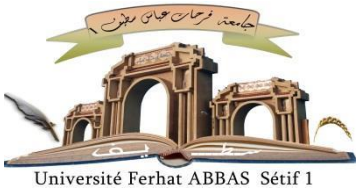
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1
FACULTE DE TECHNOLOGIE

THESE
Présentée au Département d'Electrotechnique
Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Domaine Sciences et Technologie
Filière Automatique Option Automatique
Par
AMARA Houssem Eddine

THEME

L'APPROCHE DE CO-CONCEPTION POUR L'ESTIMATION D'ETAT SOUS CONTRAINTES DE COMMUNICATION DANS LES SYSTEMES CONTROLES EN RESEAU SCR

Soutenue le 20/05/2021 devant le jury :

Mr SAIT Belkacem	**Professeur**	**Univ Ferhat Abbas Setif 1**	**Président**
Mr KHEMLICHE Mabrouk	**Professeur**	**Univ Ferhat Abbas Setif 1**	**Directeur de Thèse**
Mr ZEGHLACHE Samir	**Professeur**	**Univ Mohamed Boudiaf M'sila**	**Examinateur**
Mr MOKEDDEM Diab	**Professeur**	**Univ Ferhat Abbas Setif 1**	**Examinateur**
Mr BENYETTOU Lotfi	**MCA**	**Univ Mohamed Boudiaf M'sila**	**Examinateur**

2020/2021

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie Dieu le tout puissant qui m'a donné l'envie, le courage et la force pour mener à terme ce travail.

Même si cette thèse est un travail personnel, je souhaite ici rendre hommage et exprimer ma profonde gratitude à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à sa réalisation et à son aboutissement.

Mes remerciements s'adressent tout d'abord à mon Directeur de thèse, le ProfesseurKHEMLICHEMabrouk. Tout au long de ce travail, il a su m'apporter un soutien constant, une disponibilité, une écoute, une confiance et des conseils précieux et avisés à la hauteur de ses compétences et de ses réelles qualités humaines.

Mes remerciements vont aussi aux membres de jury qui ont accepté d'examiner ce travail à savoir Professeur SAIT Belkacem comme Président de jury, Professeur ZEGHLACHE Samir, Professeur MOKEDDEM Diab et Docteur BENYETTOU Lotfi comme examinateurs.

Ces remerciements s'adressent aussi au Docteur SID Mohamed Amine et Docteur LATRECHE Samia, Maîtres de Conférences Classe A à l'université de Setif qui ont également encadré ce travail de recherche,leurs écoutes, leurs connaissances, leurs critiques et leurs conseils constructifs m'ont guidé tout au long de cette thèse.

Quelque soit le parcours que j'entamerai dans le domaine du travail ou de la recherche j'espère l'honorer et êtreà la hauteur de mes attentes.

Enfin, je renouvelle toute mon amitié et ma sympathie à ceux qui m'ont accordé du temps et m'ont témoigné un soutien constant dans ce long travail de recherche spécialement Mlle StambouliW. Merci tout spécialement à ma mère que dieu la protège, a celui qui m'a tracé la route mon père toujours présent dans mon cœur et mes pensées, puisse son âme reposer en paix, ainsi qu'à toute ma famille.

Merci à tous

Table des matières

Liste des figures ……..……IV

Liste des tableaux ……..……VI

Introduction générale ……1

CHAPITRE I : Les SCR sous contraintes de communication et travaux relatifs……...5

I.1Introduction……...…5

I.2 Qu'est-ce qu'un SCR ? ……...…5

I.3 État de l'art……10

I.4 Les Défis pour la conception des SCR……..10

I.4.1 Les effets de retard de transmission sur les SCR……..…...11

I.4.2 Perte de paquets……...…16

I.4.3 Erreur de quantification / intervalles de transmission……..…..19

I.4.4 Contraintes de communication / accès au média……..…...20

I.4.5 Consommation d'énergie…….…..22

I.5 Conclusion…….….25

CHAPITRE II : Diagnostic de défauts des systèmes contrôlés via un réseau SCR

II.1. Introduction…….…...26

II.2. Différentes méthodes de diagnostic…….….27

II.2.1 Diagnostic à base de modèle……....27

II.2.1.1 Génération de résidu…….……29

A. Génération de résidu par l'estimation paramétrique……29

B. Génération de résidu par l'espace de parité……...30

C. Génération de résidu par l'estimation d'état……30

D. Observateurs d'état……..32

E. Filtre de Kalman……...33

II.2.2 Principales techniques d'optimisations des résidus……34

A. Espace de parité……35

B. Observateur d'état……36

C. Observateur robuste……37

D. Factorisation première……38

II.2.3 Détection……..39

II.2.4 Localisation……..39

II.2.5 Identification……43

II.3 Diagnostic sans modèle / à base de données (signal)……43

II.3.1 Méthodes dites mono-signal……..……..44

A. Vérification de seuils atteints……...……44

B. Mise en place de capteurs dédiés..……...……44

C. Traitement statistique..……..…44

D. Analyse spectrale..……44

II.3.2 Méthodes dites multi-signal……44

A. Redondance matérielle ……..……44

B. Systèmes experts……45

C. Méthodes qualitatives…….……45

D. Analyse en composantes principales – ACP……45

II.3.3 Performances d'une procédure de diagnostic…….……..……...46

A. Détectabilité……46

B. Isolabilité……..46

C. Sensibilité……46

D. Robustesse……...……46

II.4CONCLUSION…….……47

CHAPITRE III : Estimation d'état comme une méthode de détection de defaults dans les SCR

III.1 Introduction……....48

III.2 État de l'art……....49

III.3 Principe d'estimation d'état (observateur)…….....51

III.3.1Définition……...52

III.3.2 Observabilité……52

III.3.2.1 Observabilité des systèmes linéaires.....53

A) Filtre de Kalmann.....53

B) Observateurs de Luenberger 56

C) Technique Algébrique 58

III.3.2.2 Observateurs d'état des systèmes non linéaires 58

A. Observabilité des systèmes non linéaires 58

B. Observateurs étendus 61

C. Observateur à grand gain : Approche de Thau et ses généralisations 63

D. Observateurs mode glissant 66

III.3.3 Synthèse d'un observateur à mode glissant…….....…71

III.4 Exemple de simulation ……...…78

III.5Conclusion …..…….…81

CHAPITRE IV : Approche Co-conception, communication et diagnostic à base d'observateur mode glissant

IV.I Introduction ……82

IV.2 Formulation du problème……..84

IV.3 Observateur mode glissant basé les événements……..85

IV.3.1 Transformation de similarité ……..…..85

IV.3.2 Taux de communication et conception du seuil……...…….88

IV.3.3 Optimisation de la conception des communications……...……88

IV.4 Résultats de simulation…… ……..……..89

IV.4.1 Optimisation de la consommation d'énergie 90

IV.4.2 Optimisation de l'estimation d'état 93

CONCLUSION 95

Conclusion générale et perspectives 96

Références bibliographiques 98

LISTE DES FIGURES :

Figure. I.1 Système contrôlé en réseau SCR.....5
Figure I.2 Structure Directe d'un SCR.....6
Figure I.3 Structure hiérarchique d'un SCR.....7
Figure I.4 Schéma global de la gestion simultanée de plusieurs drones.....8
Figure I.5 Exemple de réseau dans une automobile (bus CAN).....8
Figure I.6 Architecture d'un Système contrôle commande numériques poste électrique.....9
Figure I.7 Exemple d'un SCR en télémédecine Projet de télé-chirurgie.....9
Figure I.8 Les retards induits dans un SCR.....12
Figure I.9 Système d'enroulement de bande dans les industries papetière.....13
Figure I.10 Architecture de simulation / émulation.....13
Figure I.11 Dépassement en sortie d'un SCR du aux délais introduit par le réseau.....14
Figure I.12 Effet du retard sur les performances du système.....15
Figure I.13 Modèle de référence, OSI.....17
Figure I.14 Un SCR avec perte de paquets représentés par un interrupteur.....19
Figure I.15 Niveau de consommation d'énergie au sein d'un nœud capteur.....22
Figure II.1 Structure générale d'un système de diagnostic.....28
Figure II.2 Génération de résidus.....28
Figure II.3 Génération des résidus par l'estimation paramétrique.....30
Figure II.4 Génération de résidu par l'espace de parité.....31
Figure II.5 Principe général d'un estimateur de sortie.....32
Figure II.6 Génération de résidu par les observateurs d'etat.....33
Figure II.7 Génération de résidu par le filtre de Kalman.....34
Figure II.8 Exemple de matrices d'incidence.....41
Figure II.9 Structure DOS et GOS.....43
Figure III.1 Placement d'un observateurs/estimateur d'état dans un système dynamique.....51
Figure III.2Structure d'un observateur.....51
Figure III.3 Algorithme du filtre de Kalman classique.....56
Figure III.4 Diagramme Observateurs de Luenberger.....57
Figure III.5 Structure d'un observateur en mode glissant.....72
Figure III.6 Représentation de x1, x2 réels et leurs estimés.....79
Figure III.7 Représentation de x3; x4 réel et leurs estimés.....80
Figure III.8 Représentation de l'entrée inconnue w et son estimée %C.....80

Figure IV.1 La co-conception dans un SCR *83*

Figure IV.2 Estimation de l'état du mode glissant basé sur transmission événementielle *84*

Figure IV.3Simulation diagram *90*

Figure IV.4 La sortie yt, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$ *, l'erreur d'estimation de sortie ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimée}$ *1er cas* *91*

Figure IV.5 La sortie yt, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$*, l'erreur d'estimation de sortie ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimée}$ *2ème cas* *91*

Figure IV.6 La sortie yt, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$ *, the transmitted output ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimée}$ *3ème cas* *92*

Figure IV.7 La sortie yt , la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$*, l'erreur d'estimation de sortie ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimèe}$ *cas optimal* *92*

Figure IV.8 La sortie yt , la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$ *, l'erreur d'estimation de sortie ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimèe}$ *1er cas* *93*

Figure IV.9 La sortie yt , la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$ *, l'erreur d'estimation de sortie ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimée}$ *2ème cas* *94*

Figure IV.10 La sortie yt , la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$ *, l'erreur d'estimation de sortie ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimée}$ *3ème cas* *94*

Figure IV.11 La sortie yt , la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$ *, l'erreur d'estimation de sortie ey et l'estimation de la sortie* $y_{estimée}$ *cas optimal* *95*

LISTE DES TABLEAUX :

TABLEAU IV.1: RÉSULTATS DE SIMULATION POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE Z EN DONNANT LA PRIORITÉ À LA MINIMISATION ÉNERGÉTIQUE 90

TABLEAU IV.2: RÉSULTATS DE SIMULATION POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE ζ EN DONNANT LA PRIORITÉ A LA QUALITE DE L'ESTIMATION.....93

Symboles et abréviations

Abréviations

SCR : Systèmes contrôlés en réseau

UMTS : Système de télécommunication mobile universel (Universal mobile telecommunication system)

SMO : Observateur mode glissant (sliding mode observer)

CAN : contrôleur de zone de réseau (Controller Area Network)

CCN : Contrôle commande numerique

OSI : Interconnexion des systèmes ouverts (Open Systems Interconnection)

ACP : Analyse en Composantes Principales

AQT : Analyse Qualitative de Tendance

AMDEC : Analyse des Modes de Défaillances et de leurs Effets et leurs Criticités

FDI : Détection et isolation de défauts (Faults Detection and Isolation)

AI : Intelligence Artificielle

LTI : Systèmes linéaires à temps invariant (Linear Time Invariant)

LTV : Systèmes linéaires à temps variant (Linear Time Variant)

EKF : Filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter)

Références personnelles

Revues internationales avec comité de lecture

Amara et al.: Sliding Mode Observer and Event Triggering Mechanism Co-design. Engineering, Technology & Applied Science Research Vol. 10, No. 2, 2020, 5487-5491.

Conférence internationale avec comité de lecture

Samia Latreche, Houssem Eddine Amara, Mabrouk Khemliche « Automation and supervision of the industrial processes of single screw extruder » ICME International Conference on Mecanics and Energy, Monastir, Tunisia , December 19-21, 2019.

Samia Latreche, Houssem Eddine Amara, Mabrouk Khemliche « Modeling and simulation of the evolution bof thermal and hydraulic energy in a boiler using bond graph approach» ICME International Conference on Mecanics and Energy, Monastir, Tunisia , December 19-21, 2019.

Samia Latreche, Abd elssalam badoud, Mabrouk Khemliche, Houssem Eddine Amara «Modeling of the plates of a distillation column by bond graph tool » ICME International Conference on Mecanics and Energy, Sousse, Tunisia , December 18-20, 2017.

Samia Latreche, Abd elssalam badoud, Mabrouk Khemliche, Houssem Eddine Amara «Real time monitoring and expérimental study in a distillation column by bond graph approach » ICME International Conference on Mecanics and Energy, Sousse, Tunisia , December 18-20, 2017.

Samia Latreche, Abd elssalam badoud, Houssem Eddine Amara, Mabrouk Khemliche «Fault detection and isolation in electromachanical system using analytical redandancy relations» ICME International Conference on Mecanics and Energy, Sousse, Tunisia , December 18-20, 2017.

Houssem Eddine Amara, Samia Latreche, , Mabrouk Khemliche « Single screw extruder Automation» ICEEAC International Conference on Electrical Engineering And Automatic Control, Setif, algeria , November 24-26, 2013.

Samia Latreche, Mabrouk Khemliche, Houssem Eddine Amara, « Détection et localisation des défauts dans le chauffage thermique» SIPE'11 International Meeting on Energical Physics, Bechar, Algeria , January 16-17, 2013.

Conférence nationale avec comité de lecture

Houssem Eddine Amara, Mabrouk Khemliche. " L'approche de co-conception pour l'estimation d'etat sous contraintes de communication dans les systemes controles en reseau SCR." PhD student's day, JD''2015 , Setif, Algeria, 06 MAY 2015.

Houssem Eddine Amara, Mabrouk Khemliche. " Delay estimation and periodic sensor scheduling co-design." PhD student's day, JD''2014 , Setif, Algeria, 07 MAY 2014.

Houssem Eddine Amara, Mabrouk Khemliche. " Recent trends in networked control systems time delay for NCS." PhD student's day, JD''2013 , Setif, Algeria, 07 MAY 2013.

Introduction Générale

Introduction générale

Depuis quelques années, les technologies de l'information et de la communication révolutionnent tous les secteurs industriels, commerciaux, administratifs et même jusqu'à la vie privée des individus. Les réseaux (sans fil, GPRS, UMTS, satellites, filaires, optiques…) et leurs applications deviennent le théâtre privilégié des interactions homme machine, machine à machine.

Un SCR est un système de contrôle-commande temps-réel distribué à travers un réseau de communication utilisé plus dans les secteurs de l'automobile, de l'avionique, de la robotique mobile, de la télécommunication et plus généralement de la conduite de procédés industriels. Dans un SCR les capteurs et les actionneurs partagent le réseau de communication impliquant l'apparition d'une ou plusieurs contraintes de communication qui affectent les performances du système (la commande ou la surveillance).

Un système contrôlé en réseau (SCR) est un système dans lequel les boucles de commande traditionnelles sont fermées par un réseau de communication de sorte que les signaux du système (signaux de commande et signaux de rétroaction) peuvent être échangés entre tous les composants (capteurs, contrôleurs et actionneurs) à travers un réseau commun. En comparaison avec le système de contrôle traditionnel, les SCR présentent plusieurs avantages, notamment : moins de câblage, moins de coûts, et plus de flexibilité et de maintenabilité du système. Par conséquent, les SCR ont été largement utilisé au cours des dernières décennies dans de nombreux domaines.

Cependant, il s'avère que l'inclusion des réseaux dans les systèmes dynamiques introduit de nouveaux défis pour le système global en raison de l'apparition d'imperfections. Il s'agit notamment des erreurs de quantification, des retards variables, des abandons, consommation d'énergie etc. Les imperfections affectent essentiellement le comportement du SCR en dégradant les performances ou en causant de l'instabilité. Il est donc essentiel d'établir une représentation dynamique appropriée du SCR et de concevoir des contrôleurs efficaces qui assurent la stabilité dans ces circonstances.

Les contraintes de communication considérées dans la littérature sont :

1. Le retard de transmission (transmission delay).
2. La perte de paquets (packets dropout).
3. La bande passante limitée (seulement un nombre limité d'informations peuvent être transmises à un instant d'échantillonnage donné, par exemple : seulement 2 capteurs parmiles mpeuvent transmettre leur mesures).

4. La consommation d'énergie élevée notamment pour les réseaux sans fils.
5. Les erreurs de quantification (le moins est l'erreur de quantification, le plus est la longueur du paquet et vis versa donc il existe un compromis entre les deux).
6. Choix de la période d'échantillonnage/transmission.

Face à ces contraintes qu'est ce qu'on peut faire ?

- Soit agir sur le système en en changeant les techniques de (commande, diagnostic, estimation d'état) de telle façon qu'elles soient robustes vis-à-vis de ces contraintes de communications.

Dans la plupart des procédés industriels, la connaissance des états (ou vecteur d'état) est primordiale pour mettre en œuvre les algorithmes de commandes. Cependant, pour diverses raisons, ces informations ne sont pas toujours disponibles. Dans ce contexte, l'identification dont le but est d'estimer les variables d'états manquantes semble être la solution la plus pertinente et la mieux adaptée. Le dispositif de reconstruction du vecteur d'état est appelé " observateur". Un observateur d'une façon générale est une structure qui permet d'estimer l'état d'un système à partir des entrées et sorties mesurables.

- Ou agir sur le réseau en changeant les protocoles de communications afin de garder le maximum de performances possibles.

La caractéristique principale des systèmes contrôlés en réseau est donc que l'information est échangée en utilisant le réseau entre les composants du système de contrôle. Les grands constructeurs développent actuellement des solutions réseaux comme Rockwell Automation, ABB, Siemens proposent des équipements intégrant leur propre coupleur de communication réseau, si bien que plusieurs réseaux sont des composants naturels des SCR actuellement en service comme Device Net, Fip, CAN, Profibus, Modbus, etc. C'est ainsi que l'IEC 61158 qui constitue la référence des standards des réseaux de terrain intègre désormais ces réseaux basés sur Ethernet comme HSE (High Speed Ethernet) de Fieldbus Foundation. L'introduction d'un réseau dans la boucle de commande vise notamment à la réduction des coûts de câblage, l'aide au diagnostic et à la maintenance des systèmes, l'amélioration de la modularité et de la flexibilité dans la conception des systèmes. Toutes ces notions mettent l'accent sur la vérification formelle et l'évaluation de performances des caractéristiques du réseau de communication.

- Ou finalement agir sur le système et le réseau c'est-à-dire on fait les deux choses en même temps (c'est la **co-conception** ou le **co-design**).

Idéalement, la co-conception d'un SCR serait d'avoir à sa disposition une commande globale du SCR capable de combiner la commande du système avec celle du réseau, ou encore de pouvoir élaborer une approche concertée selon l'état du système qui indiquerait la meilleure stratégie à adopter entre la commande du système et la commande du réseau.

On va considérer le problème d'estimation d'état pour un SCR sous contraintes de communication. On essaie de concevoir des observateurs d'état robustes vis-à-vis des contraintes de communication et la stratégie adéquate de minimiser le nombre des tâches de transmission des capteurs et implicitement la consommation d'énergie.

Dans le cas de la co-conception l'une des deux contraintes de communication est toujours considérée :

- La bande passante limitée.
- Minimiser la consommation d'énergie nécessaire pour les tâches de transmission. Autrement, on n'aura pas besoin d'ordonnancer les tâches de transmission.

Nous nous intéressons dans cette thèse à l'approche de Co-conception, nous illustrons dans ce document comment atteindre un équilibre entre la qualité de l'estimation d'état et le taux de communication entre capteur et estimateur. Ceci a conduit à l'utilisation de méthodes d'observation robustes et dans ce contexte ; l'observateur en mode glissant est un outil très populaire. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété S de dimension (n−p) dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure).

Ce document se compose de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons, tout d'abord, les systèmes contrôlés en réseau et la problématique liée à la prise en compte du réseau dans la conception des systèmes de contrôle-commande. Puis un état de l'art sur les travaux autour des SCR est réalisé.

Dans le deuxième chapitre, les principales méthodes de diagnostic des systèmes dynamiques sont présentées en mettant l'accent sur le diagnostic à base de modèle.

Le troisième chapitre se focalise sur le principe de l'estimation d'état comme une méthode de détection de defaults dans les SCR en citant en générale les techniques de diagnostic existant. Nous nous intéressons ensuite aux différentes techniques d'adaptation du réseau. Nous poursuivons ce chapitre en décrivant notre approche de co-design qui construit l'axe principal traité dans cette thèse.

Introduction Générale

Après avoir formulé le problème dans le chapitre précédent, l'objectif du quatrième chapitre est l'expression de notre contribution dans ce type de système en adoptant la technique de co-conception. La synthèse d'un observateur mode glissant sous un mécanisme de transmission des données des capteurs événementiel, où l'observateur proposé peut être considéré comme une structure spéciale du filtre de Kalman. Ensuite, la condition de transmission événementielle est mise à jour en fonction de la valeur de l'indice de couverture calculé l'aide de la représentation de l'ensemble d'accessibilité, Cette approche permet d'économiser l'énergie des ressources fournies par le réseau tout en gardant une performance de fonctionnement acceptable. Un exemple numérique illustre l'efficacité de l'approche proposée.

Enfin, une conclusion générale ainsi que des perspectives à nos travaux terminent ce mémoire.

Chapitre I
Les SCR sous contraintes de communication

Chapitre I Les SCR sous contraintes de communication

I.1 Introduction :

Les systèmes contrôlés en réseau (SCR) sont les principaux centres de recherche dans le milieu universitaire et dans les applications industrielles. Les SCR ont pris la forme d'un domaine multidisciplinaire. L'objectif de ce chapitre est de présenter les SCR, les différentes formes des SCR et décrire les contributions majeures dans le domaine des SCR. Un SCR se compose de capteurs pour collecter les informations, de contrôleurs pour estimer les décisions et lancer les commandes, d'actionneurs pour exécuter les commandes, et du réseau de communication à travers lequel les différents composants sont connectés pour pouvoir s'échanger des informations. La caractéristique principale des systèmes contrôlés en réseau est donc que l'information (consigne, sortie du système, commande . . .) est échangée en utilisant le réseau entre les composants du système de contrôle et cela est considéré comme le point faible de cette architecture. Après la description de l'architecture des SCR, on passe aux différentes contraintes résultant de l'intégration d'un réseau de communication dans un SCR

I.2 Qu'est-ce qu'un SCR ?

Un système contrôlé en réseau (SCR) correspond à un système de contrôle/commande fermé via un réseau de communication temps réel éventuellement partagé avec d'autres applications non impliquées dans la commande du système. Plus précisément, un SCR est un système de contrôle à asservissement dans lequel les boucles de régulation sont fermées au moyen d'un réseau de communication [1], [2] comme le montre la figure I.1.

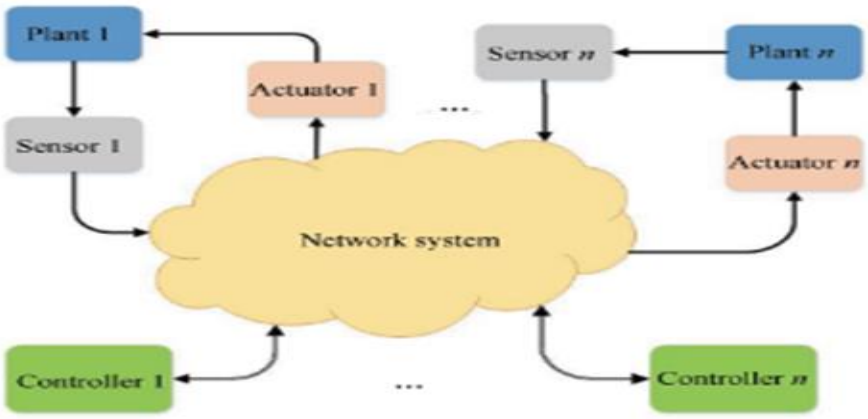


Figure I.1 Système contrôlé en réseau SCR

Un SCR est typiquement composé de quatre éléments de base :

1. Les capteurs pour acquérir des informations ;
2. Les contrôleurs pour fournir des commandes de décision ;
3. Les actionneurs pour exécuter les instructions de commande ;
4. Le réseau de communication pour permettre l'échange d'informations.

Les SCR peuvent avoir deux types de structure [3] : la structure directe et la structure hiérarchique.

La structure directe correspond à un SCR formé d'un contrôleur et d'un procédé physique qui sont reliés via le réseau comme le montre la figure I.2. Dans ce cas, la régulation se fait à travers le réseau qui transmet le signal de commande et l'état du système. Tipsuwan et al. [4] illustrent ce principe pour la commande d'un moteur. Et Overstreet et al. [5] proposent un didacticiel accessible sur Internet dans lequel il est possible de configurer le serveur situé à côté de la partie opérative (le moteur) et le client situé chez soi.

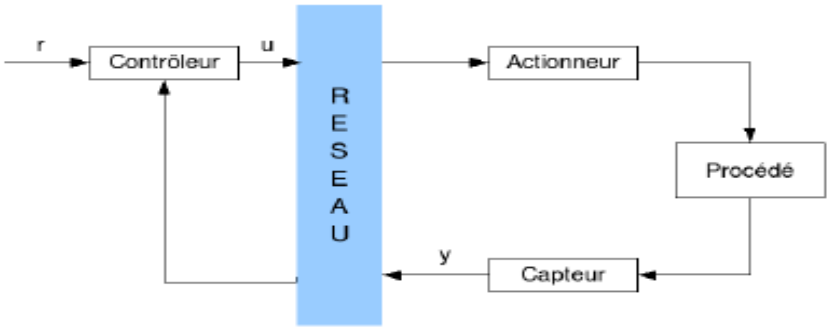


Figure I.2 Structure Directe d'un SCR

La structure hiérarchique se compose d'un contrôleur principal et d'un système en boucle fermée locale qui communique via le réseau comme le montre la figure I.3. Le contrôleur principal C_p calcule la consigne r_C à appliquer sur le procédé, à partir du signal de référence r et du signal de sortie $y_C(t) = y_L(t-\tau_{CCp})$ envoyé par le capteur (τ_{CCp}est le délai induit par le réseau entre C et C_p). Puis le contrôleur principal envoie cette consigne au contrôleur local $C_l$qui le reçoit après un délai induit par le réseau, τ_{CpCl}. La consigne r_L reçue par le contrôleur local est retardée par le réseau, on a donc $r_L(t) = r_C(t-\tau_{CpCl})$. Ensuite, le contrôleur local calcule la commande locale u_L. Les applications reposant sur une structure hiérarchique, sont par exemple les robots mobiles et les systèmes de télé-opération [6].

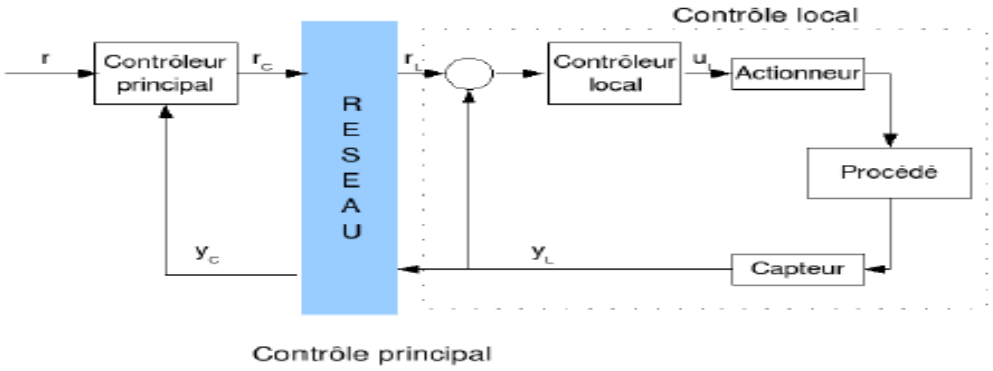


Figure I.3 Structure hiérarchique d'un SCR

La caractéristique la plus importante d'un SCR est qu'il relie le cyberespace à l'espace physique permettant l'exécution de plusieurs tâches de longue distance. En outre, les systèmes de contrôle en réseau réduisent les coûts de câblage [7], l'aide au diagnostic et à la maintenance des systèmes [8], l'amélioration de la modularité et de la flexibilité dans la conception et la mise en œuvre des systèmes de contrôle. Ils peuvent également être facilement modifiés ou misent à niveau en ajoutant des capteurs, des actionneurs et des contrôleurs à eux avec un coût relativement faible et aucun changement majeur dans leur structure.

De plus, avec le partage efficace des données entre leurs contrôleurs, les SCR sont capables de fusionner facilement des informations globales pour prendre des décisions intelligentes sur de grands espaces physiques.

Leurs applications potentielles sont nombreuses et couvrent un large éventail d'industries telles que: l'espace et l'exploration terrestre, l'accès dans des environnements dangereux, l'automatisation des usines, des diagnostics à distance et de dépannage, installations expérimentales, les robots domestiques, les avions, les automobiles, la surveillance des installations de fabrication, maisons de soins infirmiers et télé-opérations.

La figure I.4, la figure I.5, la figure I.6 et la figure I.7 présentent quelques exemples de systèmes contrôlés en réseau.

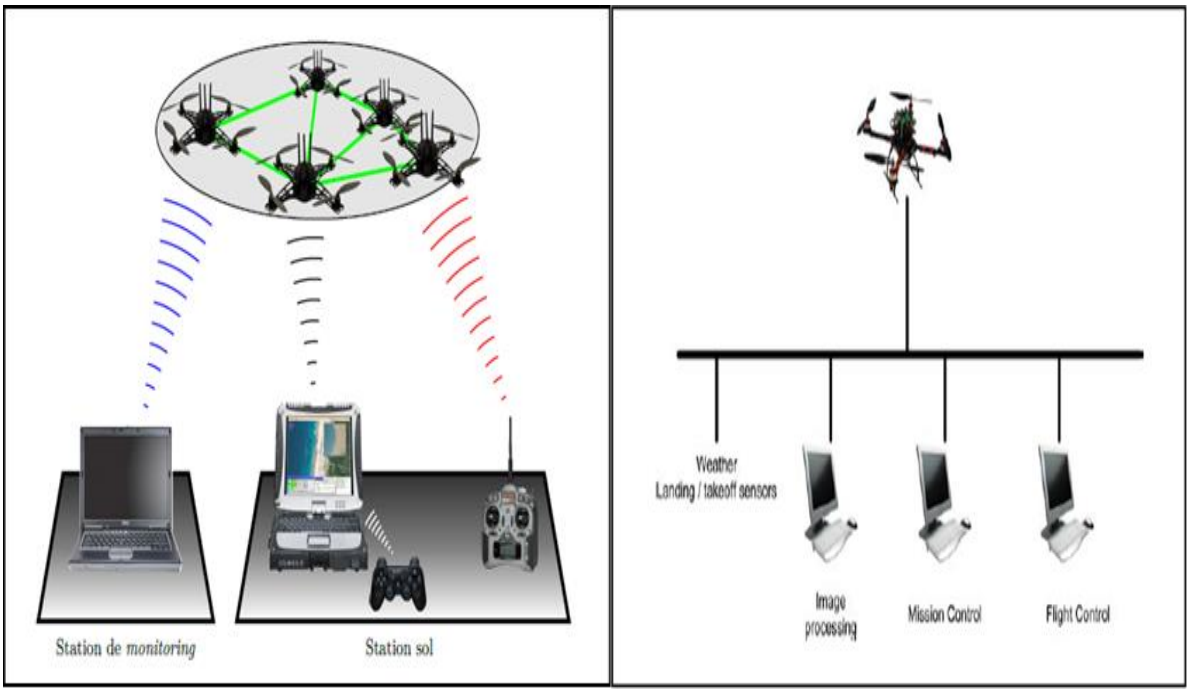
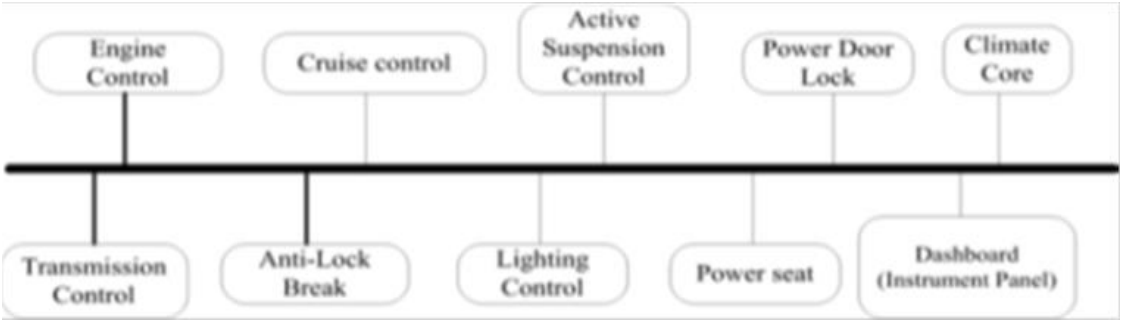


Figure I.4 Schéma global de la gestion simultanée de plusieurs drones



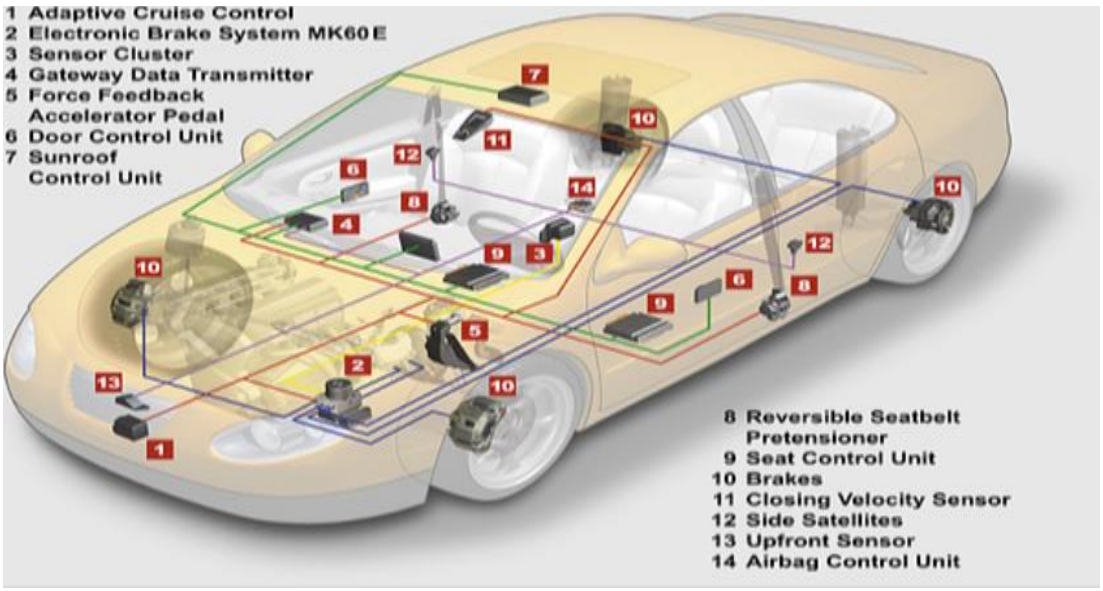


Figure I.5 Exemple de réseau dans une automobile (bus CAN)

