,\Sigma+w\,\prod$, en effet :

$$\left(\Phi-K_kC\right)\bar{\Psi}=\left(\Phi-\left(\bar{K}_k\,\Sigma+w\,\prod\right)C\right)\bar{\Psi}=\Phi\bar{\Psi}-\Phi\bar{\Psi}\prod\bar{D}-\bar{K}_k\,\Sigma\bar{D}=0$$
$$=\Phi\bar{\Psi}-\Phi\bar{\Psi}\;\;I_q\;\;-\bar{K}_k\;\;0\;\;=0$$

Théorème 4.2 :

Le filtre isolateur proposé décrits par les relations suivantes :

$$\hat{x}_{k+1/k}=\Phi\hat{x}_{k/k}+\Gamma u_k+wq_k^r+\bar{K}_k\gamma_k \tag{4.29}$$

$$\bar{P}_{k+1/k}=\left(\bar{\Phi}-\bar{K}_k\bar{C}\right)\bar{P}_{k/k}\left(\bar{\Phi}-\bar{K}_k\bar{C}\right)^T+\bar{K}_k\bar{V}\bar{K}_k^T+\bar{W} \tag{4.30}$$

$$\bar{K}_k=\bar{\Phi}\bar{P}_{k/k}\bar{C}^T\left(\bar{C}\bar{P}_k\bar{C}^T+\bar{V}\right)^{-1} \tag{4.31}$$

avec : $\bar{\Phi}=\Phi-w\,\prod C$, $\bar{C}=\Sigma C$, $\bar{V}=\Sigma\bar{\Sigma}^T$, $\bar{W}=W+w\,\prod\prod^T w^T$.

Démonstration :

L'équation (4.29) est l'équation dynamique de l'estimation de vecteur d'état, cette équation contient deux gains, en effet, ce gain est conçu pour assurer la correction de l'estimation de l'état sans biais et pour découpler les défauts.

A partir de l'équation (4.24), nous remplaçons le gain K_k par son expression (4.28) en fonction de gain réduit $\bar{K}_k$, la matrice de covariance de l'erreur d'estimation $\bar{P}_{k+1}$ réduite est facilement déduite. En effet,

$$P_{k+1/k}=E\left\{e_{k+1/k}\,e_{k+1/k}^T\right\}=E\left\{\left(x_{k+1}-\hat{x}_{k+1/k}\right)\left(x_{k+1}-\hat{x}_{k+1/k}\right)^T\right\}$$
$$=\left(\Phi-K_kC\right)P_{k/k}\left(\Phi-K_kC\right)^T+K_kK_k^T+W$$

$$\bar{P}_{k+1/k} = \left(\Phi - \left(\bar{K}_k \Sigma + w \Pi\right) C\right) \bar{P}_{k/k} \left(\Phi - \left(\bar{K}_k \Sigma + w \Pi\right) C\right)^T + \left(\bar{K}_k \Sigma + w \Pi\right)\left(\bar{K}_k \Sigma + w \Pi\right)^T + W$$

En tenant compte de l'équation $\Pi \Sigma^T = 0$, la matrice de covariance réduite a la forme donnée dans (4.30).

Nous déduisons l'équation du gain réduit optimal (4.31), ce gain vérifie la condition d'optimalité $\frac{\partial tr\left(\bar{P}_{k+1/k}\right)}{\partial \bar{K}_k} = 0$ du problème d'optimisation $\min_{\bar{K}_k} tr\left(\bar{P}_{k+1/k}\right)$.

4.2.4 Exemple illustratif

Cet exemple décrit les différentes étapes de la synthèse d'un filtre isolateur des défauts proposé par Keller [Keller, 1999].

On considère un système discret décrit par :

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0.2 & 1 & 0 & 0.2 & 0.3 \\ 0 & 0.5 & 1 & 0.4 & 1 \\ 0 & 0 & 0.8 & 1 & 0.2 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}, \Gamma = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$w = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}, v = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } F = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

On suppose que ce système est affecté par deux défauts actionneurs f_1 et f_2. Ces défauts apparaissent respectivement aux instants 500s et 1000s avec deux amplitudes constants.

Nous calculons les indices des détectabilités $\rho_1 = 2$ et $\rho_2 = 1$ respectivement de deux défauts f_1 et f_2.

Nous calculons par la suite les deux matrices $\sum = \begin{bmatrix} 0.1379 & -0.3263 & 0.7347 & 0.1379 \end{bmatrix}$ et $\Pi = \begin{bmatrix} 0.3448 & 0.5305 & 0.1061 & 0.3448 \\ 0.6207 & 0.1857 & 0.0371 & -0.3793 \end{bmatrix}$.

La FIG 4.3 et la FIG 4.4 représentent l'estimation des défauts affectant le système

Ce filtre de Keller respecte la structure de base d'un filtre de Kalman discret, d'où la convergence et la stabilité sont garanties [Keller, 1999]. Ce filtre permet d'estimer l'amplitude de défauts multiples affectant un système stochastique. La matrice de gain de ce filtre accorde le découplage entre l'état et les défauts et garantie de plus une erreur d'estimation minimale.

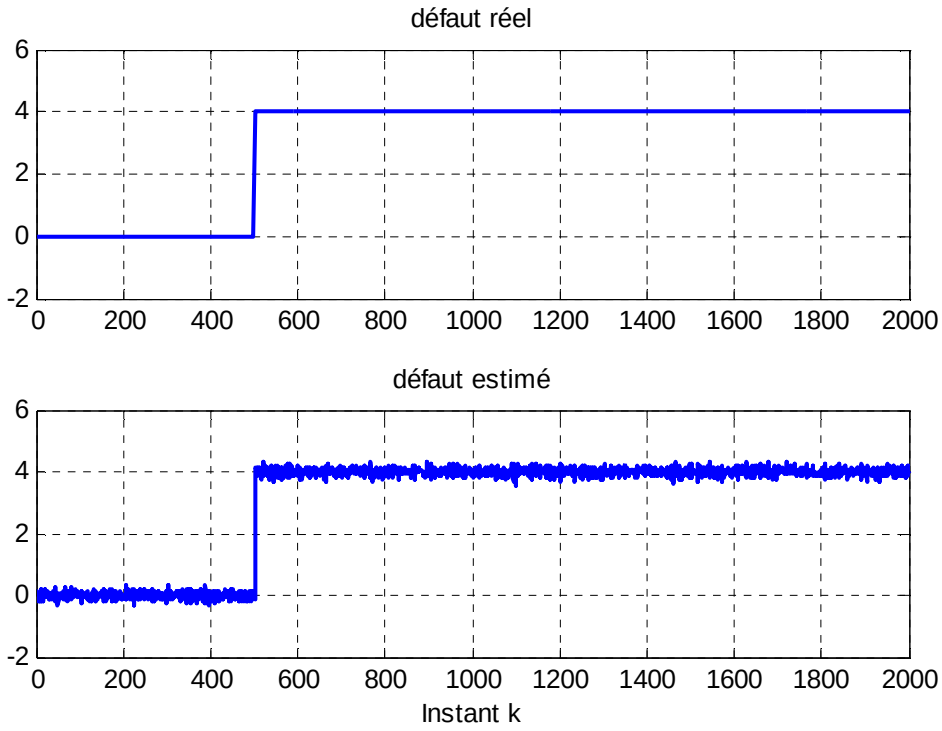


FIG-4.3 : Estimation du premier défaut, Filtre Isolateur de Keller

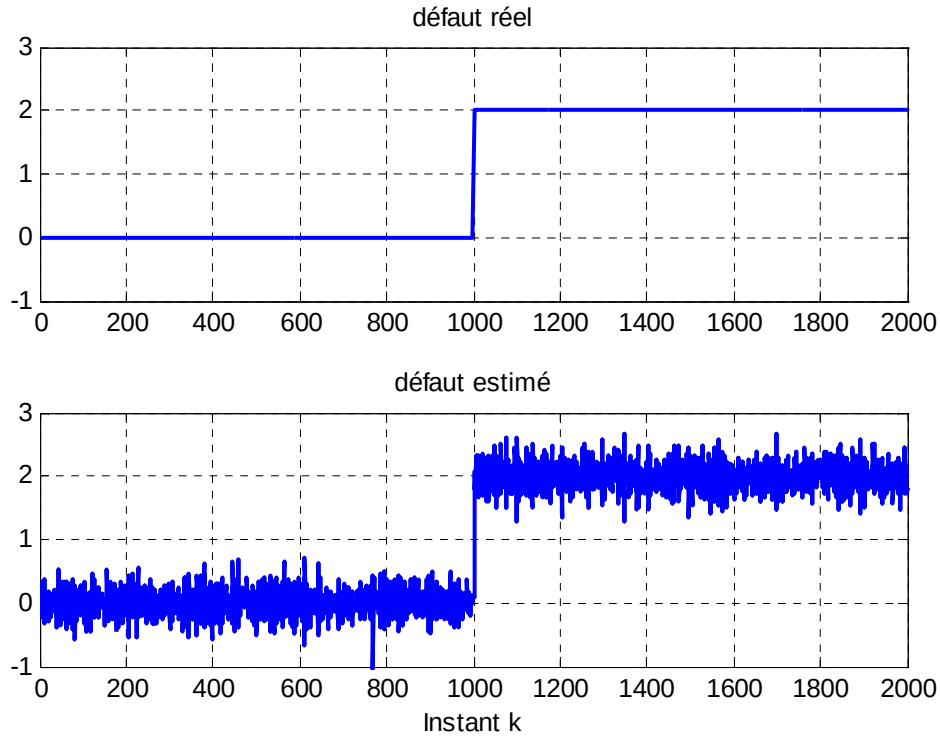


FIG-4.4 : Estimation du deuxième défaut, Filtre Isolateur de Keller

4.2.5 Limitation de cette approche

Il est évident que le filtre de Keller est classé parmi les filtres conventionnels du diagnostic, ainsi que son implémentation dans un contexte système contrôlé en réseau présente une limitation certaine. A travers un exemple de simulation soutenu par la FIG-4.4 et la FIG-4.5, Nous avons montré la restriction de filtre de Keller face à l'isolation des défauts affectant un système contrôlé en réseau.

Les figures FIG-4.4 et FIG-4.5 montrent l'influence du réseau sur les résidus, en effet durant les changements de la commande, les résidus ont des variations ce qui correspond à de fausses alarmes puisque le système n'est pas défectueux.

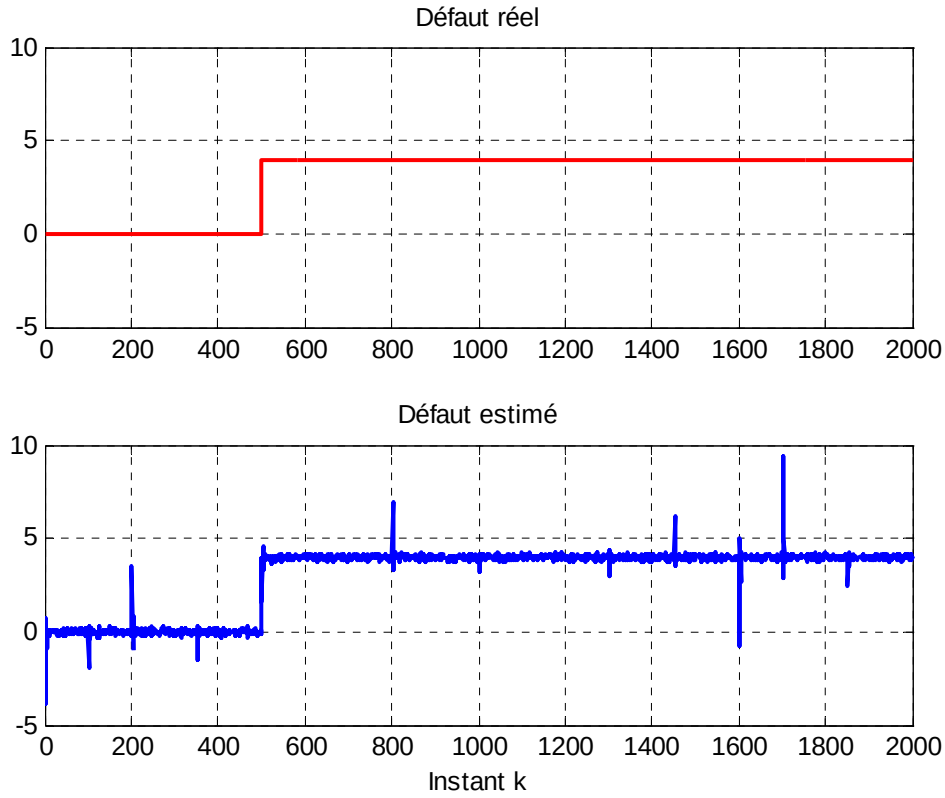


FIG-4.5 : Estimation du premier défaut, Filtre Isolateur de Keller

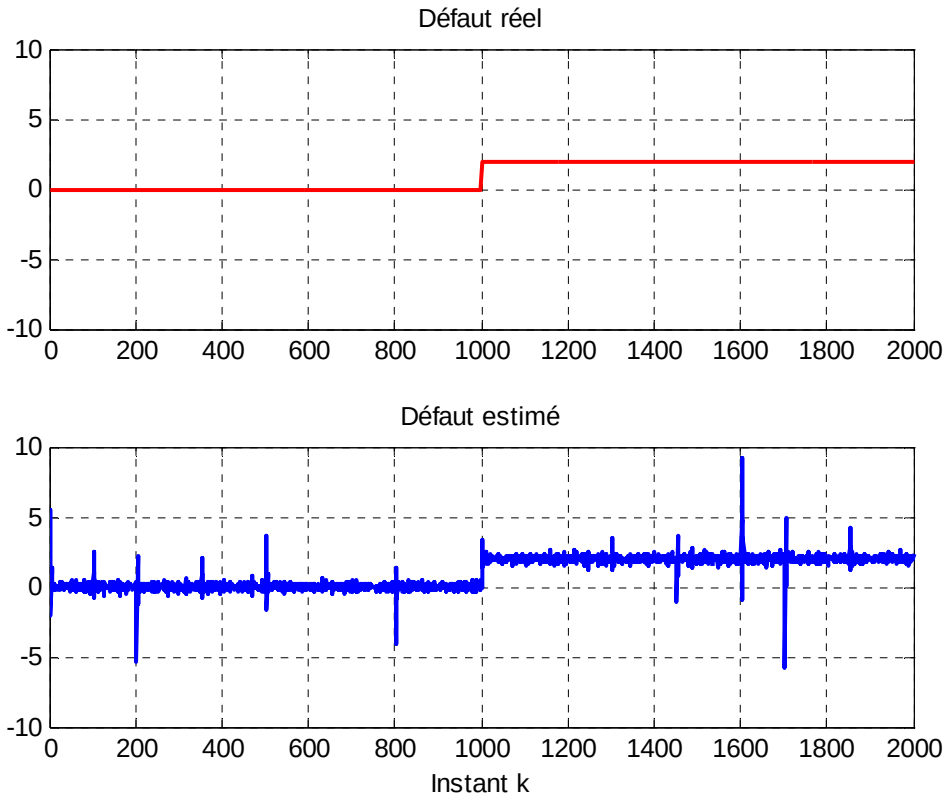


FIG-4.6 : Estimation du deuxième défaut, Filtre Isolateur de Keller.