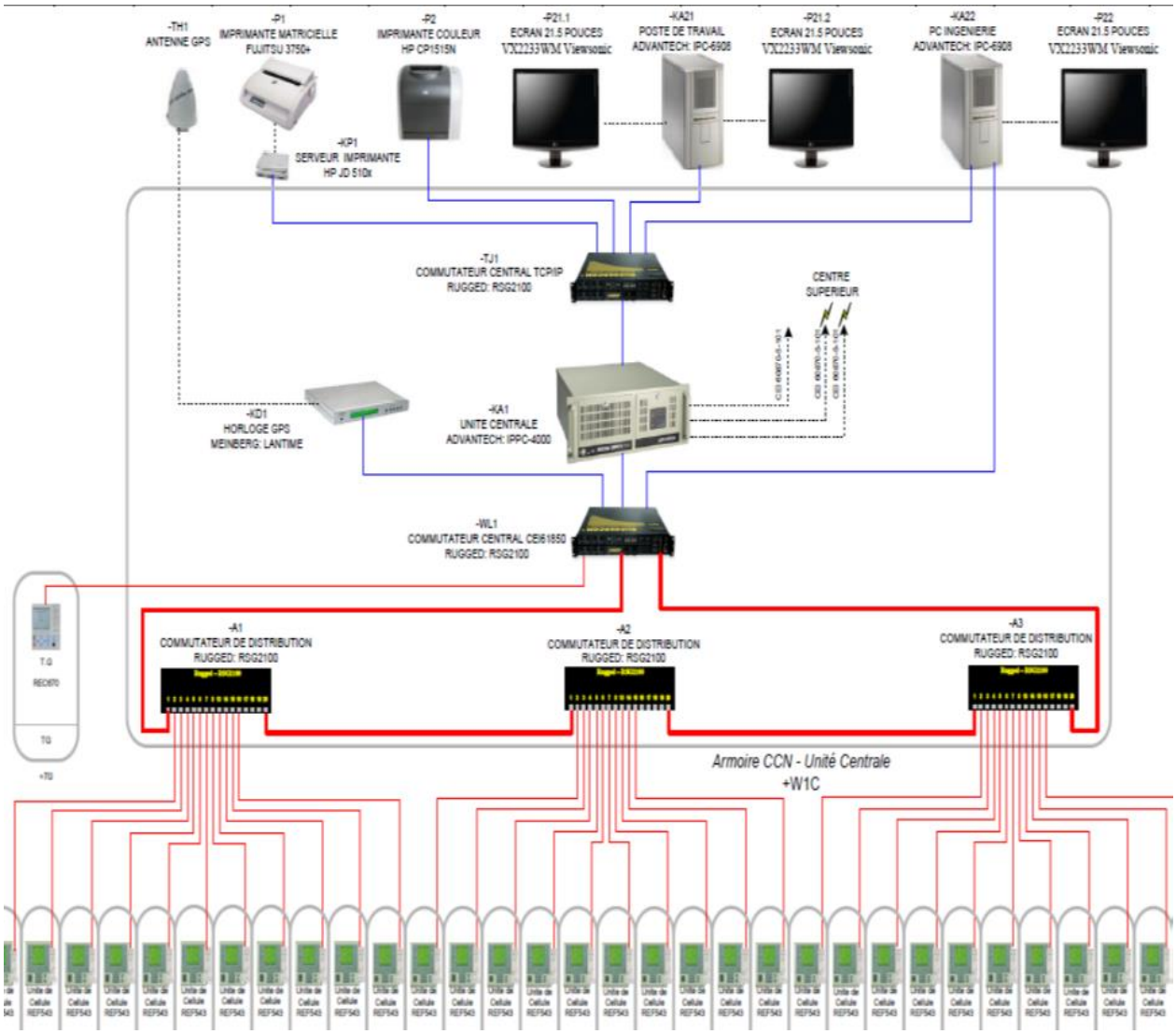


Figure I.6 Architecture d'un système contrôle commande numériques poste électrique

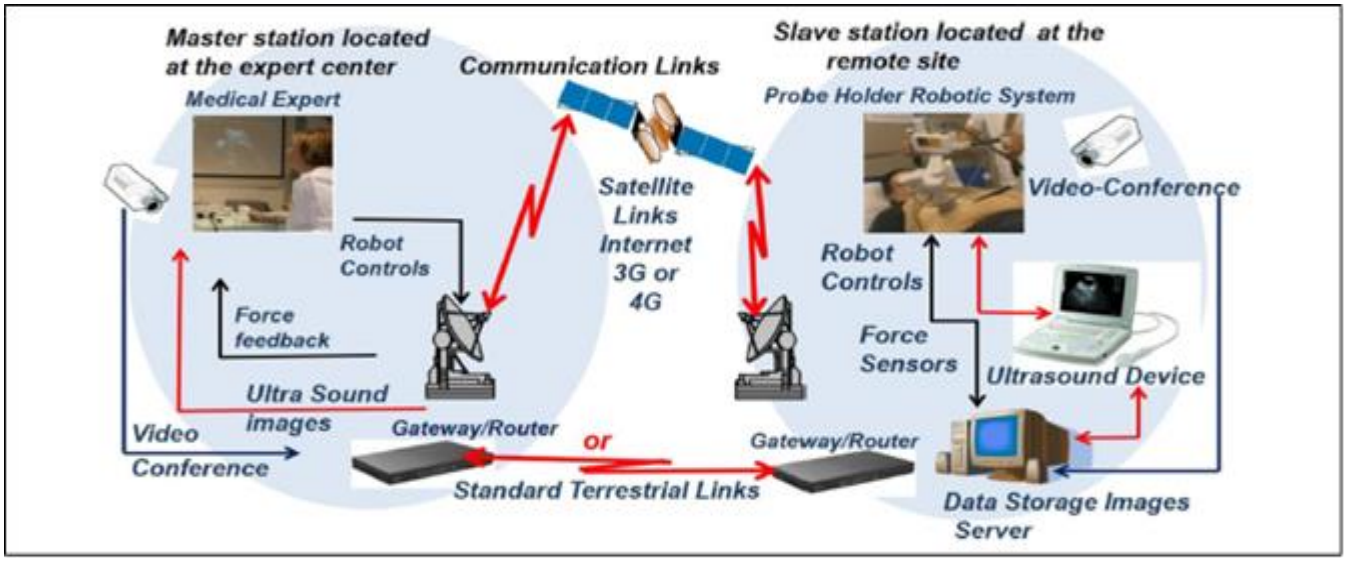


Figure I.7 Exemple d'un SCR en télémédecine projet de télé-chirurgie

I.3 État de l'art :

Plusieurs documents existent dans la littérature pour résumer les résultats mis à jour sur les SCR. Suivant un ordre chronologique, [9] a examiné la stabilité du SCR en 2001. En 2002 l'aide au diagnostic et à la maintenance des systèmes comme un avantage des SCR Iung, 2002 [8]. Alors qu'en 2005 Willig et al. [10] montre une tendance d'intégrer des composants industriels à travers des canaux de communication sans fil.

En utilisant les canaux de communication sans fil, les SCR bénéficient d'une facilité de reconfiguration, de plus de flexibilité, et d'un diagnostic plus facile. De plus, les capteurs peuvent être placés dans des endroits difficilement atteignables et dans des parties mobiles de certaines machines. En 2006 [11] a fourni une enquête générale sur les SCR, dans laquelle l'effet des SCR sur les méthodologies de contrôle des systèmes conventionnels à grande échelle est examiné. En 2007, les défis du contrôle et de la communication dans les SCR en temps réel ont été présentés en [12], et [13] a fourni un aperçu de l'estimation, de l'analyse et de la synthèse des contrôleurs pour les SCR. Zampieri [14] indique ainsi que les SCR permettent de réduire les coûts de câblage, apportent de la flexibilité et sont plus facilement reconfigurables. Certains des thèmes de recherche et tendances des SCR ont été présentés en 2010 [15]. Une enquête sur les contraintes induites par le réseau dans un SCR a été présentée en 2013 [16]. En 2015, [17] a discuté plusieurs aspects des SCR, notamment la quantification, l'estimation, la détection des défauts et le contrôle prédictif en réseau. En outre, il a présenté les problèmes de maîtrise des nuages. Récemment, un aperçu de l'évolution théorique des SCR a été fourni en [18] et [19]. Un aperçu des recherches sur l'évolution du domaine de l'SCR a été fourni en [20]. L'interaction entre les théories du contrôle et de l'informatique a fait l'objet de discussions [21]. La référence [22] a fourni un aperçu sur Contrôle événementiel et filtrage d'un SCR. En outre, certains résultats ont été présentés dans [23] [24], et une couverture de l'analyse, de la stabilité et de la conception des SCR est disponible dans [25].Les composants des SCR sont connectés via des systèmes de communication comme le montre la figure I.1, et cette connexion répond à de nouvelles imperfections et contraintes qui doivent être prises en compte dans la modélisation du système complet comme est indiqué dans [26].

I.4 Les Défis pour la conception des SCR

Les composants des SCR sont connectés par un système de communication comme le montre la figure I.1, et cette connexion provoque des imperfections et des contraintes qui doivent être prises en compte lors de l'étude des SCR.

La présence de réseau de communication dans un SCR impose des retards supplémentaires dans les boucles de contrôle ou possibilité de perte des paquets. Selon l'application, les temporisations pourraient imposer une grave dégradation de la performance du système.

Les points critiques mis en avant par [1] sont :
– Le délai 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 au médium partagé. Ce délai, qu'il soit constant ou variable, peut dégrader la performance d'un système de contrôle qui ne le prendrait pas en compte, voire même le rendre instable,

– Le réseau fournit un ensemble de chemins non fiables. Il faut donc prendre en compte le fait que des paquets peuvent être perdus, dupliqués, désordonnés,

– L'information peut être contenue dans plusieurs messages. Les chances que la totalité, une partie ou aucun des paquets arrivent doivent alors également être étudiées.

I.4.1 Les effets du retard de transmission sur les SCR

La problématique des SCR s'inscrit dans le cadre général des systèmes à retard. L'introduction du réseau de communication dans les boucles de contrôle a deux effets sur les performances du système. Le premier est le délai de transmission entre les composants du système. Le deuxième est la perte de messages due à la non-fiabilité du canal de transmission, à la saturation des mémoires dans les équipements d'interconnexion, aux protocoles d'accès au medium.

Le retard de transmission peut dégrader les performances de contrôle ou même déstabiliser le système. Parmi les sources de ces retards sont la bande passante limitée des données, le trafic réseau et les protocoles utilisés dans le réseau [27].Les retards dans un SCR consistent en :

– Un retard de communication entre les capteurs et les contrôleurs, τ^{sc} qui représentent le temps entre l'échantillonnage du signal des capteurs et sa réception par le contrôleur ;

– Un retard de communication entre le contrôleur et les actionneurs, τ^{ca} qui représentent le temps écoulé entre la génération du signal de commande et sa réception par l'actionneur.
– Le temps de calcul au niveau du contrôleur τ^{c} peut généralement être inclus dans le retard du contrôleur-actionneur

Au début des travaux publiés, un seul de ces retards a été pris en compte dans la conception du contrôleur et il est appelé contrôleur un seul mode. Sur l'autre main, le contrôleur à deux modes est

utilisé pour montrer que les deux retards susmentionnés ont été pris en compte dans le modèle.Un des résultats antérieurs sur le contrôleur à deux modes étaient discuté dans [28]-[29], où les deux du capteur-à-contrôleur et des retards aléatoires entre le contrôleur et l'actionneur ont été envisagés et modélisé comme une chaîne de Markov.

Plusieurs facteurs agissent sur les caractéristiques du délai de transmission. Parmi ces facteurs il y a le protocole de communication comme le montre l'exemple étudié dans [30], la charge du réseau, la politique d'ordonnancement des messages [3], et les perturbations électromagnétiques,...Le délai de transmission peut être constant ou variable en fonction de la configuration du réseau. La figure I.8 montre les délais introduits par le réseau entre les différents composants de la boucle de contrôle.

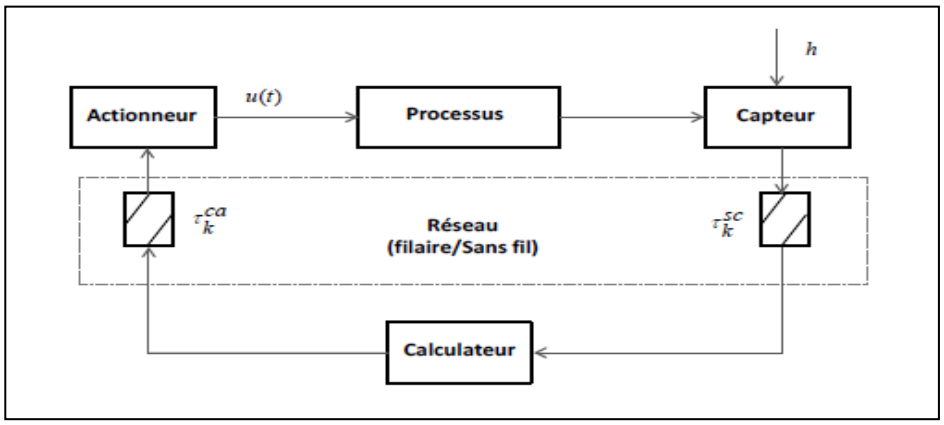


Figure I.8 Les retards induits dans un SCR

Les systèmes contrôlés en réseau partagent également la problématique du contrôle des retards induits par le réseau avec les systèmes télé-opérés comme le contrôle d'un robot à distance qui est très sensible à la fluctuation des délais de transmission. Un retard constant est envisageable comme solution à partir des études menées. Des techniques informatiques peuvent alors être utilisées pour assurer cette hypothèse. Ainsi que ce soit dans le cadre de la télé-opération d'un robot (Le levé et Fraisse, 2003) [31], [32], ou pour les applications distribuées (Luck et Ray, 1990) [33], la régulation des retards variables par bufferisation peut être utilisée.

Exemple 1.

Afin d'illustrer la dégradation de performances induite par la présence d'un retard dans une boucle de régulation, nous reprenons ici l'exemple donné dans [34]. Soit un procédé d'enroulement -déroulement de bande présent dans les industries papetière ou sidérurgique pour le conditionnement de produits. Un système d'entrainement de bande peut être divisé en plusieurs sous-systèmes. Parmi ces différents sous-systèmes, on distingue un dérouleur et un enrouleur disposés respectivement en début et fin de

ligne de traitement. Les autres éléments tels que les moteurs tracteurs et les rouleaux libres sont dispos´es le long de la chaine en fonction du procédé de traitement désiré. Le dérouleur est le point de départ d'une ligne de transport de bande. La bande est entrainée et guidée par des rouleaux qui peuvent être motorisés ou libres. Le schéma du système d'enroulement de bande est présenté à la figure I.9. Un rouleau central motorisé commande la traction de la bande et lui assure une tension adéquate.

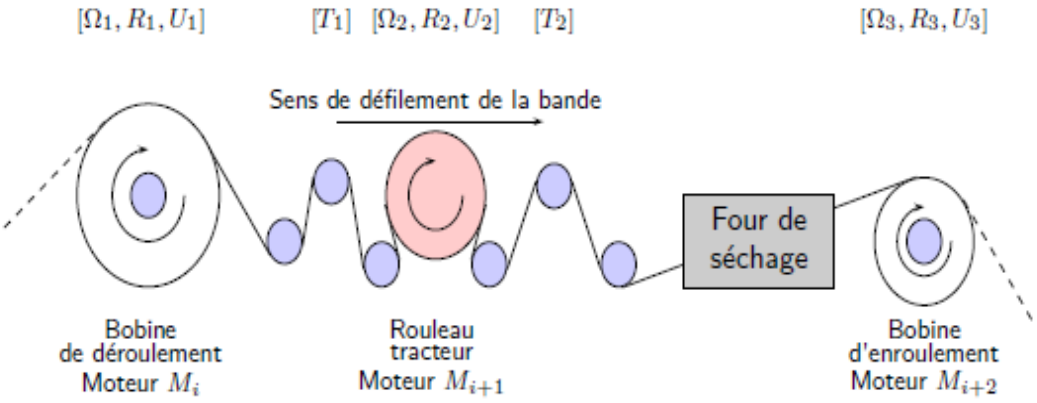


Figure I.9 Système d'enroulement de bande dans les industries papetières

L'étape d'enroulement est une étape délicate du processus de traitement qui conditionne la qualité finale du produit. Les défauts qui peuvent être provoqués par une commande (la tension appliquée aux moteurs continus U_i mal conditionnée se caractérisent par l'apparition de phénomènes d'ondulations, de bulles d'air voire de déchirures au niveau des bobines. Les états observés correspondent aux trois mesures de la tension de la bande, T_1 la mesure entre R_1 et R_2, T_2 la mesure entre R_2 et R_3 et Ω_2 mesure la vitesse angulaire de R_2.

$$\begin{aligned} \dot{X}_t &= AX_t + BU_t \qquad U = [U_1\ U_2\ U_3]^T \\ Y_t &= CX_t + DU_t \qquad X = [T_1\ \Omega_2\ T_2]^T \end{aligned} \tag{I.1}$$

L'expérimentation consiste en une modélisation de la commande et du système sous MATLAB/Simulink et a une émulation du réseau (utilisation d'un réseau réel).

La plateforme de test est schématisée sur la figure I.10.

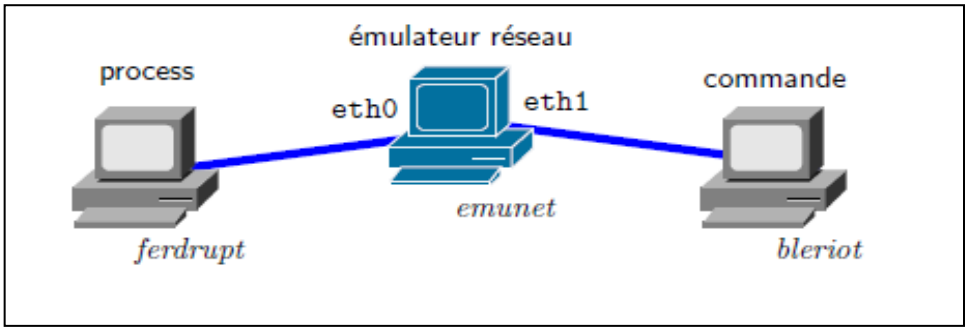


Figure I.10 Architecture de simulation / émulation

Deux PCs distincts sont utilisés pour exécuter en temps-réel la simulation de la commande et du système. Les deux PC Ferdrupt et Bleriot exécutent respectivement les modèles Simulink du processus et de la commande. Ces deux PCs sont interconnectes via un réseau Ethernet. Le troisième PC sera utilisé pour émuler les performances du réseau à l'aide de l'émulateur Nistnet. Les états observés correspondent aux trois mesures (T_1, Ω_2 et T_2). A ce stade, nous présentons ici directement les valeurs obtenues pour trois valeurs de délai. Pour plus d'information, le lecteur pourra se reporter au délivrable Aubrun et al. [35] ainsi que sur le site du projet européen NeCST1.

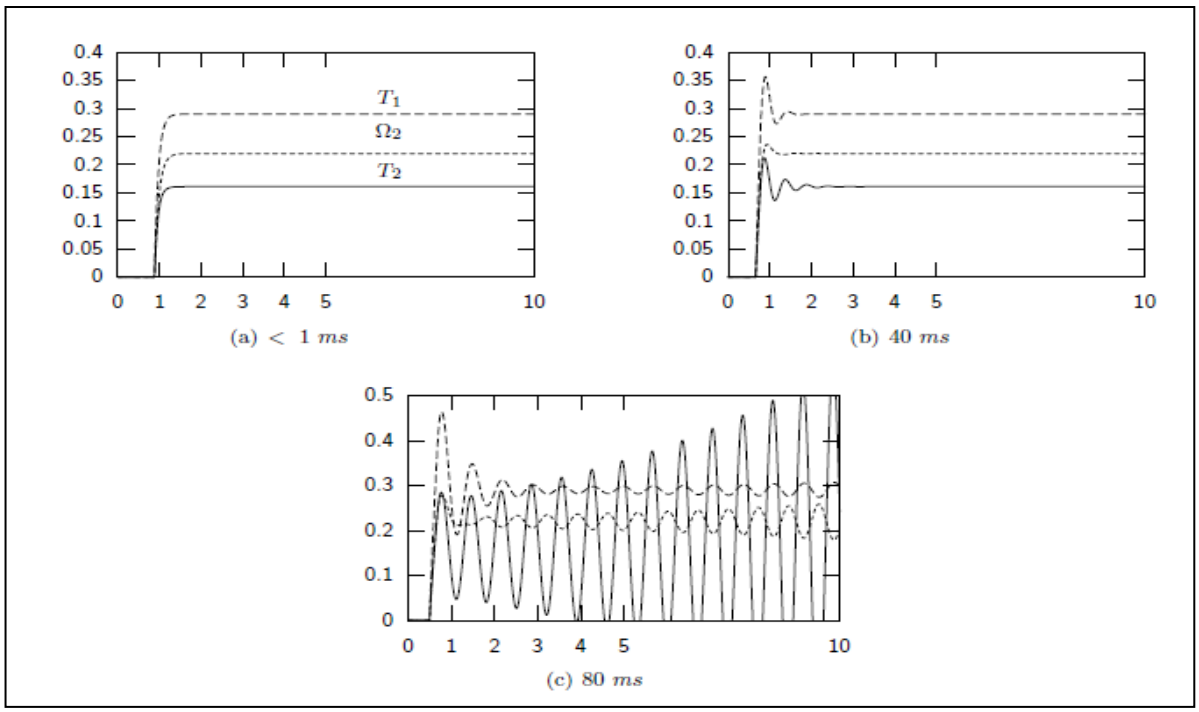


Figure I.11 Dépassement en sortie d'un SCR dû aux délais introduits par le réseau (la grandeur en abscisse est le temps en s).

La figure I.11 montre bien qu'un retard trop élevé (c'est-`a-dire une faible qualité de service du réseau) entraîne une dégradation significative de l'efficacité de la commande. On observe ainsi que si la

réponse du système est appropriée lorsque le réseau n'engendre aucun de retard, l'apparition d'un retard provoque un dépassement de la consigne (figureI.11(b)) et peut dans le cas extrême rendre le système instable (figure I.11(c)). Les délais de transmission sur le réseau dégradent la performance de la dynamique du système et affectent la stabilité du SCR. Les valeurs de délai sont ici propres `a l'application et ne sont pas fondamentales. Par contre, cet exemple montre que l'´etude de la dynamique d'un SCR doit reposer sur une analyse poussée de la qualité de service offerte par le réseau au système.

Exemple 2.

Nous reprenons ici l'exemple donné dans [36]. Soit le modèle d'un moteur à courant continu donné par la fonction de transfert suivante :

$$G_p(s) = \frac{2029.826}{(s+26.29)(s+2.296)} \tag{I.2}$$

Ce système est commande par le contrôleur proportionnel intégral (PI) suivant :

$$G_c(s) = \frac{K_p(s+(K_I/K_P))}{s} \tag{I.3}$$

Avec *Kp*= 0.1701, *KI* = 0.378. La figure I.12montre une dégradation évidente des performances traduite par la valeur du premier dépassement (over-shoot) et du temps de montée du système.

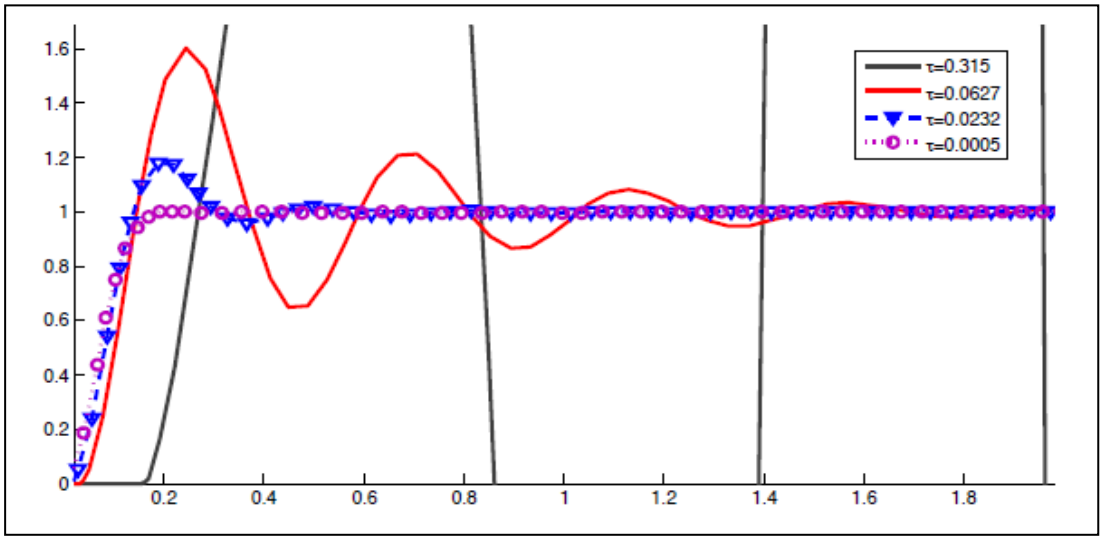


Figure I.12 Effet du retard sur les performances du système

L'analyse de la réponse fréquentielle du système montre que le retard influe seulement sur la marge de phaseφ_m. Soit φ_0 la marge de phase du système sans retard décrit par

$$G_0(s) = G_c(s)G_p(s) \tag{I.4}$$

La marge de phase induite par le système avec retard $G(s) = G_0e^{-\tau s}$ est donnée en fonction de φ_0, τ, ω_c par la relation

$$\varphi_m = \varphi_0 - \tau\omega_c \tag{I.5}$$

ou ω_c est la fréquence de coupure pour laquelle $|G(j\omega_c)| = 1$. D'après cette relation on peut constater que le retard peut déstabiliser le système ou du moins réduire sa marge de phase. Pour préserver la stabilité il faut que $\varphi_m > 0$. Un critère simple de stabilité est alors donne par :

$$\tau < \frac{\varphi_0}{\omega_c} \tag{I.6}$$

Dans le cas d'un retard variable et borne c.-à-d.τ $(t) < \tau_{max}$, le critère de stabilité de Nyquist est donne par la relation suivante [38] :

$$\tau_{max} < \frac{\varphi_0}{\omega_c} \tag{I.7}$$

Donc les délais peuvent causer des problèmes sérieux. En effet, les délais engendrent la dégradation des performances des SCR Marti *et al.*[39], Li *et al.*[40], Xia *et al.*[41], voire même leur déstabilisation Tipsuwan and Chow [42].

Dans les travaux existants, la caractérisation du délai s'appuie souvent sur des hypothèses non vérifiées, comme par exemple le délai distribué selon un processus markovien Nilsson [43], la perte de paquets selon une loi de Bernoulli Hu and Yan [44], etc.

En réalité, les délais dépendent fortement de la charge du réseau à l'instant t, du protocole et de la politique de l'allocation de ressources. Il est donc nécessaire d'étudier le système avec un modèle de réseau plus fin reflétant fidèlement son vrai comportement.

Ce problème est encore plus ressenti lorsqu'il s'agit d'un réseau sans fil dont le comportement est plus dynamique. Dans [45] [46], les effets de l'échantillonnage et du délai sont pris en compte grâce à une méthodologie basée sur l'optimisation LMI (linear Matrix Inequality) qui permet de concevoir le contrôleur de manière à avoir la stabilité exponentielle du système global.

I.4.2 Perte de paquets :

De nos jours, les réseaux des moyennes et grandes entreprises reposent sur des architectures complexes. Les données sont acheminées par le biais de protocoles particuliers et transitent par

différents types de hubs. Lors de leur transmission, les données sont à tout moment sujettes aux perturbations affectant le réseau, ce qui peut donner lieu à des pertes de paquets. C'est normal que les réseaux Wifi subissent des pertes de paquets de manière ponctuelle. Ce type de communications sans fil sont affectés par des éléments plusieurs fois incontrôlables, tels que des interférences ou de « bruit » dans le réseau sans fil, la proximité d'autres appareils sans fil, des éléments physiques (murs), la distance, etc.

L'architecture illustré à la (Figure I.13) 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 de ces sept couches est spécialisée dans une tache bien précise et codifiée selon un certain protocole. Les données de l'ordinateur émetteur traversent chacune de 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 de 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.

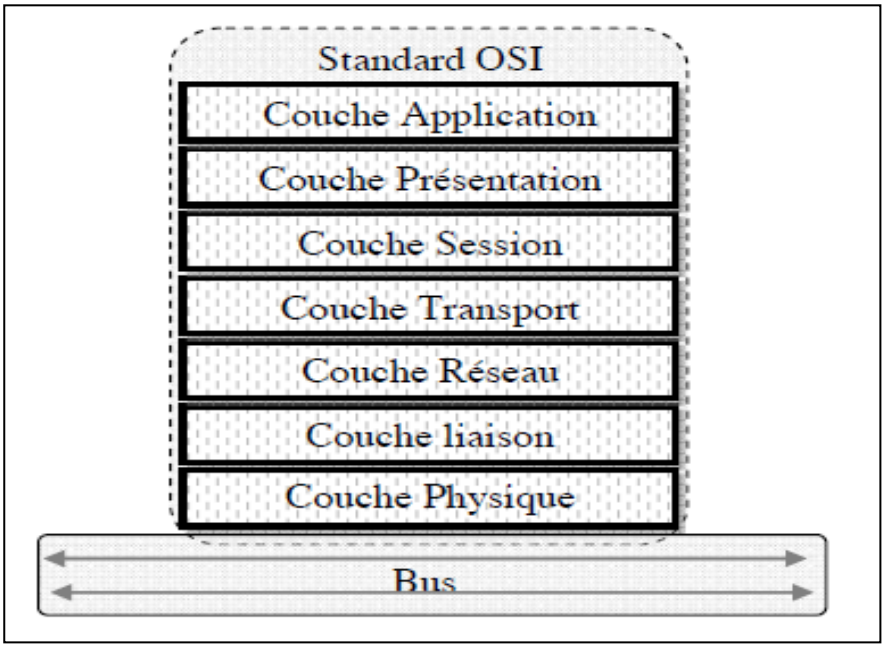


Figure I.13 Modèle de référence OSI [47]

- **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 concentrateurs, ponts, hubs, etc…

- **La deuxième couche, niveau trame :**

C'est la couche de liaison,elle 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.

- **La troisième couche, niveau paquet :**

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.

- **La quatrième couche, niveau message :**

C'est la couche de 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

- **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.

- **La sixième couche, niveau présentation :**

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

- **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.

En raison de l'utilisation du réseau pour la communication, les signaux des systèmes doivent être regroupés avant d'être transmis, chaque groupe de signaux est appelé « paquet » et sa taille dépend sur le réseau utilisé. La transmission de paquets pourrait être simple ou multiple. Dans la transmission d'un seul paquet, tous les données sont regroupées à partir de capteurs ou de contrôleurs et transmises ensemble. D'autre part, dans la transmission de paquets multiples, les données sont transmises dans plusieurs paquets, provoquant l'arrivée non simultanée des données au contrôleur ou à l'actionneur.

La taille limitée du réseau n'est pas la seule raison d'utiliser la transmission parallèle, mais aussi la distribution de capteurs et actionneurs sur une grande surface, il est difficile de regrouper les données en un seul paquet, ce qui permet d'utiliser plusieurs transmissions. Le réseau fournit un ensemble de chemins non fiables et de collisions de messages sur les nœuds Il faut donc prendre en compte le fait que des paquets peuvent être perdus. Les pertes de paquets ont une incidence directe sur le fonctionnement des services que toute entreprise utilise au quotidien, si bien qu'elles ne passent pas longtemps inaperçues. Si les employés sont régulièrement dans l'incapacité d'effectuer une vidéoconférence ou de passer un appel, nul doute qu'ils ne tarderont pas à exprimer leur mécontentement.

Dans [48], l'approche markovienne a été appliquée à un problème de contrôle du véhicule dans l'ordre pour étudier l'effet des pertes de paquets sur le système qui utilise un réseau local sans fil.
Pour éviter cela, la plupart des protocoles utilisent mécanismes de retransmission Cependant, si la retransmission échoue dans un temps limité, les paquets sont perdus.

Plusieurs travaux de synthèse ont été proposés pour surmonter le problème de perte de paquets, certaines techniques comme la logique échantillonneur bloqueur Zéro-Order-Hold (ZOH) [49], et rejet de message [50].Une des méthodes de traitement de perte de paquets consiste à la conception d'uncontrôleur résiste à la limite supérieure de la perte dans le système [51], [52] et [53].
Une autre célèbre approche est de représenter la perte de paquets dans le système par un interrupteur [54], [55] et [56].
Comme le montre la figure I.14, lorsque un interrupteur est ouvert (T_2)la perte se produit, alors qu'il n'y a pas de perte quand il est fermé (T_1). Ensuite, la relation entre le taux de perte des paquets et le contrôleur H_∞ est dérivé pour garantir la stabilité exponentielle du système.

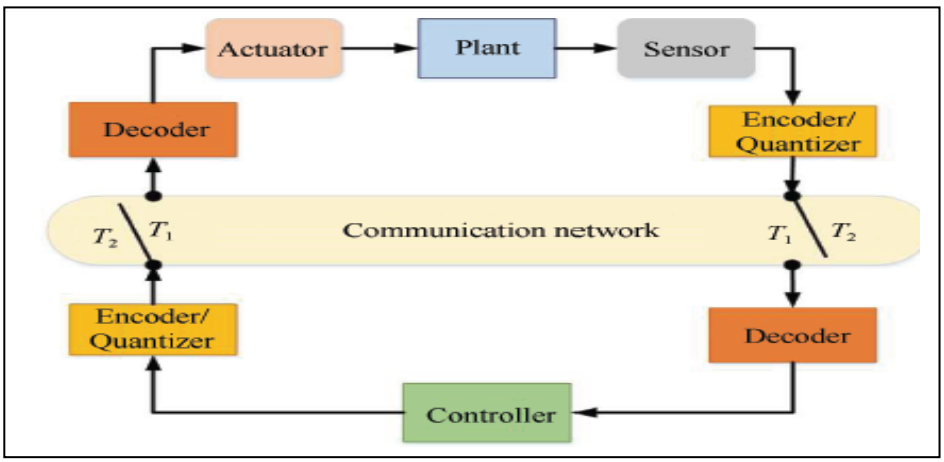


Figure I.14 SCR avec perte de paquets représentés par un interrupteur

I.4.3 Erreur de quantification / intervalles de transmission :

Les signaux dans les SCR doivent être échantillonnés avant la transmission à travers le réseau. Dans un SCR, la quantification est considérée comme une contrainte de communication induite car elle est inséparable de la bande passante limitée du réseau. Les périodes d'échantillonnage sont habituellement fixes dans les systèmes conventionnels en raison de sa simplicité de conception et d'analyse. D'autre part sont variables dans les nouveau SCR puisque sont dans une file d'attente avant le processus de transmission qui sera basé sur la disponibilité du réseau et du protocole utilisé. Il est prouvé récemment que l'échantillonnage à temps variable peut avoir un meilleur rendement que l'échantillonnage à intervalles fixes [57].L'autre méthode d'échantillonnage est l'échantillonnage événementiel. Dans ce cas, l'échantillonnage et la transmission se font en fonction du déclenchement d'un événement tel que le changement d'un signal de sortie à une valeur spécifique.

Il existe plusieurs approches pour la modélisation de l'échantillonnage/ intervalles de transmission [57].

I.4.4 contraintes de communication / accès au média :

Dans les SCR, le réseau de communication est partagé entre capteurs et actionneurs de plusieurs nœuds, et en raison de la limitation de la transmission des données, seulement un ou plusieurs de ces nœuds sont actifs à la fois et ont l'accès au réseau. C'est la raison des contraintes de communication ou ce qu'on l'appelle « contrainte d'accès media ».Par conséquent, le réseau nécessite un protocole pour attribuer l'accès de chaque nœud au media.

Ce protocole pourrait être soit déterministe, ou aléatoire [58]. Et donc, le modèle de contraintes dans l'SCR pourrait être soit déterministe, ou stochastique.

1- Modèle déterministe des contraintes de communication :
   Auparavant, le problème était de choisir une séquence de communication périodique et après cela, de concevoir un contrôleur approprié [59].Les travaux récents consistaient à concevoir le contrôleur en premier et ensuite de trouver la séquence de communication appropriée soit hors ligne [60], [61], ou en ligne [62]. Autres exemples peut être trouvé dans [63], [64] et [65].
2- Modèle stochastique des contraintes de communication :
   Dans ce modèle, un protocole de contrôle d'accès aléatoire aux médias (MAC) est utilisé. Un exemple est qu'un nœud s'assure qu'il n'y a pas d'autre trafic avant de transmettre ses données. Des exemples de ce modèle peuvent être trouvés dans [66], [67] et [68].

Il existe de nombreuses techniques d'accès au medium mais peu que proposent des fonctionnalités pour éviter totalement le phénomène des collisions, première source de pertes de données au-dessus du niveau physique. Si Certaines méthodes comme le TDMA Dynamique d'HiperLAN/2, le PCF de 802.11 ou le HCF de 802.11e permettent de garantir un accès régulier au medium sans collision, aucune de ces technologies ne propose une méthode permettant un accès totalement déterministe au medium, avec des garanties sur le plan temporel. Par contre la technologie IEEE 802.15.4 propose des fonctionnalités intéressantes sur ce point. Même si la gestion de la QoS dans 802.15.4 n'est pas parfaite, les produits compatibles sont disponibles et permettent une reprogrammation partielle ou totale de la couche MAC, laissant entrevoir des possibilités de prototypage intéressantes.

IEEE 802.15.4 / ZigBee est une technologie de réseau sans fil personnel (WPAN) destinée à l'électronique embarquée a très faible consommation énergétique. Elle propose une pile protocolaire propriétaire et légère, déclinable dans plusieurs versions plus ou moins complètes, pour des applications de transferts de données a faibles débits et de faibles taux d'utilisation du medium.

ZigBee est un LP-WPAN : c'est un réseau sans fil à courte portée qui utilise les ondes hertziennes pour transporter des messages entre deux ou plusieurs entités réseaux. Il est caractérisé par une portée comprise entre quelques mètres et quelques centaines de mètres et un débit faible (max. 250kbits/s). La différence entre ZigBee et la plupart des autres WPAN existants se situe au niveau de l'utilisation du medium hertzien ; ZigBee est optimisé pour une faible utilisation du medium partagé par tous, par exemple 0.1% du temps [68]. Typiquement, un module ZigBee occupera le medium pendant quelques millisecondes en émission, attendra éventuellement une réponse ou un acquittement, puis se mettra en veille pendant une longue période avant l'´emission suivante, qui aura lieu à un instant prédéterminé. Cette nécessité introduit des problématiques de recherche intéressantes, notamment au niveau des couches Liaison (temporisation et stockage des messages, accès original au medium) et Réseau (routage avec respect de contraintes énergétiques).

ZigBee est conçu pour interconnecter des unités embarquées autonomes comme des capteurs/actionneurs, a des unités de contrôle ou de commande. De telles entités embarquées pouvant des lors être alimentées pendant plusieurs mois par des piles standards.

Types d'accès au médium La sous-couche MAC gère les accès au médium radio, résolvant notamment les problèmes d'accès concurrents. 802.15.4 propose deux modes pour l'accès au medium : un mode non coordonné (totalement CSMA/CA, sans RTS/CTS3) et un mode coordonné, ou beacon mode, disponible uniquement dans une topologie étoile ou le coordinateur de cette étoile envoie

périodiquement des trames balises (beacon) pour synchroniser les nœuds du réseau. L'emploi du mécanisme CSMA/CA dans le mode non coordonné est relativement classique et 802.15.4 n'offre que peu d'innovations par rapport aux autres technologies sans fil dans ce mode ; en revanche, le mode coordonné permet d'entrevoir des applications intéressantes mettant en œuvre une Qualité de Service.

I.4.5 Consommation d'énergie :

Le problème épineux, celui de l'énergie reste toujours posé. En effet, au niveau des SCR chaque nœud capteur est alimenté par une source d'énergies embarquée a capacité limitée (souvent une batterie). Ces nœud capteur sont souvent déployés dans des zones hostiles ou dans des milieux ou la présence de l'être humain est impraticable, difficile ou quasi impossible. Ceci exclue dans ce cas toute tentative durable de maintenance exprimée par un rechargement ou un remplacement de ces batteries en mode en ligne dans l'espace de déploiement. Une batterie interne d'un nœud capteur présente l'avantage d'être un réservoir de source d'énergie, mais la technologie des batteries a évolué très lentement comparé technologies des SCR. Ceci permet de développer plusieurs alternatives afin d'aider à atténuer cette problématique d'énergie.

L'alternative d'économie d'énergie et la plus privilégiée à une heure actuelle. En plus de la technologie de fabrication des composants du réseau a faibles puissance (solution matériels), est celle qui consiste a proposé des protocoles, des algorithmes et des techniques a économie d'énergie (solution logicielle).Dans le cas de dépense énergétique individuelle d'un nœud capteur, la plupart des études ont montré comme l'illustre la figure I.15 que le composant interne qui consomme le plus d'énergie est le module radio et le plus précisément l'opération de transmission. Il faut donc, comme premier mesure d'optimisation, diminuer le plus possible les transmissions d'un nœud capteur.

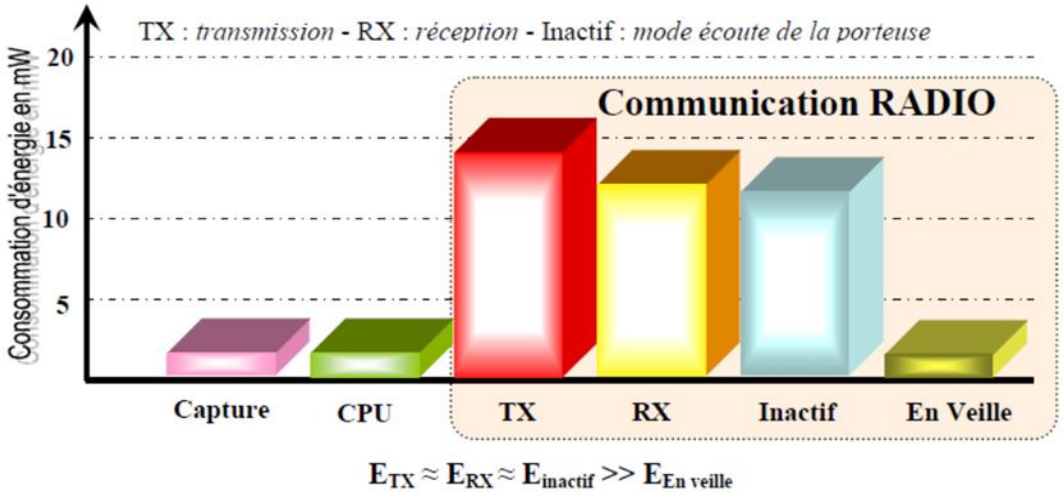


Figure I.15 Niveau de consommation d'énergie au sein d'un nœud capteur

[69] a traité la possibilité d'améliorer l'utilisation intelligente de l'énergie en optimisant la communication radio. [70] propose la possibilité d'améliorer la gestion d'énergie en effectuant des changements dans chaque couche des quatre composantes du SCR :

Couche physique chargée de la modulation radio des données numériques. La puissance d'émission et le débit de la modulation peuvent être modifiés pour économiser l'énergie. La puissance de transmission est la partie qui consomme le plus dans la couche physique (i.e. en prenant en compte la consommation de l'amplificateur). Ainsi, elle a un impact direct sur la consommation totale du réseau. Comme nous allons voire, la couche MAC et la couche routage sont très liés à la puissance de transmission : d'une part, elle permet de varier le nombre de sauts entre une source et une destination (au niveau de routage), et d'autre part elle a un impact sur la quantité des interférences, qui est un paramètre essentiel pour l'ordonnancement au niveau MAC. Ceci est confirmé par [71], qui présentent la relation entre la portée de transmission des nœuds, la puissance de transmission et les interférences. Le contrôle de puissance, qui consiste à adapter les portées et les puissances de transmission des nœuds, permet d'assurer une utilisation efficace de l'énergie. La plupart des travaux considèrent un ensemble discret de niveaux de puissance de transmission à la disponibilité de chaque nœud. Pour transmettre, le nœud choisit le niveau de puissance qui réduit la consommation d'énergie. Le contrôle de topologie vise à réduire la puissance de transmission des nœuds et donc de réduire les interférences et les collisions offrant ainsi une bonne conservation d'énergie [72].

Par ailleurs, l'adaptation de schéma de modulation et de codage (MCS) permet de s'adapter à la variation de la qualité du canal radio, ce qui permet d'améliorer l'efficacité de transmission. Ceci permet d'éviter des retransmissions qui peuvent coûter cher en énergie et de réduire la puissance de transmission.

Couche liaison de données (MAC) cette couche définit comment partager le media de transmission entre les différents nœuds. L'énergie peut être économisée, en gérant les modes d'activité de l'unité radio et en adaptant les paramètres du protocole MAC pour les conditions et les exigences de commande.

La plupart des solutions de conservation d'énergie proposées à ce niveau se basent sur l'introduction d'un mode d'endormissement des nœuds durant les périodes de temps où ils sont inactifs. En effet, un nœud inactif consomme une quantité d'énergie significative, presque égale à la consommation en mode réception [73]. C'est la raison pour laquelle le protocole CSMA/CA est considéré comme un protocole non économe en énergie (i.e. à cause des écoutes passives du canal radio), alors que le

protocole TDMA est plus économique, en particulier en introduisant le mode d'endormissement pendant les slots dans lesquels le nœud est inactif.

Cette approche d'endormissement des nœuds inactifs est la solution la plus abordée dans la littérature et qui a été utilisée dans les réseaux de capteurs, Ad hoc et dernièrement dans les réseaux cellulaires. Dans le cas des réseaux radio WIFI, deux types de modes de gestion d'activités sont définis. Une station sans fil peut fonctionner, soit en mode actif, soit en mode d'économie d'énergie. En mode actif, la station est entièrement alimentée, alors que dans le deuxième mode elle peut être dans un des deux états, soit en état de veille ou en état d'endormissement : si le trafic à destination de la station est faible, la station peut passer en mode d'endormissement [74].

Pour les réseaux cellulaires hétérogènes, la plupart des travaux exploitent l'évolution du trafic dans la journée : lorsque la charge est faible pendant une durée suffisante (en particulier pendant la nuit), certaines stations sont éteintes et leurs clients pris en charge par celles qui restent en fonction. Différentes techniques sont mises en œuvre pour garantir un service satisfaisant, en particulier en s'inspirant des algorithmes de contrôle de topologie des réseaux de capteurs [75].

Étant donné un réseau sans fil utilisant STDMA pour la gestion d'accès au canal radio, [76] a abordé le problème d'ordonnancement des communications avec l'objectif de réduire la consommation d'énergie. Un deuxième objectif abordé est l'augmentation du débit en minimisant la taille de la trame TDMA (nombre de slots).

Toutefois, un problème demeure du fait que pour réduire le nombre de slots nécessaires pour écouler la demande de trafic des nœuds, il faut activer un nombre important de communications dans chaque slot. Ceci permet d'améliorer le débit, mais génère beaucoup d'interférences et donc nécessite une augmentation de la puissance de transmission, ce qui entraine une augmentation de la consommation d'énergie. Les auteurs ont montré que le problème d'ordonnancement avec contrôle de puissance discret 8 est NP-complet. De ce fait, ils ont proposé deux heuristiques pour traiter les deux objectifs séparément : dans la première, les slots sont remplis un par un (en séquentiel) en donnant plus de priorités aux communications les plus efficaces en énergie (dont le coût total d'énergie de toutes les communications est le moins faible). Le passage au slot suivant se fait si aucune autre communication ne peut être ajoutée. Dans la deuxième heuristique, la taille de la trame TDMA est fixée. Dans ce cas, les slots sont remplis en parallèle : les communications sont ordonnées en sens croissant selon leur gain du canal ; ensuite, ils sont affectés un par un au meilleur slot, celui qui réduit le coût total

d'énergie. Si tous les slots sont remplis et qu'il reste encore des communications, un autre slot sera ajouté.

Couche réseau achemine les données dans le réseau. Les paramètres du protocole de routage peuvent être adaptes au compromis fiabilité/retard de transmission et le cout associe.

Couche application concerne le codage et le décodage des informations (consignes, mesures) et le calcul de la loi de commande. Le codage peut réduire la quantité de données à envoyer ou à concentrer l'information sur les mots de code à faible cout. Le contrôleur doit être conçu pour faire face aux retards variables et les pertes d'informations dues à la communication sans fil.

I.5 Conclusion

Le concept de systèmes contrôlés en réseau est présenté dans ce chapitre et leur implémentation dans de différents domaines. Cette présentation permet de mettre en évidence les différentes contraintes résultant de l'intégration d'un réseau de communication dans une boucle de contrôle/commande. Nous avons là aussi fait le choix d'illustrer les effets de ces différentes contraintes sur les performances d'un système de contrôle/commande via des exemples d'application.

Chapitre II

Diagnostic de défauts des systèmes contrôlés via un réseau **SCR**

Chapitre II Diagnostic de défauts des systèmes contrôlés via un réseau SCR

II.1 Introduction :

Les objectifs de l'étude des SCR consistent à apporter une solution en termes de modélisation, de méthode d'analyse et de performances à des problèmes que l'on ne peut pas traiter (ou que l'on traite difficilement) avec les méthodes classiques de l'Automatique des SCR. Ainsi, devant la complexité de ces systèmes, l'automaticien est souvent amené à développer de nouvelles méthodes qui prennent en compte les défit majeur des SCR.

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

La détection et l'identification des pannes dans les SCR, c'est à dire leur diagnostic, a été un sujet important de recherche dès les débuts de l'Automatique moderne basée sur le calcul numérique. Ainsi de nombreuses approches ont été développées.

Les différentes approches du diagnostic des SCR semblent être souvent le résultat de contextes différents notamment en ce qui concerne les applications visées et le cahier des charges qui en résulte. Ainsi, la nature des informations disponibles sur le système ou le type de défauts à détecter conduisent à la mise en œuvre de stratégies spécifiques. Par exemple, si seules des données entrée / sortie sont disponibles sur le système, une méthode par apprentissage semblera naturellement adaptée, par contre si un modèle mathématique est disponible, les méthodes analytiques pourront être privilégiées.

Une stratégie de diagnostic doit apporter des réponses aux questions suivantes en ce qui concerne ses objectifs, ses principes de mises en œuvre et ses critères d'évaluation : Objectifs : que veut-on surveiller ? Quels types de défauts doit-on détecter ?

Principes : Quel est le principe de diagnostic à mettre en œuvre ?

Critères : quelles sont les performances attendues ? Quels sont les indices d'évaluation de ces performances ?

La conception d'une stratégie de diagnostic doit prendre en compte des aspects tels que la rapidité des réponses, la sensibilité aux erreurs de mesure et de modélisation, le taux de fausses alarmes ou de non-détection... mais aussi des contraintes d'ordre économique et de mise en œuvre pratique.

La notion de base du diagnostic est l'observation du système dans un but de surveillance. Il s'agit de vérifier un contrôle de cohérence entre les informations recueillies sur le système par observation et celles prédites par un modèle. Le diagnostic sera ainsi abordé par les deux notions fondamentales que sont l'observation et le test de la cohérence.

II.2 Différentes méthodes de diagnostic

II.2.1 Diagnostic à base de modèle :

Les méthodes de diagnostic à base de modèles occupent une place importante dans la littérature. Leur utilisation, notamment dans le cadre d'applications critiques (systèmes énergétiques, systèmes de transport, industrie lourde), s'est considérablement développée.

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 Figure II.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 termes de détectabilité et isolabilité des défauts.

Le principe est de mesurer l'écart entre les mesures des signaux du procédé, capteurs ou actionneurs, et la valeur théorique fournie par le modèle dans des conditions de fonctionnement nominal. La qualité de la génération de résidus est un élément essentiel pour garantir les performances d'un système de diagnostic. En effet, de la structure (composition et précision) du système de résidus engendré dépendra la robustesse de la détection et de la localisation.

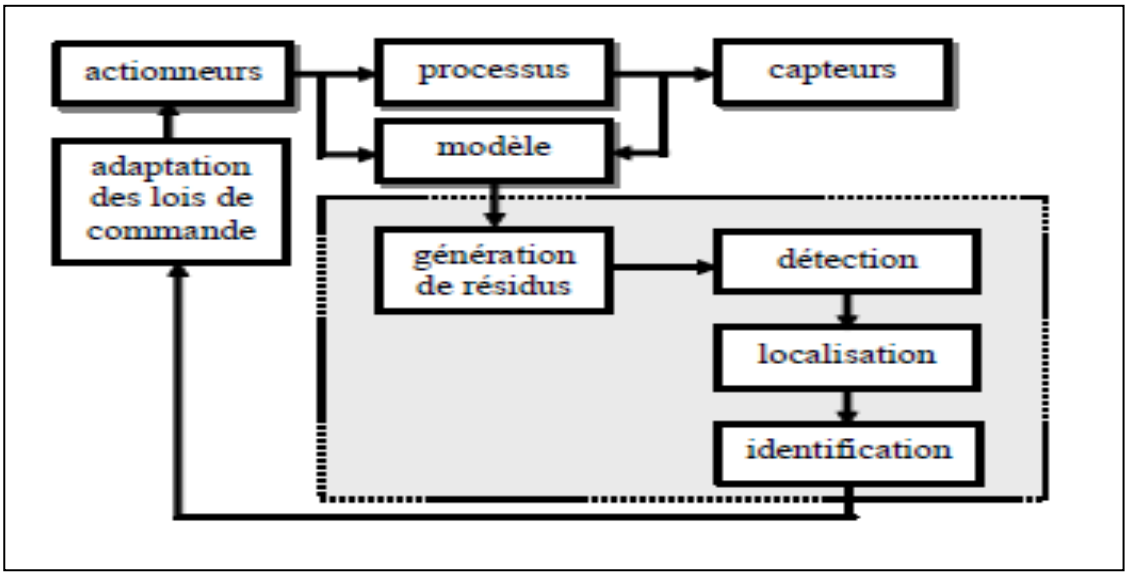


Figure II.1 Structure générale d'un système de diagnostic.

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 permettant la génération de résidus à l'aide de la redondance analytique.

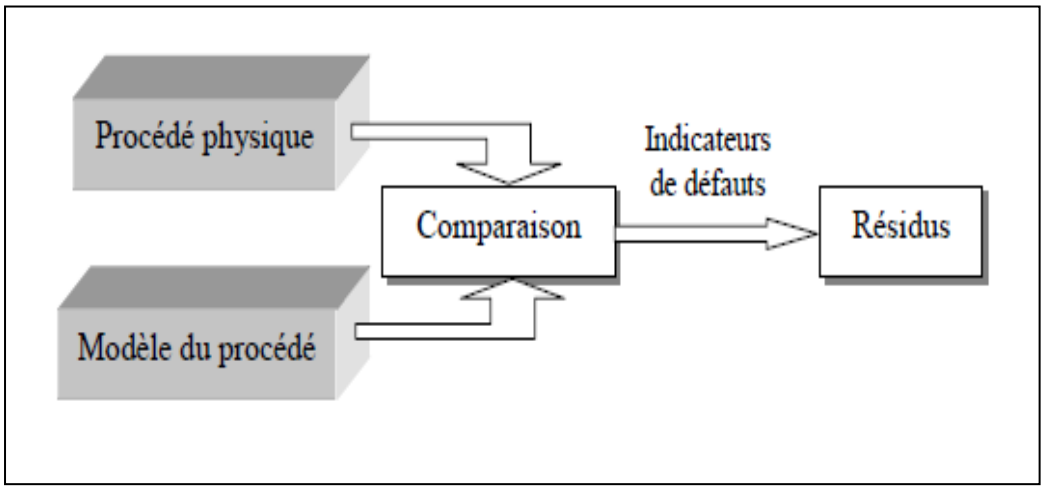


Figure II.2 La génération de résidus

Frank [77] a distingué trois approches pour la génération de résidus :

- Les approches par l'estimation de paramètres.
- Les approches par les espaces de parité.

- Les approches à base d'observateurs d'états.

II.2.1.1 Génération de résidu

A. Génération de résidus par l'estimation paramétrique

Ces méthodes ont pour principe d'estimer la valeur de certains paramètres du modèle et d'en détecter les écarts par rapport à des valeurs nominales donc 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. 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.

La figure II.3 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.

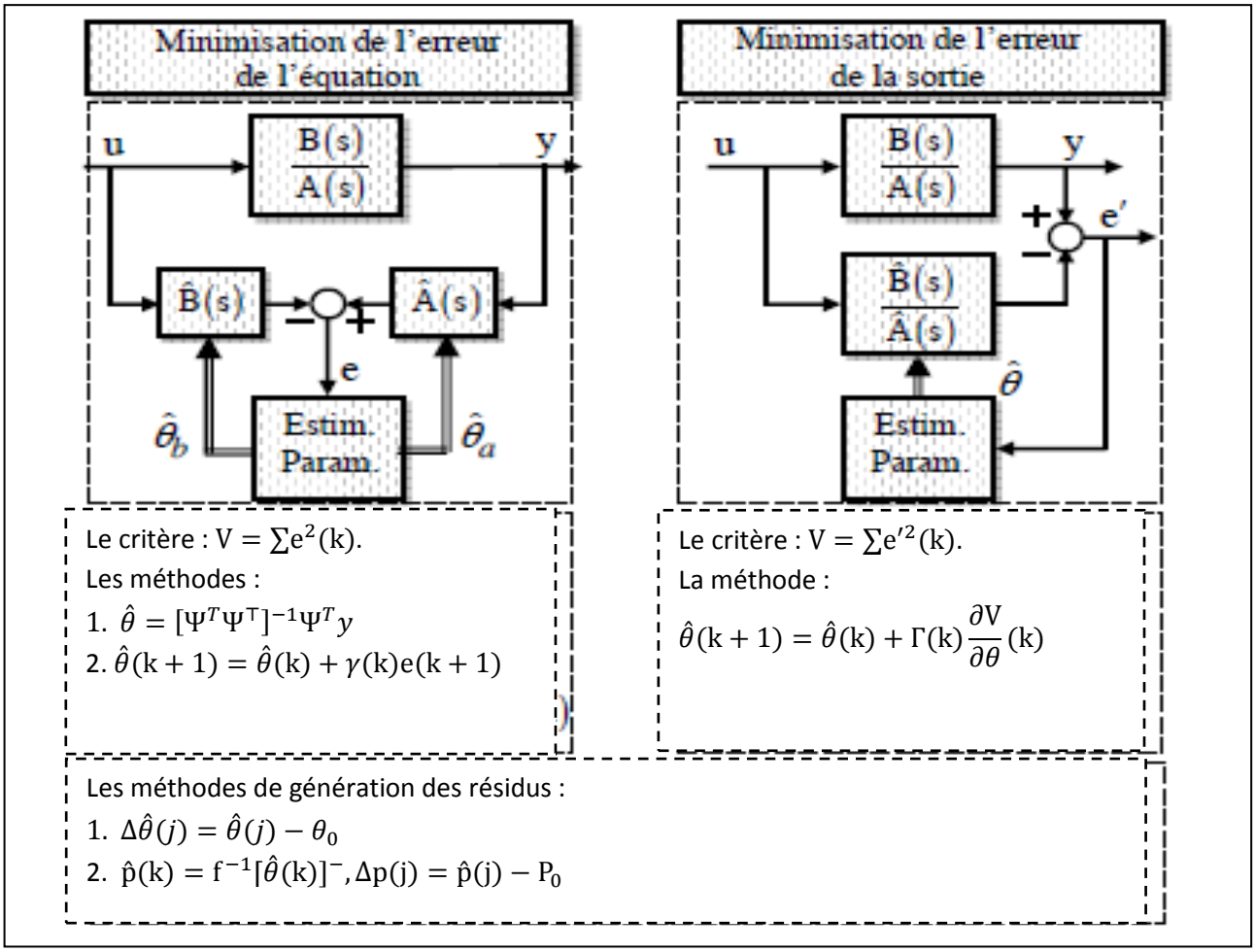


Figure II.3 Génération des résidus par l'estimation paramétrique

On dispose de nombreuses méthodes d'estimation des valeurs de paramètres : estimation par projection orthogonale, par estimation Bayésienne, estimation au sens du maximum de vraisemblance et estimation au sens des moindres carrés par exemple.

B. Génération de résidus par l'espace de parité

L'espace de parité se base sur une équation de parité pour générer des résidus indicateurs de défaut. Sa mise en œuvre nécessite l'existence d'un modèle statique ou dynamique du système reliant l'entrée et la sortie mesurée. 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. Cette technique est adaptée à la détection et l'isolation des défauts additifs illustrée par la figure II.4.

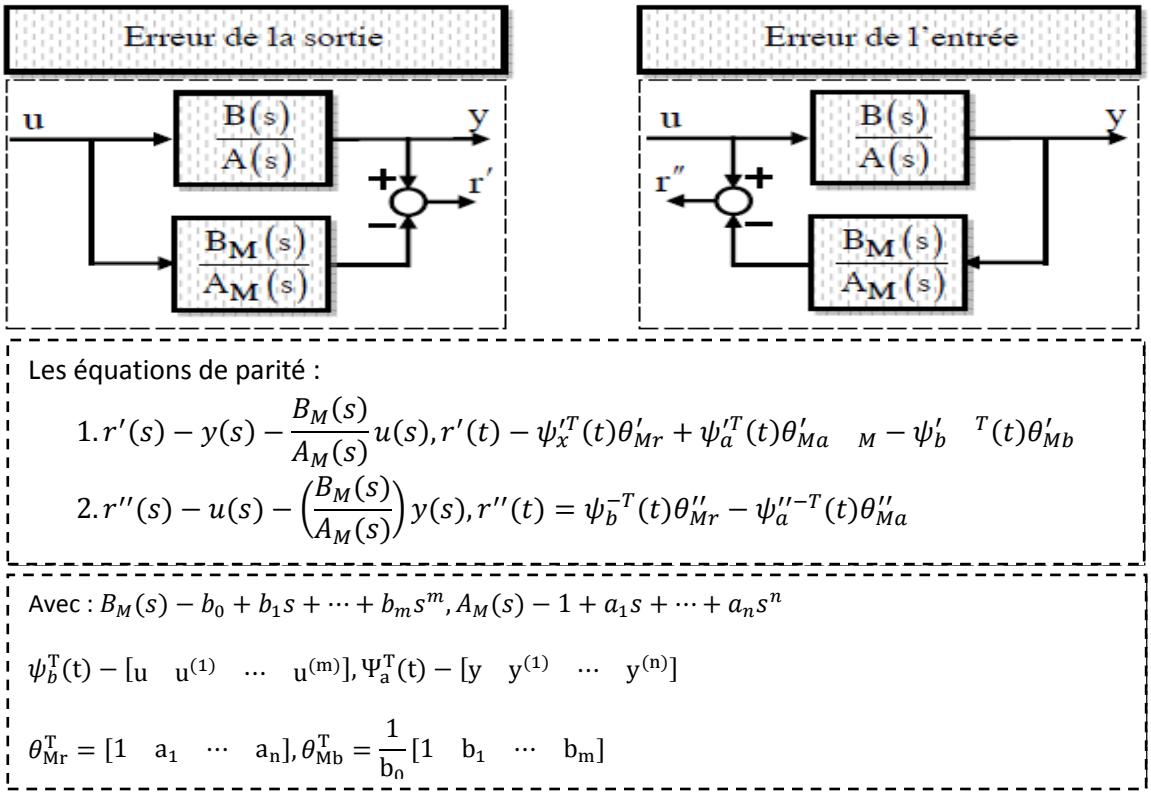


Figure II.4 Génération de résidu par l'espace de parité.

L'approche géométrique de l'espace de parité a été largement développée dans la littérature, le lecteur intéressé par la génération de résidu par l'espace de parité pourra consulter les références suivantes, [78] et [79].En général, cette approche de projection trouve ses limites quand elle est appliquée aux systèmes non-linéaires.

C. Génération de résidu par l'estimation d'état

Les méthodes basées sur l'estimation d'état ont pour principe de reconstruire l'état du système à partir des mesures de ses entrées et de ses sorties. Ce sont des méthodes de génération de résidus indirectes en ce sens qu'elles calculent l'erreur d'estimation de la sortie. L'estimation de l'état peut être effectuée à l'aide d'observateurs [80] [81] dans le cas déterministe ou de filtres dans le cas stochastique (filtre de Kalman [82] ou de filtres détecteurs de défauts [83]). Les deux méthodes présentent des analogies dans leur formulation et peuvent être synthétisées par la figure II.5, la différence provenant du mode de calcul des paramètres de l'estimateur en fonction du contexte retenu (cas continu ou discret, déterministe ou stochastique).

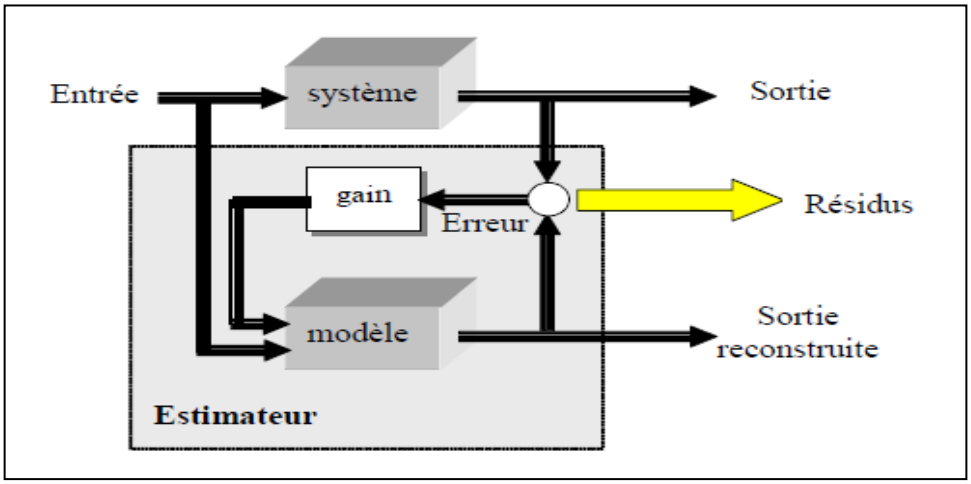


Figure II.5 Principe général d'un estimateur de sortie

D. 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, les variables non mesurés deviennent accessibles par un simple observateur. Lafigure II.6 résume les différentes structures de cette technique.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. Les observateurs de sortie (observateur à entrer inconnue) permettent de générer des résidus découplés par rapport aux entrées inconnues [84], [79].

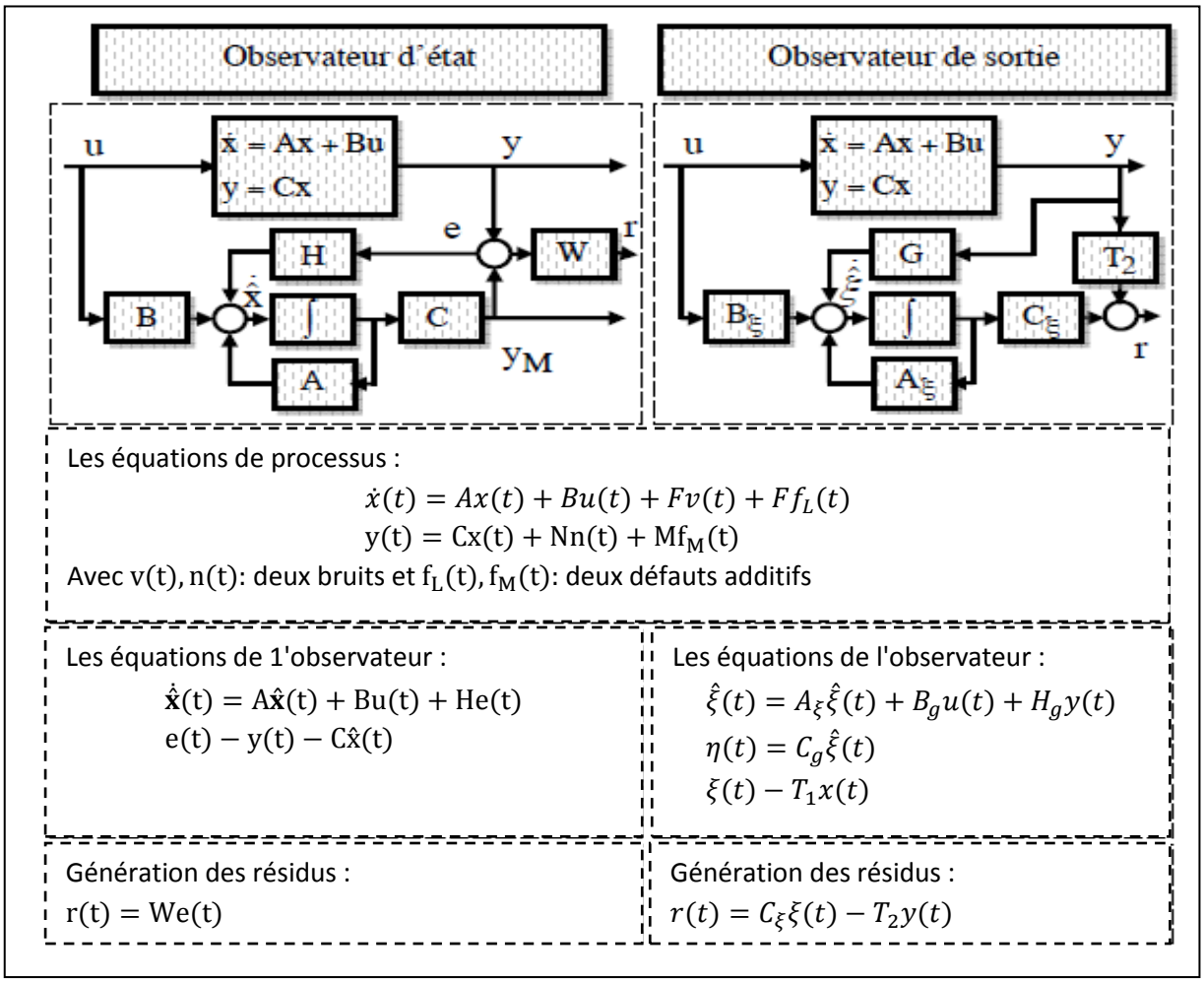
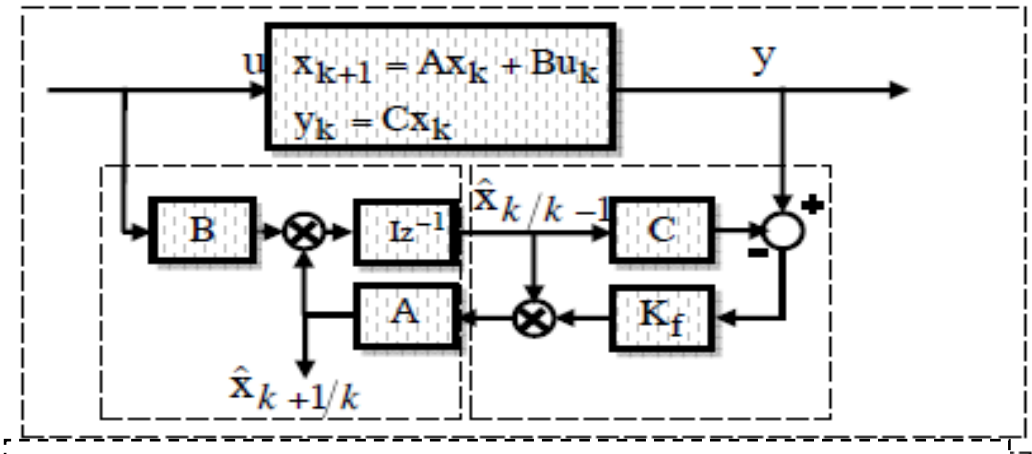


Figure II.6 Génération de résidus par les observateurs d'état.

E. 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.Dans le domaine de diagnostic de défauts, l'implémentation du filtre de Kalman a été proposée très tôt par Willsky 1976 [82]. Parmi les travaux qui utilisent le filtre de Kalman pour le diagnostic on peut citer [85], [86], [87].