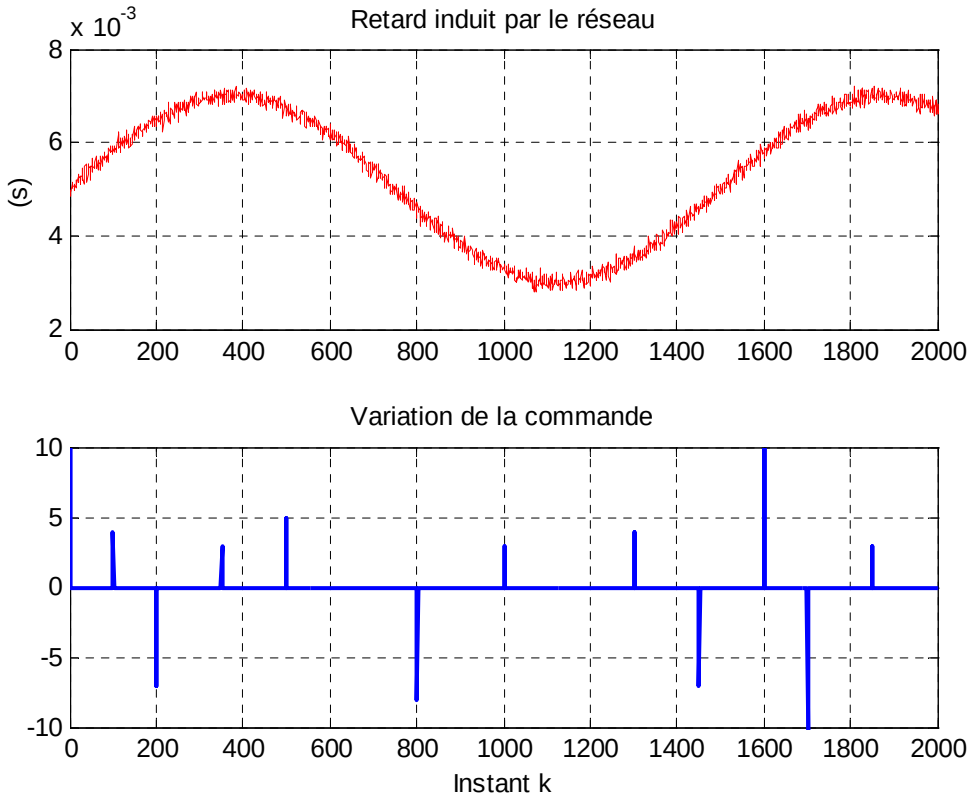


FIG-4.7 : (a) Retard induit par le réseau, (b) Variation de la commande.

4.3 Filtrage des systèmes contrôlés en réseau

4.3.1 Introduction

L'objectif est d'isoler les défauts affectant un système contrôlé via un réseau et de donner une identification de l'amplitude de ce dernier, d'après la première partie de ce chapitre nous savons qu'il est difficile de réaliser cet objectif par les techniques conventionnelles. Pour franchir cette difficulté, nous intégrons les effets introduits par le réseau dans un vecteur augmenté avec les défauts et nous nous estimons tous les entrées inconnues (retard et défaut). Comme nous l'avons signalé dans le troisième chapitre, la mise en œuvre d'un vecteur augmenté amplifie énormément l'algorithme de calcul. Pour contourner cette difficulté, nous proposons notamment une autre solution pour ce type de système

4.3.2 Filtre de Keller augmenté

L'idée est d'intégrer les effets induits par le réseau dans le vecteur du défaut quant cherche à l'isoler. Le modèle d'état traduisant le comportement des systèmes contrôlés en réseau en situation défaillante peut être sous la forme suivante :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + \Phi B\left(\Delta u_k \tau_k\right) + E_f f_k + w_k \tag{4.32}$$

$$y_k = C x_k + v_k \tag{4.33}$$

Où $x_k \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $y_k \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de mesures, $u_k \in \mathbb{R}^p$ le vecteur de commande. $E_f = \begin{bmatrix} F_1 & \ldots & F_i & \ldots & F_q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n,q}$ est la matrice de distribution des défauts, et $f_k = \begin{bmatrix} f_k^1 & f_k^2 & \cdots & f_k^i & \cdots & f_k^q \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^q$ représentent le vecteur des défauts. 0n suppose que $rank(C) = m$ et $rank(E_f) = q$.

$\Delta u_k \tau_k \in \Re^p$ correspond au vecteur inconnu additif dont l'impact sur le système est quantifié via la matrice de distribution $\Phi B \in \Re^{n,p}$.

On suppose $\Phi B = \begin{bmatrix} E_1 & \cdots & E_i & \cdots & E_p \end{bmatrix}$ matrice de distribution des perturbations de réseau.

Les bruits de mesure v_k et d'état w_k sont non corrélés de moyennes nulles tels que :

$$E\left(\begin{bmatrix} w_k \\ v_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_j^T & v_j^T \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} W & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \delta_{kj} \quad \text{où } W \geq 0.$$

L'état initial est une variable aléatoire telle que $E\{x_0\} = \bar{x}_0$ et $E\left\{(x_0 - \bar{x}_0)(x_0 - \bar{x}_0)^T\right\} = \bar{P}_0$ est décorélé avec w_k et v_k.

Les équations (4.32) et (4.33) peuvent être récrite de la façon suivante :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + \begin{bmatrix} E_f & \Phi B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_k \\ \Delta u_k \tau_k \end{bmatrix} + w_k \tag{4.34}$$

$$y_k = C x_k + v_k \tag{4.35}$$

Appliquant maintenant le filtre de Keller sur ce système augmenté. Il s'agit pratiquement du même exemple donné précédemment, mais pour cela, on cherche à isolé $p+q$ entrées inconnues.

4.2.3 Exemple illustratif

Le même exemple, donné précédemment :

$$\Phi=\begin{bmatrix}0.2 & 1 & 0 & 0.2 & 0.3\\ 0 & 0.5 & 1 & 0.4 & 1\\ 0 & 0 & 0.8 & 1 & 0.2\\ 0 & 0 & 0 & 0.3 & 1\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5\end{bmatrix},\ \Gamma=\begin{bmatrix}0\\0\\0\\0\\1\end{bmatrix}\ \text{et}\ C=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix}$$

$$w=\begin{bmatrix}0.1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0.2 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0.8 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0.3 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5\end{bmatrix},\ v=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\ \text{et}\ F=\begin{bmatrix}F_1 & F_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & -1\\ 1 & 1\end{bmatrix}$$

La matrice continue : B du système pour une période te=10 ms, $B=\begin{bmatrix}702.8\\ -236.8\\ 135.2\\ -166.8\\ 138.6\end{bmatrix}$, la matrice de distribution d'effet du réseau : $\Phi B=\begin{bmatrix}-88.02\\ 88.68\\ -30.92\\ 88.56\\ 69.3\end{bmatrix}$

Ce système est affecté par trois entrées inconnues de matrices des distributions F_1, F_2 et ΦB dont les indices des détectabilités sont, respectivement, $\rho_1=2$, $\rho_2=1$ et $\rho_3=1$. Les deux premières entrées sont les défauts qui apparaissent respectivement aux instants 500s et 1000s avec des amplitudes constants, par contre la troisième entrée est l'action du réseau qui toujours présente.

Les gaines de filtre sont :

$$\sum = \begin{bmatrix} -0.1439 & 0.1192 & 0.3393 & -0.1439 \end{bmatrix} \text{ et } \prod = \begin{bmatrix} 0.5850 & 0.1509 & 0.4431 & 0.5850 \\ 0.2223 & 0.8153 & -0.5219 & -0.7777 \\ -0.0055 & 0.0086 & -0.0077 & -0.0055 \end{bmatrix}$$

Les FIGs 4.2 et 4.3 représentent l'estimation des défauts affectant le système

Le filtre de Keller augmenté nous permet une estimation optimale de vecteur des entrées inconnues globale (les défauts et les entrées induites par le réseau). Un inconvénient de cet approche est que la dimension de la matrice de covariance augmente de taille, de telle sorte que l'algorithme de calcul devient un peu complexe et numériquement très lourd. Pour résoudre ce problème, nous proposons une deuxième approche base essentiellement sur le calcul de deux gains. Dans la section suivante, nous présenterons cette nouvelle stratégie.

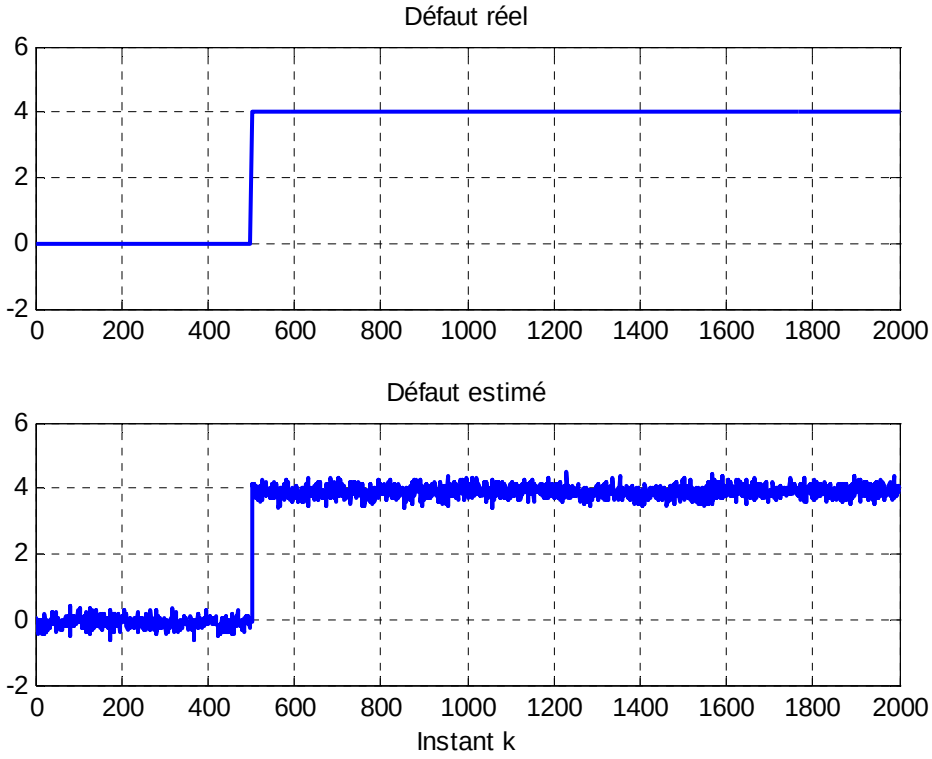


FIG-4.8: Estimation du premier défaut, Filtre de Keller augmenté

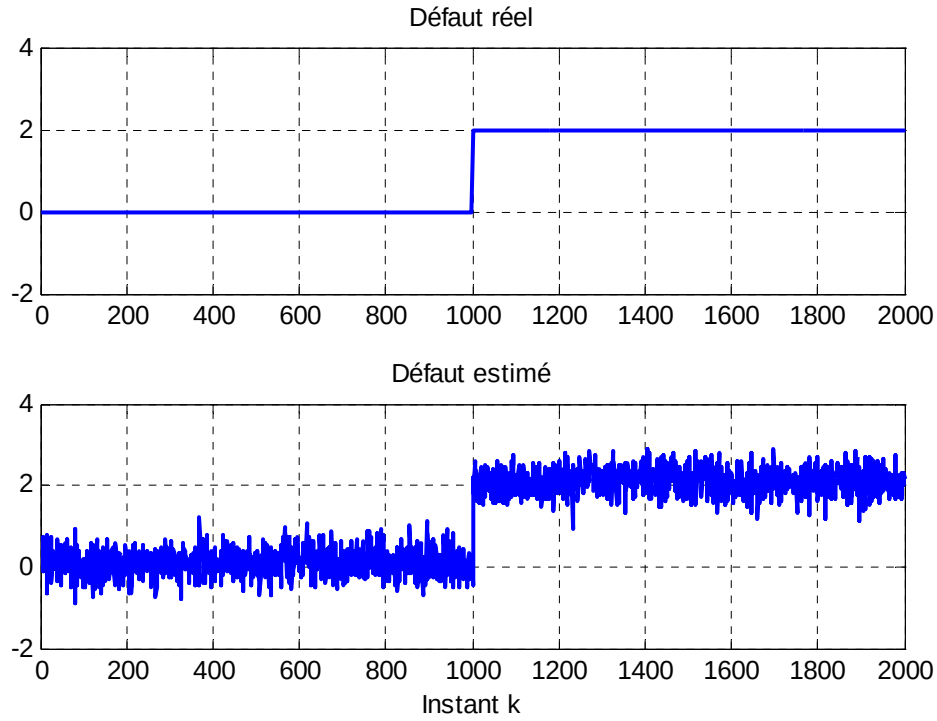


FIG-4.9: Estimation du deuxième défaut, Filtre de Keller augmenté

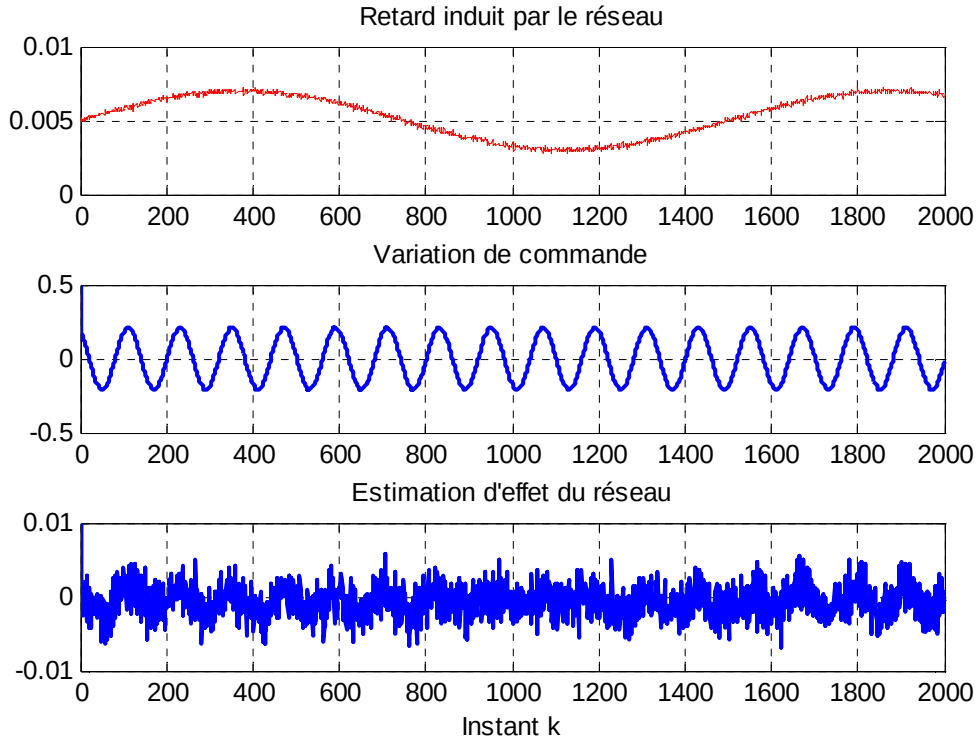


FIG-4.10 : Paramètres induites par les réseau

4.3.3 Filtre Isolateurs des SCRs

En nous appuyant sur les résultats obtenus dans le début de ce chapitre, nous traitons toujours le problème d'isolation des défauts affectant les SCR. Notre souci principal consiste, à partir du modèle d'un SCR, à fournir des estimateurs de grande qualité s'adaptant parfaitement à l'identification des défauts et à rejeter les perturbations induites par le réseau. Dans ce but, nous donnons un algorithme de filtrage à double gain.

Rappelant le modèle d'état traduisant le comportement des systèmes contrôlés en réseau en situation défaillante, ce modèle est de la forme suivante :

$$x_{k+1} = \Phi x_k + \Gamma u_k + \Phi B\left(\Delta u_k \tau_k\right) + E_f f_k + w_k \tag{4.36}$$

$$y_k = C x_k + v_k \tag{4.37}$$

où $x_k \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $y_k \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de mesures, $u_k \in \mathbb{R}^p$ le vecteur de commande $E_f = \begin{bmatrix} F_1 & \ldots & F_i & \ldots & F_q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n,q}$ est la matrice de distribution des défauts, et $f_k = \begin{bmatrix} f_k^1 & f_k^2 & \cdots & f_k^i & \cdots & f_k^q \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^q$ représentent le vecteur des défauts. 0n suppose que $rank(C) = m$ et $rank(E_f) = q$. Les bruits de mesure v_k et d'état w_k sont non corrélés de moyennes nulles tels que :

$$E\left(\begin{bmatrix} w_k \\ v_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_j^T & v_j^T \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} W & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \delta_{kj} \quad \text{où } W \geq 0.$$

L'état initial x_0 est une variable aléatoire telle que $E\{x_0\} = \bar{x}_0$ et $E\left\{(x_0 - \bar{x}_0)(x_0 - \bar{x}_0)^T\right\} = \bar{P}_0$ est décorrélé avec w_k et v_k.

$\Delta u_k \tau_k \in \Re^p$ correspond au vecteur inconnu additif dont l'impact sur le système est quantifié via la matrice de distribution $\Phi B \in \Re^{n,p}$. De ce fait, en situation non défaillante, le résidu présente des fausses alarmes (FIG-4.4 et FIG-4.5). Par ailleurs, ce terme peut introduire des effets catastrophiques sur la stabilité du système (voir chapitre 2).

La sortie du système sans les perturbations gaussiennes (4.37) à l'instant k peut être calculé à partir de la valeur initiale de l'état x_0, le vecteur de la commande u_k, le vecteur du défaut f_k et le vecteur d'entrée introduite par le réseau $(\Delta u_k\, \tau_k)$ comme suit :

$$y_k = C\Phi^k x_0 + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}\Gamma u_{k-i} + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}\Phi B\,(\Delta u_{k-i}\,\tau_{k-i}) + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}E_f f_{k-i} \quad (4.38)$$

Le retard de l'apparition d'un défaut f_i ainsi le retard d'apparition d'une perturbation du réseau $(\Delta u_i\, \tau_i)$ dans la sortie du système peut être défini par des indices de détectabilité ρ_i et μ_i donnée par [Liu and Si, 1997] et [Keller, 1999], rappelant cette définition :

Définition 4.3 :

Les indices de détectabilité caractérisant les défauts $\rho_i = \{\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_q\}$ et les perturbations du réseau $\mu_i = \{\mu_1, \mu_2, \ldots, \mu_p\}$ sont défini par :

$$\rho_i = min\left\{\nu : C\Phi^{\nu-1}F_i \neq 0, \nu = 1,2,\cdots\right\} \quad (4.39)$$

$$\mu_i = min\left\{\nu : C\Phi^{\nu-1}E_i \neq 0, \nu = 1,2,\cdots\right\} \quad (4.40)$$

De même, nous rappelons la définition de la matrice de détectabilité associée aux défauts et aux perturbations du réseau.

Définition 4.4 :

Les matrices de détectabilité associées aux défauts et aux perturbations du réseau sont respectivement données par :

$$D_f = \left[C\Phi^{\rho_1-1}F_1 \quad C\Phi^{\rho_2-1}F_2 \quad \cdots \quad C\Phi^{\rho_q-1}F_q\right] = C\Xi_f \quad (4.41)$$

$$D_\tau = \left[C\Phi^{\mu_1-1}E_1 \quad C\Phi^{\mu_2-1}E_2 \quad \cdots \quad C\Phi^{\mu_p-1}E_p\right] = C\Xi_\tau \quad (4.42)$$

Avec :

$$\Xi_f = \left[\Phi^{\rho_1-1}F_1 \quad \Phi^{\rho_2-1}F_2 \quad \cdots \quad \Phi^{\rho_q-1}F_q\right] \in \mathbb{R}^{n,q}$$

et $\Xi_\tau = \left[\Phi^{\mu_1-1}E_1 \quad \Phi^{\mu_2-1}E_2 \quad \cdots \quad \Phi^{\mu_p-1}E_p\right] \in \mathbb{R}^{n,p}$.

Par conséquence, la sortie du système sans les perturbations gaussiennes (4.38) à l'instant k peut être calculé comme suit :

$$y_k = C\Phi^k x_0 + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}\Gamma u_{k-i} + \sum_{i=2}^{k-1} D_f\, f_{k-i} + \sum_{i=2}^{k-1} D_\tau\left(\Delta u_{k-i}\,\tau_{k-i}\right) + D_f\, f_{k-1} + D_\tau\left(\Delta u_{k-1}\tau_{k-1}\right) \tag{4.43}$$

Remarque 4.4 :

On peut remarquer que les deux premiers termes de la partie gauche de l'équation (4.43) donne l'évolution de la sortie sans tenir compte des défauts et des entrées induites par le réseau tandis que les autres termes de la partie droite expriment l'apparition de défauts et des entrées dues au réseau passés et présents. Dans le cadre d'un générateur des résidus, nous supposons toujours, dans le comportement normal, les résidus sont statistiquement nuls, c'est-à-dire que la sortie à l'instant k est calculé sans le vecteur du défauts passés et sans les entrées du réseau passées.

Suite à cette remarque l'équation (4. 43) devient :

$$y_k = C\Phi^k x_0 + \sum_{i=0}^{k-1} C\Phi^{i-1}\Gamma u_{k-i} + D_f\, f_{k-1} + D_\tau\left(\Delta u_{k-1}\tau_{k-1}\right) \tag{4.44}$$

Par conséquent le vecteur de la sortie y_k peut être ré exprimé comme suit :

$$y_k = Cx_k + D_f\, f_{k-1} + D_\tau\left(\Delta u_{k-1}\tau_{k-1}\right) \tag{4.45}$$

Remarque 4.5 :

Les effets des défauts et les effets des entrées dues au réseau ont été distingués par rapport aux effets de la commande et par rapport à la dynamique interne du système. Ce résultat sera utilisé facilement pour élaborer un filtre isolateur des défauts.

Considérons les équations d'un filtre générateur des résidus classique :

$$\hat{x}_{k+1/k} = \Phi\hat{x}_{k/k} + \Gamma u_k + K_k\left(y_k - C\hat{x}_{k/k}\right) \tag{4.46a}$$

$$\hat{r}_k = L_k\left(y_k - C\hat{x}_{k/k}\right) = L_k C e_{k/k} \tag{4.46b}$$

où $\hat{x}_k$ est l'état estimé, $\hat{r}_k$ est la sortie du filtre, le résidu. $K_k \in \Re^{n,m}$ et $L_k \in \Re^{q,m}$ sont deux gains du filtre à synthétiser. La synthèse du filtre revient à la recherche de deux gains matriciels K et L tel que la matrice de transfert $\mathrm{LC}\left(\mathrm{zI}-\left(\mathrm{A}-\mathrm{KC}\right)\right)^{-1}\left(\left[\mathrm{E_f} \quad \Phi\mathrm{B}\right]\right)$ entre le

résidu r_k et les entrées inconnues (les défauts, f_k et l'entrée induite par le réseau, $(\Delta u_i\, \tau_i)$) doit être diagonale. Pour isoler les défauts par rapport à l'entrée induite par le réseau, cette matrice de transfert doit être de la forme suivante :

$$\mathrm{LC(zI-(A-KC))^{-1}\left(\left[E_f \quad \Phi B\right]\right)=diag\left\{z^{-\rho_1} \quad ,\cdots \quad ,z^{-\rho_q} \quad ,z^{-\mu_1} \quad ,\cdots \quad ,z^{-\mu_p}\right\}} \tag{4.47}$$

Nous définissons les matrices des covariances associées respectivement à l'erreur d'estimation des défauts P_k^r et à l'erreur d'estimation de vecteur d'état P_k :

$$P_k^r = E\left\{\left(r_k - E\{r_k\}\right)\left(r_k - E\{r_k\}\right)^T\right\} \tag{4.48a}$$

$$P_{k/k} = E\left\{e_{k/k}\, e_{k/k}^T\right\} = E\left\{\left(x_k - \hat{x}_{k/k}\right)\left(x_k - \hat{x}_{k/k}\right)^T\right\} \tag{4.48b}$$

Le dynamique de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$e_{k+1/k} = \left(\Phi - K_k C\right)e_{k/k} + \Phi B\left(\Delta u_k\, \tau_k\right) + E_f f_k + w_k - K_k v_k \tag{4.49}$$

La matrice de covariance associe à l'erreur d'estimation dynamique des défauts $P_{k+1/k}$:

$$P_{k+1/k} = \left(\Phi - K_k C\right)P_{k/k}\left(\Phi - K_k C\right)^T + K_k K_k^T + W \tag{4.50}$$

D'après l'équation (4.45), la séquence d'innovation peut être donnée par l'expression suivante:

$$\begin{aligned} q_k &= y_k - \hat{y}_k = Cx_k + D_f\, f_{k-1} + D_\tau\left(\Delta u_{k-1}\tau_{k-1}\right) - C\hat{x}_{k/k} \\ &= Ce_{k/k} + D_f\, f_{k-1} + D_\tau\left(\Delta u_{k-1}\tau_{k-1}\right) \end{aligned} \tag{4.51}$$

avec $e_{k/k-1} = \left(x_k - \hat{x}_{k/k-1}\right) \in \mathbb{R}^n$ est l'erreur d'estimation.

Cette équation peut être récrite d'une autre façon :

$$\begin{aligned} q_k &= Ce_{k/k-1} + \left[D_f \quad D_\tau\right]\begin{bmatrix} f_{k-1} \\ \Delta u_{k-1}\tau_{k-1} \end{bmatrix} \\ &= Ce_{k/k-1} + D\,\rho_{k-1} \end{aligned} \tag{4.52}$$

avec $\rho_{k-1} = \begin{bmatrix} f_{k-1} \\ \Delta u_{k-1}\tau_{k-1} \end{bmatrix}$ vecteur globale des entrées inconnues où $D = \left[D_f \quad D_\tau\right]$ ça matrice de direction ($D \in \Re^{n,p+q}$).

Hypothèse 4.1 :

Nous supposons que : $\mathrm{rank\left(\left[D_f \quad D_\tau\right]\right) = rank\left(D\right) = p+q}$

Remarque 4.6 :

i- Dans le cas de l'équation (4.50) la séquence d'innovation q_k est la somme de deux termes, donc, il est évident ainsi qu'il faut utiliser deux gains, afin d'ajuster l'estimation de l'état non biaisé, il s'agit là d'une étage identique au filtre de Keller FIG 4.11.

ii- Pour estimer l'amplitude de défauts, il faut utiliser l'équation (4.49), afin de séparer l'estimation de l'amplitude de défauts par rapport à l'entrée inconnue induite par le réseau, il s'agit maintenant de la deuxième étage de ce filtre FIG 4.11.

Suite à la première partie de remarque (Rq-4.6) et sous les hypothèses d'existences de deux matrices $\sum$ et $\prod$ telles que $\sum D = 0$ et $\prod D = I_{p+q}$ l'équation (4.50) peut être décomposer comme suit :

$$\gamma_k = \sum q_k = \sum Ce_{k/k-1} + \sum D\rho_{k-1} = \sum Ce_{k/k-1} \tag{4.53}$$

$$q_k^{\rho} = \prod q_k = \prod Ce_{k/k-1} + \prod D\rho_{k-1} = \prod Ce_{k/k-1} + \rho_{k-1} \tag{4.54}$$

avec: $\gamma_k \in \Re^{m-q}$ est le résidu découplé des entrées inconnues et $q_k^{\rho} \in \Re^{p+q}$ le résidu sensible aux défauts et aux entrées induites par le réseau.