Les équations de processus :

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

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

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

Les équations du filtre :

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

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

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

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 :

$r(t) = Le(t)$

Figure II.7 Génération de résidu par le filtre de Kalman

II.2.2 Principales techniques d'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 [88], [89], et celles utilisant le comportement fréquentiel du système, basé sur l'observateur robuste (H, H et H2) et la factorisation première [90]. Plus récemment, une autre approche optimale a été développée en considérant le problème de la robustesse non plus en termes de sensibilité du résidu aux défauts et aux perturbations mais en termes de taux de fausse alarme et de non-détection [91], [92]. Comme précédemment, un compromis entre ces deux notions opposées est à établir.

A. 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.

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

$$y_k = Cx_k + Du_k + F_f f_k + F_d d_k \quad \text{(II.2)}$$

Avec $x_k \in R^n$ correspond au vecteur d'état, $y_k \in R^m$ est la sortie observée et l'entrée de commande est matérialisée par $u_k \in R^r$. Les entrées inconnues f_k et d_k sont utilisées afin de représenter tout type de défauts additifs et tout type de perturbation additive. Les matrices, $A \in R^{n.n}$, $B \in R^{n.p}$, $C \in R^{m.n}$, sont respectivement les matrices discrètes d'état, de commande et d'observation. Les matricesE_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 à la figure II.4 , une forme discrète de la relation de parité sur une fenêtre d'observation ! Choisi suffisamment grande peut être définit comme suit :

$$W\left(Y_{\varepsilon,k} - Q_\varepsilon U_{\varepsilon,k}\right) = W\left(\mathrm{T}_\varepsilon x_k + \mathrm{H_f} f_{\varepsilon,k} + \mathrm{H_d} d_{\varepsilon,k}\right) \quad \text{(II.3)}$$

Tel que : $WT_d = 0$, la matrice W étant contrainte par l'annulation du terme $T_\varepsilon x_k$. Un vecteur résidu r_k , nul en l'absence de défauts et de perturbations, peut alors être généré comme suit :

La matrice $\Omega \in R^{(p-n)q}$

$$\begin{aligned} r_k &= \Omega^T W\left(Y_{\varepsilon,k} - Q_\varepsilon U_{e,k}\right) \\ r(t) &= \Omega^T W\left(\mathrm{H_f} f_{\varepsilon,k} + \mathrm{H_d} d_{\varepsilon,k}\right) \end{aligned} \quad \text{(II.4)}$$

maximiser les effets d $_k$ tout en minimisant ceux des éventuelles entrées inconnues d_k [78]. La synthèse de cette matrice Ω résulte de la minimisation des critères suivants :

$$J_1(\Omega) = \min_{\Omega} \frac{\left\| \Omega^T W H_d \right\|_F}{\left\| \Omega^T W H_f \right\|_F} \quad \text{(II.5)}$$

$$J_2(\Omega) = \min_{\Omega:|\Omega|=1} \left(\left\| \Omega^T W H_d \right|_F - \left\| \Omega^T W H_f \right\|_F \right)$$

Sachant que $\|.\|_F$, est la norme de Frobenius. La détermination de la solution optimale Ω^* de ce critère a été proposée et largement détaillé dans le papier de Zhang et Ding [78].

B. Observateur d'état

L'objectif de ce paragraphe est de présenter une méthode de synthèse des gains matriciels optimaux d'un observateur [93] et [78] qui ont pour rôles est de maximiser les effets de fk sur rk tout en minimisant ceux des éventuelles entrées inconnues dk . On se référant au figure II.6, les équations de l'observateur sont données par :

$$\hat{x}_{k+1} = \mathrm{A}\hat{x}_k + \mathrm{B}u_k + L(y_k - \hat{y}_k) \quad \text{(II.6)}$$

$$r_k = W_{ry}(y_k - \hat{y}_k) \quad \text{(II.7)}$$

$$\hat{y}_k = \mathrm{C}\hat{\mathbf{x}}_k + Du_k \quad \text{(II.8)}$$

Et la sortie de générateur des résidus s´ecrit :

$$r_z = W_{ry}\left(\mathrm{G}_{nd,z}\mathrm{d}_z + \mathrm{G}_{rf,z}\mathrm{f}_z\right) \quad \text{(II.9)}$$

Avec$G_{rd\,z}$, et $G_{rf\,z}$, deux matrices de transferts [78] et [94].

$$\begin{aligned} \mathrm{G}_{nd,z} &= \mathrm{F}_d + C(zI - A + LC)^{-1}(E_d - L\mathrm{F}_d) \\ \mathrm{G}_{rf,z} &= \mathrm{F}_f + C(zI - A + LC)^{-1}\left(E_f - L\mathrm{F}_f\right) \end{aligned} \quad \text{(II.10)}$$

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

$$J\left(L, W_{ry}\right) = \min_{L,W_p} \frac{\| W_{ry}\mathrm{G}_{nd,z} \|_{\infty\infty}}{\| W_{ry}\mathrm{G}_{rf,z} \|_{\infty}} \quad \text{(II.11)}$$

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, de même, la deuxième technique revient à reformuler le critère (06) comme un problème d'optimisation multi-objectif en appliquant les Inégalités Matricielles Linéaires (Linear Matrix Inequality) [95].

C. **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_∞ [1], des autres ont exploité la norme H_ [96], [97] et des autres sont basé sur des approche mixte (H_2 /H_∞, H_/ H_∞, H_/ H_2) [97], [98] et [99]. 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], [100]. La sortie du système (01) et (02) est à présent modélisée comme suit :

$$y_s = G_{yu,s}u_s + G_{yf,s}d_s + G_{yd,s}f_s \tag{II.12}$$

Avec :

$$G_{yus} = \left[\frac{A}{C} \mid \frac{B}{D}\right], G_{yf,s} = \left[\frac{A}{C}\left[\frac{E_f}{F_f}\right] \text{ et } G_{yd,s} = \left[\frac{A}{C} \mid \frac{E_d}{F_d}\right]\right. \tag{II.13}$$

Si le générateur de résidus s'appuie sur la synthèse d'un observateur d'état classique (03)- (04), la forme interne de résidu est donnée :

$$r_s = W_{ry}C(sI_n - (A - LC))^{-1}\big((E_f - LF_f)f_s + (E_d - LF_d)d_s\big) + W_{ry}F_f f_s + W_{ry}F_d d_s \tag{II.14}$$

Et il est alors possible de déterminer les matrices de transfert G_{rd} *(s, L ,*W_{ry} *)* et G_{rf}*(s, L ,*W_{ry}*)* liant le résidu à r_sà$d_s$etf_s .

$$G_{rd}(s, L, W_{ry}) = \left[\frac{A - LC}{W_{ry}C} \mid \frac{E_d - LF_d}{W_{ry}F_d}\right] \tag{II.15}$$

$$G_{rf}(s, L, W_{ry}) = \left[\frac{A - LC}{W_{ry}C} \mid \frac{E_f - LF_f}{W_{ry}F_Y}\right] \quad \text{(II.16)}$$

La détection de défauts est d'autant plus sûre quand la norme de $G_{rf}(s, L, W_{ry})$ est grande comparée à celle de $G_{rd}(s, L, W_{ry})$. 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 :

$$J_1(L, W_{ry}) = \max_{L, W_{ry}:\|W_{ry}\|_2<\infty} \left\| \left[\frac{A - LC}{W_{ry}C} \mid \frac{E_f - LF_f}{W_{ry}F_f}\right] W_{1,s} \right\|_I \quad \text{(II.17)}$$

$$J_2(L, W_{ry}) = \max_{L, W_{ry}:\|W_{ry}\|_2\neq 0} \left\| \left[\frac{A - LC}{W_{ry}C} \mid \frac{E_d - LF_d}{W_{ry}F_d}\right] W_{2,s} \right\|_I \quad \text{(II.18)}$$

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 (12) et (13) 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 [101], [102] et [103].

D. 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. Par exemple, nous définissons la factorisation première à gauche de la matrice de transfert du système $G_{yu,s}$de la forme suivante :

$$G_{yu,s} = M_{yy,S}^{-1} N_{yu,s} \quad \text{(II.19)}$$

L'équation (II.19) peut être récrite sous la forme suivante :

$$r_k = W_{ry}(N_{yf,s} f_s + N_{yd,S} d_s) \quad \text{(II.20)}$$

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

$$N_{yf,s} = \left[\begin{array}{c|c} A - LC & E_f - LF_f \\ \hline C & F_f \end{array}\right] \quad \text{(II.21)}$$

$$N_{yd,s} = \left[\begin{array}{c|c} A - LC & E_d - LF_d \\ \hline C & F_d \end{array}\right] \quad \text{(II.22)}$$

L'optimisation de résidus émerge depuis un critère semblable à celui définie dans (II.17) et (II.18), et dont l'objectif est de calculer comme précédemment le gain L et la matrice W_{ry}. Cette technique conduit à une définition optimale de W_{ry} mais le résultat de calcul de L n'est pas précis.

II.2.3 Détection

Deuxième étape de la fonction de diagnostic, elle permet de détecter un dysfonctionnement dans le système. Si l'on dispose d'un modèle nominal, un dysfonctionnement se caractérisera par l'éloignement des paramètres du procédé de ceux du modèle de bon fonctionnement. En présence d'un modèle de dysfonctionnement, la détection identifie clairement le défaut connu a priori,Elle est aussi appelée alarme globale.

Les résidus ont une valeur théorique nulle pour un système idéal en l'absence de défaut (pas d'incertitude modèle, ni de bruits de mesure), et non nul dans le cas contraire. 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. 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. 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. 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.

II.2.4 Localisation

La troisième étape de la fonction de diagnostic est celle de la localisation. Cette étape permet de remonter à l'origine du défaut lorsqu'une une panne a été détectée. En effet, il n'est pas rare de

constater que la propagation d'un défaut dans le système physique génère à son tour de nouveaux défauts. Ces pannes en cascade masquent la cause réelle de la panne empêchant toute action de maintenance,

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] les résidus directionnels et résidus structurés.

- **Résidus directionnels :**

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.

- **Résidus structurés :**

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, sensible et insensible, est connue comme l'ensemble structuré des résidus.

La localisation s'appuyant sur la structure et la connectivité du système étudié, c'est à partir de cette considération que l'on peut aborder la problématique de la localisation. Ceci conduit à introduire les notions de matrice d'incidence et de signatures de défauts.

La signature de la panne est associée à la structure du système de résidus par l'intermédiaire de la matrice d'incidence. Soit R un ensemble des relations de redondance et E l'ensemble des variables

mesurées du procédé étudié,, la matrice d'incidence M représente la relation suivante :

$$M: \quad \begin{array}{l} R \times E \rightarrow \{0,1\}^{nxm} \\ (r_i, e_j) \rightarrow M(i,j) \end{array} \qquad \text{(II.23)}$$

avec : *M(i,j)=1* si e_j apparaît dans la relation de redondance analytique r_i,

M(i,j)=0 sinon.

La matrice d'incidence est donc binaire, chaque colonne correspondant à une variable et chaque ligne correspondant à une composante du vecteur de résidu :

- un 1 pour une position donnée signifie que le résidu associé est directement influencé par la variable connue associée à ce un,

- un 0 signifient au contraire que la variable donnée n'entre pas dans le calcul du résidu.

Ainsi, pour des conditions idéales (pas de dispersion des valeurs des paramètres ou de modification de la structure du système…), chaque colonne de la matrice d'incidence correspondra à une signature d'une défaillance particulière. Afin de rendre chaque défaut détectable, toutes les colonnes doivent contenir au moins un 1. Afin de rendre chaque défaut unique, les signatures associées doivent être uniques. La figure ?? montre un exemple de deux structures de matrices d'incidence pour un système à trois variables connues e_j (j = 1,2,3) et à trois résidus r_i (i =1,2,3).

	e1	e2	e3
r1	1	0	0
r2	0	1	0
r3	0	0	1

	e1	e2	e3
r1	0	1	1
r2	1	0	1
r3	1	1	0

Figure II.8 Exemple de matrices d'incidence

Lorsque le problème de modélisation s'apparente à une estimation d'état, on a vu que les résidus pouvaient être soit structurés, soit directionnels. Afin d'améliorer la localisation des défauts, on peut

utiliser des sous-ensembles de résidus. Chaque sous-ensemble sera sensible à un défaut ou un ensemble de défauts et insensible aux autres défauts. Clark [104] a proposé deux schémas de localisation :

- le schéma SOS (Simplified Observer Scheme), détectant parfaitement des défauts simultanés mais ne permet pas la localisation de chacun des défauts, f
- le schéma DOS (Dedicated Observer Scheme). Sa structure permet la détection de défauts simultanés mais la localisation n'est effective que pour des défauts non simultanés.
- Frank [105] a proposé un schéma de détection et de localisation de défauts simultanés : le schéma GOS (Generalized Observer Scheme). Ces schémas ont par la suite été complétés par la prise en compte d'un résidu supplémentaire découplant parfaitement les incertitudes structurées. On parlera alors de structures DOS ou GOS augmentées dont les différentes aptitudes sont discutées dans les travaux de Courtine [106]. Van Schrick [107] a élaboré une comparaison des différentes structures en indiquant leurs conditions de mise en œuvre.

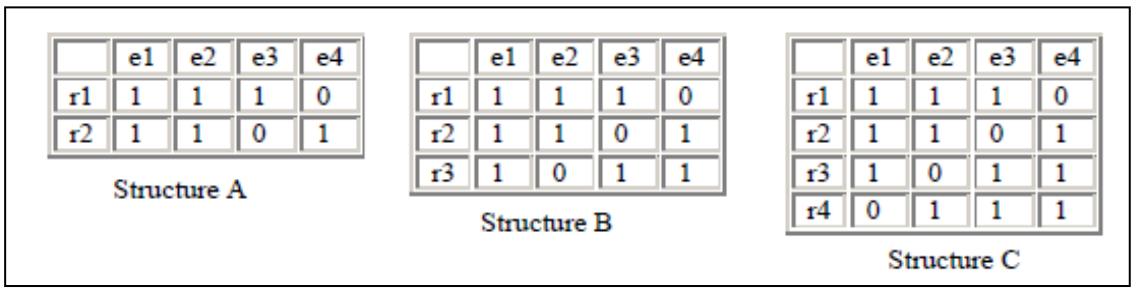
Néanmoins, les différents schémas cités plus haut ne peuvent pas être élaborés dans tous les cas et notamment lorsqu'on n'aborde pas le diagnostic par le biais de l'estimation d'état. Les dimensions de la matrice d'incidence sont déterminées à partir du nombre de capteurs et du nombre de résidus engendrés par la méthode choisie. Elle est donc imposée par le système et ses instruments d'observation. Pour reprendre les termes utilisés par Gertler, on qualifie la matrice de :

− Non localisante si deux signatures de pannes sont identiques,

− Déterministiquementlocalisante (traduction littérale de l'anglais deterministically isolable) si toutes les signatures de pannes sont différentes, mais lorsqu'on modifie une signature en changeant un 1 par un 0, on retrouve une autre signature déjà existante,

− Statistiquement localisante (traduction littérale de l'anglais statistically isolable) si toutes les signatures sont différentes et ne peuvent être identiques même en changeant un 1 par un 0.

Pour reprendre l'exemple développé dans [108], figure II.8, la structure A est non localisante car les deux premières signatures, i.e. les deux premières colonnes, sont identiques. Dans cet exemple, un vecteur résidu R= [1 1] correspondra à la signature des défauts des variables e1 et e2. La détection est donc impossible. La structure B est déterministiquementlocalisante car toutes les colonnes sont différentes et la deuxième signature peut être obtenue en modifiant le 1 (troisième composante) en 0 de la première signature. Enfin, la structure C est statistiquement localisante car toutes les signatures sont différentes et aucune d'elle ne peut être déduite des autres en modifiant un 1 par un 0.



	e1	e2	e3	e4
r1	1	1	1	0
r2	1	1	0	1

Structure A

	e1	e2	e3	e4
r1	1	1	1	0
r2	1	1	0	1
r3	1	0	1	1

Structure B

	e1	e2	e3	e4
r1	1	1	1	0
r2	1	1	0	1
r3	1	0	1	1
r4	0	1	1	1

Structure C

Figure II.9 Structure DOS et GOS

Dans la littérature, on parlera également d'isolation faible dans le cas de structures déterministiquementlocalisantes. En effet, la présence de perturbations pouvant fausser l'étape de détection, l'algorithme de localisation devient plus robuste pour des signatures de défauts différentes, même lorsque ces dernières sont dégradées (modification d'un 1 par un 0). Dans le cas de structures statistiquement localisante, on parlera d'isolation forte. Il est à noter que certains auteurs se sont penchés sur l'étude du positionnement de capteurs dans le but d'optimiser la structure de la matrice d'incidence, i.e. de tendre vers une structure statistiquement localisante. Des exemples d'algorithmes peuvent être trouvés grâce aux travaux de Ragot et al. [109]et par Carpentier et Litwak [110].

II.2.5 Identification :

Elle détermine l'instant d'apparition du défaut, sa durée ainsi que son amplitude. La connaissance de l'amplitude de la défaillance permet de concevoir un système tolérant aux défauts ou auto-adaptatif.

II.3 Diagnostic sans modèle / à base de données (signal)

Le principe de ces méthodes est d'extraire l'information de défaut à partir des signaux du processus surveillé (consignes, mesures). Pour atteindre cet objectif, certaines propriétés du signal (symptômes) peuvent être analysées dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Les caractéristiques temporelles des symptômes comprennent : l'amplitude, la moyenne (arithmétique ou quadratique), les valeurs limites,

Les tendances et les moments statistiques de la distribution d'amplitude, etc.., tandis que les caractéristiques du domaine fréquentiel comprennent la densité spectrale de puissance, les lignes spectrales de fréquence etc. Le diagnostic à base de signal est utilisé pour surveiller les systèmes fonctionnant en régime permanent.

II.3.1 Méthodes dites mono-signal

A. **Vérification de seuils atteint :**

Les mesures sont comparées à des seuils critiques définis par avance. Le fait de dépasser cette limite présente des dangers quant à l'utilisation du processus ; le système est mis en défaut. Dans beaucoup de systèmes, deux niveaux limites sont définis : les services du premier niveau conduisent seulement à l'avertissement préalable de l'existence d'un défaut, tandis que le deuxième niveau déclenche des mesures d'urgence.

B.**Mise en place de capteurs dédiés :**

Ces capteurs peuvent être soit des détecteurs vérifiant de manière simple si les valeurs critiques sont atteintes ou non (par exemple, température limite ou pression) ou soit des capteurs mesurant des variables spécifiques (par exemple : bruit, vibration, élongation).

C. **Traitement statistique :**

Le traitement statistique du signal consiste à calculer les paramètres statistiques de certaines variables significatives du processus tels que les moments statistiques (moyenne, variance,...), la somme cumulée, ... Chacune des valeurs statistiques est testée afin de détecter un défaut présent sur le signal.

D. Analyse spectrale :

Certaines mesures ont un spectre typique de fréquence sous des conditions normales de fonctionnement ; toute déviation de celui-ci est une indication d'anomalie. Certains types de défaut peuvent même avoir une signature caractéristique dans le spectre qui peut être utilisé pour l'isolation des défauts [111].

II.3.2 Méthodes dites multi-signal

A. Redondance matérielle :

La redondance matérielle consiste en la mise en place d'une série de capteurs mesurant la même grandeur physique sur le même organe du système. Les comparaisons par différencedes mesures des capteurs deux à deux forment alors les résidus. Si un des capteurs est défaillant, il est alors détecté et isolé facilement, car il affecte tous les résidus où il intervient. De nombreuses applications industrielles appliquent cette méthode de diagnostic. Cette méthode est principalement dédiée à des systèmes présentant des hauts risques, tels les centrales nucléaires, l'aéronautique, etc. il s'agit de systèmes sur lesquels la sécurité prime sur le coût et la maintenance des capteurs.

B. **Systèmes experts :**

L'approche par systèmes experts est différente des méthodes précédentes, dans le sens où elle vise à évaluer les symptômes obtenus par la détection matérielle ou logicielle. Le système expert se compose habituellement d'une combinaison de règles logiques du genre :

SI [état du système i] **ET** (fait observable) **ALORS** [état du système j],

Où chaque conclusion peut, alternativement, servir d'état dans une prochaine règle jusqu'à ce que la conclusion finale soit atteinte. Le système expert peut soit fonctionner grâce à l'information qui lui est présentée par la détection matérielle ou logicielle ou soit interagir avec un opérateur humain, s'enquérant auprès de lui des symptômes particuliers et le guidant au travers des processus entièrement logiques.

C. Méthodes qualitatives :

Les méthodes qualitatives ont pour cadre l'approche logique provenant de la communauté Intelligence Artificielle. Ces méthodes reposent sur la quantification des signaux d'entrées et de sorties. Dès lors, tous les signaux sont partitionnés en valeurs discrètes tout en s'assurant que le modèle fournit les informations nécessaires afin de distinguer le cas sans défaut du cas avec défaut. L'identification du modèle qualitatif peut être faite grâce à un automate où chaque région est représentée par un mode. Le passage d'un mode à l'autre se fait par le franchissement de valeurs frontières et cela avec une probabilité donnée. Le diagnostic consiste à regarder la concordance entre les régions des sorties vis-à-vis des régions des entrées et cela pour un certain nombre de défauts définis.

C. Analyse en composantes principales – ACP :

L'analyse en composantes principales (ACP) est une technique descriptive permettant d'étudier les relations qui existent entre les variables, sans tenir compte, a priori, d'un quelconque modèle. Le but de l.ACP est d'identifier la structure de dépendance entre des observations multi variables afin d'obtenir une description ou une représentation compacte de ces dernières. L'analyse en composante principale peut être vue comme une technique de projection orthogonale linéaire qui projette les observations multidimensionnelles représentées dans un espace de dimension m (m est le nombre de variables observées) dans un sous-espace de dimension inférieure $l < m$ en maximisant la variance des projections. Le calcul de distances par rapport à ces axes sert d'outil de détection de valeurs aberrantes. Dans ce sens, l'ACP peut être considérée comme une technique de minimisation de l'erreur quadratique

d'estimation ou une technique de maximisation de la variance des projections (il faut noter que ces deux critères sont équivalents).

II.3.3 Performance d'une procédure de diagnostic :

IL s'agit ici de présenter les principaux critères permettant d'évaluer les performances d'un système de diagnostic. De manière générale, on relève : la détectabilité, l'isolabilité, la sensibilité, la robustesse, le coût économique et la durée de développement.

A. Détectabilité est l'aptitude du système de diagnostic à pouvoir déceler la présence d'une défaillance sur le système. Elle est fortement liée à la notion d'indicateurs de défauts (résidus) : le générateur de résidu doit, d'une certaine manière, être sensible à la défaillance que l'on souhaite détecter. Il faudra en fait se fixer un compromis entre le taux de fausses alarmes et celui de non-détection.

B. Isolabilitéest la capacité du système de diagnostic à remonter directement à l'origine du défaut. Une défaillance engendre souvent une cascade d'alarmes et il peut être difficile de remonter à l'organe défaillant. Le degré d'isolabilité des défaillances est lié à la structure des résidus rendus disponibles et à la procédure de détection mise en œuvre.

C. Sensibilité caractérise l'aptitude du système de diagnostic à détecter des défauts d'une certaine amplitude, elle dépend non seulement de la structure des résidus mais aussi du rapport entre le bruit de mesure et le défaut.

D. Robustessedétermine la capacité du système à détecter des défauts indépendamment des erreurs de modélisation (sensibilité du résidu aux défauts et insensibilité vis-à-vis des perturbations).

D'autres critères sont à prendre en considération : Les aspects temps réel sont par exemple prépondérants pour un système de diagnostic embarqué. De même, les coûts économiques vont conditionner la stratégie de diagnostic : le système nécessite-t-il des composants trop chers pour sa conception, le temps de développement est-il trop important ? Autant de points à vérifier afin de satisfaire le cahier des charges.

II.4 CONCLUSION

Nous avons discuté et résumé le principe du diagnostic, afin d'élaborer notre système de détection et de localisation de défauts basé sur les observateurs. Il est ainsi clair que la diversité apparente des méthodes proposées dans la littérature pour réaliser le diagnostic des systèmes dynamiques présentent des points incontournables : toutes sont basées d'une part sur la connaissance générale du système étudié, sur son auscultation serrée au moyens de chaînes de mesures et de capteurs et finalement sur le croisement d'information à l'aide de redondances, que celles-ci soient physiques ou analytiques. Il s'agira donc, afin de répondre aux contraintes économiques et de sécurité, de faire une exploitation optimale d'une information redondante minimale. L'une des approches du diagnostic qui obéit très précisément à ces soucis est celle basée sur l'utilisation de modèles du système dynamique. Cette approche est détaillée au chapitre suivant en adoptant l'estimationd'état (observateur) comme méthode du diagnostic a modèle dynamique.

Chapitre III
Estimation d’état comme méthode de détection de défauts dans les SCR

Chapitre III Estimation d'état comme méthode de détection de défauts dans les SCR

III.1 Introduction :

Dans la plupart des procédés industriels, une bonne maîtrise d'un procédé passe en général par une bonne information sur ce procédé. Les variables directement mesurées ne couvrant généralement pas la totalité des grandeurs susceptibles de décrire le comportement du procédé (les états), on peut se poser le problème de reconstruction de l'information non directement mesurée au moyen de celle disponible : c'est le rôle de l'estimateur d'état qui porte le nom d'observateur dans un cadre déterministe et de filtre dans un cadre stochastique. Au cours des dernières décennies, une part importante des activités de recherche en automatique s'est focalisée sur le problème de l'estimation de l'état des systèmes dynamiques. Ceci est motivé par le fait que l'estimation de l'état est une étape importante voir indispensable pour la synthèse de lois de commande, pour le diagnostic ou la supervision des systèmes industriels.

Par exemple pour la régulation du trafic routier en général, il est indispensable de disposer de l'ensemble des connaissances sur ses états (densité, vitesse, par exemple). Cependant, pour diverses raisons, ces informations ne sont pas toujours disponibles. Dans ce contexte, l'identification dont le but est d'estimer les variables d'états manquantes semble être la solution la plus pertinente et la mieux adaptée.

Les observateurs d'état trouvent leur intérêt dans plusieurs domaines et notamment en commande des systèmes, en supervision et en diagnostic de fautes.

Plusieurs stratégies de commande utilisent l'état du système afin de calculer la loi de commande permettant au système d'accomplir sa mission. Comme le vecteur d'état n'est pas toujours mesurable directement, un observateur est alors nécessaire pour l'estimer.

Dans le domaine de la supervision, l'opérateur humain a besoin de connaître l'évolution dans le temps de certaines variables d'un système physique pour prendre une décision. Par exemple, un pilote d'avion a besoin de connaître, entre autres, l'altitude et la vitesse de l'avion. Pour un réacteur chimique, la surveillance de l'évolution des concentrations permet de déterminer le moment où certains produits doivent être ajoutés. Un observateur d'état peut être utilisé afin d'estimer ces concentrations à chaque instant.

Les observateurs/estimateur d'état ont également une place importante dans les problèmes de diagnostic des systèmes dynamiques. En effet, de nombreuses méthodes de détection, localisation et estimation de défauts à base de modèle utilisent le concept d'observateur afin de générer des résidus sensibles aux défauts.

III.2 État de l'art :

La théorie d'observation et de la notion d'observabilité a été introduite en premier par Kalman [112] et Kalman et Bucy [113] pour un système linéaire dans un environnement stochastique.

Luenberger a ensuite développé une théorie générale des observateurs pour les systèmes linéaires déterministes, introduisant notamment les notions d'observateur réduit et d'observateur minimal [114].

Le problème de l'estimation d'état a été résolu dans le cas des systèmes linéaires. La plupart des systèmes physiques sont non linéaires et contrairement aux systèmes linéaires dont la représentation d'état est déterminée de la même façon pour tous les systèmes linéaires, par quatre matrices (d'état, de commande...), les systèmes non linéaires ont des représentations d'état très variées, qui exploitent la structure et les propriétés de la fonction non linéaire qui intervient.

De plus, la notion d'observabilité (c.-à-d. la capacité à reconstruire l'état à partir des mesures) dans le cadre des modèles de représentation non linéaire ne renvoie pas à un concept global unique et dépend fortement du signal d'excitation appliqué au système. Par conséquent, il semble difficile d'établir une théorie générale en mesure de synthétiser un observateur basé sur un modèle non linéaire non spécifié.

Cependant, différentes approches, conduisant à une estimation d'état pour des classes spécifiques de modèles non linéaires, ont été proposées dans la littérature, les filtres de Kalman étendus restent largement très utilisés [115], voir aussi [116] et [117]).

La plupart de ces approches sont des prolongements des concepts introduits par Kalman ou par Luenberger, les plus classiques et répandues sont sans aucun doute le filtre de Kalman étendu et l'observateur de Luenberger étendu. Dans le cadre de ces approches, l'estimation de l'état du système est réalisée à partir d'une linéarisation à chaque instant du modèle non linéaire le long des trajectoires estimées. Cette approche n'est valable que pour des modèles localement différentiables et la convergence de l'erreur d'estimation n'est garantie que localement (la convergence peut dépendre, par exemple de l'état initial). La fonction non linéaire étant linéarisée autour de

l'estimation courante. D'autres techniques dites par transformation permettent d'obtenir un système linéaire auxiliaire, issu d'une transformation (changement de coordonnées) de l'état non linéaire du système.

Il est ainsi possible, à l'aide des techniques classiques, de concevoir un observateur dans le nouveau repère du système. Une transformation inverse conduit ensuite à l'obtention d'un observateur non linéaire pour le système non linéaire de départ. Le principal inconvénient de cette approche est dû aux conditions restrictives d'existence d'une transformation appropriée. Les observateurs à grand gain sont applicables aux systèmes qui ne peuvent pas être linéarisés par un changement de coordonnées, à condition toutefois que le système soit globalement de Lipschitz.

Ces observateurs présentent une structure proche de celle de l'observateur de Luenberger. Comme l'indique très bien son nom, cet observateur utilise un grand gain qui augmente conformément aux constantes de Lipschitz du système. Ce gain permet de compenser les effets de la partie non linéaire du système sur l'erreur d'estimation.

D'autres applications de l'utilisation d'un capteur logiciel (observateur) sont également envisageables comme, sans être exhaustifs, le remplacement d'un capteur physique instrumentant déjà le processus mais coûteux, peu fiable ou présentant un rapport signal sur bruit faible, l'estimation d'entrées inconnues (défauts ou perturbations) pouvant influencer le comportement du processus,

L'identification de paramètres ou enfin, la commande d'un système par retour d'état. Dans cette dernière application, qui est l'une des applications majeures de l'utilisation d'un observateur, plusieurs options peuvent être envisagées : soit on choisit de reconstruire par un observateur toutes les composantes de l'état qui ne sont pas mesurées, et dans certaines applications pratiques cela peut aller jusqu'à la centaine de variables ; soit on choisit d'observer directement la fonction des variables d'état envisagée pour la commande.

Quelle que soit l'option retenue il n'est pas envisageable de mettre en service un ou plusieurs capteurs physiques qui réalisent la commande désirée. Enfin, une autre application des observateurs concerne la création d'une redondance relativement à un capteur physique qui permet ainsi d'accroître la sécurité d'une installation par la surveillance et le diagnostic sans en accroître le coût. Donc l'observation joue un rôle de premier plan dans le contrôle ou la supervision des systèmes dynamiques.

Nous abordons dans ce chapitre les différentes méthodes d'observation qui consiste à concevoir des algorithmes qui peuvent être mis en œuvre sur des dispositifs de contrôle pour estimer des variables ou

des paramètres à partir de mesures de capteurs. Quelques exemples pratiques vont être présentés afin d'illustrer les méthodes de conception décrites. De plus, des exemples d'application des observateurs.

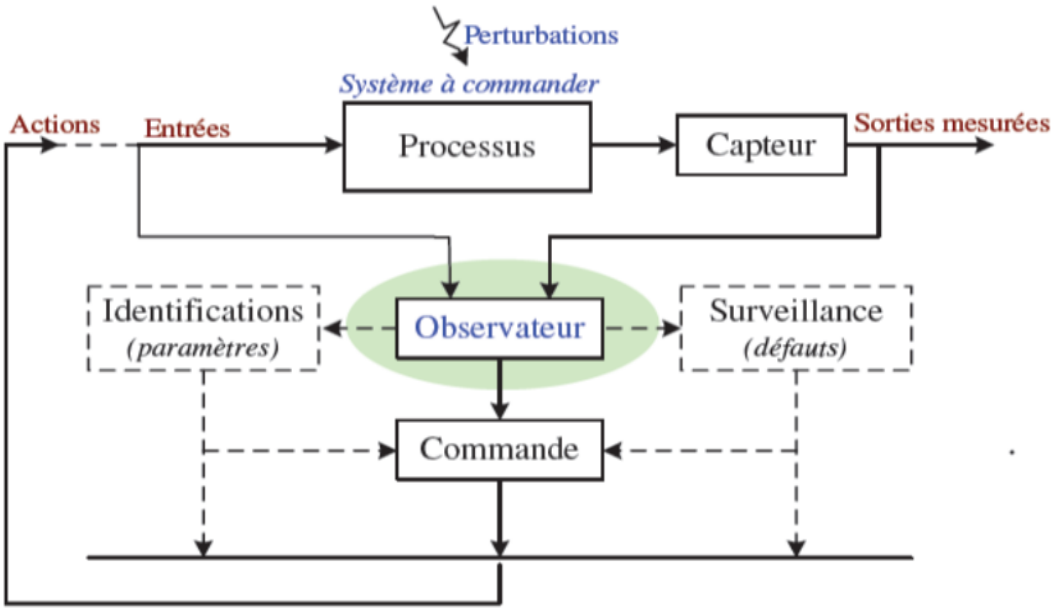


Figure III.1 Placement d'un observateur/estimateur d'état dans un système dynamique

III.3 Principe d'estimation d'état (observateur) :

Un observateur / estimateur d'état est un système dynamique qui permet la reconstruction (asymptotique ou exponentielle) de l'état d'un système, à partir de ses entrées, de ses sorties, et de la connaissance de son modèle dynamique, qui sont les seules informations disponibles. Ce principe est illustré par la figure III.1.

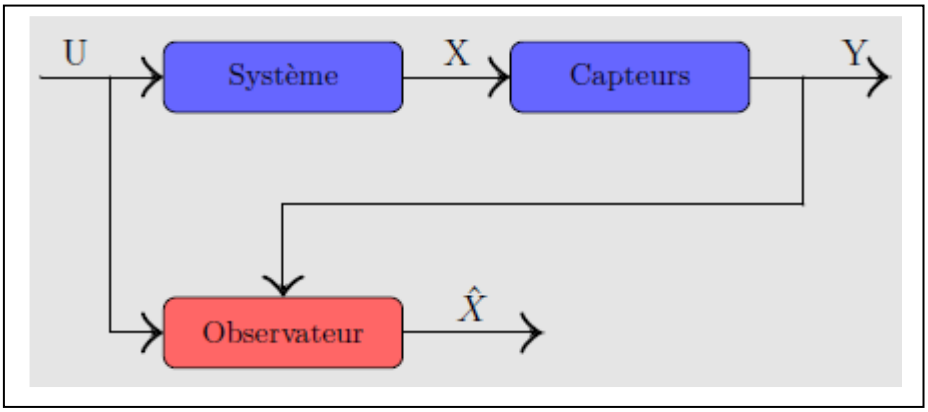


Figure III.2 Structure d'un observateur

La construction d'un observateur, afin d'estimer ces variables, s'appuie sur un modèle mathématique représentant le comportement du système Figure III.2.En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non.

Le problème de la conception d'un observateur pour un système donné est posé comme suit.