Remarque 4.7 :

Pour estimer l'amplitude de défauts $q_k^r \in \Re^q$ c-à-d pour séparer les défauts par rapport à l'entrée inconnue induite par le réseau, (la deuxième étage du filtre FIG 4.11.), il suffit de multiplier l'équation (4.54) par la matrice $\bar{w} = \begin{bmatrix} I_q & 0 \end{bmatrix}$. La synthèse de q_k^r est comme suit :

$$q_k^r = \bar{w}q_k^{\rho} = \bar{w}\prod Ce_{k/k-1} + \bar{w}\rho_{k-1} = \bar{w}\prod Ce_{k/k-1} + f_{k-1} \tag{4.55}$$

avec : $q_k^r \in \Re^q$ le résidu sensible aux défauts seulement.

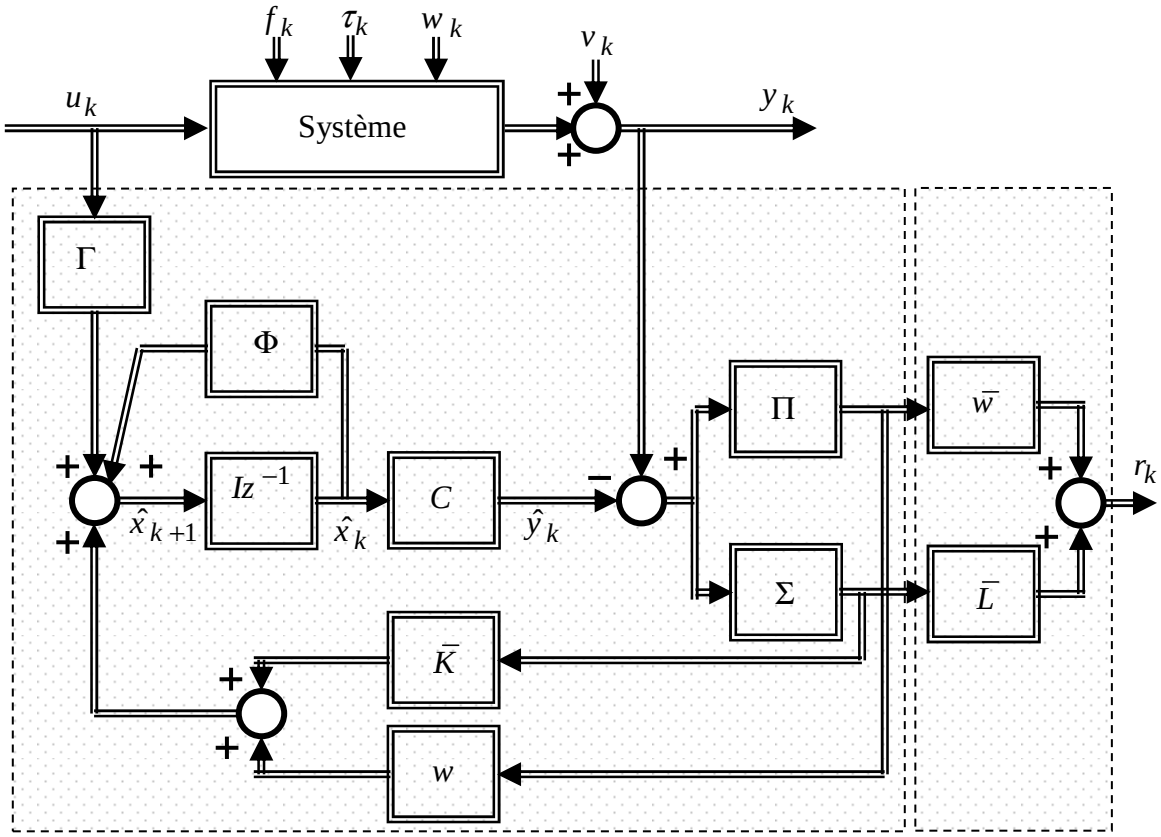


FIG-4.11 : Implémentation du Filtre Isolateur des SCR

Théorème 4.3 : [Sauter et al., 2005]

Sous l'hypothèse (H-4.1) les solutions paramétriques de (4.48) sont données par :

$$K_k = w\,\Pi + \bar{K}_k\,\Sigma \tag{4.56}$$

$$L_k = \bar{w}\,\Pi + \bar{L}_k\,\Sigma \tag{4.57}$$

avec : $\Sigma = \beta(I - \Xi\Pi), w = A\Xi, D = [D_f \quad D_m], \Pi = D^+$ est le pseudo-inverse de la matrice D , β une matrice arbitraire choisie telle que $\text{rang}(\Sigma) = m - q - p$.

Il reste donc à calculer les paramètres libres $\bar{K}_k \in \Re^{n,m-q-p}$ et $\bar{L}_k \in \Re^{q,m-q-p}$ tels que la trace de la matrice de covariance de l'erreur d'estimation des défauts soit minimale.

Théorème 2 :

Le filtre isolateur proposé décrits par les relations suivantes :

$$\hat{x}_{k+1/k} = \Phi\hat{x}_{k/k} + \Gamma u_k + \left(w\,\Pi + \bar{K}_k\,\Sigma\right)\left(y_k - C\hat{x}_{k/k}\right) \tag{4.58}$$

$$\bar{P}_{k+1/k} = \left(\bar{\Phi} - \bar{K}_k C\right)\bar{P}_{k/k}\left(\bar{\Phi} - \bar{K}_k C\right)^T + \bar{W} + \bar{K}_k \bar{V} \bar{K}_k{}^T \tag{4.59}$$

$$\bar{K}_k = \bar{\Phi}\bar{P}_{k/k}\bar{C}^T\left(\bar{C}\bar{P}_k\bar{C}^T + \bar{V}\right)^{-1} \tag{4.60}$$

$$\hat{r}_k = L_k\left(y_k - C\hat{x}_k\right) = \left(\bar{w}\,\Pi + \bar{L}_k\,\Sigma\right)\left(y_k - C\hat{x}_k\right) \tag{4.61}$$

$$P_k^r = \left(\bar{w}\,\Pi + \bar{L}_k\,\Sigma\right)\left(C\bar{P}_{k/k}C^T + I_m\right)\left(\bar{w}\,\Pi + \bar{L}_k\,\Sigma\right)^T \tag{4.62}$$

$$\bar{L}_k = -\bar{w}\,\pi H_k\,\Sigma^T\left(\Sigma H_k\,\Sigma^T\right)^{-1} \tag{4.63}$$

$$H_k = C\bar{P}_k C^T + I_m \tag{4.64}$$

Le lecteur intéressé par la démonstration de ce théorème peut se référer à [Jamouli, 2003] et [Sauter et al., 2005].

4.3.5 Exemple illustratif

Cet exemple décrit les différentes étapes de synthèse d'un filtre isolateur des défauts pour un SCR. On considère le même système discret décrit dans la session (**4.2.3**) :

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0.2 & 1 & 0 & 0.2 & 0.3 \\ 0 & 0.5 & 1 & 0.4 & 1 \\ 0 & 0 & 0.8 & 1 & 0.2 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix},\ \Gamma = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix},\ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } \Phi B = \begin{bmatrix} -88.02 \\ 88.68 \\ -30.92 \\ 88.56 \\ 69.30 \end{bmatrix}$$

$$w = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix},\ v = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } E_f = \begin{bmatrix} F_1 & F_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Ce système est toujours affecté par deux défauts actionneurs F_1 et F_2 dont les indices des détectabilités sont respectivement $\rho_1 = 2$ et $\rho_2 = 1$. Ces défauts apparaissent respectivement aux instants 500s et 1000s avec des amplitudes constants. L'indice de détectabilité de l'entrée inconnue $\mu_1 = 1$.

Les gaines de filtre sont :

$$\sum = \begin{bmatrix} -0.1439 & 0.1192 & 0.3393 & -0.1439 \end{bmatrix} \text{et } \prod = \begin{bmatrix} 0.5850 & 0.1509 & 0.4431 & 0.5850 \\ 0.2223 & 0.8153 & -0.5219 & -0.7777 \\ -0.0055 & 0.0086 & -0.0077 & -0.0055 \end{bmatrix}$$

Les FIGs 4.2 et 4.3 représentent l'estimation des défauts affectant le système

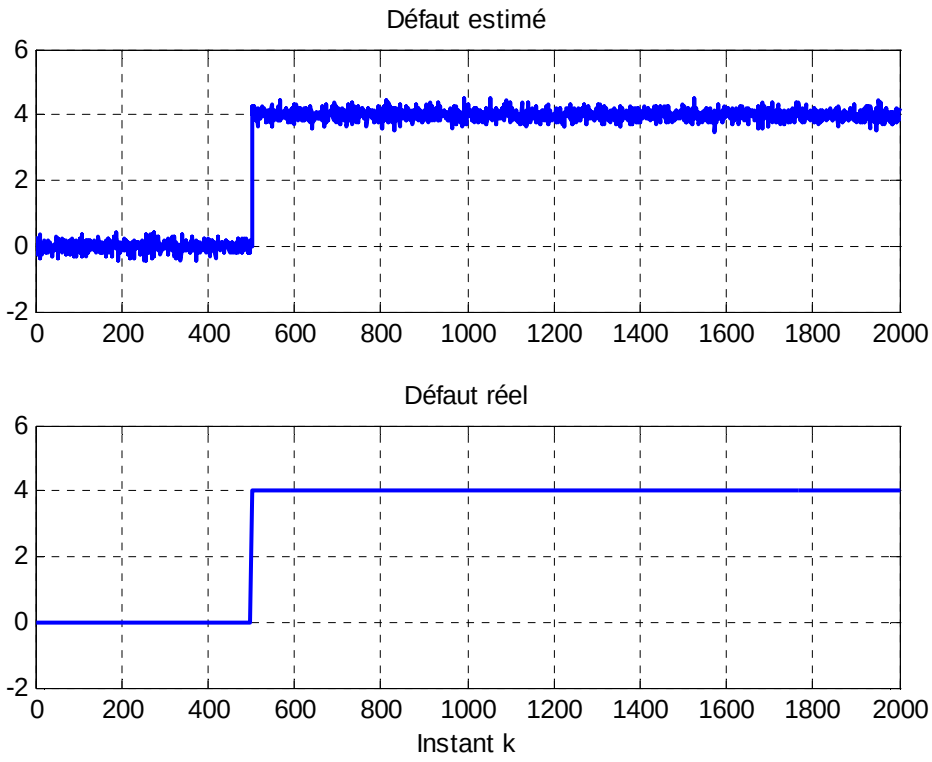


FIG-4.12 : Estimation du premier défaut, Filtre Isolateur des SCR

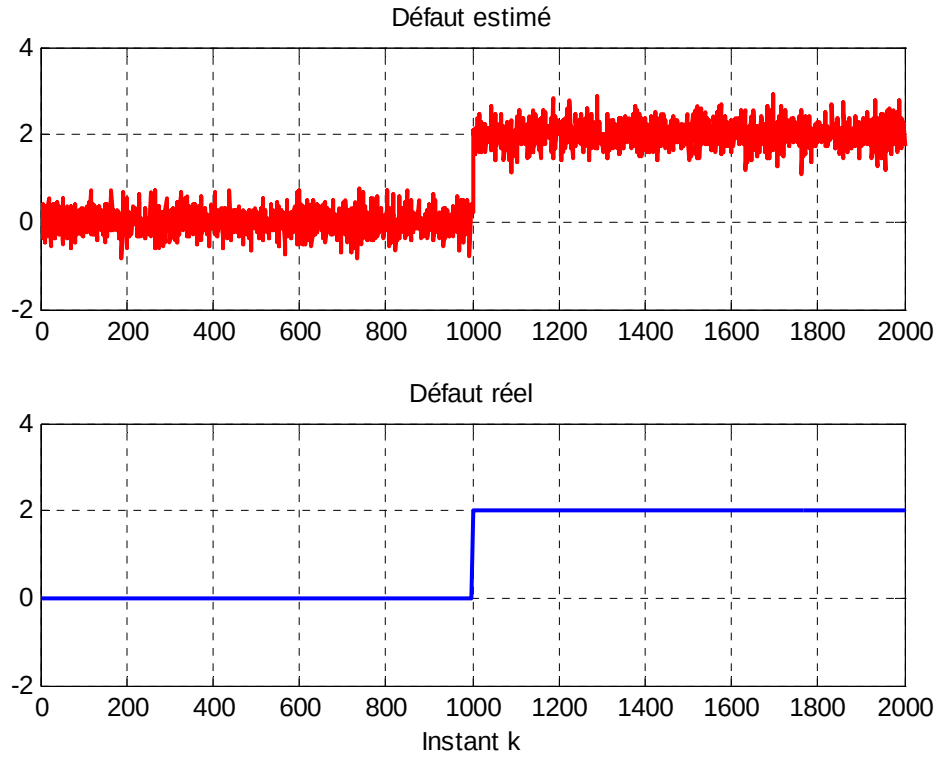


FIG 4.13 : Estimation du deuxième défaut, Filtre Isolateur des SCR

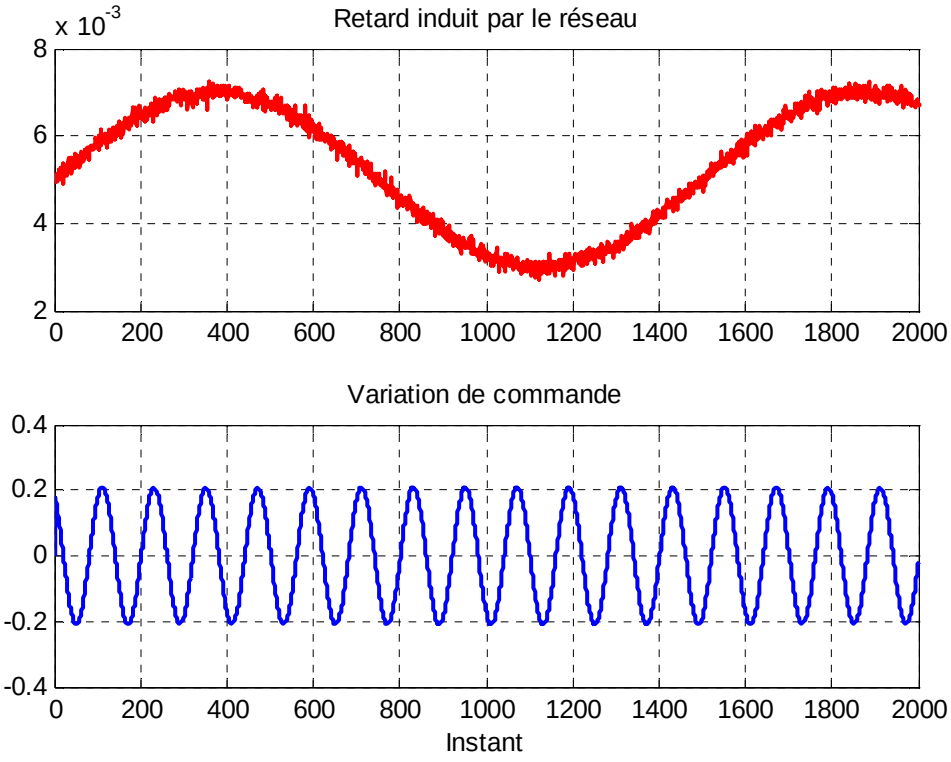


FIG 4.14 : Paramètres induites par les réseau

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence la problématique d'isolation de défauts des systèmes contrôlés via un réseau. Nous avons privilégié le technique à base du filtre isolateur de Keller avec des hypothèses différentes sur la nouvelle entrée induite par le réseau. Cette technique a permis de résoudre les problèmes des perturbations induites par le réseau. Les filtres isolateurs proposés nous permettons une identification des défauts, dans cette condition les étapes du diagnostic sont réduites à une seule étape.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse traitent l'intégration de diagnostic des défauts dans les Systèmes Linéaires Invariants (LTI) commandés via un réseau.

Cette thèse a pour objectif de développer des algorithmes de diagnostics offrant de grandes performances des résidus indicateurs des défauts et garantissant une robustesse vis-à-vis aux perturbations induites par le réseau.

Une large étude bibliographique a été effectuée sur le diagnostic tout au long de différentes parties de ce manuscrit. Une modélisation dans l'espace d'état a été présentée pour les systèmes contrôlés via un réseau. Ce modèle tient compte seulement des retards affectant les informations transitées via le réseau. Nous avons privilégié les méthodes de calcul, qui permettent, cette modélisation simple sous forme d'une représentation d'état des SCR. Cette représentation a le double avantage d'apprêter l'effet induit par le réseau comme une entrée inconnue affectant la dynamique de l'état d'un LTI et de garantir une matrice de direction constante à cette nouvelle entrée. Nous venons d'effectuer une représentation d'état spécifique qui sera prise en compte dans le traitement du problème de diagnostic.

Pour le diagnostic, nous avons privilégié au début, la technique à base du filtre de Kalman avec des hypothèses stochastiques différentes sur le retard induit par le réseau (retard

borné ou variable aléatoire). Une des limitations majeures, pour la première solution inventée, le filtre robuste, provient du fait que la démarche de diagnostic n'est pas complète, il faut définir un seuil adaptatif d'évaluation des résidus qui dépend de la charge du réseau. De même pour le filtre adaptatif, la deuxième solution, la limitation provient du fait que l'estimateur de retard n'est plus valable dans le sens où les sorties du système sont corrompus par la présence d'un défaut. Afin de pallier à ces inconvénients, nous proposons une méthode originale permettant d'estimer simultanément les défauts et les retards induits par le réseau. Cette approche repose sur un filtre de Kalman augmenté et garantit une estimation optimale, cependant l'algorithme de calcul devient numériquement très lourd. Une décomposition dans l'espace d'observation par la mise en œuvre d'une transformation matricielle donne naissance à deux filtres de Kalman superposés. Ces deux filtres traitent séquentiellement l'estimation des variables une par une pour élaborer l'estimée optimale.

Pour la commande tolérante aux défauts, et dans le cadre d'une éventuelle reconfiguration d'une loi de commande suite à une dégradation de performance de cette dernière, on ne cherche plus à observer ni l'état ni les entrées inconnues, mais l'objectif fondamental est d'estimer les défauts et l'identification de leurs amplitudes. A cette fin nous avons développé des algorithmes permettant de résoudre le problème d'identification des défauts des SCR. A partir de là, une transformation orthogonale, et une contrainte algébrique sont introduites, pour donner naissance à un espace directionnel de défauts. En effet, cette technique est initialement inventée par Keller dont la structure est étendue aux SCR. Une attention particulière est portée sur le découplage de défauts vis-à-vis aux entrées induites par le réseau.

La quasi-totalité des résultats obtenus dans ce mémoire ayant été illustrée par des exemples de simulation.

Au terme de ces travaux, plusieurs perspectives de recherche se dégagent.

A court terme, nous allons essayer d'affiner les travaux en intégrant dans notre approche une technique de reconfiguration de la loi de commande en fonction de retard estimé. Cela permettra d'obtenir une commande adaptée à la charge du réseau.

Sur un autre plan, l'étude de l'effet des autres paramètres, induites par le réseau reste un sujet d'actualité

Références Bibliographiques

[Akira et al, 2009] Akira Nakazawa, Yuichi Chida and Keita Ueda, FDI Filter Design for Decoupling of Actuator and Sensor Faults under Disturbance/Noise Conditions, Proceedings of the European Control Conference, pp. 1895-1900 Budapest, Hungary, 2009.

[Almutairi et al., 2001] N. B. Almutairi, M.-Y. Chow, and Y. Tipsuwan, “Network-based controlled dc motor with fuzzy compensation,” in Proc. 27th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc, vol. 3, pp. 1844–1849, 2001.

[Alouani et al., 1993] A. T. Alouani, P. Xia, T. R. Rice, and W. D. Blair, “On the optimality of two-stage state estimation in the presence of random bias,” IEEE Trans. On Automatic Control, vol. 38, pp. 1279-1282, 1993.

[Atamna, 1993] Atamna, Y., Definition of the model "Stochastic timed well formed coloured nets", In Proc. 5th Intern. Workshop on Petri Nets and Performance Models, pp:24-33, Toulouse, France, IEEE-CS Press,1993.

[Basile and Marro, 1969] Basile, G., and Marro,G., On the observability of linear, time-invariant systems with unknown inputs. Journal of Optimization Theory and Applications, v3, pp:410-415, 1969.

[Basseville and Nikiforov, 1994] Basseville, M., & Nikiforov, I., “Detection of abrupt changes: Theory and application”. Englewood Cli6s, NJ: Prentice-Hall.1994.

[Belkoura et al., 2007] L. Belkoura, J.P. Richard, and M. Fliess. Real time identification of time-delay systems. In IFAC Workshop on Time-Delay Systems, Nantes, France, 2007.

[Belkoura et al., 2007] L. Belkoura, J.P. Richard, and M. Fliess. A convolution approach for delay systems identification. In IFAC World Congress, Seoul, Korea, 2008.

[Berbra et al., 2007] C. Berbra, S. Gentil, S. Lesecq and J.M. Thiriet, Co-design of a safe network control dc motor. In 3rd International Workshop on Networked Control Systems Tolerant to Faults, Nancy, France, 2007.

[Bergé, 1996] N. Bergé, Modélisation au moyen des réseaux de Petri stochastique d'une application de contrôle –commande de poste de transformation d'énergie électrique répartie sur le réseau de terrain FIP. PhD Dissertation. Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS, Université Paul Sabatier de Toulouse, Mai 1996.

[Bhattacharyya, 1978] Bhattacharyya, S. P., Observer design for linear systems with unknown inputs. IEEE Transactions on Automatic Control, 23, pp483-484, 1978.

[Borisov and Pankov, 1994] Borisov, A. V., & Pankov, A. R. (1994). Optimal filtering in stochastic discrete-time systems with unknown inputs. IEEE Transactions on Automatic Control, 39, 2461_2464.

[Bouattour et al., 2010] M. Bouattour, M. Chadli, A. El Hajjaji, M. Chaabane, Synthèse d'observateur sensible aux défauts avec rejet de perturbations pour les modèles Takagi-Sugeno, 6ème Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA'2010), France 2010.

[Brockett and Liberzon, 2000] R.W. Brockett and D. Liberzon. Quantized feedback stabilization of linear systems. IEEE Trans. Automat. Contr., 45:1279–1289, 2000.

[Chan and Özgüner, 1995] H. Chan and Ü. Özgüner, "Closed-loop control of systems over a communication network with queues," Int. J. Control, vol. 62, no. 3, pp. 493–510, Sep. 1995.

[Chen and Patton, 1999] J. Chen and R. J. Patton, Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems. Boston, MA: Kluwer, 1999.

[Chen and Patton, 1996] J. Chen and R.J. Patton, "Optimal filtering and robust fault diagnosis of stochastic systems with unknown disturbances," IEE Proc.-Control Theory Appl., vol. 143, pp. 31-36, 1996.

[Chen et al., 2005] L. Chen, S. H. Low, and J. Doyle. Joint congestion control and media access control design for ad hoc wireless networks. In IEEE Infocom, Miami, FL, USA, 2005.

[Chen and Patton, 1999] J. Chen and R. J. Patton, Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems, Kluwer Academic Publishers, Norwell, Mass, USA, 1999.

[Cheng et al., 2009] Cheng, Y., Ye, H., Wang, Y., & Zhou, D. (2009). Unbiased minimum-variance state estimation for linear systems with unknown input. Automatica, 45, 485_491.

[Chow and Tipsuwan, 2005] M.-Y. Chow and Y Tipsuwan, "Time sensitive network-based control systems and applications," IEEE IES Netw. Based Control Newslett., vol. 5, no. 2, pp. 13–18, Jun. 2005.

[Daoud et al., 2004] R. M. Daoud, H. M. Elsayed, and H. H. Amer, “Gigabit Ethernet for redundant networked control systems,” in Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol., vol. 2, pp. 869–873, 2004.

[Darouach and Zasadzinski, 1997] Darouach, M., & Zasadzinski, M. (1997). Unbiased minimum variance estimation for systems with unknown exogenous inputs. Automatica, 33, 717_719.

[Darouach et al., 2003] Darouach, M., Zasadzinski, M., & Boutayeb, M. (2003). Extension of minimum variance estimation for systems with unknown inputs. Automatica, 39, 867_876.

[Darouach et al, 1994] Darouach, M., Zasadzinski, M., and Xu, S. J., Full-order observers for linear systems with unknown inputs. IEEE Transactions on Automatic Control, 39, pp606-609, 1994.

[Ding, 2008] Ding S. X., "Model-based Fault Diagnosis Techniques," *Springer Verlag*, Germany, March, 2008.

[Ding et al, 1998] S. X. Ding, E. L. Ding, T. Jeinsch, A numerical approach to optimization of FDI systems, in Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision an control, v1, pp 1137-1142, Tampa, Floride (USA), 1998.

[Ding et al., 2000] S. X. Ding, T. Jeinsch, P. M. Frank, and E. L. Ding, “A unified approach to the optimization of fault detection systems,” Int. J. Adapt. Control Signal Processing, vol. 14, pp. 725–745, 2000.

[Ding et al., 2000a] S. X. Ding, E. L. Ding, and T. Jeinsch. A new optimization approach to the design of fault detection filters, In Proc. SAFEPROCESS’2000, pages 250-255, Budapest, Hungary, 2000.

[Ding et al., 2000c] S. X. Ding, T. Jeinsch, P. M. Frank, and E. L. Ding, A unified approach to the optimization of fault detection systems, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, v 14, pp 725–745, 2000.

[Ding et al., 2000c] S. X. Ding, T. Jeinsch, P. M. Frank, and E. L. Ding, A unified approach to the optimization of fault detection systems, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, v 14, pp 725–745, 2000.

[Ding et al., 2002b].S. X. Ding, P.M. Frank, E.L. Ding and T. Jeinsch, Fault detection system design based on a new trade-off strategy, Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, v(4), pp 4144-4149, Sydney, Australia, Décembre, 2000.

[Ding and Guo, 1998] S. X. Ding and L. Guo, An approach to time domain optimization of observer based fault detection systems. International Journal of Control, 96(3), 419-442, 1998.

[Diouri et al., 2007] I. Diouri, J.-P. Georges, and E. Rondeau. Accommodation of delays for NCS using classification of service. In Proceedings of International Conference on Networking, Sensing and Control, London, UK, 2007.

[Drakunov et al., 2006] S. Drakunov, S. Perruquetti, J.P. Richard, and L. Belkoura. Delay identification in time-delay systems using variable structure control. Annual Reviews in Control, 30(2), 143-158, 2006.

[Duan et al., 2002] G. R. Duan, D. Howe and R. J. Patton, Robust fault detection in descriptor linear systems via generalized unknown input observers, International Journal of Systems Science, volume 33, number 5, pages 369-377, 2002.

[Elia and Mitter, 2001] N. Elia and S. Mitter. Stabilization of linear systems with limited information. IEEE Trans. Automat. Contr., 46:1384–1400, 2001.

[Epstein et al., 2008] M. Epstein, L. Shi, A. Tiwari, and R.M. Murray. Probabilistic performance of state estimation across a dropout network. Automatica, 44:3046–3053, 2008.

[Fang et al., 2007] H. Fang, H. Ye and M. Zhong, Fault diagnosis of networked control systems, Annual Reviews in Control 31 55–68, 2007.

[Farsi et al., 1999] M. Farsi, K. Ratcliff, and M. Barbosa, "An overview of controller area network," Comput. Control Eng. J., vol. 10, no. 3, pp. 113–120, 1999.

[Filipiak 1988] J. Filipiak, Modelling and control of dynamic flows in communication networks, Berlin: Springer, 1988.

[Frank and Ding, 1994] P. M. Frank and S. X. Ding, Frequency domain approach to optimally robust residual generation and evaluation for model-based fault diagnosis, Automatica, 30(5), pp. 789- 804, 1994.

[Frank and Ding, 1997] P. M. Frank and X. Ding, "Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems," Journal of Process Control, vol. 7, no. 6, pp. 403–424, 1997.