III.3.1 Définition : On appelle observateur (ou reconstructeur d'état) d'un système dynamique (S) [118] :

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

$x \in R^n$Est le vecteur d'état, $u \in R^m$est le

Vecteur d'entrée, $y \in R^p$est le vecteur de sortie, et les conditions initiales sont données par $x_0 = x(0)$

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

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

Les entrées de ce système sont u, y et la sortie est l'état estimé $\hat{x} \in R^n$.Telle que l'erreur entre le vecteur d'état x(t) et $\hat{x}(t)$ tend asymptotiquement vers zéro.

$$\| e(t) \| = \| x(t) - \hat{x}(t) \| \to 0 \text{ quand } t \to \infty \quad \text{(III.3)}$$

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

III.3.2 Observabilité :

L'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si l'état peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux d'entrée et de sortie [119].Dans le cas des systèmes non linéaires, la notion d'observabilité est liée aux entrées et aux conditions initiales. Selon [120], Un état x_i est observable en t_0 s'il est possible de déterminer $x_i\ (t_0)$ connaissant $y(t)/\ [t_0 t_f]$. Si cette propriété est vraie $\forall t_0$ *et* $\forall\, i = 1, ..., n$ alors le système est complètement observable.

III.3.2.1 Observabilité des systèmes linéaires :

Considérons le système dynamique linéaire :

$$\begin{cases}\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t)\end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

$x \in R^n$, $u \in R^m$ et l $y \in R^p$. Les matrices A, B et C ont des dimensions appropriées. La matrice d'observabilité du système (III.4) est définie par :

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \cdot \\ \cdot \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \qquad \text{(III.5)}$$

L'observabilité du système (18) est garantie si le rang de la matrice d'observabilité O est égal à n, on dit alors que la paire *(C,A)* est observable [121]. O'Reilly [123] a présenté un deuxième critère ; le système (18) est complètement observable si :

$$\text{rang}\begin{pmatrix} sI - A \\ C \end{pmatrix} = n \qquad \text{(III.6)}$$

Une fois l'observabilité du système linéaire (18) est garantie par l'application de la condition du rang, il est possible de lui construire un observateur tel que celui de type Luenberger dans le cadre déterministe, et par Kalman dans le cadre stochastique. Dans les deux cas, on considère le modèle dynamique d'un système linéaire défini comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)) + Lw(t) \\ y(t) = Cx(t) + v(t) \end{cases} \qquad \text{(III.7)}$$

Ou$x \in R^n$, $u \in R^m$, $y \in R^p$. $w \in R^r$, $v \in R^p$, sont deux bruits blancs gaussiens d'espérance nulle, de covariances respectives Q et R. Ces bruits sont supposés non corrélés. Les matrices du système sont de dimensions appropriées, et les conditions initiales sont définies par x(0) = x_0. Nous supposerons que : La paire (A, C) est détectable, c'est-`a-dire qu'il n'y a pas de mode instable et inobservable dans le système.

A) Filtre de Kalman :

Le filtre de Kalman est l'un des estimateurs les plus utilisés. Élaboré pour un modèle stochastique, il permet de déterminer d'une manière optimale l'état du système lorsque ce dernier a été au préalable modélisé. Dans le cas d'une erreur de modélisation ou d'un changement significatif du mode de fonctionnement du système, le filtre de Kalman dans sa version de base ne garantit plus des résultats optimaux.

Le filtre de Kalman est un outil de traitement utilisé dans une large gamme de domaines technologiques tels que le traitement du signal, l'automatique le radar et les systèmes de

communication. Il est également de plus en plus utilisé en dehors du domaine du traitement du signal, par exemple en météorologie et en océanographie,en finance et en navigation.

Avantages

• Rectification des erreurs, non seulement des capteurs, mais aussi du modèle

• Capacité de prédiction de l'état

• Capacité à déterminer l'erreur moyenne de son estimation : Vecteur contenant l'état estimé et une Matrice de covariance de l'erreur Cette matrice nous renseigne sur la précision de l'estimation,

• Dans le cas de bruits gaussiens et équations d'état linéaires, il est optimal

Le fonctionnement du filtre de Kalman peut se diviser en deux étapes :

– La première étape permet de réaliser une prédiction de l'estimation selon le modèle du système. Pour ce faire, le filtre de Kalman reprend l'estimation précédente des paramètres et de l'erreur et prédit les nouveaux paramètres et la nouvelle erreur en fonction de la modélisation du système.

– La seconde étape va faire la mise à jour de cette prédiction grâce aux nouvelles mesures. Ces mesures (par définition bruitées) vont permettre d'obtenir une estimation des paramètres et de l'erreur à partir de la prédiction faite. Si jamais le modèle comporte des erreurs, cette étape de mise à jour permettra de les rectifier.

La théorie de l'observation de Kalman nécessite, quant à elle, la résolution d'une équation de Riccati. Kalman utilise les propriétés statistiques des bruits w et v et propose la structure d'observateur suivante :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(t)(y(t) - C\hat{x}(t)) \qquad \text{(III.8)}$$

En minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation $P(t)=E[e(t)e^T(t)]$, on obtient l'expression du gain de l'observateur :

$$K(t) = P(t)\, C^T R^{-1} \qquad \text{(III.9)}$$

Où $P(t)$ est solution de l'équation de Riccati :

$$\dot{P}(t) = AP(t) + P(t)A^T + LQL^T - P(t)\, C^T R^{-1}\, CP(t) \qquad \text{(III.10)}$$

Sous certaines conditions, on peut montrer que la matrice P(t) tend vers une limite et que le filtre est stable, ce qui permet éventuellement de conserver pour K sa valeur en régime permanent.

La forme finale du filtre de Kalman peut-être écrite de la façon suivante :

La Phase de prédiction

$$\hat{X}_t^+ = A\hat{X}_t$$
$$P_t^+ = AP_tA^T + Q$$

La Phase de mise à jour

$$K_{t+1} = P_t^+ h_{t+1}^T (R_{t+1} + h_{t+1} P_t^+ h_{t+1}^T)^{-1}$$
$$P_{t+1} = (I - K_{t+1} h_{t+1}) P_t^+$$
$$\hat{X}_{t+1} = \hat{X}_t^+ + K_{t+1}\left(y_{t+1} - h_{t+1}\hat{X}_t^+\right)$$

où Q est la matrice de covariance du bruit d'état $\hat{X}_t^+$ est le vecteur de l'estimation courante. $\hat{X}_t$ est le vecteur de l'estimation précédente. $\hat{X}_{t+1}$est le vecteur de l'estimation suivante. La matrice A relie l'état précédent à l'état suivant. P_{t+1}est la covariance de l'erreur à l'instant t + 1. h_{t+1}est la matrice d'état pour la mesure courante. R_{t+1}est la matrice de covariance du bruit de mesure. I est la matrice identité. y_{t+1} est la mesure à l'instant t + 1.

Dans le cas de l'observateur de Luenberger ou de Kalman, il suffit de choisir L telle que la matrice (A − KC) soit une matrice de Hurwitz, c'est-à-dire telle que ses valeurs propres soient toutes à parties réelles strictement négatives dans le cas continu ou possèdent un module strictement inférieur à 1 dans le cas discret. La différence entre les deux observateurs se trouve principalement dans la façon de calculer le gain de retour L

– pour le filtre de Kalman, on résout une équation de Ricatti (III.3) en minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation et de perturbation

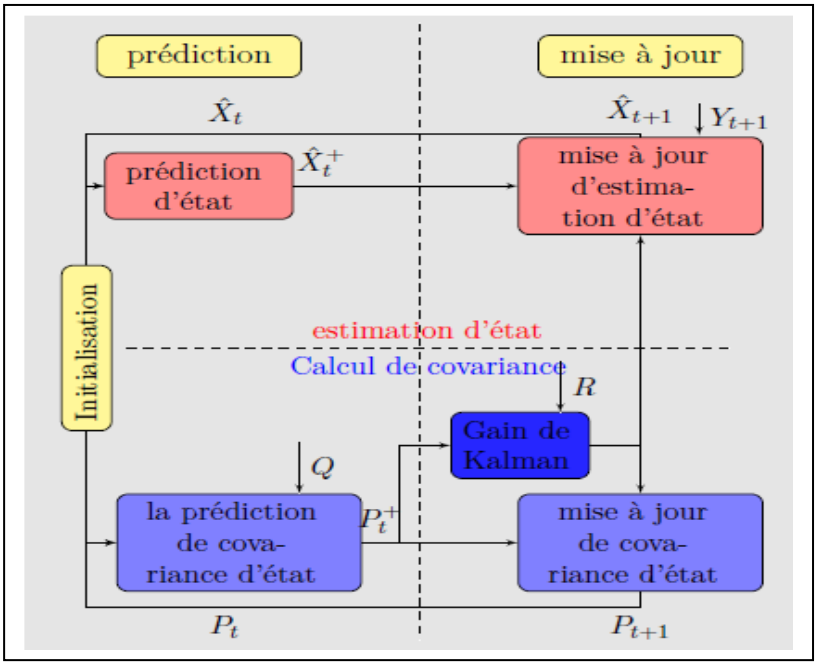


Figure III.3 Algorithme du filtre de Kalman classique

Le filtre de Kalman est donc une méthode d'estimation très puissante. Mais elle possède plusieurs faiblesses. Tout d'abord, le modèle doit être linéaire. Heureusement, il existe une variante de ce filtre.

B) Observateurs de Luenberger :

L'idée est de copier la dynamique du système observé et d'y ajouter un correctif en tenant compte de l'écart entre la prédiction et la réalité.

Luenberger [114] [80] a fondé la théorie d'un observateur asymptotique qui porte son nom : 'Observateur de Luenberger'. Son idée est d'ajouter au modèle mis sous la forme canonique compagnon une correction à l'aide de la mesure fournie par les capteurs.

La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, les bruits w et v sont nuls, et Définition : Un observateur asymptotique (ou observateur de Luenberger) $\hat{x}(.)$ de x(·) est une solution du système (III.4) de type :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - C\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad \text{(III.11)}$$

Remarque : Introduisons e(état réel x(·). On a :

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) \quad \text{(III.12)}$$

et donc $e(t) \rightarrow_{t \rightarrow +\infty} 0$ pour toute valeur initiale e(0) si et seulement si la matrice A + KC est Hurwitz. Construire un observateur asymptotique revient donc à déterminer une matrice de gain K telle que A + KC soit Hurwitz. Ainsi, de manière duale au théorème de placement de pôles.

En utilisant une technique de placement de pôles, il suffit alors de choisir le gain K de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice A− KC soient dans le demi-plan complexe gauche. Pour une meilleure estimation de l'état, la dynamique de l'observateur est choisie plus rapide que celle du système. Pour cela, on fixe les valeurs propres de l'observateur dans le demi-plan gauche du plan complexe de sorte que leurs parties réelles soient plus grandes en valeur absolue que celles de la matrice d'état A . En général, les pôles seront 5 à 6 fois plus rapides, mais ils doivent rester lents par rapport aux bruits de mesures.

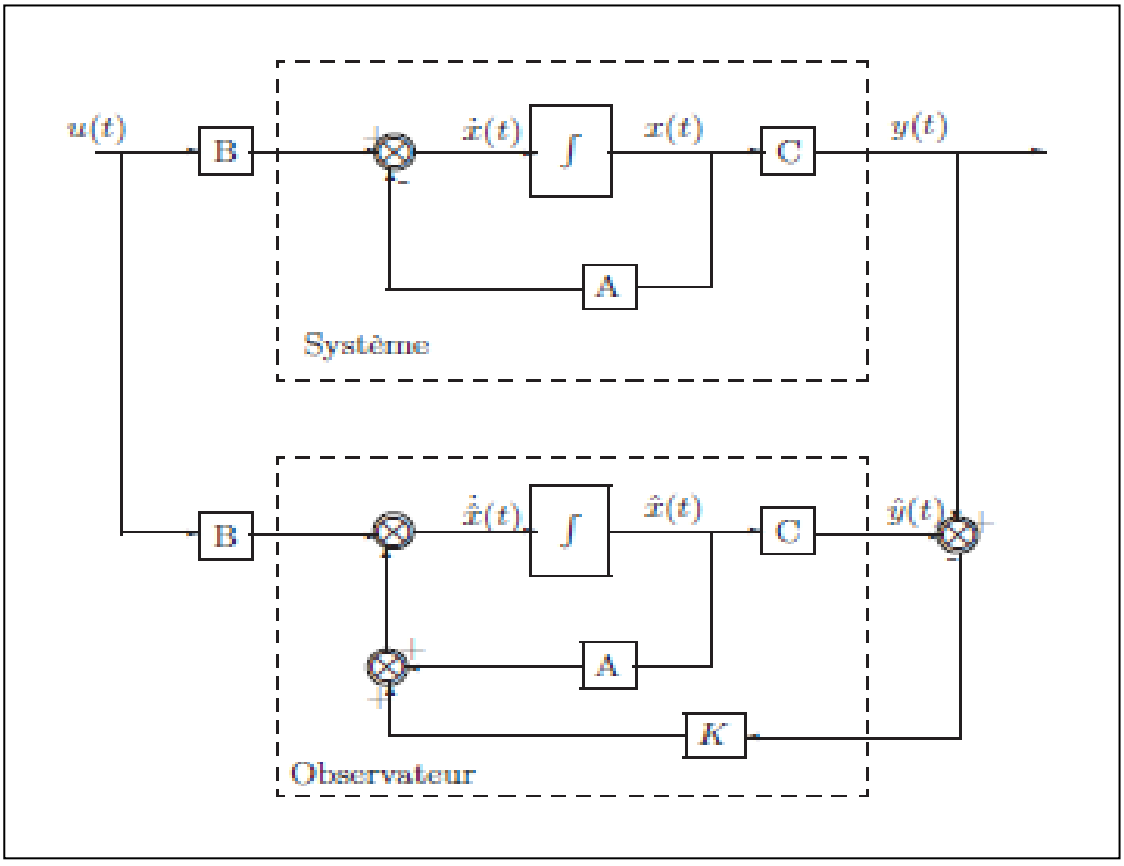


Figure III.4 Diagramme Observateur de Luenberger

C) Technique Algébrique :

Dans [123] une approche algébrique a été utilisée pour estimer la variable d'état d'un modèle macroscopique linéaire dite CTM[5]. Une expression formelle de l'état y a été donnée en fonction d'intégrales de la sortie et de l'entrée. Pour ce faire, on applique certains outils mathématiques tels que la transformation de Laplace et des outils issus du calcul opérationnel. La procédure d'estimation de variable d'état par la technique algébrique est très similaire pour des modèles linéaires et non linéaires. Dans la section 2.4.5, nous allons définir les étapes nécessaires pour établir cette technique en détail. Pour plus de connaissances, nous invitons le lecteur à lire [124], dans lequel une approche est dédiée à une classe générale de systèmes linéaires stationnaires avec des perturbations.

La technique algébrique par rapport à l'observateur de Luenberger présente beaucoup d'avantages, par exemple :

– L'estimation d'état par l'observateur de Luenberger :

– L'observateur est un système auxiliaire ;

– La convergence de l'observateur est asymptotique, et la vitesse de convergence peut être choisie par les valeurs propres de A − LC.

– La technique algébrique :

– Elle est basée sur le calcul opérationnel (Laplace) et l'estimation d'état est donnée par une formule explicite, les calculs peuvent être implémentés formellement et effectués de manière très rapide ;

– Elle est non-asymptotique : la valeur estimée atteint la vraie valeur en un temps fini ;

– Il n'y a pas de gains d'observation ou d'autres paramètres extérieurs à régler.

III.3.2.2 Observateurs d'état des systèmes non linéaires :

A. Observabilité des systèmes non linéaires :

Contrairement au cas linéaire, le problème de l'observabilité des systèmes non linéaires est plus compliqué. Dans le cas général des systèmes non linéaires, l'observabilité peut dépendre des entrées appliquées et des conditions initiales, et elle est définie à partir de la notion de distinguabilité.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x,u,t) \\ y(t) &= h(x,u,t) \end{aligned} \qquad \text{(III.13)}$$

Nous donnons les définitions suivantes :

Indistinguabilité: C'est une paire d'états (x_0, x_0') est dite indistinguable si pour toute entrée u(t) et pour tout t ≥ 0 nous avons : $y(x_0, u, t) = y(x_0', u, t)$ (III.14)

Dans le cas contraire, on dit que $x_0 et\ x_0'$ sont distinguables.

Observabilité : Le système non linéaire (III.13) est observable s'il n'admet pas de pair indistinguable, c-à-d le système (III.13) est observable si $\forall x_0 \in R^n$, x_0 est distinguable.

Supposons que u et y sont connus et leurs dérivées respectives peuvent être calculées. Le concept d'observabilité peut être interprété de la manière suivante. Pour un système mono-entrée/mono Sortie (SISO), nous définissons :

$$\begin{aligned} y' &= [y \quad \dot{y} \quad \vec{y} \quad \cdots \quad y^{(n-1)}] \\ u' &= [u \quad \dot{u} \quad \ddot{u} \quad \cdots \quad u^{(n-1)}] \end{aligned} \qquad \text{(III.15)}$$

Chaque dérivée y $^{(i)}$ est une fonction de $x, u, \dot{u}, \ddot{u}, \ldots, u^{(i)}$ Soit ψ_i une fonction définie par :

$$y^{(i)} = \psi_i(x, u') \qquad \text{(III.16)}$$

La dérivée est alors donnée par :

$$y^{(i+1)} = \left[\frac{\partial \psi_i(x,u')}{\partial x}\right] f(x,u) + \left[\frac{\partial \psi_i(x,u')}{\partial u'}\right] \frac{\mathrm{d}u'}{\mathrm{d}t} \qquad .7)$$

Ce qui est par définition, $\psi_{i+1}(x, u')$ si $i+1 \leq n-1$. En définissant l'opérateur linéaire M_f par :

$$\left(\mathcal{M}_f \psi\right)(x,u') = \left[\frac{\partial \psi(x,u')}{\partial x}\right] f(x,u) + \left[\frac{\partial \psi(x,u')}{\partial u'}\right] \frac{\mathrm{d}u'}{\mathrm{d}t} \qquad \text{III.18)}$$

Alors il s'écrit :

$$y' = \omega(x, u'),$$

$$\omega(x,u') = \begin{bmatrix} h(x,u) \\ \left(\mathcal{M}_f h\right)(x,u) \\ \vdots \\ \left(\mathcal{M}_f^{n-1} h\right)(x,u) \end{bmatrix} \qquad \text{(III.19)}$$

Est la matrice d'observabilité. Si la matrice d'observabilité ω est inversible, c-à-d il existe ω^{-1} telle que $x = \omega^{-1}(y', u')$ alors le système correspondant est observable. En outre, si la Jacobienne de la matrice d'observabilité :

$$\Omega(x, u') = \frac{\partial \omega(x, u')}{\partial x} \qquad \text{(III.20)}$$

est inversible en x^0, alors il existe un voisinage V_{x0} de x^0 sur lequel ω est inversible. Dans ce cas, le système correspondant est localement observable, ce qui signifie que x^0 est distinguable de tous les points de V_{x0}. Pour les systèmes multi-sorties, c'est-à-dire $y \in R^p$, p > 1, la notion d'observabilité peut être donnée d'une manière similaire. Soit un vecteur d'entiers positifs N tel que :

$N = [n_1 \quad n_2 \quad \cdots \quad n_p]^T; \sum_{i=1}^{i=p} n_i = n..$ $\qquad y = [y_1 \quad y_2 \quad \cdots \quad y_p]^T,$

$h(x, u) = [h_1(x, u) \quad h_2(x, u) \quad \cdots \quad h_p(x, u)]^T$

En posant

$$\omega_j(x, u') = \begin{bmatrix} h_j(x, u) \\ (\mathcal{M}_f h_j)(x, u) \\ \vdots \\ \left(\mathcal{M}_f^{n_j - 1} h_j\right)(x, u) \end{bmatrix}$$

Les dérivées de y^j jusqu'à l'ordre n_j sont

$$\left[y_j \quad \dot{y}_j \quad \ldots \quad y_j^{(n_j)}\right]^T = \omega_j(x, u')$$

La matrice d'observabilité pour les systèmes multi-sorties est alors définie par :

$$\omega_N(x, u') = \begin{bmatrix} \omega_1(x, u') \\ \omega_2(x, u') \\ \vdots \\ \omega_q(x, u') \end{bmatrix} \qquad \text{(III.21)}$$

S'il existe *N* tel que $\omega_N(x, u')$ soit inversible, alors l'état x peut être déterminé à partir de u' , y, et les dérivées de chaque y_j peuvent être déterminées jusqu'à l'ordre n_j . De ce fait, le système correspondant est observable.

Dans le domaine non linéaire, il existe plusieurs façons de définir la notion d'observabilité. En lien avec le concept d'indistinguabilité des états, une définition très répandue a été établie dans [125]. Des résultats importants ont été établis dans [126] pour une classe spéciale de systèmes affines en la commande. Pour plus de détails sur les différents types de définitions sur l'observabilité des systèmes non linéaires, nous disposons dans la littérature de quelques références, à savoir [125], [127] et [128].

B. Observateurs étendus :

Il est possible d'étendre quelques techniques linéaires à des systèmes non linéaires, ceci en calculant le gain de l'observateur à partir du modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement. C'est par exemple le cas du filtre de Kalman étendu et l'observateur de Luenberger étendu que nous présentons un peu plus en détail par la suite

a) Filtre de Kalman étendu (EKF)

Le filtre de Kalman étendu est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et les plus largement étudiées dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre. Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Malheureusement, les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires, ne peuvent pas être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires. Dans un environnement déterministe, une preuve de la convergence du filtre de Kalman étendu a été établie dans [129] et [130] pour la classe des systèmes non linéaires à temps discret. Cependant, cette convergence n'est que locale. L'analyse de la convergence de cet estimateur reste, à l'heure actuelle, un problème ouvert. Les nombreuses

recherches qui ont été menées sur ce sujet ont donné naissance à de nombreuses publications et ouvrages [131], [132].

Le filtre de Kalman étendu [133] est une extension directe du filtre de Kalman standard en remplaçant les matrices d'état et de sortie, A, C du système linéaire (III.4) par les Jacobiennes des non-linéarités du système en question. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x,u) + v(t) \qquad (III.22)$$
$$y = h(x,u) + w(t)$$

L'EKF s'exprime de la manière suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x},u) + PH(\hat{x},u)R^{-1}(y - h(\hat{x},u))$$
$$\dot{P} = F(\hat{x},u)P + PF(\hat{x},u)^T + Q - PH(\hat{x},u)^T R^{-1} H(\hat{x},u)P$$
$$F(\hat{x},u) = \frac{\partial f}{\partial x}(\hat{x},u)$$
$$H(\hat{x},u) = \frac{\partial h}{\partial x}(\hat{x},u)$$

Dans le cas des systèmes à temps discret de la forme l'ERF devient :

$$x_{k+1} = f(x_k,u_k) + G_k v_k$$
$$y_k = h(x_k,u_k) + D_k w_k$$

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1}e_{k+1}$$
$$P_{k+1} = (I_n - K_{k+1}H_{k+1})P_{k+1/k}$$
$$\hat{x}_{k+1/k} = f(\hat{x}_k,u_k)$$
$$P_{k+1/k} = F_k P_k F_k^T + Q_k$$
$$K_{k+1} = P_{k+1/k}H_{k+1}^T\left(H_{k+1}P_{k+1/k}H_{k+1}^T + R_{k+1}\right)^{-1}$$
$$e_{k+1} = y_{k+1} - h\left(\hat{x}_{k+1/k},u_{k+1}\right)$$
$$F_k = F(\hat{x}_k,u_k) = \frac{\partial f}{\partial x}(\hat{x}_k,u_k)$$
$$H_k = H(\hat{x}_k,u_k) = \frac{\partial h}{\partial x}(\hat{x}_k,u_k)$$

Où $P_0 = \mu I_n > 0$.

Il est courant (ceci n'a pas encore été démontré) de choisir en pratique, pour l'optimalité du filtre de Kalman étendu, Q_k et R_{k+1} comme les matrices de covariance des bruits du système et des mesures, c-à-d :

$$Q_k = G_k G_k^T, \qquad R_{k+1} = D_{k+1}D_{k+1}^T \qquad (III.23)$$

Ce choix est valable sous certaines conditions [134]. Dans un contexte déterministe, la synthèse de Q_k et R_{k+1} joue un rôle primordial dans l'amélioration des performances du filtre de Kalman étendu.

b) Observateur de Luenberger étendu :

L'observateur de Luenberger étendu intervient, soit au niveau du système original avec un gain constant, soit par le biais d'un changement de coordonnées avec un gain dépendant de l'état à estimer. Dans le premier cas, un modèle linéarisé est nécessaire, et le gain de l'observateur est calculé par placement de pôles. Ce type d'observateur ne peut être utilisé que lorsque l'on est sûr que l'état restera au voisinage de l'état d'équilibre. Pour cette raison, cette méthode n'est pas très utilisée, parce que son utilisation peut être compromise par les instabilités qui peuvent se révéler si on s'éloigne du point de fonctionnement.

c) Observateur à grand gain : Approche de Thau et ses généralisations :

Une méthode directe de conception d'observateurs est d'utiliser un retour de sortie linéaire. Cette approche, introduite initialement dans [Tha73], s'applique à la classe des systèmes non linéaires s'écrivant sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + \phi(x,u) \\ y &= Cx \end{aligned} \qquad \text{(III.24)}$$

où $x \in R^n$, $u \in R^m$ et $y \in R^p$ représentent respectivement les vecteurs d'état, des entrées et des sorties du système. La paire (A, C) est détectable et la non-linéarité φ satisfait la propriété de Lipschitz par rapport à x :

$$\| \phi(x,u) - \phi(\hat{x},u) \| \leq \gamma_\phi \| x - \hat{x} \|, \ \forall x, \hat{x} \in \mathbb{R}^n \text{et} \forall u \in \mathbb{R}^m \qquad \text{(III.25)}$$

Où γ_φ est la constante de Lipschitz de la fonction φ.

Ce type d'observateurs est relativement classique en observation des systèmes non linéaires. Son nom est dû au fait que le gain de l'observateur choisi est suffisamment grand pour compenser la non

linéarité du système. L'observateur de type Luenberger correspondant au système précédent est de la forme :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \phi(\hat{x},u) + K(y - C\hat{x}) \qquad \text{(III.26)}$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $\varepsilon = x - \hat{x}$ est donnée par l'équation :

$$\dot{\varepsilon} = (A - KC)\varepsilon + \phi(x,u) - \phi(\hat{x},u) \qquad \text{(III.27)}$$

L'objectif est de déterminer sous quelles conditions le gain K peut garantir la stabilité de l'erreur d'estimation ε en zéro. La méthode de Thau [135] fournit une condition suffisante de stabilité asymptotique de l'erreur d'estimation. Le résultat de cette méthode est donné par le théorème suivant :

Théorème [135] : Considérons le système (NL) et l'observateur (21). Si le gain d'observation K est choisi tel que

$$\gamma_\phi < \frac{\lambda_{\min}(Q)}{2\lambda_{\max}(P)} \tag{III.28}$$

où $\lambda_{min}(S)$ et $\lambda_{max}(S)$ désignent respectivement les valeurs propres minimale et maximale de la matrice carrée *S*, les matrices $P = P^T > 0$ et $Q = Q^T > 0$ désignent les solutions de l'équation de Lyapunov :

$$(A - KC)^T P + P(A - KC) + Q = 0 \tag{III.29}$$

Alors l'erreur d'estimation est

La preuve de ce théorème est basée sur l'utilisation de la fonction de Lyapunov standard

$$V = V(\varepsilon) = \varepsilon^T P \varepsilon \tag{III.30}$$

Il a été démontré dans [136] que le rapport $\lambda_{min}(Q)/ 2\lambda_{max}(P)$ est maximal si $Q = I_n$. Le problème donc est réduit à choisir un gain K qui satisfait :

$$\gamma_\phi < \frac{1}{2\lambda_{\max}(P)} \tag{III.31}$$

Avec

$$(A - KC)^T P + P(A - KC) = -I_n$$

L'approche de Thau n'est pas une méthode de synthèse systématique. Elle permet seulement de vérifier la convergence de l'observateur, a posteriori. En effet, le choix des matrices *P, Q* et *K* qui satisfait l'inégalité (III.28) n'est pas direct. Par exemple, le placement des valeurs propres de (A − KC) dans le demi-plan gauche n'implique pas que la condition (III.28) soit satisfaite. Il n'existe aucune relation spécifique entre les valeurs propres de (A − KC) et $\lambda_{max}(P)$, ceci a été prouvé dans [137] par un simple exemple numérique.

Ce type d'observateurs a été largement étudié dans la littérature par de nombreux chercheurs. Une méthode constructive a été proposée par Raghavan dans [137], où une solution explicite et systématique du choix du gain de l'observateur est fournie. Cette solution est illustrée dans le théorème suivant :

Théorème [137] : Considérons le système (NL) et l'observateur (III.26). S'il existe ε > 0 tel que l'équation de Riccati

$$AP + PA^T + P\left(\gamma_\phi^2 I_n - \frac{1}{\epsilon} C^T C\right) P + I_n + \epsilon I_n = 0 \qquad \text{III.32)}$$

Admet une solution P symétrique définie positive, alors le gain d'observateur donnée par

$$K = \frac{1}{2\epsilon} P C^T \qquad \text{(III.33)}$$

Stabilise asymptotiquement la dynamique de l'erreur d'estimation (III.27).

Cependant, cet algorithme n'est pas efficace pour toutes les paires (A, C) observables et malheureusement ne donne pas d'informations sur les conditions que doit vérifier la matrice (A − KC) afin d'assurer la stabilité de l'erreur d'estimation. Nous avons vu que le placement des valeurs propres de (A − KC) dans le demi-plan gauche est certainement insuffisant.

Dans [138], l'auteur a suggéré une procédure de conception liée directement à la matrice (A − KC). Dans cette procédure, le choix du gain K tel que

$$\sigma_{\min}(A - KC) > \gamma_\phi \qquad \text{(III.34)}$$

Assure l'inégalité (III.31). Les valeurs singulières de (A−KC) jouent, en effet, un rôle sur la convergence de l'observateur. Malheureusement, ce résultat est en général incorrect.

L'inexactitude du résultat précédent est intuitivement compréhensible. En effet, les valeurs singulières d'une matrice déterminent si celle-ci est proche d'être singulière. Une matrice pourrait être proche d'être singulière, mais ses valeurs propres restent proches de l'axe imaginaire. Cette distinction a été clarifiée après la nouvelle méthode proposée dans [139]. En effet, dans [139], Rajamani a établi un nouveau résultat permettant de corriger le précédent. Ce résultat est résumé dans le théorème suivant qui fournissent des conditions nécessaires et suffisantes que doit vérifier la matrice (A−KC) afin de démontrer la convergence de l'observateur.

Théorème [139] : Considérons le système (NL) et l'observateur (III.26), avec (A, C) observable et φ satisfait (III.28). Alors, l'erreur d'estimation est asymptotiquement stable si le gain K peut-être choisi tel que (A − KC) soit stable et que :

$$\min_{\omega \geq 0}\left(\sigma_{\min}(A - KC - j\omega I_n)\right) > \gamma_\phi \qquad \text{(III.35)}$$

Où j : est tel que $j^2 = -1$.

La démonstration complète de ce théorème est donnée en trois étapes dans [139].

D'autres méthodes de synthèse d'observateurs ont été développées spécialement pour la classe des systèmes uniformément observables. Ces méthodes utilisent un changement de variables pour se ramener à un système de la forme (NL). Une fois le système transformé, l'utilisation d'un observateur à grand gain est systématique. Ce type d'observateurs a été appliqué à une classe de systèmes biologiques et à des procédés biotechnologiques dans [140], [141] et [142].

d) Observateur mode glissant :

Dans cette partie, on cherche à construire un observateur à mode glissant s'appuyant sur les contributions existantes décrites ci-dessus ; on va fournir un rappel détaillé des approches de conception d'Utkin [143] et de Walcott et Zac [144] [145]. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la méthodologie développée par Edwards et Spurgeon [146] [147] pour déterminer l'expression du gain d'un observateur et qui surmonte les inconvénients de l'observateur de Walcott et Zak [145] ; une approche de Lyapunov est utilisée pour assurer la convergence asymptotique de l'erreur d'estimation d'état. La résolution des inégalités de Lyapunov conduit à la résolution d'un problème de type LMI.Les observateurs à mode glissants sont aussi utilisés pour les systèmes linéaires même s'ils sont eux-mêmes de structure non linéaire.

Considérons un système dynamique incertain décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax + Bu(t) + f(x,u,t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad \text{(III.36)}$$

où *x(t)* représente le vecteur d'état, *u(t)* est le vecteur d'entrées connues du système et *y(t)* est la sortie mesurée, $A \in R^{n\times n}$,$B \in R^{n\times m}$, $C \in R^{p\times n}$avec p ≥ m. La fonction inconnue $f : R^n \times R^m \times R_+ \rightarrow R^n$ représente les incertitudes et satisfait les conditions suivantes :

$$\| f(x,u,t) \| \leq \rho, \quad \forall x(t) \in \mathbb{R}^n, u(t) \in \mathbb{R}^m, t \geq 0 \quad \text{(III.37)}$$

En outre, la matrice C est supposée de plein rang ligne. Le problème considéré ici est la reconstruction du vecteur d'état en dépit de la présence des entrées inconnues.

- **Observateur d'Utkin :**

Considérons tout d'abord le système (III.36) et supposons que la paire (A, C) soit observable et que la fonction $f(x,u,t) \equiv 0$. La reconstruction des états s'appuyant sur les sorties mesurées, il est naturel d'effectuer un changement de coordonnées pour que les sorties du système apparaissent directement comme des composantes du vecteur d'état. Sans perte de généralité, la matrice de sortie peut être écrite comme suit :

$$C = [C_1 C_2] \tag{III.38}$$

où $C_1 \in R^{p\times(n-p)}$, $C_2 \in R^{p\times p}$ avec $det(C_2) \neq 0$. Alors, la matrice de transformation

$$T = \begin{bmatrix} I_{n-p} & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \tag{III.39}$$

Est non singulière et, dans ce nouveau système de coordonnées, on peut facilement vérifier que la nouvelle matrice de sortie s'écrit comme suit **:**

$$CT^{-1} = [0 \quad I_p] \tag{III.40}$$

Les nouvelles matrices d'état et de commande s'écrivent :

$$A = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \text{ et } B = TB = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \tag{III.41}$$

Le système nominal peut alors être écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = A_{11}x_1(t) + A_{12}y(t) + B_1u(t) \\ \dot{y}(t) = A_{21}x_1(t) + A_{22}y(t) + B_2u(t) \end{cases} \tag{III.42}$$

$$\text{Avec } \begin{bmatrix} x_1(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = Tx(t) \text{ et } x_1(t) \in \mathbb{R}^{n-p}$$

L'observateur proposé par Utkin [148] a la forme suivante :

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_1(t) = A_{11}\hat{x}_1(t) + A_{12}\hat{y}(t) + B_1u(t) + Lv(t)\\ \dot{\hat{y}}(t) = A_{21}\hat{x}_1(t) + A_{22}\hat{y}(t) + B_2u(t) - v(t)\end{cases} \quad \text{(III.43)}$$

où ($\hat{x}_1$(t), $\hat{y}$(t)) sont les estimés de (x_1(t), y(t)), L $\in^{R(n-p)\times p}$ est le gain de l'observateur et les composantes du vecteur discontinu v(t) sont définies par l'équation :

$$v_i(t) = \text{Msgn}(\hat{y}_i(t) - y_i(t)) \text{ Pour } M \in \mathbb{R}_+ \quad \text{(III.44)}$$

Où$\hat{y}_i$(t) et y_i(t) sont respectivement les composantes des vecteur $\hat{y}$(t) et y(t) et sgn représente la fonction signe. Désignons par e_1(t) et e_y(t) les erreurs d'estimation d'état et de sortie :

$$\begin{aligned} e_1(t) &= \hat{x}_1(t) - x_1(t)\\ e_y(t) &= \hat{y}(t) - y(t)\end{aligned} \quad \text{(III.45)}$$

A partir des équations (III.43), (III.44) et (III.45), le système suivant peut être obtenu :

$$\begin{cases}\dot{e}_1(t) = A_{11}e_1(t) + A_{12}e_y(t) + Lv(t)\\ \dot{e}_y(t) = A_{21}e_1(t) + A_{22}e_y(t) - v(t)\end{cases} \quad \text{(III.46)}$$

Comme la paire (A, C) est observable, la paire (A_{11}, A_{21}) l'est également. Par conséquent, L peut être choisi pour que les valeurs propres de la matrice A_{11} + LA_{21} soient dans le demi-plan gauche du plan complexe.