[Frank and Ding, 2000a] P. M. Frank, S. X. Ding, and T. Marcu, "Model-based fault diagnosis in technical processes," Trans. Inst. Measure. Control, vol. 22, pp. 57–101, 2000.

[Frank and Ding, 2000b] P. M. Frank, S. X. Ding, and B. Koppen-Seliger. Current developments in the theory of FDI, In Proc. SAFEPROCESS'2000, pp: 16-27, Budapest, Hungary, 2000

[Fridman et al., 2004] Fridman, E., Seuret, A. & Richard, J.-P. (2004), "Robust sampled-data stabilization of linear systems : an input delay approach", Automatica 40, no.8, 1441-1446.

[Friedland, 1969] B. Friedland, "Treatment of bias in recursive filtering," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 14, pp. 359-367, 1969.

[Gallager, 1968] R.G. Gallager. Information theory and reliable communication. New York: Wiley, 1968.

[Gallara and Decotignie, 1984] D.Gallara,. et J.-D. Decotignie. Groupe de reflexion FIP : proposition d'un système de transmissions série multiplexée pour les échanges entre des

capteurs, des actionneurs et des automates réflexes. Livre blanc, Ministère de l'Industrie 1984.

[Gao and Chen 2008] H. Gao and T. Chen, "Network-based h∞ output tracking control," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 53, no. 3, pp. 655–667, 2008.

[Gao et al., 2008] H. Gao, T. Chen, and J. Lam, "A new delay system approach to networkbased control," Automatica, vol. 44, pp. 39–52, 2008.

[Georges, 2005] J.P. Georges, Systèmes contrôlés en réseau : Evaluation de performance d'architectures Ethernet commutées. Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 2005.

[Georges, 2009] Jean-Philippe Georges, Fair queueing pour les systèmes contrôlés en réseau, école d'été Temps Réel, ETR'09, Paris, France 2009.

[Gertler, 1998]J. J. Gertler, Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems. New York: Marcel Dekker, 1998.

[Ghostine et al, 2008] R.Ghostine, J.M. Thiriet, J.F. Aubry, M. Robert. A framework for the reliability evaluation of networked control systems. To appear in the 17th IFAC World Congress. July 6-11, Seoul, Korea, 2008.

[Gillijns and De Moor, 2007a] Gillijns, S., & De Moor, B. Unbiased minimum-variance input and state estimation for linear discrete-time systems. Automatica, 43, pp. 111-116. 2007

[Gillijns and De Moor, 2007b] Gillijns, S., & De Moor, B. Unbiased minimum-variance input and state estimation for linear discrete-time systems with direct feedthrough. Automatica, 43, pp.934-937, 2007.

[Goktas 2000] F. Goktas, Distributed control systems over a communication networks, PhD. Dissertation, université de Pennsilvanie, 2000.

[Goktas et al., 1996] F. Goktas, J. M. Smith, and R. Bajcsy, "μ-synthesis for distributed control systems with network-induced delays," in Proc. 35th IEEE Conf. Decision Control, pp. 813–814, 1996.

[Guidorzi, R. and Marro G., 1971] Guidorzi, R. and Marro, G. , On wonham stabilizability condition in the synthesis of observers for unknown-input systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 16, pp.499-500, 1971.

[Guo et al., 2008] J. Guo, X. Huanga, Y. Cui, Design and analysis of robust fault detection filter using LMI tools, Computers and Mathematics with Applications, doi:10.1016/j.camwa, 2008.

[Haimovich et al., 2006] H. Haimovich, M.M. Seron, and G.C. Goodwin. Geometric characterization of multivariable quadratically stabilizing quantizer. Int. J. Contr., 79:pp.845–857, 2006.

[Han et al,.2006] H. Han, S. Shakkottai, C. V. Hollot, R. Srikant, and D. Towsley. Multi-path TCP: A joint congestion control and routing scheme to exploit path diversity in the internet,. IEEE/ACM Trans. on Networking, 14:pp.1260– 1271, 2006.

[Hautus, 1983] Hautus, M. L. J.. Strong detectability and observers. Linear Algebra and its Applications, 50, pp.353-368, 1983.

[Henry and Zolghadri, 2005] Henry D, Zolghadri A, Design of fault diagnosis filters: A multi-objective approach, Journal of the Franklin Institute, Volume 342, Issue 4, pp.421-446, 2005.

[Henry and Zolghadri, 2006] D. Henry, A. Zolghadri, Norm-based design of robust FDI schemes for uncertain systems under feedback control: Comparison of two approaches, Control Engineering Practice, Volume 14, Issue 9, pp.1081-1097, 2006.

[Hollot et al,. 2002] C. V. Hollot, V. Misra, D. Towsley, and W. B. Gong. Analysis and design of controllers for AQM routers supporting TCP flows. IEEE Transactions on Automatic Control, 47,pp.945–959, 2002.

[Hou and Patton, 1998] Hou, M., & Patton, R. J. (1998). Optimal filtering for systems with unknown inputs. IEEE Transactions on Automatic Control, 43, 445_449.

[Hou et Patton, 1996] M. Hou and R. J. Patton, “LMI approach to H−/H∞ fault detection observers,” in Proceedings of the UKACC International Conference on Control, vol. 1, pp. 305–310, Exeter, UK, September 1996.

[Hou and Muller, 1992] Hou, M., and Muller, P. C., Design of observers for linear systems with unknown inputs. IEEE Transactions on Automatic Control, 37, pp871-875, 1992.

[Hsieh and Chen, 1999] C. S. Hsieh and F. C. Chen, “Optimal solution of the two-stage Kalman estimator,” IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 44, pp. 194-199, 1999.

[Hsieh, 2000] Hsieh C. S. Robust two-stage Kalman filters for systems with unknown inputs. IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 45, pp. 2374-2378, 2000.

[Hsieh, 2007] C.-S. Hsieh, “The unified structure of unbiased minimum-variance reduced-order filters,” IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 52, no. 9, pp. 1716-1721, 2007.

[Hsieh, 2009] Hsieh, C. S., Extension of unbiased minimum-variance input and state estimation for systems with unknown inputs. Automatica, 45, pp: 2149_2153, 2009.

[Hsieh, 2010] Hsieh, C. S., On the global optimality of unbiased minimum-variance state estimation for systems with unknown inputs, Automatica, 46, pp: 708-715, 2010.

[Huang and Dey, 2007] M. Huang and S. Dey. Stability of Kalman filtering with Markovian packet dropouts. Automatica, 43:598–607, 2007.

[Ignagni, 1981] M. N. Ignagni, “An alternate derivation and extension of Friedland’s two-state Kalman estimator,” IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 26, pp. 746-750, 1981.

[Ignagni, 1990] M. N. Ignagni, “Separate-bias Kalman estimator with bias state noise,” IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 35, pp. 338-341, 1990.

[Ignagni, 2000] M. N. Ignagni, “Optimal and suboptimal separate-bias Kalman estimator for a stochasticbias,” IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 45, pp. 547-551, 2000.

[Ishii and Basar, 2005] H. Ishii and T. Basar. Remote control of LTI systems over networks with state quantization. System & Control Letters, 54:15–31, 2005.

[Ishii et al., 2004] Ishii, H., Basar, T. & Tempo, R., “Randomized algorithms for quadratic stability of quantized sampled-data systems”, Automatica 40, 839-846, 2004.

[IUNG, 2002] Benoît IUNG, Contribution à l’Automatisation des Systèmes Intelligents de Production Interopérabilité des Processus de Contrôle, Maintenance et Gestion technique. Habilitation à diriger des recherches de l’université Henri Poincaré, Nancy, 2002.

[Izadi et al., 2006] I. Izadi, Q. Zhao, T. Chen, An H_∞ approach to fast rate fault detection for multirate sampled-data systems, Journal of Process Control, v16, pp651–658, 2006

[Jacobsson et al., 2006] K. Jacobsson, H. Hjalmarsson, and K. H. Johansson. Towards accurate congestion control models: Validation and stability analysis. In Mathematical Theory of Networks and Systems, pages 672–682, Kyoto, Japan, July 2006.

[Jasperneite and Neuman 2001] E. Jasperneite and P. Neumann, Switched Ethernet for Factory Communication, In proc. IEEE Int. Conf. Emerging Technologies and Factory Automation, vol. 1, pp. 205-212, 2001.

[Ji and Kim, 2005] K. Ji and W-J. Kim, Real-Time of Networked Control Systems via Ethernet, In International Journal of Control, Automation, and Systems, vol.3, n°4, pp. 591-600, 2005.

[Jiahe et al., 2008] Jiahe Xu, Yuanwei Jing, Georgi M. Dimirovski and Ying Ban, Two-stage Unscented Kalman Filter for Nonlinear Systems in the Presence of Unknown Random Bias, American Control Conference, pp. 3530- 3535, Seattle, Washington, USA, 2008.

[Jin et al., 2007] Z. Jin, V. Gupta, and R.M. Murray. State estimation over packet dropping networks using multiple description coding. Automatica, 42:1441–1452, 2007.

[Juanole and Atamna, 1991] Juanole, G., Atamna Y., Dealing with arbitrary time distributions with the stochastic Timed Petri Net Model-Applications to queuing systems, Petri Nets and Performance Models, PNPM’91, Melbourne, Australie. 1991.

[Juanole and Blum 1999] Juanole, G. et I. Blum, Influence de fonctions de base (communication-ordonnancement) des systèmes distribues temps-réel sur les performances des applications de contrôle-commande. In : 7ème Colloque Francophone sur l’Ingénierie des Protocoles (CFIP’99). Nancy, France. pp. 217–232, 1999.

[Kamrani and Mehraban, 2006] E. Kamrani and M. H. Mehraban, “Modelling Internet delay dynamics using system identification,” in Proc. ICIT, pp. 716–721, 2006.

[Keller and Darouach, 1997] J. Y. Keller and M. Darouach, “Optimal twostage Kalman filter in the presence of random bias,” Automatica, vol. 33 no. 9, pp. 1745-1748, 1997.

[Keller et al., 1996] J. Y. Keller, L. Summerer, and M. Darouach, “Extension of Friedland’s bias filtering technique to discrete-time system with unknown inputs,” International Journal of Systems Science, vol. 27, no. 12, pp: 1219-1229, 1996.

[Keller, 1999] J. Y. Keller, Fault isolation filter for linear systems. Automatica, v:35, pp:1701–1706, 1999.

[Kelly et al., 1998] F. Kelly, A. Maulloo, and D. Tan. Rate control in communication networks: shadow prices, proportional fairness and stability. Journal of the Operational Research Society, 49:237–252, 1998.

[Kim et al., 2005] W.-J. Kim, K. Ji, and A. Ambike, “Networked real-time control strategies dealing with stochastic time delays and packet losses,” in Proc. Amer. Control Conf., pp. 621–626, 2005.

[Kim et al., 2006] K. H. Kim, J. G. Lee, and C. G. Park, “Adaptive two-stage Kalman filter in the presence of unknown random bias,” International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 20, no. 7, pp. 305-319, 2006.

[Kitanidis, 1987] P.K. Kitanidis, “Unbiased minimum-variance linear state estimation,” Automatica, vol. 23, pp. 775-778, 1987.

[Koubaa and Song, 2004] A. Koubaa, Y-Q. Song, (m,k)-WFQ. Integrating (m,k)-Firm Real-Time Constraints into Guaranteed-Rate Networks. Proceedings Real Time Systems Conference RTS'2004. Paris, France, 2004.

[Lee and Lee 2002] K. C. Lee and S. Lee, Performance evaluation of switched Ethernet for real time industrial communications. Computer Standards & Interfaces 24, pp: 411-423, 2002.

[Lee et al., 2005] K. C. Lee, S. Lee, and M. H. Lee, “QoS-based remote control of networked control systems via PROFIBUS token passing protocol,” IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 1, no. 3, pp. 183–191, 2005.

[Lee et al., 2006] K. C. Lee, S. Lee, and M. H. Lee, “Worst case communication delay of real-time industrial switched Ethernet with multiple levels,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 5, pp. 1669–1676, 2006.

[Lian et al., 2001] F.L. Lian, J.R. Moyne, and D.M. Tilbury. Performance evaluation of control networks: Ehternet, controlnet, and devicenet. IEEE Control Systems Magazine, 21(1):66–83, 2001.

[Liberzon, 2003] D. Liberzon. Hybrid feedback stabilization of systems with quantized signals. Automatica, 39:1543–1554, 2003.

[Lin and Costello, 2004] S. Lin and D.J. Costello. Error control coding. Prentice Hall, 2004

[liu and Lee, 2003] Liu, D.; Lee, Y.-H, An efficient scheduling discipline for packet switching networks using earliest deadline first round robin. 12th conference in computer communications and networks, pp :5-10, ICCCN.20-22 Oct 2003.

[Liu et al., 2001] G. P. Liu, J. B. Yang, and J. F. Whidborne, Multiobjective Optimization and Control, Research Studies Press, Baldock, UK, 2001.

[Liu et al., 2005] J. Liu, J. L. Wang, and G.-H. Yang, "An LMI approach to minimum sensitivity analysis with application to fault detection," Automatica, vol. 41, no. 11, pp. 1995–2004, 2005.

[Liu et al., 2007] G.-P. Liu, Y. Xia, D. Rees, and W. Hu, "Design and stability criteria of networked predictive control systems with random network delay in the feedback channel," IEEE Trans. Syst., Man Cybern. - Part C: Appl. Rev., vol. 37, no. 2, pp. 173–184, 2007.

[Liu et al., 2005] Liu, H., Cheng, Y.,angd Ye, H., A combinative method for fault detection of networked control systems. In Proceedings of the 20th IAR/ACD Annual Meeting, pp. 59–63, 2005.

[Liu and Yao, 2005] F. C. Liu and Y. Yao, "Modeling and analysis of networked control systems using hidden Markov models," in Proc. Int. Conf. Mach. Learn. Cybern., pp. 928–931, 2005.

[Liu and Zhou, 2007] N. Liu et K. Zhou, Optimal Robust Fault Detection for Linear Discrete-Time Systems, Journal of Control Science and Engineering, Volune 2008, Article ID 829459.

[Low et al,. 1999] S. H. Low and D. E. Lapsley. Optimization flow control: Basic algorithm and convergence. IEEE/ACM Transactions on Networking, 7(6):861–874, 1999.

[Luck and Ray 1990] R. Luck and A. Ray, An observer-based compensator for distributed delays, Automatica, 26(5), pp. 903-908, 1990.

[Luck and Ray, 1994] R. Luck and A. Ray, "Experimental verification of a delay compensation algorithm for integrated communication and control systems," Int. J. Control, vol. 59, no. 6, pp. 1357–1372, 1994.

[Mao and Jiang, 2007] Mao Z. H. and JIANG B., Fault Estimation and Accommodation for Networked Control Systems with Transfer Delay, ACTA AUTOMATICA SINICA, Vol. 33, No. 7, pp 738- 743, June, 2007.

[Montestruque and Antsaklis, 2004] L. A.Montestruque and P. Antsaklis, "Stability of model-based networked control systems with time-varying transmission times," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 49, no. 9, pp. 1562–1572, 2004.

[Nair and Evans, 2003] G.N. Nair and R.J. Evans. Exponential stability of finite-dimensional linear systems with limited data rates. Automatica, 39:589–593, 2003.

[Nilsson 1998] J. Nilsson, Real Time Control Systems with Delays, Ph.D. dissertation, Dept. Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden, 1998.

[Nilsson et al., 1998] J. Nilsson, B. Bernhardsson, and B. Wittenmark, “Stochastic analysis and control of real-time systems with random time delays,” Automatica, vol. 34, no. 1, pp. 57–64, Jan. 1998.

[Overstreet and Tzes, 1999] J. W.O. overstreet, A Tzes. An Internet-based real-time control engineering laboratory. IEEE control systems Magazine. Vol (19)-5, p :19-34, 1999.

[Paret, 1999] D. Paret, Le bus CAN applications CAL, CANOpen, DeviceNet, OSEK, SDS…, Editions DONUD, Paris, 1999.

[Patton et al., 1989] Patton, R., Clark, R. N., & Frank, P. M. (1989). Fault diagnosis in dynamic systems. Englewood Cli6s, NJ: Prentice-Hall.

[Patton et al., 1991] R. J. Patton, J. Chen, and J. H. P. Miller, “A robust disturbance decoupling approach to fault detection in process systems,” in Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control (CDC ’91), vol. 2, pp. 1543–1548, Brighton, UK, December 1991.

[Patton et al., 2000] R. J. Patton, P. M. Frank, and R. N. Clark, Eds., Issues of FaultDiagnosis for Dynamic Systems. London, U.K.: Springer-Verlag, 2000.

[Patton, 1997] R. J. Patton, “Robustness in model-based fault diagnosis:the 1995 situation,” Annual Reviews in Control, vol. 21, pp. 103–123, 1997.

[Patton and Chen, 1993] Patton, R. J., and Chen, J., Optimal selection of unknown input distribution matrix in the design of robust observers for fault diagnosis. Automatica, 29, pp837-841, 1993.

[Pujolle, 2004] Guy Pujolle, Les réseaux, éditions EYROLLES 2004.

[Ray and Halevi, 1988] Ray, A. and Halevi, Y., Integrated communication and control systems: part I−analysis and part II−design consideration. ASME Journal of Dynamic System Measurement& Control, 110: 367-381, 1988.

[Repère, 1997] Repères, Edition Terrain, Control Net ouvert, N°12, Février, Mars avril 1997.

[Richard and Divoux, 2007] Jean-Pierre Richard et Thierry Divoux, Systèmes commandés en réseau, Hermès – Lavoisier, 2007.

[Rondeau and Divoux 2001] E. rondeau and T. Divoux, Conception d’architecture de réseaux Ethernet industriels, dans j’automatise N°18, pp. 52-58, Novembre- Décembre 2001.

[Roux and Juanole, 87] Roux, J., Juanole G., Functional and Performances Analysis using Extended Petri Nets, PNPM’87, Madison, Wisconsin. USA, 1987.

[Rüping et al. 1999] Rüping S., Vonnahme E., Jasperneite J. "Analysis of Switched Ethernet Networks with different topologies used in automation systems", In Proc. Fieldbus Conference (FeT’99), Magde-burg, Allemagne, pp: 351-358, 1999.

[Sadrnia et al., 2001] M. A. Sadrnia, J. Chen, and R. J. Patton, “Robust fault diagnosis observer design using H∞ optimisation and μ synthesis,” in IEE Colloquium on Modeling and Signal Processing for Fault Diagnosis, p. 9, Leicester, UK, 1996.

[Sahebsara et al., 2008] M. Sahebsara, T. Chen, and S. L. Shah, “Optimal h∞ filtering in networked control systems with multiple packet dropouts,” Syst. Control Lett., vol. 57, no. 9, pp. 696–702, 2008.

[Sauter et al., 2005] D. Sauter, H. Jamouli, J.Y. Keller, J. C. Ponsart, Actuator fault compensation for a winding machine, Control Engineering Practice, v:13, pp:1307–1314, 2005.

[Sinopoli et al., 2004] B. Sinopoli, L. Schenato, M. Franceschetti, K. Poolla, M.I. Jordan, and S.S. Sastry. Kalman filtering with intermittent observations. IEEE Trans. Automat. Contr., 49(9):1453–1464, 2004.

[Soucek et al., 2003] S. Soucek, T. Sauter, and G. Koller, “Effect of delay jitter on quality of control in EIA-852-based networks,” in Proc. IECON, 2003, vol. 2, pp. 1431–1436.

[Tarn and Xi, 1998] T.J. Tarn, N. Xi. Planning and control of internet-based teleoperation. Proceedings of SPIE: Telemanipulator and teleprence technologies. Vol (3524), pp:189-193. Boston, 1998.

[Tatikonda and Mitter, 2004a] S. Tatikonda and S. Mitter. Control over noisy channels. IEEE Trans. Automat. Contr., 49:1549–1561, 2004

[Tatikonda and Mitter, 2004b] S. Tatikonda and S. Mitter. Control under communication constraints. IEEE Trans. Automat. Contr., 49:1056–1068, 2004.

[Tatikonda and Mitter, 2004c] S. Tatikonda and S. Mitter. Stochastic linear control over a communication channel. IEEE Trans. Automat. Contr., 49:1549–1561, 2004.

[Tindell et al., 1995] K.Tindell, A.Burns, and A.J.Wellings, “Calculating Controller Area Network (CAN) message response time”, Control engineering Practice, vol. 3, n°8, pp. 1163-1169, 1995.

[Tipsuwan and Chow, 2001] Y. Tipsuwan, M.Y. Chow, Networked-based controller adaptation based on QoS negotiation and deterioration. The 27th annual conference of the IEEE industrial electronics society (IECON 99). Vol (3), p:1271-1276, San Jos, CA, 2001.

[Tipsuwan and Chow, 2003] Y. Tipsuwan and M. Chow. Control methodologies in networked control systems. Control Eng. Practice, 11:1099–1111, 2003.

[Unruh et al., 1989] J. Unruh, H.J. Mathony and K.H. Kaiser. Error detection analysis of automotive communication networks, Technical report, Robert Bosh GmbH, 1989.

[Varga, 1998] A. Varga, Computation of normalized coprime factorizations of rational matrices, Systems & Control Letters 33, pp 37-45, 1998.

[Vatanski et al., 2006] N. Vatanski, J.P. Georges, C. Aubrun, E. Rondeau, and S.L. Jämsä-Jounela. Control compensation based on upper bound delay in networked control systems. 17th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems (MTNS), Kyoto : Japan, 2006.

[Viswanadham et al., 1987] N. Viswanadham, J. H. Taylor and E. C. Luce. "A frequency domain approach to failure detection and isolation. With application to GE-21 turbine engine control systems". Control- theory and advanced technology 3(1) 45- 72. 1987.

[Wand et al., 2006] Y. Wang, H. Ye, Y. Cheng and G. Wang, Fault detection of NSC based on eigendecompostion and Pade approximation, 6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, China, 2006

[Wang et al., 2004] H. Wang, J. Wang, J. Lam, An optimization approach for worst-case fault detection observer design, American Control Conference, Boston, Massachusetts, p. 2475-2480, 2004.

[Wang et al., 2006] Wang, Y., Ye, H., & Wang, G., A new method for fault detection of networked control systems. In Proceedings of the 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2006.

[Wang et al., 2006] Wang, Y., Ye, H., Cheng, Y., &Wang, G., Fault detection of NCS based on eigendecomposition and Pade approximation. Preprints of 6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, pp. 937–941, 2006.

[Wang et al., 2008] WANG Y. Q., YE H., DING X. S. and WANG G. Z., Fault Detection of Networked Control Systems Based on Optimal Robust Fault Detection Filter, Acta Automatica Sinica v(34), N°12,pp 1534-1539, 2008.

[Watanabe and Himmelblau, 1982] Watanabe, K., and Himmelblau, D. M., Instrument fault detection in systems with uncertainties. International Journal of Systems Science, 13, pp137-158, 1982.

[Williamson, 1990] D. Williamson, "Finite wordlength design of digital kalman filters for state estimation", IEEE Transactions on Automatic Control 30, 930-939, 1990.

[Witheephanich et al., 2004] K. Witheephanich, W. Piyarat, and C. Tarasantisuk, “Representations of robustly stabilizing controller structure for distributed control architectures with plant uncertainties,” in Proc. 30th Annu. Conf. IEEE Indust. Electron. Soc., vol. 2, pp. 1299–1303, 2004.

[Wu and Chen, 2007] J. Wu and T. Chen. Design of networked control systems with packet dropouts. IEEE Trans. Automat. Contr., 52:1314–1319, 2007.

[Wu et al., 2005] J. Wu, F.-Q. Deng, and J.-G. Gao, “Modeling and stability of long random delay networked control systems,” in Proc. Int. Conf. Mach. Learn. Cybern., pp. 947–952, 2005.

[Wu et al., 2011] L. Wu, X. Su, P. Shi, Mixed H_2/H_∞ approach to fault detection of discrete linear repetitive processes, Journal of the Franklin Institute 348, pp393–414, 2011.

[Wunnenberg, 1990] J. Wuennenberg, Observer-Based Fault Detection in Dynamic Systems, Ph.D. thesis, University of Duisburg, Duisburg, Germany, 1990.

[Wunnenberg and Frank, 1982] Wunnenberg, J., and Frank, P. M., Sensor fault using detection via robust observer. International Journal of Systems Science, 13, pp137-158, 1982.

[Xiao et al., 2008] N. Xiao, L. Xie, and M. Fu. Kalman filtering over unreliable communication networks with bounded Markovian packet dropouts. Int. J. Robust Nonlinear Control, page in Press, 2008.

[Xie et al., 2008] D. Xie, X. Chen, L. Lv, and N. Xu, "Asymptotical stabilisability of networked control systems: Time-delay switched system approach," Control Theory Appl., IET, vol. 2, no. 9, pp. 743–751, 2008.

[Xiong and Lam, 2007] J. Xiong and J. Lam., Stabilization of linear systems over networks with bouned packet dropout. Automatica, 43:80–87, 2007.

[Ye and Ding, 2004] Ye, H., & Ding, S. X., Fault detection of networked control systems with network-induced delay. In Proceedings of the 8th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, ICARCV, pp. 294–297, 2004.

[Ye et al., 2006] Ye, H., He, R., Liu, H., &Wang, G., A new approach for fault detection of networked control systems. IFAC 14th Symposium on System Identification, pp. 654–659, 2006.

[Ying et al., 2007] L. Ying, R. Srikant, A. Eryilmaz, and G. E. Dullerud. Distributed fair resource allocation in cellular networks in the presence of heterogeneous delays. IEEE Transactions on Automatic Control, 52:129–134, 2007.

[Zhang et al, 2001] W. Zhang, M.S. Branicky and S. M. Philips, Stability of networked control systems. IEEE Control systems Magazine. Vol (21)-1, p.84-99, 2001.

[Zhang et al., 2003] P. Zhang, S. X. Ding, G. Z. Wang, and D. H. Zhou, "Fault detection for linear discrete-time periodic systems," in Proceedings of the 5th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS '03), pp. 247–252,Washington, DC, USA, 2003.

[Zhang et al., 2005] P. Zhang, S. X. Ding, G. Z. Wang, and D. H. Zhou, Fault Detection of Linear Discrete-Time Periodic Systems, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 50, no. 2, pp 239-244, 2005.

[Zhang et al., 2006] P. Zhang, H. Ye, S.X. Ding, G.Z. Wang, D.H. Zhou, On the relation ship between parity space and H_2 approaches to fault detection, Systems & Control Letters, Volume 55, Issue 2, , pp94-100, 2006.

[Zhang et al., 2006] P. Zhang,H. Ye, S. X. Ding, G. Z. Wang, and D. H. Zhou, “On the relationship between parity space and H2 approaches to fault detection,” Systems and Control Letters, vol. 55, no. 2, pp. 94–100, 2006.

[Zhang et al., 2007] H. Zhang, D. Yang, and T. Chai, “Guaranteed cost networked control for TS fuzzy systems with time delays,” IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. — Part C: Appl. Rev., vol. 37, no. 2, pp. 160–172, Mar. 2007

[Zhang and Ding, 2007] P. Zhang, S. X. Ding , Disturbance decoupling in fault detection of linear periodic systems, Automatica, Volume 43, Issue 8, , pp1410-1417, 2007.

[Zhang and Ding, 2008] P. Zhang et S. X. Ding, On Fault Detection in Linear Discrete-Time Periodic, and Sampled-Data Systems, Journal of Control Science and Engineering, Volune 2008, Article ID 849459.

[Zhang, 2001] W. Zhang, M. Branicky, and S. Phillips, “Stability of networked control systems,” IEEE Control Syst. Mag., vol. 21, no. 1, pp. 84–99, Feb. 2001.

[Zhao et al., 2008 a] Y.-B. Zhao, G.-P. Liu, and D. Rees “A predictive control-based approach to networked Hammerstein systems: Design and stability analysis,” IEEE Trans. Syst.,Man, Cybern. - Part B, vol. 38, no. 3, pp. 700–708, Jun. 2008.

[Zhao et al., 2008 b] Y.-B. Zhao, G. Liu, and D. Rees, “Improved predictive control approach to networked control systems,” Control Theory Appl., IET, vol. 2, no. 8, pp. 675–681, 2008

[Zhao et al., 2008 c] Y. Zhao,G. Liu, and D. Rees, “Integrated predictive control and scheduling co-design for networked control systems,” Control Theory Appl., IET, vol. 2, no. 1, pp. 7–15, Jan. 2008].