Définissons maintenant le nouveau changement de variable :

$$T_s = \begin{bmatrix} I_{n-p} & L \\ 0 & I_p \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} x_1'(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} x_1(t) \\ y(t) \end{bmatrix}$$

Après ce changement de variable, les erreurs d'estimation s'écrivent :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1'(t) &= A_{11}'e_1'(t) + A_{12}'e_y(t)\\ \dot{e}_y(t) &= A_{21}e_1'(t) + A_{22}'e_y(t) - v(t)\end{aligned} \quad \text{(III.47)}$$

$e'_1(t) = e_1(t) + Le_y(t)$ et $A'_{11} = A_{11} + LA_{21}$, $A'_{12} = A_{12} + LA_{22} - A'_{11}L$ et $A'_{22} = A_{22} - A_{21}L$.

On peut montrer, en utilisant la théorie des perturbations singulières, que pour un *M* assez grand, un mouvement glissant peut prendre naissance sur l'erreur de sortie (III.47). Donc, après un temps fini t_s, l'erreur $e_y(t)$ et sa dérivée sont nulles ($e_y(t) = 0$, $\dot{e}_y(t) = 0$). L'équation (III.47) devient :

$$\dot{e}'_1(t) = A'_{11}e'_1(t) \qquad \text{(III.48)}$$

En choisissant correctement la matrice de gain L (pour que la matrice A'_{11} soit stable), le système d'équations des erreurs (III.47) est stable, c'est-à-dire $e'_1(t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$. Par conséquent $\hat{x}_1(t) \rightarrow x_1(t)$ et l'autre composante du vecteur d'état $x_2(t)$ peut être reconstruite dans le système de coordonnées originales comme suit :

$$\hat{x}_2(t) = C_2^{-1}(y(t) - C_1\hat{x}_1(t)) \qquad \text{(III.49)}$$

La difficulté pratique principale de cette approche réside dans le choix d'un gain approprié *M* pour induire un mouvement glissant dans un temps fini. Dorling et Zinober [149] montrent la nécessité de modifier le gain *M* pendant l'intervalle de temps afin de réduire les commutations excessives.

- **Observateur de Walcott et Żak :**

Le problème considéré par Walcott et Żak [144] [145] est l'estimation d'état d'un système décrit par (III.42) de sorte que l'erreur tende vers zéro d'une façon exponentielle malgré la présence des incertitudes considérées. Dans cette partie, on suppose que :

$$f(x, u, t) = R\xi(x, t) \qquad \text{(III.50)}$$

Où la fonction $\xi : R^n \times R_+ \rightarrow R^q$ est une fonction bornée et inconnue, telle que :

$$\| \xi(x(t), t) \| \leq \rho, \qquad \forall x(t) \in \mathbb{R}^n, t \geq 0$$

On considère qu'il existe une matrice $G \in R^{n\times p}$ telle que la matrice $A_0 = (A - GC)$ a des valeurs propres stables, une paire de matrices de Lyapunov (P, Q) symétriques et définies positives et une matrice F respectant la contrainte structurelle suivante :

$$\begin{aligned}(A-GC)^T P + P(A-GC) &= -Q \\ C^T F^T &= PR\end{aligned} \tag{III.51}$$

L'observateur proposé est de la forme

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) - G(C\hat{x}(t) - y(t)) + v(t)$$

$$v(t) = \begin{cases} -\rho \dfrac{P^{-1}C^T F^T FCe(t)}{\| FCe(t) \|} & \text{si } FCe(t) \neq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{III.53}$$

Avec : $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$

La dynamique de l'erreur d'estimation d'état engendrée par cet observateur est régie par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}\dot{e}(t) &= \dot{\hat{x}}(t) - \dot{x}(t) \\ &= A\hat{x}(t) + Bu(t) - G(C\hat{x}(t) - y(t)) + v(t) - (Ax(t) + Bu(t) + R\xi(x,t)) \\ &= (A - GC)e(t) + v(t) - R\xi(x,t)\end{aligned}$$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(e(t)) = e^T(t)Pe(t) \tag{III.55}$$

Sa dérivée le long de la trajectoire de l'erreur d'estimation s'écrit :

$$\begin{aligned}\dot{V}(e(t)) &= \dot{e}^T(t)Pe(t) + e^T(t)P\dot{e}(t) \\ &= ((A-GC)e(t) + v(t) - R\xi(x,t))^T Pe(t) + e^T(t)P((A-GC)e(t) + v(t) - R\xi(x,t)) \\ &= -e^T(t)Qe(t) + 2e^T(t)Pv(t) - 2e^T(t)PR\xi(x,t) \\ &= -e^T(t)Qe(t) + 2e^T(t)Pv(t) - 2e^T(t)C^T F^T \xi(x,t)\end{aligned}$$

Pour continuer la démonstration, on distingue deux cas :

Cas 1 : Lorsque FCe(t) ≠ 0, en remplaçant l'expression de v(t) par l'équation (III.53), la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\begin{aligned}\dot{V}(e(t)) &= -e^T(t)Qe(t) - 2e^T(t)\rho\frac{C^TF^TFCe(t)}{\| FCe(t) \|} - 2e^T(t)C^TF^T\xi(x,t)\\ &= -e^T(t)Qe(t) - 2\rho \| FCe(t) \| -2e^T(t)C^TF^T\xi(x,t)\end{aligned}$$

En utilisant le fait que la fonction inconnue ξ(x, t) est bornée par un scalaire positif ρ, la dérivée de la fonction de Lyapunov peut être majorée de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\dot{V}(e(t)) &\leq -e^T(t)Qe(t) - 2\rho \| FCe(t) \| +2\rho \| FCe(t) \|\\ &\leq -e^TQe(t) < 0\end{aligned}$$

Cas 2 : Lorsque FCe(t) = 0, en remplaçant l'expression de v(t) par l'équation (III.53), la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}(e(t)) = -e^T(t)Qe(t) < 0$$

Donc, dans les deux cas, nous avons bien montré que la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative ce qui montre que l'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro. Pour garantir la convergence asymptotique de l'observateur, on doit vérifier que :

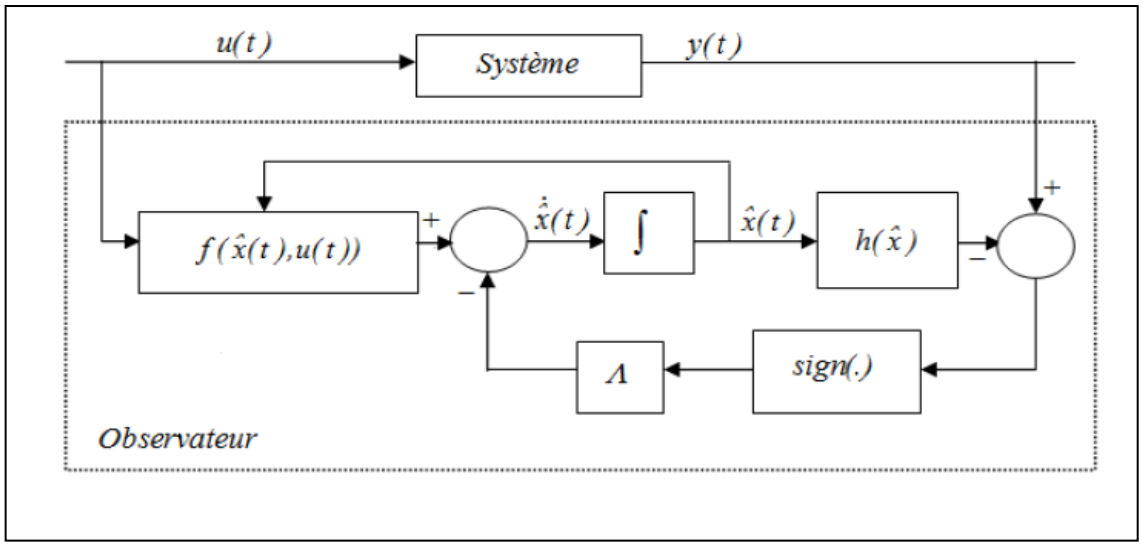
– la paire (A, C) est observable,

– il existe une paire de matrices de Lyapunov (P, Q) et une matrice *F* respectant les contraintes (III.51).

- **III.3.3 Synthèse d'un Observateur mode glissant :**

Une des classes les plus connues des observateurs robustes est celle des observateurs par mode glissant [150], [151], [152], ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variable. Ces derniers ont de bonnes propriétés de robustesse vis-à-vis des erreurs paramétriques et des perturbations bornées. Pour un système de la forme :

$$\begin{cases}\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))\\ y(t) = h(x(t))\end{cases} \qquad \text{(III.56)}$$



FigureIII.5 Structure d'un observateur en mode glissant

Une structure d'observateur en mode glissant classique s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{f}(\hat{x}, u) + \Lambda \text{sign}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \hat{h}(\hat{x}) \end{cases} \quad \text{(III.57)}$$

Dans ce cas, la surface de glissement est donnée par :

$$s(x) = y - \hat{y} \quad \text{(III.58)}$$

Le terme de correction utilisé est proportionnel à la fonction discontinue *signe* appliquée à l'erreur de sortie. L'étude de la stabilité et de la convergence pour de tels observateurs, est basée sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov. L'étude de la stabilité et de convergence utilise les concepts de résolutions de Filippov [153] , ainsi que les méthodes dites du vecteur équivalent développées par Utkin pour la commande, et par Drakunov [143], [154] pour les observateurs.

Edward et Spurgeon [146] [147] ont présenté une méthode de conception d'un observateur à mode glissant, basée sur la structure de l'observateur de Walcott et Zak, tout en évitant l'inconvénient majeur de l'observateur de Walcott et Zak signalé précédemment. Pour cela, considérons de nouveau le système dynamique présenté au paragraphe précédent :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + R\xi(x, u, t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad \text{(III.59)}$$

où A $\in R^{n\times n}$, B $\in R^{n\times m}$, C $\in R^{p\times n}$ et D $\in R^{n\times q}$ où p ≥ q. On suppose que les matrices A, B et R sont de plein rang et la fonction $\xi : R_+ \times R^n \times R^m \rightarrow R^q$ est une fonction bornée inconnue telle que :

$$\| \xi(x,u,t) \| \leq p \tag{III.60}$$

Avant de passer à l'estimation du vecteur d'état et de sortie du système (III.59), nous allons procéder à deux changements de coordonnées du vecteur d'état.

Simplification de l'équation de sortie : Supposons que le système décrit ci-dessus soit observable, au sens particulier où la paire (A, C) est observable. Il est assez naturel d'effectuer un changement de coordonnées pour que les sorties du système apparaissent directement comme des composantes du vecteur d'état. Sans perte de généralité, la matrice de sortie peut être écrite [145] **:**

$$C = [C_1 C_2] \tag{III.61}$$

où $C_1 \in R^{p\times(n-p)}$, $C_2 \in R^{p\times p}$ et det(C_2) ≠0. Effectuons alors le changement de coordonnées suivant **:**

$$\tilde{x}(t) = \tilde{T}x(t) \tag{III.62}$$

Où T˜ est une matrice non singulière définie de la manière suivante :

$$\tilde{T} = \begin{bmatrix} I_{n-p} & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \tag{III.63}$$

Dans ce nouveau système de coordonnées, on peut facilement vérifier que la nouvelle matrice de sortie s'écrit :

$$\tilde{C} = C\tilde{T}^{-1} = [0 \quad I_p] \tag{III.64}$$

Les autres matrices se transforment de la manière suivante :

$$\tilde{A} = \tilde{T}A\tilde{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & \tilde{A}_{12} \\ \tilde{A}_{21} & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix}, \tilde{B} = \tilde{T}B = \begin{bmatrix} \tilde{B}_1 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} \text{ et } \tilde{R} = \tilde{T}R = \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 \\ \tilde{R}_2 \end{bmatrix} \tag{III.65}$$

Le système (III.59) peut alors être écrit sous la forme :

$$\begin{cases}\dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}\tilde{x}(t) + \tilde{B}u(t) + \tilde{R}\xi(x,u,t) \\ y(t) = \tilde{C}\tilde{x}(t) = \tilde{x}_2(t)\end{cases} \quad \text{(III.66)}$$

Le changement de coordonnées permet donc d'exprimer directement le vecteur de sortie en fonction d'une partie du vecteur d'état. Les contraintes (III.54) et les matrices de Lyapunov (P, Q) subissent alors les transformations suivantes :

$$\begin{gathered}(\tilde{A} - \tilde{G}\tilde{C})^T\tilde{P} + \tilde{P}(\tilde{A} - \tilde{G}\tilde{C}) = -\tilde{Q} \\ \tilde{C}^T F^T = \tilde{P}\tilde{R} \\ \begin{cases}\tilde{P} = \left(\tilde{T}^{-1}\right)^T P \tilde{T}^{-1} \\ \tilde{Q} = \left(\tilde{T}^{-1}\right)^T Q \tilde{T}^{-1} \\ \tilde{G} = \tilde{T}^{-1} G\end{cases}\end{gathered} \quad \text{(III.67)}$$

Soit le système (III.66) décrit par $(\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{R}, \tilde{C})$ pour lequel il existe une paire de matrices de Lyapunov $(\tilde{P}, \tilde{Q})$ vérifiant les contraintes suivantes

$$\begin{aligned}(\tilde{A} - \tilde{G}\tilde{C})^T\tilde{P} + \tilde{P}(\tilde{A} - \tilde{G}\tilde{C}) &= -\tilde{Q} \\ \tilde{C}^T F^T &= \tilde{P}\tilde{R}\end{aligned} \quad \text{(III.68)}$$

Alors, il existe une transformation non singulière T^{-} de telle sorte que le système linéaire soumis à l'influence des entrées inconnues ou bien aux incertitudes de modèle défini par $(\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{R}, \tilde{C})$ peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases}\dot{\bar{x}}_1(t) = \bar{A}_{11}\bar{x}_1(t) + \bar{A}_{12}\bar{x}_2(t) + \bar{B}_1 u(t) \\ \dot{\bar{x}}_2(t) = \bar{A}_{21}\bar{x}_1(t) + \bar{A}_{22}\bar{x}_2(t) + \bar{B}_2 u(t) + \bar{R}_2\xi(x,u,t) \\ y(t) = \bar{x}_2(t)\end{cases} \quad \text{(III.69)}$$

On constate que $\bar{x}_1(t)$ ne dépend pas explicitement de la fonction inconnue (incertaine) et que la deuxième composante du vecteur d'état n'est autre que la sortie mesurable y(t). L'observateur proposé par Edwards et Spurgeon [146] a la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = \bar{A}_{11}\hat{\bar{x}}_1(t) + \bar{A}_{12}\hat{x}_2(t) + \bar{B}_1 u(t) - \bar{A}_{12} e_y(t) \\ \dot{\hat{y}}(t) = \bar{A}_{21}\hat{\bar{x}}_1(t) + \bar{A}_{22}\hat{y}(t) + \bar{B}_2 u(t) - (\bar{A}_{22} - \bar{A}_{22}^s) e_y(t) + \nu(t) \\ \hat{y}(t) = \hat{\bar{x}}_2(t) \end{cases} \quad \text{(III.70)}$$

Ou $\begin{bmatrix} \hat{\bar{x}}_1(t) \\ \hat{\bar{x}}_2(t) \end{bmatrix}^T$ Représente le vecteur d'état estimé, $\overline{\overline{A_2^s}}$ est une matrice stable arbitraire et la variable ν(t) est définie comme suit

$$\nu(t) = \begin{cases} -\rho\|\bar{R}_2\| \frac{P_2 e_y(t)}{\|P_2 e_y(t)\|} & \text{si} \quad e_y(t) \neq 0 \\ 0 & \text{si} \quad e_y(t) = 0 \end{cases} \quad \text{(III.71)}$$

Avec $P_2 \in R^{p\times p}$matrice symétrique et définie positive, solution de l'équation de Lyapunov suivante

$$P_2 \bar{A}_{22}^s + (\bar{A}_{22}^s)^T P_2 = -Q_2 \quad \text{(III.72)}$$

Notons que les erreurs d'estimation d'état et de sortie sont définies par les équations suivantes :

$$\begin{cases} e_1(t) = \hat{\bar{x}}_1(t) - \bar{x}_1(t) \\ e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t) \end{cases} \quad \text{(III.73)}$$

et que leurs dynamiques vérifient respectivement :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1(t) &= \bar{A}_{11} e_1(t) \\ \dot{e}_y(t) &= \bar{A}_{21} e_1(t) + \bar{A}_{22}^s e_y(t) + \nu(t) - \bar{R}_2 \xi(x,u,t) \end{aligned} \quad \text{(III.74)}$$

Afin de démontrer la convergence asymptotique de l'observateur (III.70), considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V\big(e_1(t), e_y(t)\big) = e_1^T(t) P_1 e_1(t) + e_y^T(t) P_2 e_y(t) \quad \text{(III.75)}$$

Sa dérivée par rapport au temps le long de la trajectoire du système (III.74) en utilisant l'équation (III.71) et la contrainte (III.68) s'explicite :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1(t), e_y(t)) &= e_1^T(t)(\bar{A}_{11}^T P_1 + P_1 \bar{A}_{11}) e_1(t) \\ &+ e_y^T(t)((\bar{A}_{22}^s)^T P_2 + P_2 \bar{A}_{22}^s) e_y(t) \\ &+ 2e_1^T(t)\bar{A}_{21}^T P_2 e_y(t) + e_y^T(t) P_2 \bar{A}_{21} e_1(t) \\ &+ 2e_y^T(t) P_2 \nu(t) - 2e_y^T(t) P_2 \bar{R}_2 \xi(x,u,t) \end{aligned} \quad \text{(III.76)}$$

Proposition : il existe une matrice symétrique définie positive P_2, telle que les erreurs d'estimation (III.74) tendent asymptotiquement vers zéro.

Démonstration : soient $Q_1 \in R^{(n-p)\times(n-p)}$ et $Q_2 \in R^{p\times p}$ des matrices symétriques et définies positives. Définissons la matrice Qˆ symétrique et définie positive :

$$\hat{Q} = \bar{A}_{21}^T P_2 Q_2^{-1} P_2 \bar{A}_{21} + Q_1 \quad \text{(III.77)}$$

Soit $P_1 \in R^{(n-p)\times(n-p)}$ une matrice définie symétrique et positive, choisie comme unique solution de l'équation de Lyapunov suivante :

$$\bar{A}_{11}^T P_1 + P_1 \bar{A}_{11} = -\hat{Q} \quad \text{(III.78)}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov tenant compte de l'expression (III.78) s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \dot{V}\big(e_1(t), e_y(t)\big) = \; & -e_1^T(t)\hat{Q}e_1(t) - e_y^T(t)Q_2 e_y(t) + e_1^T(t)\bar{A}_{21}^T P_2 e_y(t) + \\ & e_y^T(t)P_2\bar{A}_{21}e_1(t) + 2e_y(t)^T(t)P_2\nu(t) - 2e_y^T(t)P_2\bar{R}_2\xi(x,u,t) \end{aligned} \quad \text{(III.79)}$$

On peut vérifier aisément que :

$$\begin{aligned} &\big(e_y(t) - Q_2^{-1}P_2\bar{A}_{21}e_1\big)^T Q_2 \big(e_y(t) - Q_2^{-1}P_2\bar{A}_{21}e_1(t)\big) = \\ &e_y^T(t)Q_2 e_y(t) - e_1^T(t)\bar{A}_{21}^T P_2 e_y(t) - e_y(t)^T P_2 \tilde{A}_{21} e_1(t) + e_1^T(t)A_{21}^T P_2 Q_2^{-1} P_2 \bar{A}_{21} e_1(t) \end{aligned} \quad \text{(III.80)}$$

En utilisant la relation (III.79), la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}\big(e_1(t), e_y(t)\big) = -e_1^T(t)\hat{Q}e_1(t) + e_1^T\bar{A}_{21}^T P_2 Q_2^{-1} P_2 \bar{A}_{21} e_1(t) - \\ \tilde{e}_y^T(t)Q_2\bar{e}_y(t) + 2e_y^T(t)P_2\nu(t) - 2e_2^T P_2 \bar{R}_2 \xi(x,u,t) \end{aligned}$$

Avec

$$\tilde{e}_y(t) = e_y(t) - Q_2^{-1}P_2\bar{A}_{21}e_1(t)$$

En utilisant l'équation (III.78), la dérivée de la fonction de Lyapunov s'écrit :

$$\dot{V}\big(e_1(t), e_y(t)\big) = -e_1^T(t)Q_1e_1(t) - \tilde{e}_y^T(t)Q_2\bar{e}_y(t) + 2e_y^T(t)P_2\nu(t) - 2e_y^T(t)P_2R_2\xi(x,u,t)$$

1. Supposons que l'erreur de sortie $e_y(t)$ soit non nulle. En utilisant l'expression (III.71) de la variable $\nu(t)$, la dérivée de la fonction *V* devient :

$$\dot{V}\big(e_1(t), e_y(t)\big) = -e_1^T(t)Q_1e_1(t) - \tilde{e}_y^T(t)Q_2\tilde{e}_y(t) - 2\rho\|R_2\|\|e_y^T(t)P_2\| - 2e_y^T(t)P_2R_2\xi(x,u,t)$$

En utilisant le fait que les entrées inconnues sont bornées, on a :

$$\begin{aligned}\dot{V}\big(e_1(t), e_y(t)\big) &\leq -e_1^T(t)Q_1e_1(t) - \tilde{e}_y^T(t)Q_2\tilde{e}_y(t) - 2\rho\|R_2\|\|e_y^T(t)P_2\| + 2\rho\|R_2\|\|e_y^T(t)P_2\| \\ &\leq -e_1^T(t)Q_1e_1(t) - \tilde{e}_y^T(t)Q_2\tilde{e}_y(t) < 0\end{aligned}$$

pour $\big(e_1(t), \tilde{e}_y(t)\big) \neq 0$

2. Supposons maintenant que l'erreur de sortie soit nulle, la fonction $\dot{V}(t)$ s'écrit alors :

$$\dot{V}\big(e_1(t), e_y(t)\big) = -e_1^T(t)Q_1e_1(t) - \tilde{e}_y^T(t)Q_2\tilde{e}_y(t) < 0$$

On a donc démontré que les erreurs $e_1(t)$ et $e_y(t)$ tendent vers zéro de façon asymptotique. En résumé, pour le système dynamique incertain :

$$\begin{cases}\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + R\xi(x,u,t) \\ y(t) = Cx(t)\end{cases} \qquad \text{(III.81)}$$

tel que $||\xi(x, u, t)|| \leq \rho$, l'observateur proposé permettant de s'affranchir des incertitudes s'écrit :

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu - G_l(\hat{y}(t) - y(t)) + G_n\nu(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t)\end{cases} \qquad \text{(III.82)}$$

$$\begin{cases} G_l = (\bar{T}\tilde{T})^{-1}\begin{pmatrix}\bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{22} - \bar{A}_{22}^s\end{pmatrix}, G_n = (\bar{T}\bar{T})^{-1}\begin{pmatrix}0 \\ \mathrm{I_p}\end{pmatrix} \\ \nu(t) = \begin{cases}-\rho\|\bar{R}_2\|\dfrac{P_2Ce(t)}{\|P_2Ce(t)\|} & \text{si } Ce(t) \neq 0 \\ 0 & \text{sinon}\end{cases} \\ e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)\end{cases} \qquad \text{(III.83)}$$

La structure de l'observateur (III.82) est différente de celle de Walcott et Zak (III.50) et (III.51), la variable glissante ν(t), qui compense les incertitudes du système (III.52), dépend de l'erreur de l'estimation de la sortie $e_y(t)$.

III.4 Exemple de simulation

Considérons un système dynamique linéaire à entrées inconnues :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Rw(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$$

Pour illustrer les résultats théoriques présentés dans cette section, $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$, $y(t) \in R^p$, $w(t) \in R^q$ sont le vecteur d'états, le vecteur des entrées connues, le vecteur des sorties mesurables, le vecteur des entrées inconnues du système précédent, respectivement. $A \in R^{n\times n}$,$B \in R^{n\times m}$, $R \in R^{n\times q}$, $B \in R^{n\times m}$,; $C \in R^{p\times n}$sont la matrice d'état, la matrice des entrées connues, la matrice d'influence des entrées inconnues et la matrice des sorties du système, respectivement. On suppose que R est de plein rang en colonne et la paire *(A, C)* est observable.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1.9333 & -1.9872 & 0.0091 \\ 0 & 36.9771 & 6.2589 & -0.1738 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.3205 \\ -1.0095 \end{bmatrix},$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.3205 \\ -1.0095 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

u = 10 et *w(t) = 30 sin (1.5t)*, et

$$T_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, T_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 3.1498 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T = T_1 T_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 3.1498 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \bar{A} = \begin{bmatrix} -0.1451 & 0 & 30.8877 & 0.4568 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -3.1498 \\ 3.6438 & 0.7770 & 21.2393 & -9.8549 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0.3205 \end{bmatrix}, \bar{R} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0.3205 \end{bmatrix}$$

Le gain $\bar{L}$ est choisi tel que les valeurs propres de $\bar{A}_{11} - \bar{L}\,\bar{A}_{21}$ sont à partie réelle négative qui est égal à [-20], alors on obtient :

$$L = \begin{bmatrix} 0 \\ 1.3907 \\ 5.0673 \end{bmatrix}$$

Les conditions initiales du système sont données par x(0) = (6, -3, 2, -1); et les conditions initiales de l'observateur sont données par $\hat{x}(t) = (0,0,0,0)$. Les résultats de simulation obtenue par cet observateur sont illustrés par les figures suivantes.

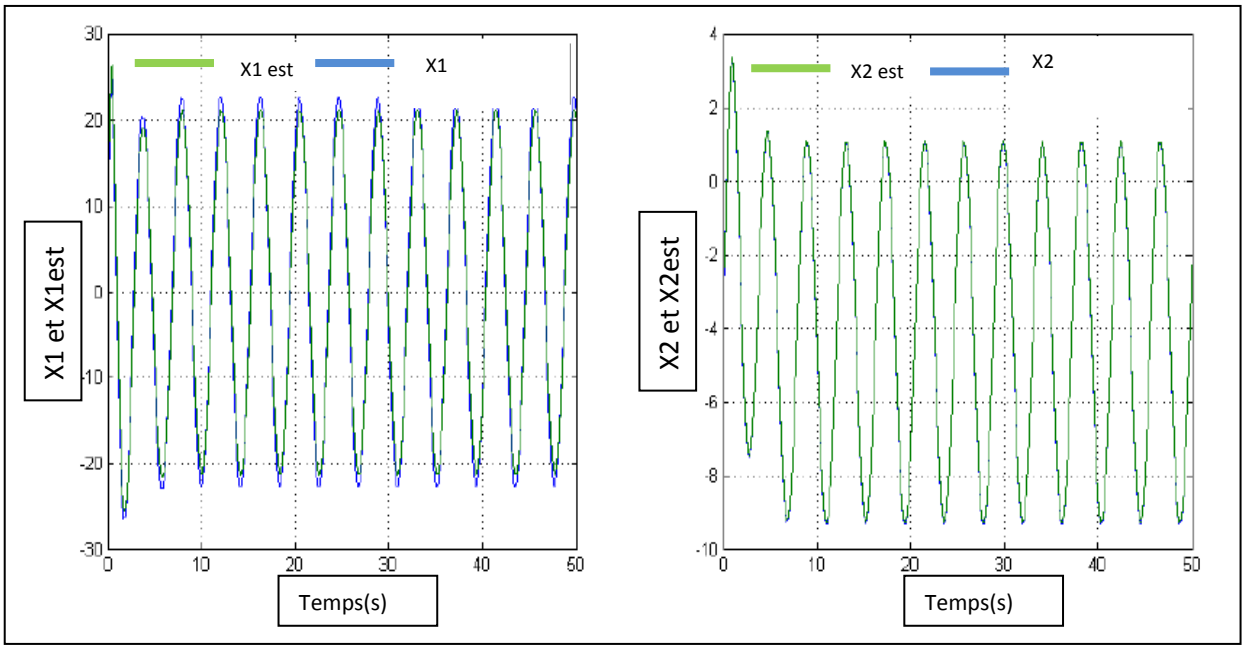


Figure III.6 Représentation de $x_1$et x_2 réels et $\hat{x}_1$, $\hat{x}_2$ estimés

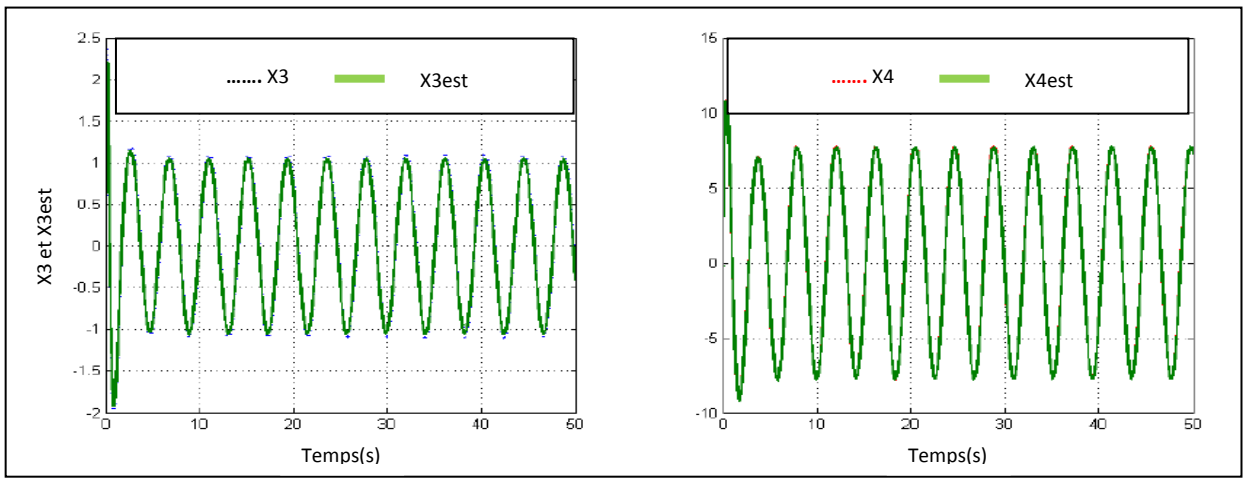


Figure III.7 Représentation de $x_3$et x_4 réels et leurs estimés$\hat{x}_3$, $\hat{x}_4$

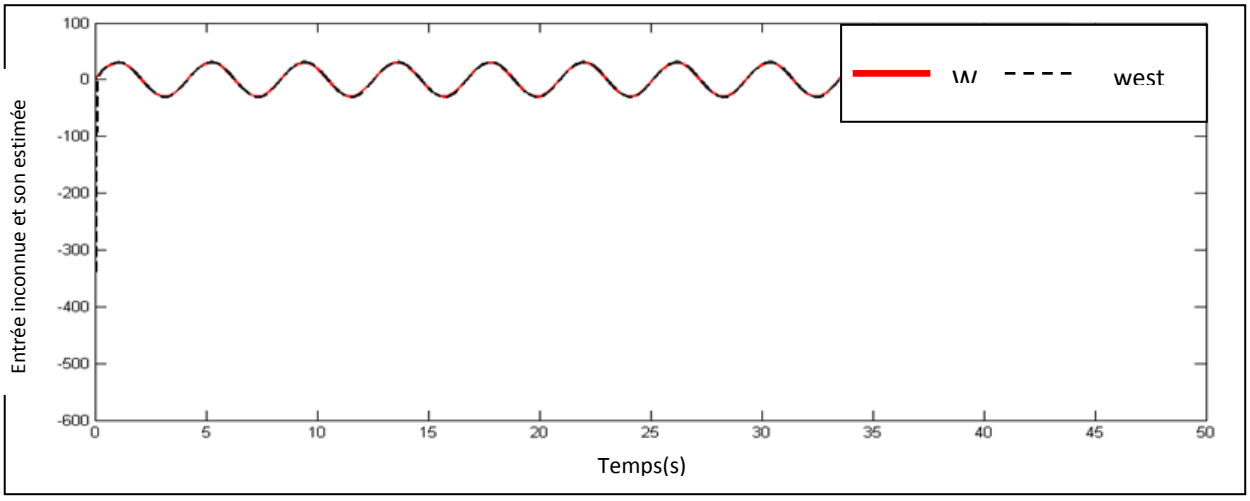


Figure III.8 Représentation de l'entrée inconnue w et son estimée $\hat{w}$

A partir de ces figures on constate que l'observateur en mode glissant permet l'estimation des états du système et l'estimation de l'entrée inconnue.

Notre choix de ce type d'observateurs se justifie par les bonnes propriétés qui peuvent être obtenues et parmi lesquelles nous citerons :

- Une convergence en temps fini vers la surface de glissement $s(x) = 0$ si entre autre les conditions d'attractivité vers cette surface sont vérifiées.
- Une réduction de dimension du système d'observation à $n - p$ états avec n la dimension de l'état x, et p la dimension du vecteur de sortie.
- Comme la fonction *signe* est équivalente à un grand gain au voisinage de l'origine, nous obtenons une certaine robustesse vis-à-vis d'erreurs de modèle et de perturbations bornées.

- Au début, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs de sortie $e_y = y(t) - \hat{y}(t)$ sont nulles. Cette étape est connue sous l'appellation de « mode d'atteinte ».
- Ensuite, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce mode est appelé « mode de glissement ». Durant cette étape, le gain de correction agit de manière à satisfaire la condition d'invariance suivante $\dot{S} = 0$ et $S = 0$.

III.5 Conclusion

Ce chapitre nous avons fait le point sur les techniques envisageables de conception d'un observateur permettant d'estimer, à partir de mesures issues des capteurs physiques instrumentant un système et d'un modèle dynamique de ce système, des variables non accessibles à la mesure. Que ce soit dans un cadre à temps continu ou à temps discret, que ce soit à partir d'un modèle linéaire ou non linéaire, les variables à estimer doivent nécessairement être liées à un modèle d'état du système. En mettant l'accent sur la reconstruction de fonctions de variables d'état d'un système, on est conduit directement à la conception d'algorithmes d'observation à mettre en œuvre pour obtenir des capteurs logiciels qui ne demandent pas l'utilisation de capteurs physiques supplémentaires.

Chapitre IV
Approche co-conception, communication et diagnostic à base d’observateur par mode glissant

Chapitre IV Approche co-conception, communication et diagnostic à base d'observateur par mode glissant

IV.1 Introduction

La Co-conception (co-design) dans les SCR consiste à optimiser plusieurs contraintes en même temps. Dans la littérature des SCR le problème de co-design peut aller jusqu'à l'optimisation de 5 critères :

- le module de commande/diagnostic,
- la communication,
- le calcul,
- la complexité de conception
- la consommation d'énergie.

Actuellement, les travaux sur la co-conception sont plutôt d'élaborer une fonction de coût à optimiser qui reprend les caractéristiques du système lorsque l'on cherche à commander le réseau, ou inversement si l'on souhaite développer une commande du système.

Un point important souligné par [155] dans la co-conception est le développement de simulateurs qui soient communs au monde de l'automatique et au monde du réseau.

Dans [156] l'approche de co-design consiste à la conception d'un algorithme de diagnostic robuste puis à adapter l'utilisation des ressources alors que [157] propose des mécanismes en ligne de QdS permettant d'adapter les ressources de communication aux exigences des boucles de régulation.

La co-conception d'un SCR qu'on va traiter dans ce chapitre est consacrée au co-design diagnostic-communication comme indique la figure IV.1 en adoptant l'observateur mode glissant comme une approche robuste de diagnostic tout en intégrant la transmission événementiel au niveau de la communication des mesures donc on va combiner l'estimation du système avec une amélioration au niveau de la transmission des données dans le but de conserver de l'énergie et assurer une estimation parfaite du système.

De nombreuses méthodes de conception d'estimateurs sont élaborées en supposant que le vecteur de mesure est disponible périodiquement. Cependant, les capteurs ne sont pas en mesure de transmettre les valeurs de l'estimateur alternativement, pour plusieurs raisons, telles qu'une bande passante réseau limitée et une consommation d'énergie élevée de l'unité radio pour le boîtier des capteurs sans

fil. Dans ce cas, l'échantillonnage périodique classique peut être remplacé par une technique basée sur les événements. Ce dernier, assure des performances d'estimation acceptables avec des ressources réseau limitées.

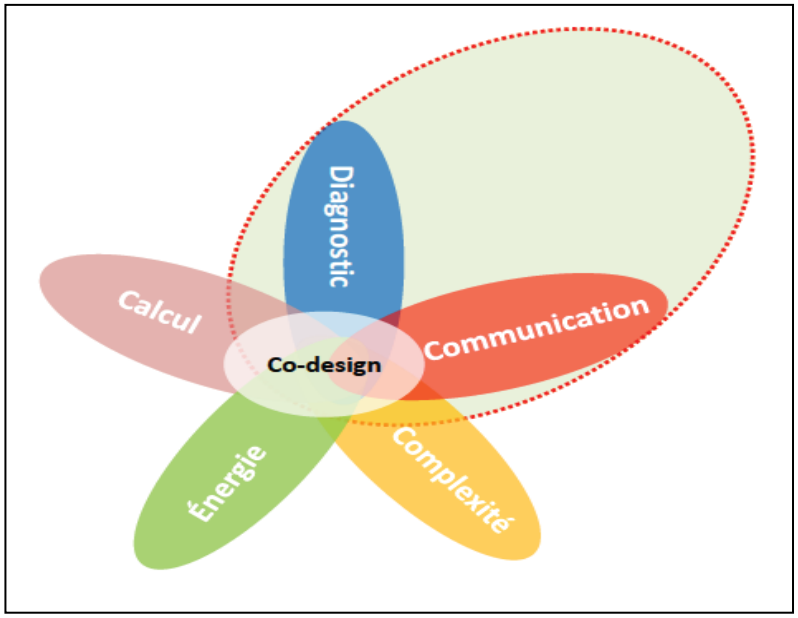


Figure IV.1 La co-conception dans un SCR

Dans ce chapitre, nous illustrons comment atteindre un équilibre souhaité entre la qualité de l'estimation d'état et le débit de communication capteur-estimateur. Cela a conduit à l'utilisation de méthodes d'observation robuste et dans ce contexte, L'observateur mode glissant est un outil très populaire. Ce dernier est proposé avec l'idée de conduire la dynamique d'un système vers une variété glissante, c'est-à-dire une variété intégrale avec un temps d'atteinte limité [158]. Le premier mode glissant a été discuté dans [159], [147], et [160]. De plus, certains SMO (sliding mode observer) ont des propriétés intéressantes similaires à celles du filtre de Kalman (c'est-à-dire la résilience au bruit) [161], et avec une implémentation plus simple dans [162]. Parfois, cette conception peut être réalisée en appliquant la méthode de contrôle équivalente en [163], [164], permettant la proposition d'observateurs robustes au bruit, puisque le contrôle équivalent est légèrement affecté par les mesures bruyantes.

Une caractéristique clé de l'observateur Utkin [143] est l'introduction d'une fonction de commutation dans l'observateur pour obtenir un mode glissant et également une dynamique d'erreur stable.Pour une meilleure utilisation des ressources de communication et de traitement partagées, ou pour réduire les coûts matériels, nous traitons des conceptions basées sur des événements.

Le domaine du contrôle et de l'estimation basés sur les transmissions événementielles s'est considérablement développé au cours des dernières décennies [165], [166], et [167].

Dans [168] une approche déclenchée par les événements a été utilisée pour déclencher la transmission de données d'un capteur à un observateur distant.

Cogill [169] a examiné un problème d'ordonnancement des données de capteur et a utilisé une politique de rétroaction pour choisir les temps de transmission, ce qui offre un compromis entre le débit de communication et l'erreur d'estimation.L'objectif de [170] était de développer des mécanismes de transmission prédictifs pour l'estimation d'état basée sur les événements.

La contribution principale de ce travail est l'introduction d'une technique basée sur les transmissions événementielles et une optimisation de la conception de la communication avec une estimation correspondante en adoptant le mode glissant, à partir duquel nous obtenons une qualité d'estimation élevée avec une faible consommation d'énergie par minimisation des capteurs à la communication de l'estimateur [171]. Le reste de ce chapitre est organisé comme suit :

Dans la section 2, nous fournissons la formulation du problème.

Dans la section 3, nous dérivons l'observateur mode glissant simple pour un planificateur de données de capteur basé sur des événements.

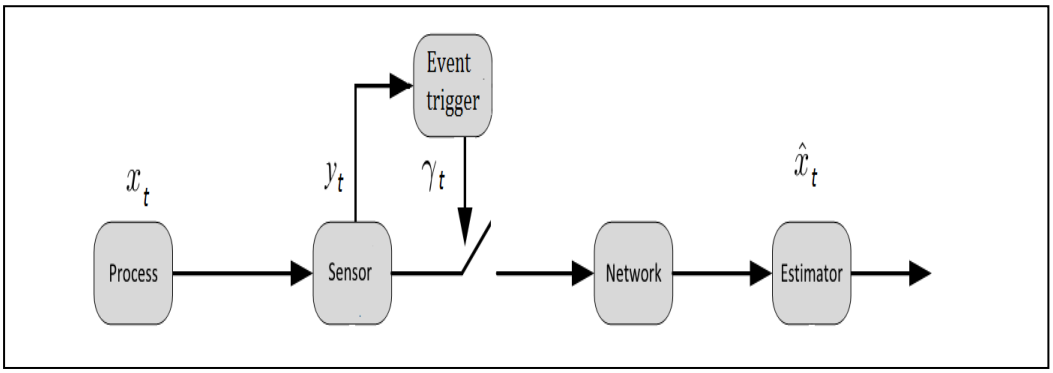
Dans la section 4, nous démontrons le taux de communication et la conception du seuil.

Dans la section 5, nous traitons de l'optimisation de la conception de la communication.

Quelques remarques finales sont données

IV.2 Formulation du problème

Le processus d'estimation d'état mode glissant basé sur la transmission événementielle est illustré sur la figure IV.2.



FigureIV.2 Estimation de l'état du mode glissant basé sur transmission événementielle

Considérons d'abord un système linéaire nomina

$$\begin{cases} \dot{x}_t = Ax_t + Bu_t \\ y_t = Cx_t \end{cases} \quad (IV.1)$$

Où: $x \in \mathfrak{R}^{n_x}$, $\mathcal{Y} \in \mathfrak{R}^{n_y}$, $u \in \mathfrak{R}^{n_u}$ les matrices A, B, C sont de dimensions appropriées.

Sans perte de généralité, supposons $C \in \mathcal{R}^{n_y \times n_x}$que le rang de ligne est complet, ce qui signifie que chacune des sorties mesurées est indépendante. Soit,$\mathcal{E}_t \triangleq \mathcal{Y}_t - \mathcal{Y}_{\mathcal{T}_t}$ où$\mathcal{T}_t$ désigne l'instant de temps précédent lorsque la mesure du capteur est transmise défini comme suit:

$$\mathcal{T}_\tau = \begin{cases} \mathcal{T}_t^- & \text{if } y_t = 0 \\ t & \text{if } y_t = 1 \end{cases}, \text{and } \mathcal{T}_0^- = 0 \qquad \text{(IV.2)}$$

Où $\mathcal{T}_t^-$ désigne la limite $\mathcal{T}_\tau$ gauche de l'instant, le principal avantage de l'utilisation des conditions d'envoi en sur delta est que la communication de retour de l'estimateur n'est pas nécessaire car les conditions ne dépendent que des mesures du capteur. Ce fait réduit le coût du matériel et de la consommation d'énergie et facilite l'implantation des schémas de transmission événementielle des mesures.

L'objectif est d'obtenir une estimation de l'état x_t basée uniquement sur la connaissance des quantités $y_{\mathcal{T}_t}$et u_t. Dans la forme la plus simple d'observateur à mode glissant, au lieu de renvoyer l'erreur de sortie entre l'observateur et le système de manière linéaire, l'erreur de sortie est renvoyée via un signal commuté discontinu. De plus, nous considérons le planificateur de données de capteur événementiel EB (event based) suivant:

$$\gamma_t = \begin{cases} 0, & \text{if } \|\epsilon_t\|_\infty \leq \varsigma, \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \qquad \text{(IV.3)}$$

Où $\varsigma \leq \infty$ est un seuil prédéfini et ϵ_t l'erreur de sortie.

L'objectif de ce travail est de trouver ou de se rapprocher d'une estimation d'état optimal du planificateur de données de capteur événementiel EB (event based) (IV.2), que l'on appelle différemment approche événementiel d'estimation d'état non linéaire. Dans la section suivante, la co-conception d'un observateur mode glissant du problème d'estimation d'état par approche événementiel est présentée.

IV.3 Observateur mode glissant basé les événements

IV.3.1 Transformation de similarité : Considérons la transformation de cordonnées $\mathbf{x = T_c^{-1}x}$ associée à la matrice inversible:$T_c = \begin{bmatrix} N_C^T \\ C \end{bmatrix}$ (IV.4)

Où $N_c \in \mathcal{R}^{n_x \times (n_x - n_y)}$ est une matrice de rang de colonne complète composée avec la base d'espace nul de C. Par substitution$det(T_C) \neq 0$, on applicant le changement de coordonnéesx $= T_c^{-1}x$, nous obtenons:

$$\begin{cases} T_c^{-1}\dot{x}_1(t) = AT_c^{-1}x_1(t) + Bu(t) \\ \mathcal{Y}(t) = CT_c^{-1}x_1(t) \end{cases} \quad (IV.5)$$

Par conséquent:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = T_cAT_c^{-1}x_1(t) + T_cBu(t) \\ \mathcal{Y}(t) = CT_c^{-1}x_1(t) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Le triplet (A,B,C) sous la forme:

$T_cAT_c^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$, $T_cB = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}$, $CT_c^{-1} = [0 \quad I]$, nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = \check{A}x_1(t) + \check{B}u(t) \\ \mathcal{Y}(t) = \check{C}x_1(t) \end{cases} \quad (IV.7)$$

Où:

$$\check{A} = T_cAT_c^{-1};\ \check{B} = T_cB \text{ et} \check{C} = CT_c^{-1} = [0 \quad I_p] \quad (IV.8)$$

Utkin a proposé un observateur pour (IV.2) et de la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_t = A\hat{x}_t + Bu_t + G_nv \\ \hat{\mathcal{Y}}t = C\hat{x}_t \end{cases} \quad (IV.9)$$

Où: $(\hat{x}, \hat{\mathcal{Y}})$ sont les estimations de x, $\mathcal{Y}$ et V est un terme d'injection discontinue.

Définissons $e_t = \hat{x}_t - x_t$ and $\check{e}_y(t) = \hat{\mathcal{Y}}t - \mathcal{Y}_{\mathcal{T}_t}$ comme les erreurs d'estimation d'état et d'estimation de sortie, respectivement. Le terme *V*est défini par composant comme:

$$v_i = \rho sign(\tilde{e}_{y,i}), i = 1, \ldots, p \quad (IV.10)$$

Où: ρest un scalaire positif et $\tilde{e}_{y,i}$ représente le i ème composant de $\tilde{e}_y$.

Le terme *V*est conçu pour être discontinu par rapport à la surface de glissement $S = \{e: Ce = 0\}$ pour forcer les trajectoires de e (t) sur S dans un temps fini.

Supposons sans perte de généralité que le système est déjà dans la coordonnée associée à (IV.8), alors le gain G_n a la structure suivante:

$$G_n = \begin{bmatrix} L \\ -I_p \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

Où: $L \in \mathcal{R}^{(n_x - n_y) \times n_y}$ représente la liberté de conception. Il découle de la définition de e (t) et de l'équation (IV.1). Le système d'erreur est donné par:

$$\acute{e}(t) = Ae(t) + G_nv \quad (IV.12)$$

À partir de la structure de la matrice de distribution de sortie C dans (IV.8) l'erreur d'estimation d'état peut être partitionnée comme : $e = \text{col}\,(e_1, e_y)$ avec : $e_1 \in \mathcal{R}^{n_x - n_y}$.

Par conséquent, le système d'erreur de (IV.12) peut être écrit sous la forme:

$$\acute{e}_1(t) = A_{21}e_1(t) + A_{12}e_y(t) + Lv \quad \text{(IV.13)}$$

$$\acute{e}_y(t) = A_{21}e_1(t) + A_{12}e_y(t) - v \quad \text{(IV.14)}$$

De plus, l'équation (IV.14) peut être écrite par composants comme:

$$\acute{e}_{y,i}(t) = A_{21,i}e_1(t) + A_{22,i}e_y(t) - \text{psign}(\tilde{e}_{y,i}) \quad \text{(IV.15)}$$

Où: $A_{21,i}$ et $A_{22,i}$ représente le i_{th}rangéesde A_{21} et A_{22} respectivement.

Pour développer les conditions dans lesquelles le glissement aura lieu, la condition d'accessibilité sera testée, on remarqueque :

$e_{y,i} = y_i - \tilde{y}_i$ et $\tilde{e}_{y,i} = y_{t,i} - \tilde{y}_i$.

Le $e_{y,i} - \tilde{e}_{y,i} = y_i - y_{t,i}$

De l'inégalité (IV.3) on obtient :

$$|e_{y,i}| - \zeta \leq |\tilde{e}_{y,i}| \quad \text{(IV.16)}$$

De (IV.15) et (IV.16) nous obtenons:

$$e_{y,i}\dot{e}_{y,i} = e_{y,i}(A_{21,i}e_1 + A_{22,i}e_y) - \rho|(\tilde{e}_{y,i})| \quad \text{(IV.17)}$$

$$\leq e_{y,i}(A_{21,i}e_1 + A_{22,i}e_y) - \rho|(e_{y,i})| + \rho\zeta \quad \text{(IV.18)}$$

$$< -|(e_{y,i})|(\rho - |(A_{21,i}e_1 + A_{22,i}e_y)| - \frac{\rho\zeta}{|(e_{y,i})|} \quad \text{(IV.19)}$$

À condition que le scalaire p soit choisi suffisamment grand pour que:

$$p > |(A_{21,i}e_1 + A_{22,i}e_y)| - \frac{\rho\zeta}{|(e_{y,i})|} + n \quad \text{(IV.20)}$$

Où le scalaire: $n \in \mathfrak{R}_+$, alors :$e_{y,i}\dot{e}_{y,i} < -n|e_{y,i}|$ (IV.21)

C'est la condition état-joignabilité et implique que $e_{y,i}$ convergera vers zéro en temps fini. Quand chaque composant de $e_y(t)$ a convergé vers zéro, un mouvement de glissement a lieu sur la surface S.

Remarque: Notez qu'il ne s'agit pas d'un résultat global. Pour toute donnée, il existera une condition initiale de l'observateur (représentant typiquement la très mauvaise estimation des conditions initiales de l'installation) de sorte que (IV.18) ne soit pas satisfaite.

Pendant le mode glissant, $e_y(t) = \dot{e}_y(t) = 0$, et le système d'erreur défini par (IV.13) et (IV.14) peut être écrit sous forme réduite comme:

$$\dot{e}_1(t) = \left(A_{11}e_1(t) + Lv_{eq}\right) \quad \text{(IV.22)}$$

$$0 = \left(A_{21}e_1(t) + v_{eq}\right) \quad \text{(IV.23)}$$

Où: v_{eq} est l'injection d'erreur de sortie dite équivalente qui est nécessaire pour maintenir le mouvement de glissement. C'est l'analogue naturel du contrôle équivalent. Remplacer par v_{eq} à partir de (IV.20) et (IV.21) donne l'expression suivante pour le mouvement de glissement d'ordre réduit:

$$\dot{e}_1(t) = (A_{11} + LA_{21})e_1(t) \quad \text{(IV.24)}$$

Ceci représente le mouvement d'ordre réduit (de l'ordre (n_x-n_y)dynamique qui régit le mode glissant. On peut montrer si (A, C) est observable alors (A_{11}, A_{21}) est également observable, et une matrice L peut toujours être choisie pour assurer que le mouvement d'ordre réduit dans (IV.22) est stable.

IV.3.2 Taux de communication et conception du seuil:

Définissons le débit de communication moyen du capteur comme suit:

$$\gamma = \limsup_{T\to+\infty} \left(\frac{1}{T+1}\right) \int_{t=0}^{T} \gamma_t dt \quad \text{(IV.25)}$$

Le taux moyen γ donne une description générale de l'utilisation du réseau. Nous avons à la fois le taux moyen et la conception de l'observateur dépend du seuil ζ. Nous travaillerons sur le choix du seuil pour obtenir un compromis souhaitable entre le débit de communication et la qualité d'estimation.

Dans la suite, nous considérons le choix du seuil ζ, donnée en (IV.3), afin de parvenir à un compromis souhaitable entre le taux de communication et la qualité de l'estimation.

IV.3.3 Optimisation de la conception des communications :

Dans cette section, nous décrivons le compromis qui existe entre la qualité d'estimation et l'utilisation de la bande passante du réseau en tant que problème d'optimisation contraint. Pour cela, nous définissons les fonctions de coûts suivantes $f_1$et f_2.

Par conséquent :

$$f_1(\zeta) = \gamma \quad \text{(IV.26)}$$

f_1 : est liée au nombre de paquets de mesure du capteur transmis [171].

$$f_2(\zeta) = \lim_{T\to+\infty} \sqrt{\frac{1}{T+1} \int_{t=0}^{T} e_y(t)^2 dt} \quad \text{(IV.27)}$$

où f_2 est un indice de rendement RMS d'erreur d'estimation [171]. Enfin, les deux fonctions peuvent être utilisées pour formuler un indice de performance général comme suit :

$$f(\zeta) = Qf_1(\zeta) + Rf_2(\zeta) \quad \text{(IV.28)}$$

Où, Q et R des matrices utilisées pour pénaliser respectivement le nombre de paquets transmis et la qualité de l'estimation. Le problème de co-conception peut être formulé comme suit :

$$\zeta^* = \text{argmin} f(\zeta) \quad \text{(IV.29)}$$

Comme il s agit d'un problème d'optimisation non linéaire nous somme contraint d utiliser une méthode métaheuristique au lieu d'une méthode analytique. Nous avons utilisé un algorithme génétique sous Matlab afin de génère une population de points de ζ à chaque itération. Le meilleur point ζ de la population permet d'approcher une solution optimale.

IV.4 Résultats de simulation

Dans cette section, nous illustrons l'efficacité de notre approche de co-conception proposée avec un exemple numérique ; nous montrerons des simulations.

Pour les besoins de la simulation, considérons un système linéaire nominal décrit par (IV.1) modélisé par :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.30)}$$

Ce qui représente un oscillateur harmonique simple, pour simplifier, on suppose$u(t) = 0, D = 0$, un choix appropriépour$\rho = 1,\ Q = 5,\ R = 1$. La condition initiale est choisie pour prendre en compte les paramètres suivants pour le système $x_0 = [0.5\,;\, -0.8]^T$et l'observateur ayant une condition initiale nulle [171]. La figure IV.3 montre le diagramme de simulation utilisant Matlab / Simulink. Version

R15.a en utilisant un solveur à pas variable ode45, Dormand Prince, avec le processeur Intel (R) Core (TM) i5-8250U CPU @ 1,60 GHz 1,80 GHz [171].

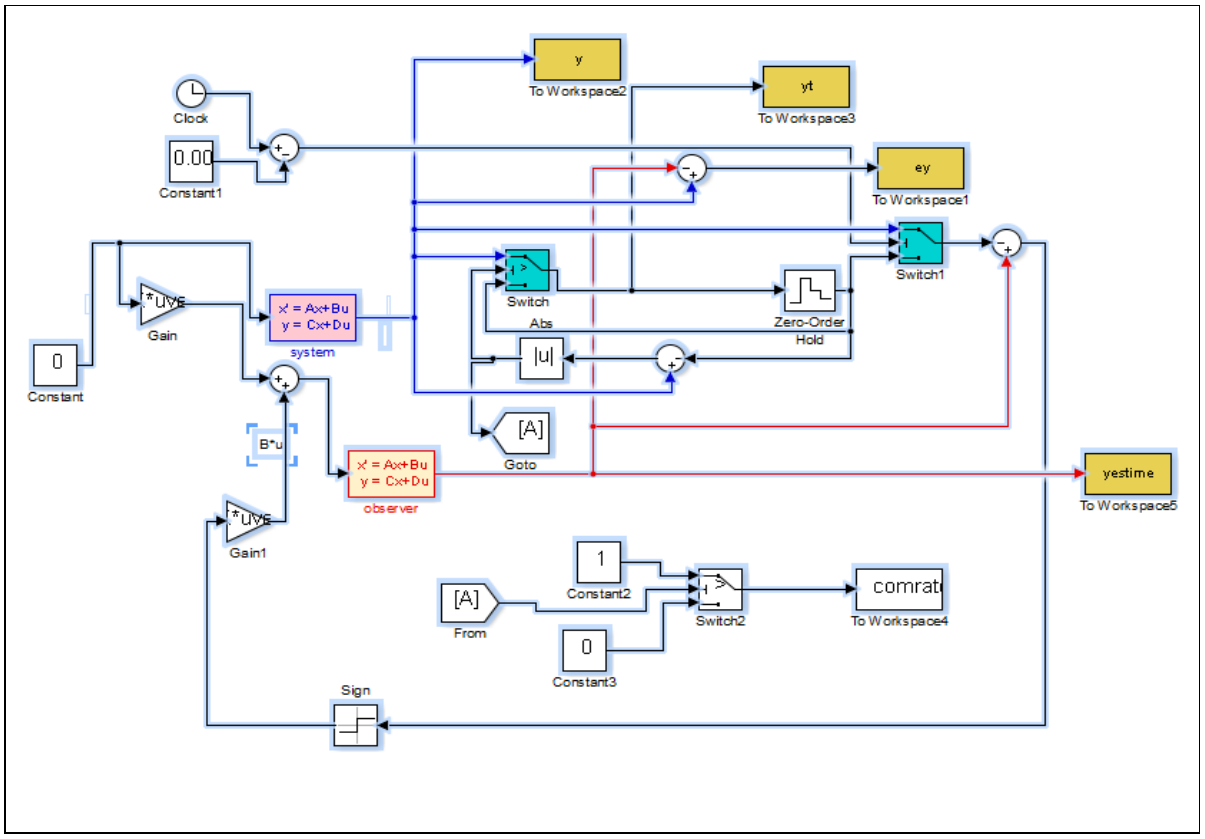


Figure IV.3 Diagramme de simulation

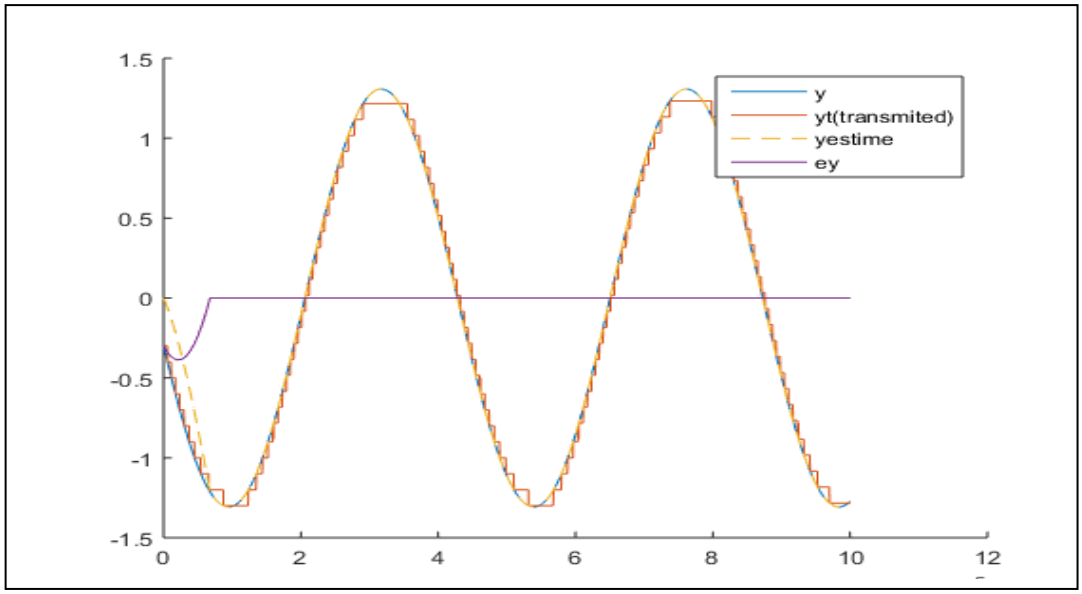
IV.4.1 Optimisation de la consommation d'énergie :

Nous mettons dans le Tableau IV.1 les résultats de simulation pour différentes valeurs ζmême optimales en donnant la priorité à la minimisation de la consommation d'énergie.

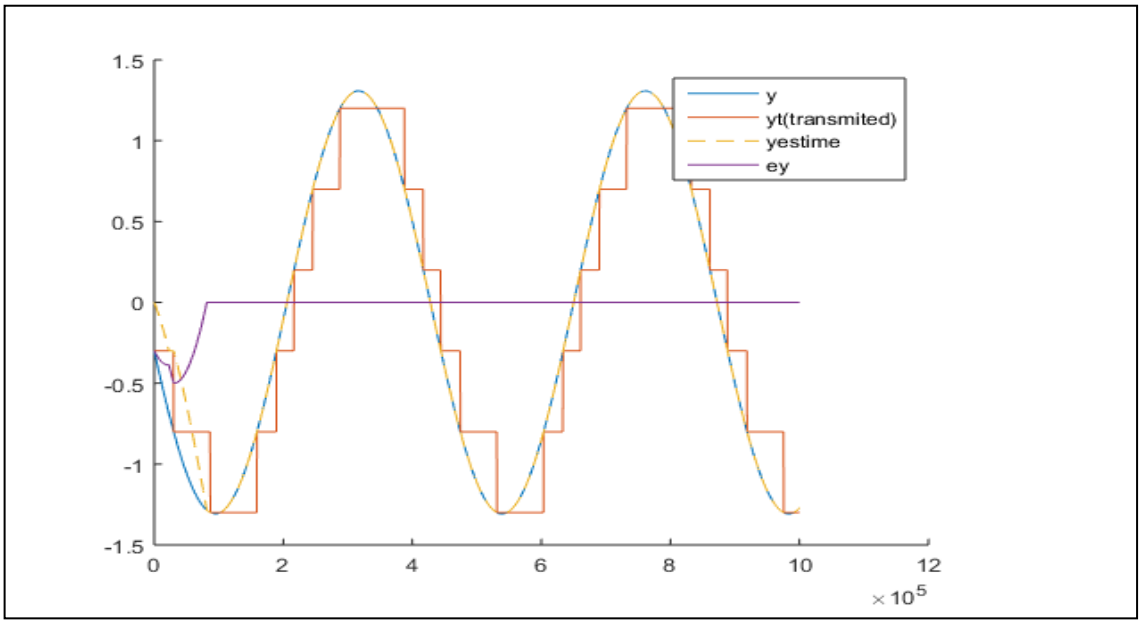
Tableau IV.1 Résultats de simulation pour différentes valeurs de ζ en donnant la priorité minimisation de l'énergie

	Différentesvaleurs deζen donnant priorité à la minimisation de l'énergie			
	ζ	***rms(ey)***	***Nombrede transmission***	***Fonctionobjectif***
1er cas	**0.1**	**0.0801**	**115**	**0.0806**
2eme cas	**0.50**	**0.1059**	**22**	**0.1060**
3eme cas	**1.50**	**0.3139**	**3**	**0.3139**
Cas optimale	**0.9409**	**0.2291**	**9**	**0.2586**

Les figures (IV.4, IV.5, IV.6 et IV.7) montrent la sortie du système y_t, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$et l'estimation de la sortie $y_{estimé}$ pour différentes valeurs de ζ. La figure IV.7 est le cas optimal après rapprochement de1,3 s, un excellent suivi de la sortie se produit et l'erreur d'estimation de sortie ey devient nul après 1,0 s. Les sorties transmises sont minimisées. Ceci indique une qualité d'estimation élevée avec minimisation de la consommation d'énergie [171].



FigureIV.4 La sortie yt, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, l'erreur d'estimation de sortie e_y et l'estimation de la sortie y_{estime} 1^{er} cas



FigureIV.5 La sortie yt, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, l'erreur d'estimation de sortie e_y et l'estimation de la sortie y_{estime} 2^{eme} cas

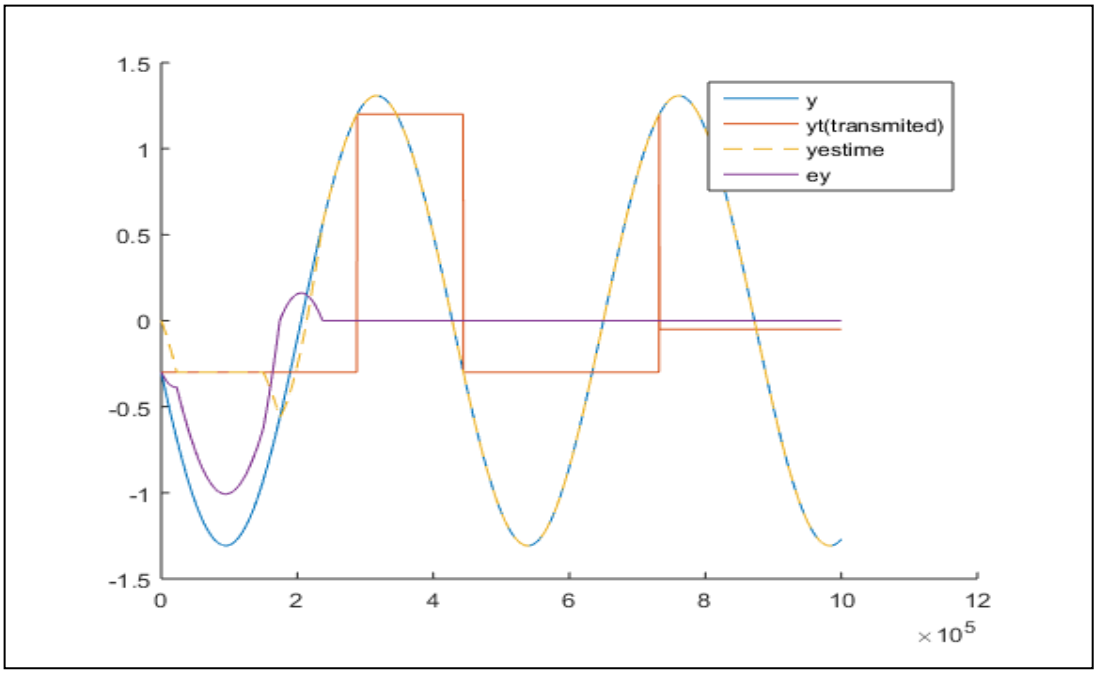


Figure IV.6 La sortie $y_{t,}$ la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, the transmitted output e_y et l'estimation de la sortie y_{estime} 3eme cas

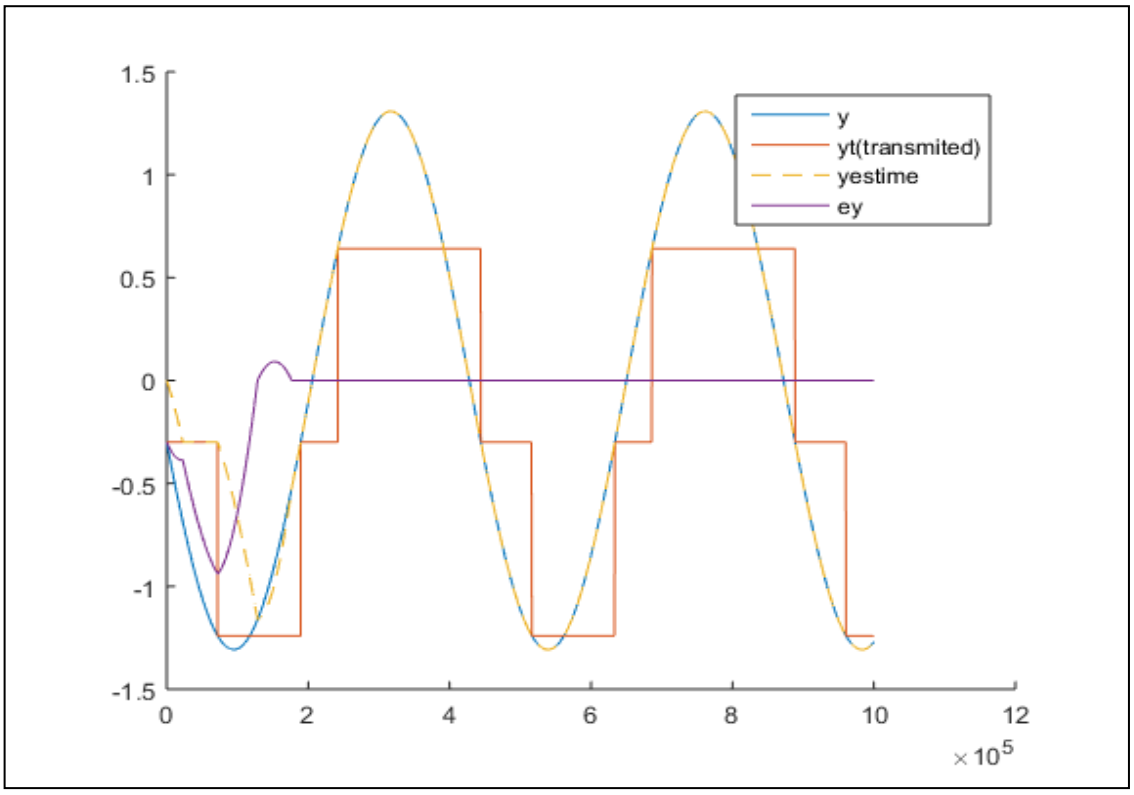


Figure IV.7 La sortie y_t, la sortie transmise$y_{\mathcal{T}_t}$, l'erreur d'estimation de sortie $e_y$et l'estimation de la sortie y_{estime} cas optimal

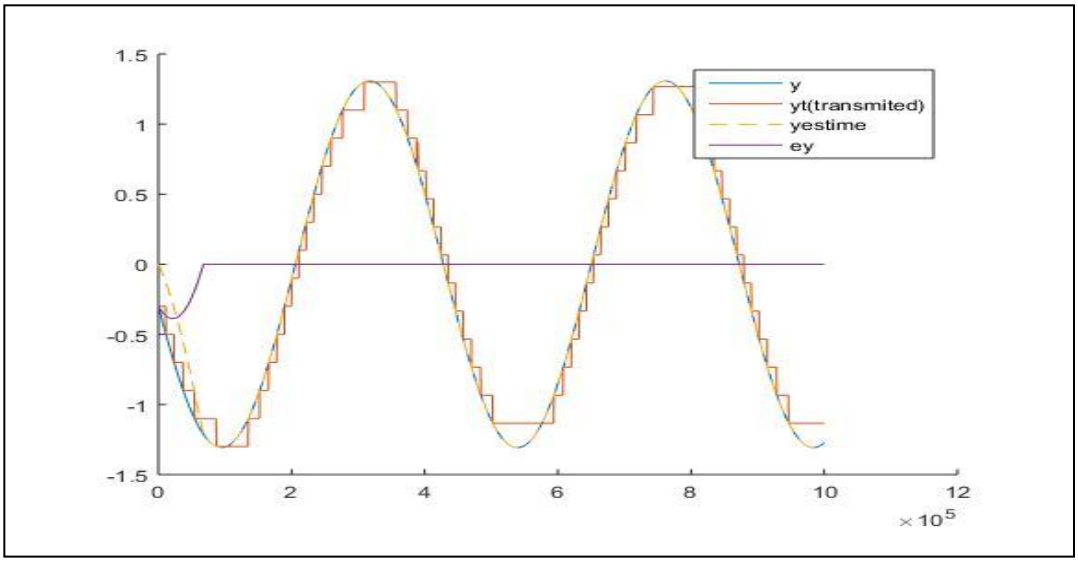
IV.4.2 Optimisation de l'estimation d'état :

Donnons maintenant la priorité à l'estimation plutôt qu'à la minimisation de l'énergie avec $Q = 1, R = 5$. Nous mettons dans le Tableau IV.2 les résultats de la simulation pour différentes valeurs deζ même optimales.