[Zheng et al., 2006] Y. Zheng, H. Fang, and H. Wang, “Takagi-sugeno fuzzy-model-based fault detection for networked control systems with markov delays,” IEEE Trans. Syst.,Man, Cybern.—Part B: Cybern., vol. 36, no. 4, pp. 924–929, Aug. 2006.

[Zhong et al., 2001] M. Zhong, S. X. Ding, B. Tang, P. Zhang, and T. Jeinsch, “A LMI approach to robust fault detection filter design for discrete-time systems with model uncertainty,” in Proceedings of the 40th Conference on Desision and Control (CDC ’01), vol. 4, pp. 3613–3618, Orlando, Fla, USA, December 2001.

[Zhong et al., 2003] M. Zhong, S. X. Ding, J. Lam, and H. Wang, “An LMI approach to design robust fault detection filter for uncertain LTI systems,” Automatica, vol. 39, no. 3, pp. 543–550, 2003.

[Zhong et al., 2010] M. Zhong, S. X. Ding, E. L. Ding, Optimal fault detection for linear discrete time-varying systems, Automatica, 46, pp 1395-1400, 2010.

Description de système : Quadrotor

Le drone quatre rotors ou quadrotor utilisé dans l'application est modélisé comme une composition de deux PVTOL (Planar Vertical Take Off and Landing) possédant six degrés de liberté dus à l'orthogonalité des deux axes. Chaque moteur électrique produit une force (f_i) et un couple (Q_i), chacun d'eux étant proportionnel au carré de la vitesse de rotation de chaque pale. Pour décrire les équations dynamiques du modèle, deux repères sont considérés (FIG – A 1) : repère fixe $N(x_n, y_n, z_n)$ et le repère mobile $B(x_b, y_b, z_b)$ attaché au quadrotor avec comme origine le centre de masse du drone.

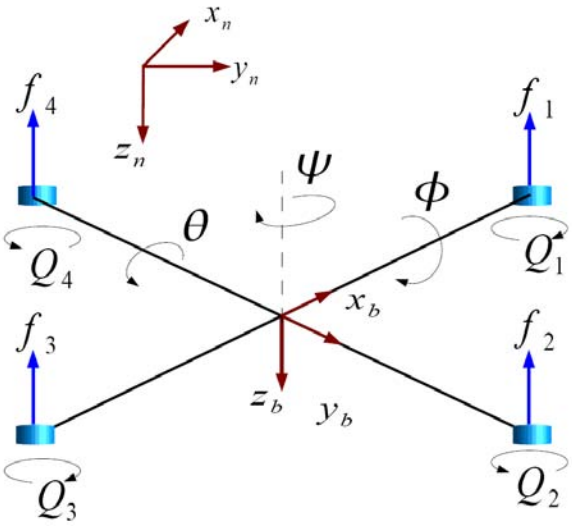


FIG – A 1: Prototype d'hélicoptère quadrotor de GIPSA-Lab

Le mouvement de tangage (pitch(θ)) : Ce mouvement est assuré par la différence des forces (f1; f3) produites par les actionneurs avant et arrière. Cette différence de forces produites un couple autour de l'axe yb ;

Le mouvement de roulis (yaw(Φ)) : Ce mouvement est assuré par la différence des forces (f2; f4) produites par les actionneurs droit et gauche. Cette différence de forces produites un couple autour de l'axe xb ;

Le mouvement de lacet (roll (ψ)) : Ce mouvement est assuré par la somme des couples de traînée (Qi) produits par les quatre actionneurs.

L'orientation (ou attitude) du drone peut être déterminée par trois angles de rotations : roll(ψ), pitch(θ), yaw(Φ). $\omega \in \Re^3$ est la vitesse angulaire du drone mesurée par les gyromètres dans le repère mobile B. La force (f_i)et le couple (Q_i) générés par le moteur i sont proportionnelles à ω_{mi} comme :

$$f_i = b\omega_{mi}^2 \quad Q_i = k\,\omega_{mi}^2 \tag{Aa.1}$$

où k >0 et b>0 sont deux paramètres. Les trois couples qui constituent le vecteur de commande pour la rotation du drone sont :

$$\tau_a^{\phi} = d\,(f_2 - f_4) \tag{Aa.2a}$$

$$\tau_a^{\theta} = d\,(f_1 - f_3) \tag{Aa.2b}$$

$$\tau_a^{\psi} = Q_1 + Q_3 - Q_2 - Q_4 \tag{Aa.2c}$$

Avec d représentant la distance entre le rotor et le centre de masse. A partir de l'approche de Newton-Euler, les équations dynamique et cinématique du drone sont données par :

$$(\dot{\phi},\dot{\theta},\dot{\psi})^T = M\,\omega \tag{Aa.3}$$

$$I_f\,\dot{\omega} = -\omega \times I_f\,\omega + \tau_a + G_a \tag{Aa.4}$$

La matrice M est donnée par :

$$M = \begin{pmatrix} 1 & \tan\theta\sin\phi & \tan\theta\cos\phi \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \dfrac{\sin\phi}{\cos\theta} & \dfrac{\cos\phi}{\cos\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{pmatrix} \tag{Aa.5}$$

$I_f \in \Re^{3\times 3}$ représente la matrice d'inertie du drone exprimée dans B.

L'objectif est de proposer une loi de commande linéaire qui permet de stabiliser le système décrit par le modèle non linéaire (3)-(4). Il faut noter que nous sommes en présence de non linéarité du second ordre, et qu'il est raisonnable de considérer les approximations linéaires. A partir de (3) et les conditions de stabilisation $\phi \approx \theta \approx \psi \approx 0$, on peut faire les approximations suivantes :

$$(\phi',\theta',\psi')^T = (\omega_1,\omega_2,\omega_3)^T \tag{Aa.6}$$

A partir de (3), (4) et (6) Le modèle dynamique peut être exprimé avec les angles angle roll, pitch et yaw par :

$$\ddot{\phi} = \dot{\theta}\dot{\psi}\left(\frac{I_{fy} - I_{fz}}{I_{fx}}\right) + \frac{\tau_a^{\phi}}{I_{fx}} \tag{Aa.7a}$$

$$\ddot{\theta} = \dot{\phi}\dot{\psi}\left(\frac{I_{fz} - I_{fx}}{I_{fy}}\right) + \frac{\tau_a^{\theta}}{I_{fy}} \tag{Aa.7a}$$

$$\ddot{\psi} = \dot{\phi}\dot{\theta}\left(\frac{I_{fx} - I_{fy}}{I_{fz}}\right) + \frac{\tau_a^{\psi}}{I_{fz}} \tag{Aa.7a}$$

Définissons le vecteur d'état comme :

$$x^T = (\phi,\phi',\theta,\theta',\psi,\psi')^T \tag{Aa.8}$$

La linéarisation du système (Aa.7) autour des conditions de stabilisation peut être exprimée par :

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{Aa.8}$$

avec :

$$A = \begin{pmatrix} A_0 & 0 & 0 \\ 0 & A_0 & 0 \\ 0 & 0 & A_0 \end{pmatrix}, A_0 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} B_x & 0 & 0 \\ 0 & B_y & 0 \\ 0 & 0 & B_z \end{pmatrix}, B_i = \begin{pmatrix} 0 \\ I_{fi} \end{pmatrix} \quad \text{(Aa.10)}$$

On peut constater que le système peut être décomposé en trois sous-systèmes.

Description de système : Groupe WARD-LEONARD

Un groupe WARD-LEONARD, constitué d'un moteur asynchrone triphasé (MAS) entraînant à vitesse constante Ω_0 une génératrice à courant continu (G) à excitation indépendante. Celle-ci, (G), alimente l'induit d'un moteur à courant continu (M) qui entraîne une charge formée d'une dynamo (D), débitant dans une résistance (R_{ch}). Les machines (M) et (D) sont identique, elles sont excitées par la même tension continue et constante (FIG - Ab).

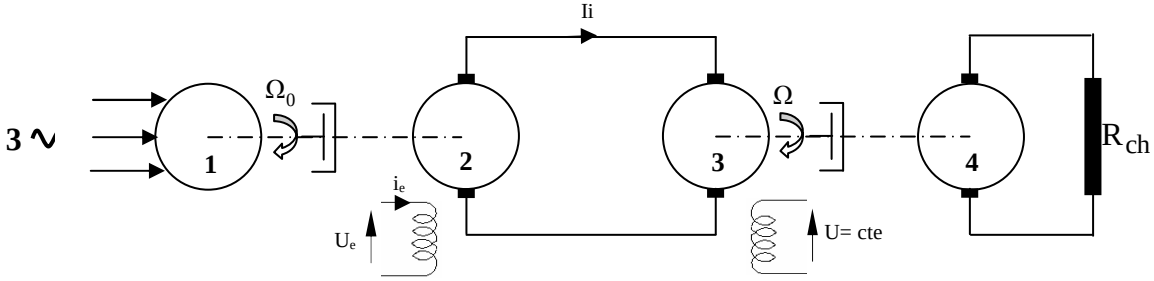


FIG - Ab : Schéma synoptique du groupe Ward-Léonard.

1 : Une machine asynchrone triphasé (MAS).

2 : Une génératrice à courant continu (G).

3 : Un moteur à courant continu (M).

4 : Une dynamo tachymétrique (D).

En considérant les machines électriques évoluant autour d'un point de fonctionnement, les réactions d'induit compensées et la constante électrique de la dynamo (D) chargée négligeable, les équations d'équilibre aux niveaux de l'excitation de (G), du circuit d'induit entre (G) et (M) et de la charge électromécanique (D), s'écrivent alors comme suit :

$$\dot{I}_e = -\frac{R_e}{L_e} I_e + \frac{1}{L_e} U_e \tag{Ab.1}$$

$$\dot{I}_i = \frac{K_e}{L_i} I_e - \frac{R_i}{L_i} I_i - \frac{K_m}{L_i} \Omega \tag{Ab.2}$$

$$\dot{\Omega} = \frac{K_m}{J} I_i - \left(\frac{f}{J} - \frac{K^2{}_m}{J(R_{ch} + R_d)} \right) \Omega \tag{Ab.3}$$

avec

U_e : Tension d'excitation de (G).

I_e : Courant d'excitation de (G).

R_e et L_e : Résistance et inductance de l'enroulement d'excitation de (G), $R_e = 210$, $L_e = 16,2$.

K_e : Constante de la force électromotrice de (G), $K_e = 300$.

I_i : Courant d'induit (G) - (M).

R_i et L_i : Résistance totale et inductance totale de l'enroulement d'induit de (G) – (M), $R_i = 4,5$, $L_i = 0,1$.

K_m : Constante du couple de (M), $K_m = 1,31$.

J :moment d'inertie de (M) couplé à (D), $J = 0.3$.

f : Coefficient de frottement de (M) et de (D), $f = 0.02$.

R_d : Résistance de l'induit de (D), $R_d = 1.75$.

R_{ch} : Résistance de charge de (D), $R_{ch} = 25$.

Toutes ces grandeurs et caractéristiques sont exprimées en unités (M.K.S.A)

Résumé : Aujourd'hui, les réseaux de communications sont largement utilisés pour relier les points de ressources, qui permettent la transmission de données à distance, de réduire la complexité dans le cadre de câblage et les coûts de support et de fournir l'aise dans la maintenance. En raison de ces avantages, les réseaux ont été introduits dans les systèmes automatiques au cours de ces dernières décennies et de nouveaux protocoles de réseau industriel ont été également développés pour assurer le contrôle à distance. Les systèmes contrôlés en réseau SCR (Networked Control System NCS) sont des systèmes automatiques traditionnels où les actionneurs, les capteurs, les contrôleurs et des autres composants sont distribués autour d'un réseau de communication, qui peut être partagé ou non avec d'autres applications. Les données de commande et de diagnostic sont échangées entre les composants du système (capteur, contrôleur, actionneur) via ce réseau partagé. Cette nouvelle architecture de système de contrôle introduit des problèmes originaux, en termes de retard variable affectant la transmission, des pertes de paquets, etc. Dans l'objectif de maintenir de bonnes performances du module de diagnostic face à des éventuelles variations introduites par le réseau, il est intéressant d'introduire des nouvelles approches. Nous avons rapporté les résultats relatifs aux techniques d'estimation optimale à base de filtre de Kalman, de façon à constituer un document aussi complet que possible traitant la génération de résidus et l'isolation des défauts dans SCR. Notre contribution consiste, dans un premier temps, à développer un modèle d'état d'un système contrôlé via un réseau. En deuxième temps, nous proposons un générateur de résidus en se basant sur les hypothèses simulant le retard induit par le réseau. Finalement, nous développons un filtre isolateur pour identifier directement les défauts affectant les actionneurs dans un SCR.

Mots clés : Diagnostic de défauts, Filtre de Kalman, Résidu, Génération des résidus, Découplage des défauts, Système contrôlé en réseau, Retard.

Abstract : Today's communications networks are widely used to connect the resources, enabling the remote data transmission, reducing the cabling complexity, minimizing costs and providing easy maintenance. Because of these advantages, the networks have been introduced in automatic systems during recent decades and new industrial network protocols were also developed for the remote control.

The systems controlled by networks, the term "Networked Control Systems (NCS)" are automatic traditional systems where the actuators, the sensors, the controllers and other components are distributed around a communication network that can be shared or not with other applications. The data of both control and diagnostic are exchanged between system components (sensor, controller and actuator) via the shared network. This new architecture of control system introduces new problems in terms of variable delay affecting the transmission, the packet loss, etc. With the aim to maintain good performance of diagnostic module face of possible changes introduced by the network, it is interesting to introduce new approaches. We have reported results for the optimal estimation techniques based on Kalman filter, thus creating a report as complete as possible, treating the residual generation and fault isolation in NCS. Our contribution consists, firstly, to develop a state space model of a system controlled via a network. Secondly, we propose a residual generator based on the delay models induced by the network. Finally, we develop a isolation filter in order to directly identify in the actuators faults in a SCR.

Keywords : Fault diagnosis, Kalman filtering, Residual, Residual generation, Uncoupling of faults, Networked control systems, Delay.