TABLEAU IV.2 Résultats de simulation pour différentes valeurs de ζ en donnant priorité à la qualité de l'estimation

	Différentes valeurs de ζavec priorité à l'estimation d'état			
	ζ	***rms(ey)***	***Nombre de transmission***	***Fonction objectif***
1er cas	**0.20**	**0.0801**	**57**	**0.4004**
2eme cas	**1.00**	**0.2585**	**10**	**1.2926**
3eme cas	**1.50**	**0.3139**	**3**	**1.5693**
Casoptimal	**0.70**	**0.1564**	**14**	**0.7821**

Les figures (IV.8, IV.9, IV.10 et IV.11) représentent la sortie du système yt, la sortie du système transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, et l'estimation de sortie y_{estime}, pour différentes valeurs de ζ. La figure IV.11 montre le cas optimal qui démontre clairement une haute qualité d'estimation toujours avec une minimisation de la transmission des capteurs$y_{\mathcal{T}_t}$ [171].



FigureIV.8 La sortie y_t, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, l'erreur d'estimation de sortie e_y et l'estimation de la sortie y_{estime} 1er cas

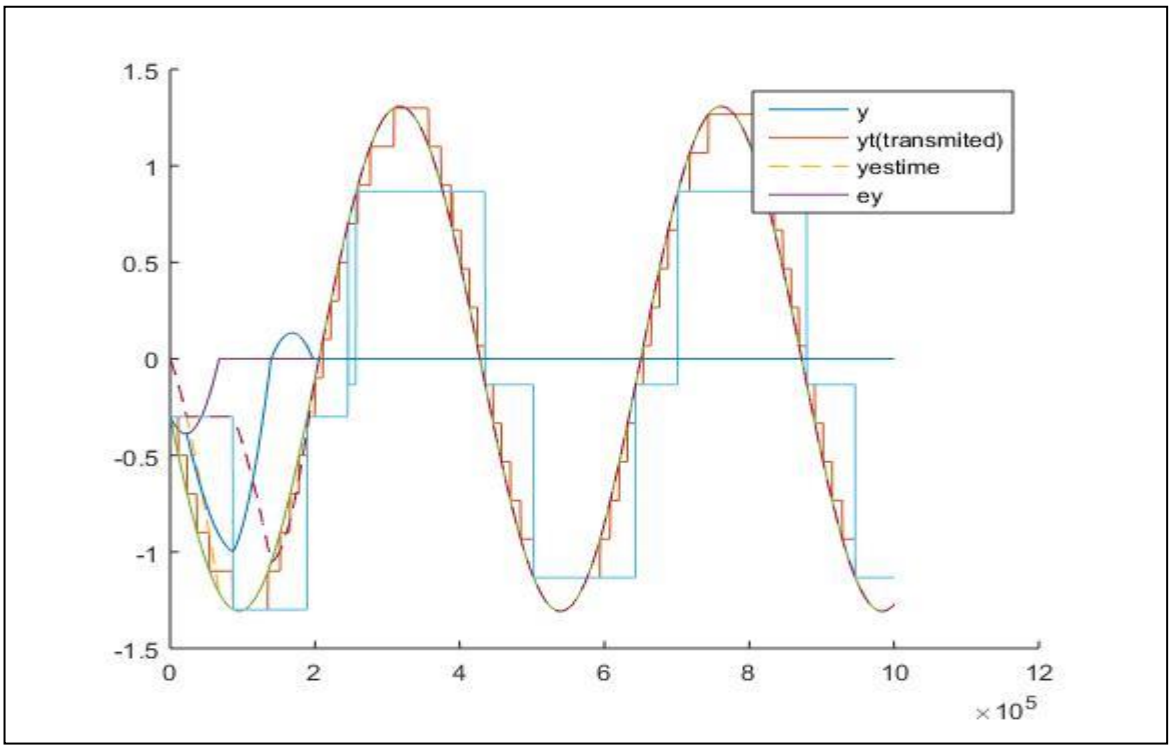


Figure IV.9 La sortie y_t, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, l'erreur d'estimation de sortie $e_y$et l'estimation de la sortie y_{estime} 2eme cas

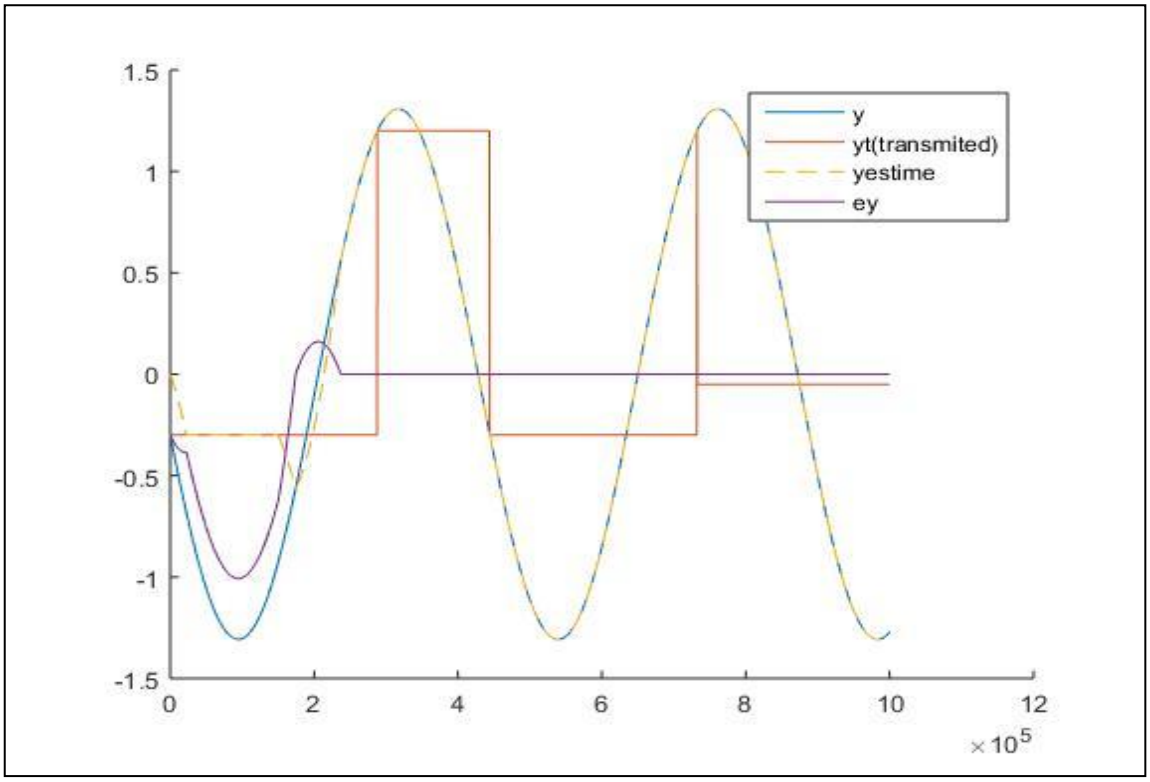


Figure IV.10 La sortie y_t, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, l'erreur d'estimation de sortie $e_y$et l'estimation de la sortie y_{estime} 3eme cas

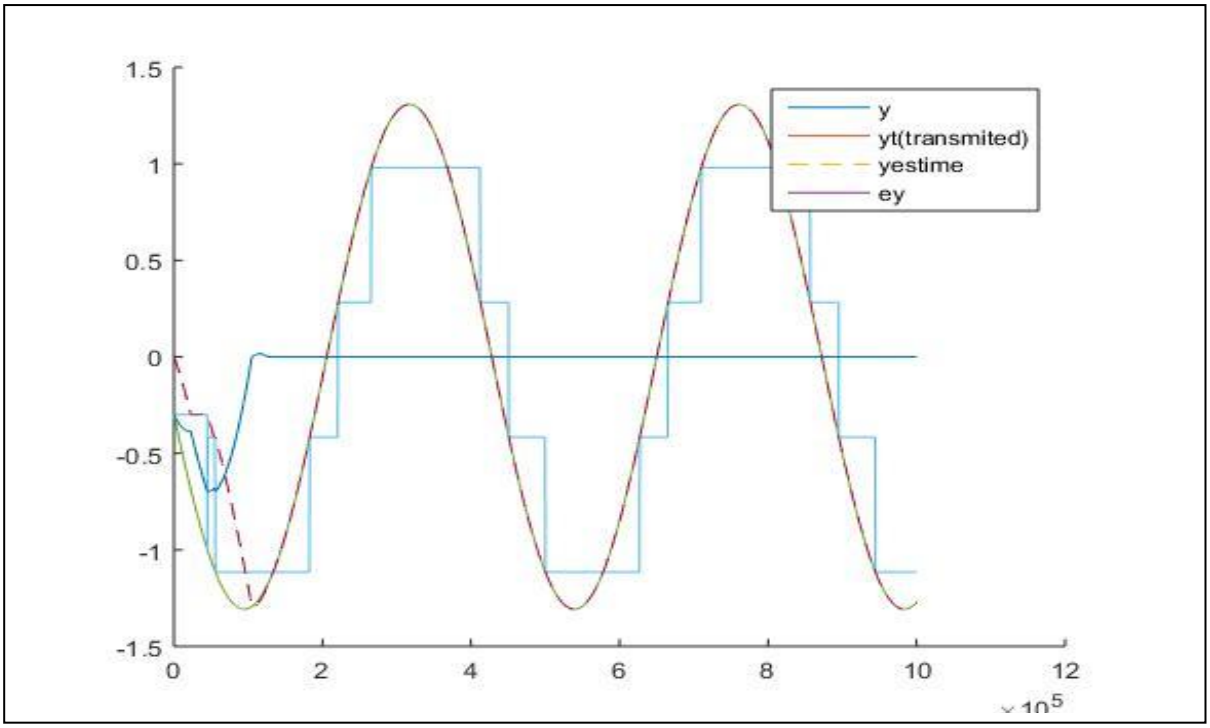


Figure IV.11 La sortie y_t, la sortie transmise $y_{\mathcal{T}_t}$, l'erreur d'estimation de sortie $e_y$et l'estimation de la sortie y_{estime} cas optimal

IV.5 Conclusions

En raison des avantages vérifiés en termes de réduction de la consommation d'énergie et d'une meilleure utilisation des ressources par rapport aux conceptions traditionnelles, les méthodes d'estimation par transmission événementielles des mesures peuvent être largement adoptées dans les applications industrielles.

Par exemple, pour obtenir une estimation d'état optimale sur un réseau partagé, nous utilisons un observateur mode glissant associé à un mécanisme de transmission événementielle. Il est montré que par l'introduction d'une technique basée sur les événements et une optimisation de conception de communication avec un estimateur correspondant en adoptant le mode glissant, une diminution de l'erreur d'estimation et une réduction significative de la transmission du capteur peuvent être obtenues.

Les résultats de la simulation, illustrent l'efficacité de l'observateur de mode glissant proposé en termes d'erreur d'estimation décroissante et une réduction significative des informations transmises par le capteur donc une réduction de consommations d'énergie.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

La sécurité des systèmes et la consommation d'énergie sont aujourd'hui une préoccupation primordiale. L'objectif de cette thèse est de proposer des méthodes de conception pour les systèmes contrôlés en réseaux SCR. Ces méthodes doivent assurer une meilleure performance sous contrainte de ressources réseau. Pour atteindre cet objectif, nous avons étudié la co-conception en traitant la problématique de l'optimisation de l'estimation d'état et de la consommation d'énergie des SCR.

Deux points ont fait l'objet de notre étude. Le premier est d'utilisé un outil performant de l'Automatique qui permet d'estimer le comportement dynamique de certaines variables indisponibles à la mesure. Le deuxième est d'assurer une consommation d énergie minimale qui constitue un élément essentiel de toute procédure d'automatisation.

Dans la première partie de ce présent document, un etat de l'art sur les systèmes contrôlé en réseau (SCR) a été fourni, ainsi que les différents types d'imperfections qui affectent les SCR on était discutés aussi.

Ces imperfections sont : les erreurs de quantification, les pertes de paquets, les intervalles d'échantillonnage/transmission variables, les délais (retard) de transmission et des contraintes de communication.

Pour garantir la sécurité d'un processus et de son environnement, il faut connaître à chaque instant et le plus finement possible son état de fonctionnement. En particulier, nous devons être capables de dire si le fonctionnement est normal ou si un dysfonctionnement est apparu.

Une large étude bibliographique a été effectuée sur le diagnostic et les différentes méthodes de diagnostic dans la deuxième partie de cette thèse.

Pour le diagnostic, nous avons privilégié, le diagnosticà base de modèle, une technique base sur le filtre de Kalman, observateur mode glissant.

Le troisième chapitrea été consacré à une synthèse des différents observateurs ou reconstructeurs des états tout en précisant la méthodologie de la construction de ces observateurs pour les systèmes linéaires et les systèmes non linéaires. En effet, nous avons rappelé, au début, quelques

définitions relatives à l'observabilité de ces systèmes. Ensuite, nous avons présenté les structures des observateurs les plus utilisés dans la littérature, citant les observateurs de Luenberger et les observateurs de Kalman essentiellement pour les systèmes linéaires. Ces deux observateurs ont été étendus pour les systèmes non linéaires, où ils sont connus par les observateurs de Luenberger étendus et les filtres de Kalman étendus. En plus nous avons aussi cité les observateurs qui sont basés sur les fonctions de Lyapunov : les observateurs à mode glissant,que nous avons adopté dans notre travail comme un outil efficace d'estimation d'état. Ces différents types d'observateurs ont été utilisés pour résoudre le problème de détection et d'isolation de défauts.

Le quatrième chapitre contient le fruit de notre travail c là où on an a adopté la co-conception comme outil efficace dans le but d'atteindre plusieurs objectifs au même temps parlant ici d'une qualité d'estimation en utilisant l'observateur mode glissant et la minimisation de consommation d'énergie en intégrant une transmission événementiel des données des capteurs. L'ensemble des résultats présentés ont été illustrés par un exemple de simulation montrant l'efficacité de la méthode pour l'isolation de défaut.

Pour les méthodes de contrôle et d'estimation déclenchées par des événements pour être adoptés a l échelle industrielle, il est important de démontrer des avantages tangibles en termes de réduction des coûts du matériel, une meilleure utilisation des ressources et donc une minimisation de consommation d énergie par rapport aux modèles traditionnels.

Notre travail peut être considéré comme une contribution théorique, l'une des perspectives immédiate est d'appliquer les résultats obtenus à des systems reels.

L'une des perspectives à long terme de notre travail est d'étendre cette nouvelle formulation pour les systèmes non linéaires. Dans ce travail, nous avons considéré que la structure de l'exemple traité au niveau de ce travail est linéaire. Et par la suite, il serait intéressant de considérer des modèles avec une structure non linéaire.

Références Bibliographiques

Références bibliographiques

[1] W. Zhang, S. Branicky, and S. Phillips, “Stability of networked control systems,” IEEE Control Systems magazine, vol. 21, pp. 84–89, Feb. 2001.

[2] J.-P. Richard and T. Divoux, Eds., Syst`emes command´es en r´eseau, ser. Trait´e IC2. Herm`es Lavoisier, Feb. 2007.

[3] Belynda Brahimi. Proposition d’une approche intégrée basée sur les réseaux de Petri de haut niveau pour simuler et évaluer les systèmes contrôlés en réseau. PhD thesis, 2007.

[4] Y. Tipsuwan andMo-Yuen Chow. Network-based controller adaptation based on qos negotiation and deterioration. In The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON ’01, volume 3, pages 1794–1799, 2001.

[5] J.W. Overstreet and A. Tzes. An internet-based real-time control engineering laboratory. Control Systems Magazine, IEEE, 19(5) :19–34, Octobre 1999.

[6] Z. Jiang, Z. Xie, B. Wang,J. Huang, and H. Liu. A teleprogramming method for internet-based teleoperation. IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, 0 :422–426, 2006.

[7] Gallara, D. et J.-D. Decotignie (1984). Groupe de réflexion FIP : proposition d’un système de transmission série multiplexée pour les ´échanges entre des capteurs, des actionneurs et des automates reflexes. Livre blanc, Ministère de l’Industrie.

[8] Iung, B. (2002). Contribution `a l’Automatisation des Systemes Intelligents de Production : Interopérabilité des Processus de Contrôle, Maintenance et Gestion Technique. Habilitation `a Diriger des Recherches, Université Henri Poincaré Nancy 1, CRAN.

[9] W. Zhang, M. S. Branicky, and S. M. Phillips, “Stability of networked control systems,” IEEE Control Syst., vol. 21, no. 1, pp. 84−99, Feb. 2001.

[10] Andreas Willig, Kirsten Matheus, and AdamWolisz. Wireless technology in industrial networks. Proceedings of the IEEE, 93, 2005.

[11] T. C. Yang, “Networked control system: a brief survey,” IEE Proc. Control Theory Appl., vol. 153, no. 4, pp. 403−412, Jul. 2006. [3] J. Baillieul and P. J. Antsaklis, “Control and communication challenges in networked real-time systems,” Proc. IEEE, vol. 95, no. 1, pp. 9−28, Jan. 2007.

[12] J. Baillieul and P. J. Antsaklis, “Control and communication challenges in networked real-time systems,” Proc. IEEE, vol. 95, no. 1, pp. 9¡28, Jan. 2007.

[13] J. Hespanha, P. Naghshtabrizi, and Y. G. Xu, “A survey of recent results in networked control systems,” Proc. IEEE, vol. 95, no. 1, pp. 138−162, Jan. 2007.

[14] S. Zampieri. Trends in networked control systems. In 17th IFAC World Congress, Seoul, Corée de Sud, 6-11 Juillet 2008.

[15] R. A. Gupta and M. Y. Chow, “Networked control system: overview and research trends,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 7, pp. 2527−2535, Jul. 2010.

[16] L. X. Zhang, H. J. Gao, and O. Kaynak, “Network-induced constraints in networked control systems — a survey,” IEEE Trans. Ind. Inf., vol. 9, no. 1, pp. 403−416, Feb. 2013.

[17] Y. Q. Xia, Y. L. Gao, L. P. Yan, and M. Y. Fu, “Recent progress in networked control systems — a survey,” Int. J. Autom. Comput., vol. 12, no. 4, pp. 343−367, Aug. 2015.

[18] X. M. Zhang, Q. L. Han, and Y. L. Wang, “A brief survey of recent results on control and filtering for networked systems,” in Proc. 12th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), Guilin, China, 2016, pp. 64−69.

[19] X. M. Zhang, Q. L. Han, and X. H. Yu, “Survey on recent advances in networked control systems,” IEEE Trans. Ind. Inf., vol. 12, no. 5, pp. 1740−1752, Oct. 2016.

[20] M. S. Mahmoud, “Networked control systems analysis and design: an overview,” Arab. J. Sci. Eng., vol. 41, no. 3, pp. 711−758, Mar. 2016.

[21] M. S. Mahmoud and Y. Q. Xia, “The interaction between control and computing theories: new approaches,” Int. J. Autom. Comput., vol. 14, no. 3, pp. 254−274, Jun. 2017.

[22] L. Zou, W. Z. Dong, and D. H. Zhou, “Event-based control and filtering of networked systems: a survey,” Int. J. Autom. Comput., vol. 14, no. 3, pp. 239−253, Jun. 2017.

[23] F. Y. Wang and D. R. Liu, Networked Control Systems Theory and Applications. London: Springer, 2008.

[24] E. Garcia, M. J. McCourt, and P. J. Antsaklis, “Model-based eventtriggered control of networked systems,” Event-Based Control and Signal Processing. Boca Raton: CRC Press, 2015, pp. 177−202.

[25] X. H. Ge, F. W. Yang, and Q. L. Han, “Distributed networked control systems: a brief overview,” Inf. Sci., vol. 380, pp. 117−131, Feb. 2017.

[26] W. P. M. H. Heemels, D. Neˇsi´c, A. R. Teel, and N. van de Wouw, “Networked and quantized control systems with communication delays,” in Proc. 48th IEEE Conf. Decision and Control (CDC) held jointly with 28th Chinese Control Conf., Shanghai, China, 2009, pp. 7929−7935.

[27] Y. L. Wang and Q. L. Han, “Modelling and controller design for discrete-time networked control systems with limited channels and data drift,” Inf. Sci., vol. 269, pp. 332¡348, Jun. 2014

[28] L. Q. Zhang, Y. Shi, T. W. Chen, and B. Huang, “A new method for stabilization of networked control systems with random delays,” IEEE Trans. Autom. Control, vol. 50, no. 8, pp. 1177-1181, Aug. 2005.

[29] Y. Shi and B. Yu, “Robust mixed H2=H1 control of networked control systems with random time delays in both forward and backward communication links,” Automatica, vol. 47, no. 4, pp. 754¡760, Apr. 2011.

[30] Y. L. Wang and Q. L. Han, “Modelling and controller design for discrete-time networked control systems with limited channels and data drift,” Inf. Sci., vol. 269, pp. 332¡348, Jun. 2014

[31] Lelevé, A. et P. Fraisse (2003). Teleoperation over IP network : Network delay regulation and adaptive control. Journal of Autonomous Robots, special issue ”Internet and online robots”, 15(3), 225–235

[32] F. Lepage, T. Divoux, and F. Michaut, “Adaptation of control parameters based on qos monitoring,” in 17th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems (MTNS’06), Kyoto, Japan, Jul. 2006, pp. 1753–1758.)

[33] Luck, R. et A. Ray (1990). An observer-based compensator for distributed delays. Automatica, 26(5), 903– 908.

[34] Jean-Philippe Georges. Systèmes contrôlés en réseau : Evaluation de performances d’architectures Ethernet commutées. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université Henri Poincaré - Nancy I, 2005. Français. fftel-00161830f.

[35] Aubrun, C., E. Rondeau, J.-P. Georges, N. Krommenacker, V. Lecuire, B. Brahimi et F. Michaut (2005). Deliverable 5-1 : Simulation of optimized network architecture. Projet STREP NeCST.

[36] Y. Tipsuwan and M. Y. Chow. Control methodologies in networked control systems. Control Engineering Practice, 11(10) :1099–1111, October 2003.

[38] C. Y. Kao and B. Lincoln. Simple stability criteria for systems with timevarying delays. Automatica, 40(8) :1429–1434, 2004.

[39] bP. Marti, J. Yes, M. Velasco, and J.M. Fuertes. Managing quality-of control in network based control systems by controller and message scheduling co-design. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(6), Décembre 2004.

[40] Shanbin Li, ZhiWang, and Youxian Sun. Fundamental problems of networked control system from the view of control and scheduling. In IECON 02 [IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society], volume 3, pages 2503–2508 vol.3, Novembre 2002.

[41] Feng Xia, Zhi Wang, and Youxian Sun. Simulation based performance analysis of networked control systems with resource constraints. In 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON’04., volume 3, pages 2946–2951, Novembre 2004.

[42] Y. Tipsuwan and Mo-Yuen Chow. Control methodologies in networked control systems. *Control Engineering Practice*, 11(10) :1099 – 1111, 2003. Special Section on Control Methods for Telecommunication.

[43] Johan Nilsson. *Real-Time Control Systems with Delays*. PhD thesis, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund Sweden, 1998.

[44] Shawn Hu and Wei-Yong Yan. Stability robustness of networked control systems with respect to packet loss. *Automatica*, 43(7) :1243 – 1248, 2007.

[45] A. Seuret, E. Fridman, and J.-P. Richard. Sampled-data exponential stabilization of neutral systems with input and state delays. In *IEEE MED 2005, 13th Mediterranean Conference on Control and Automation*, 2005.

[46] A. Seuret, F. Michaut, J.P. Richard, and T. Divoux. Networked control using gps synchronization. In *American Control Conference, 2006*, Juin 2006.

[47] K. Chabir, Diagnostic de défauts de systèmes contrôlés via un réseau. Automatique / Robotique. Université Henri Poincaré - Nancy I; Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabès, 2011. Français. fftel00653836f

[48] P. Seiler and R. Sengupta, "Analysis of communication losses in vehicle control problems," in *Proc. 2001 America Control Conf.*, Arlington, VA, USA, pp. 1491¡1496.

[49] J. L. Xiong and J. Lam, "Stabilization of networked control systems with a logic ZOH," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 54, no. 2, pp. 358¡363, Feb. 2009.

[50] M. B. G. Cloosterman, L. Hetel, N. van deWouw,W. P. M. H. Heemels, J. Daafouz, and H. Nijmeijer, "Controller synthesis for networked control systems," *Automatica*, vol. 46, no. 10, pp. 1584¡1594, Oct. 2010.

[51] D. Yue, Q. L. Han, and C. Peng, "State feedback controller design of networked control systems," in *Proc. 2004 IEEE Int. Conf. Control Applications*, Taipei China, 2004, pp. 242¡247

[52] H. J. Gao and T. W. Chen, "Network-based *H1* output tracking control," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 53, no. 3, pp. 655¡667, Apr. 2008.

[53] X. T. Na, Y. F. Zhan, Y. Q. Xia, and J. J. Dong, "Control of networked systems with packet loss and channel uncertainty," *IET Control Theory Appl.*, vol. 10, no. 17, pp. 2251¡2259, Nov. 2016.

[54] D. Ma, G. M. Dimirovski, and J. Zhao, "Hybrid state feedback controller design of networked switched control systems with packet dropout," in *Proc. 2010 American Control Conf.*, Baltimore, MD, pp. 1368¡1373.

[55] S. Yin, L. Yu, and W. A. Zhang, "A switched system approach to networked *H1* filtering with packet losses," *Circuits Syst. Signal Process.*, vol. 30, no. 6, pp. 1341¡1354, Dec. 2011

[56] Y Sun and S. Qin, "Stability of networked control systems with packet dropout: an average dwell time approach," *IET Control Theory Appl.*, vol. 5, no. 1, pp. 47¡53, Jan. 2011.]

[57] D. Zhang, P. Shi, Q. G. Wang, and L. Yu, "Analysis and synthesis of networked control systems: a survey of recent advances and challenges," *ISA Trans.*, vol. 66, pp. 376¡392, Jan. 2017.

[58] A. L. Garcia and I. Widjaja, *Communication Networks: Fundamental Concepts and Key Architectures*. New York: McGraw-Hill, 2001.

[59] R. Brockett. "Stabilization of motor networks," in *Proc. 34th IEEE Conf. Decision and Control*, New Orleans, LA, USA, 1995, pp. 1484¡1488.

[60] D. Hristu-Varsakelis, “Feedback control systems as users of a shared network: communication sequences that guarantee stability,” in *Proc. 40th IEEE Conf. Decision and Control*, Orlando, FL, USA, 2001, pp. 3631¡3636.

[61] M. S. Branicky, S. M. Phillips, and W. Zhang, “Scheduling and feedback co-design for networked control systems,” in *Proc. 41st IEEE Conf. Decision and Control*, Las Vegas, NV, USA, 2002, pp. 1211-1217.

[62] Y. Q. Wang, H. Ye, S. Ding, and G. Z. Wang, “Fault detection of networked control systems subject to access constraints and random packet dropout,” *Acta Autom. Sinica*, vol. 35, no. 9, pp. 1235¡1239, Sep. 2009.

[63] G. Guo, “A switching system approach to sensor and actuator assignment for stabilisation via limited multi-packet transmitting channels,” *Int. J. Control*, vol. 84, no. 1, pp. 78¡93, Feb. 2011.

[64] D. Zhang, L. Yu, and Q. G. Wang, “Fault detection for a class of network-based nonlinear systems with communication constraints and random packet dropouts,” *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, vol. 25, no. 10, pp. 876-898, Oct. 2011.

[65] W. A. Zhang, L. Yu, and G. Feng, “Stabilization of linear discrete-time networked control systems via protocol and controller co-design,” *Int. J. Robust. Nonlinear Control*, vol. 25, no. 16, pp. 3072-3085, Nov. 2015.

[66] L. Zou, Z. D. Wang, and H. J. Gao, “Observer-based *H1* control of networked systems with stochastic communication protocol: the finitehorizon case,” *Automatica*, vol. 63, pp. 366¡373, Jan. 2016.

[67] D. Zhang, H. Y. Song, and L. Yu, “Robust fuzzy-model-based filtering for nonlinear cyber-physical systems with multiple stochastic incomplete measurements,” *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.: Syst.*, vol. 47, no. 8, pp. 1826¡1838, Aug. 2017.

[68] J.Zheng et M. J. Lee – Will IEEE 802.15.4 make ubiquitous networking a reality?:A discussion on a potential low power, low bit rate standard –IEEE Communications Magazine,vol.27,no.6,pp.23-29(2004).

[69] N. Kimura and S. Latifi. A survey on data compression in wireless sensor networks. In *International Conference on Information Technology : Coding and Computing*, volume 2, pages 8–13. IEEE, 2005

[70] N. C. De Castro, C. C. de Wit, and K. H. Johansson. On energy aware communication and control co-design in wireless network controlled systems. In *IFAC Workshop on Estimation and Control of Networked Systems*, 2010.

[71] P. Gupta and P. R. Kumar. The capacity of wireless networks. IEEE Transactions on Information Theory, 46 :388–404, March 2000.

[72] M. Burkhart, P. Rickenbach, R. Wattenhofer, and A. Zollinger. Does topology control reduce interference ? In Proceedings of the 5th ACM international symposium on Mobile ad hoc networking and computing, MobiHoc ’04, pages 9–19, Tokyo, Japan, 2004.

[73] S. Plancoulaine, A. Bachir, and D. Barthel. Wsn node energy dissipation. Technical report, Technical report, France Telecom R&D, internal report, July 2006

[74] Y. Al-Hazmi, H. Meer, K. A. Hummel, H. Meyer, M. Meo, and D. Remondo. Energyefficient wireless mesh infrastructures. IEEE Network. Magazine of Global Internet working, 25(2) :32–38, March 2011

[75] L. Tunaru, H. Rivano, and F. Valois. WSN-inspired Sleep Protocols for Heterogeneous LTE Networks. In ACM International Symposium on Performance Evaluation of Wireless Ad Hoc, Sensor, and Ubiquitous Networks, Barcelona, Espagne, November 2013

[76] J-C Bermond, D. Mazauric, V. Misra, and P. Nain. A distributed scheduling algorithm for wireless networks with constant overhead and arbitrary binary interference. SIGMETRICS Perform. Eval. Rev., 38(1) :345–346, June 2010.

[77] Frank P.M., Wunnenberg J., "Robust diagnosis using unknown input observer schemes, In fault diagnosis in dynamic systems: theory and application, Patton R.J., Frank P.M., Clark R., Prentice Hall, Englewood, Cliffs, pp. 47-98, 1989.

[78] 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.

[79] Ding S. X., "Model-based Fault Diagnosis Techniques," *Springer Verlag*, Germany, March, 2008.

[80] Luenberger D.G., "An introduction to observers", IEEE Trans. On Automatic Control, vol. 16, n° 6, pp. 596-602, 1971.

[81] Adjallah K.H., "Contribution au diagnostic de systèmes par observateurs d'états", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 1997.

[82] Willsky A. S., "A survey of Design Methods for Failure Detection in Dynamics Systems", Automatica, 12: 601-611, 1976.

[83] Massoumnia M.A., "A geometric approach to the synthesis of failure detection filters", IEEE Trans. On Automatic Control, vol. 31, no 9, 1986

[84] 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.

[85] 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.

[86] Hsieh C. S. Robust two-stage Kalman filters for systems with unknown inputs. IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 45, pp. 2374-2378, 2000.

[87] J. Y. Keller and M. Darouach, "Optimal two stage Kalman filter in the presence of random bias," Automatica, vol. 33 no. 9, pp. 1745-1748, 1997.

[88] 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.

[89] 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.

[90] J. Chen and R. J. Patton, Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems. Boston, MA: Kluwer, 1999.

[91] 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.

[92] 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.

[93] 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.

[94] M. Zhong, S. X. Ding, E. L. Ding, Optimal fault detection for linear discrete time-varying systems, Automatica, 46, pp 1395-1400, 2010.

[95] 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.

[96] 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.

[97] 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.

[98] M. Bouattour, M. Chadli, A. El Hajjaji, M. Chaabane, Synthèse d'observateur sensible aux défauts avec rejet de perturbations pour les modèles TakagiSugeno, 6ème Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA'2010), France 2010.

[99] L. Wu, X. Su, P. Shi, Mixed H H 2 ! approach to fault detection of discrete linear repetitive processes, Journal of the Franklin Institute 348, pp393–414, 2011.

[100] 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.

[101] 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

[102] 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.

[103] 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

[104] Clark R.N., “Instrument fault detection”, IEEE Trans., Aerospace and Electronic System, EAS-14, pp. 558-563, 1975.

[105] Frank P.M., “Fault diagnosis in dynamic systems via state estimation- a survey, In Tzafestas S., Singh M., Schmidt G. (Eds.) Systems fault diagnostics, reliability and related knowledge-based approaches, 1, pp. 35-98, 1987.

[106] Courtine S., “Détection et localisation de défauts dans les entrainements électriques”, Thèse de l’Institut Polytechnique de Grenoble, 1997.

[107] Van Schrik D., “estimator schemes for instrument fault detection and isolation”, IEEE, International Conf. On System, Man and Cybernetic, pp. 406-411, 1996

[108] Gertler J.J., “Structured residuals for fault isolation, disturbance decoupling and modelling error robustness, Proc. Of the IFAC Symp. On-line fault detection and Supervision in the chemical Process Industries, pp. 111-119, Newark, Delaware, 1992.

[109] Ragot J. Maquin D., Bloch G., “Positionnement de capteurs pour des systèmes décrits par des équations bilinéaires”, Revue Européenne Diagnostic et Sureté de Fonctionnement, vol. 2, pp.115-121, 1992.

[110] Carpentier T., Litwak R., “Une approche structurelle pour le positionnement de capteurs en vue de la surveillance”, AIG’96, Automatique, Génie Informatique Image, Tours, pp. 103-107, 1996.

[111] M. Basseville, Distance measures for signal processing and pattern recognition, Signal processing 18(4) (1989), 349_369.

[112] R. E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problems. Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering, Vol. 82, Series D :35–45, 1960. Cité page 43

[113] R. E. Kalman and R. S. Bucy. New results in linear filtering and prediction theory. Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering, Vol. 83 :95–108, 1961. Cité page 43

[114] D. G. Luenberger. Observing the state of a linear system. Military Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 8, Issue, 2 :74–80, 1964. Cité pages 44 et 49

[115] A. Gelb, J. F. Kasper, R. A. Nash, C. F. Price, and A. A. Sutherland. Applied Optimal Estimation. M. I. T. PRESS, 2001. Cité page 44

[116] G. Besançon, Nonlinear Observers and Applications. Springer, Berlin. 2007

[117] Cherrier, E. Estimation de l’état et des entrées inconnues pour une classe de systèmes non linéaires. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France. 2006

[118] A. J. Fossard et D. Normand-Cyrot, Système non linéaire, tome 1 : modélisation- estimation. Masson, Paris, 1993.

[119] A. Zemouche. Sur l’observation de l’état des systèmes dynamiques non linéaires. PhD thesis, Université Louis Pasteur Strasbourg, 2007. Cité page 44

[120] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J. Richard, F. Rotella, and I. Zambettakis. Modélisation et identification des processus tome1. In Editions Technip., 1992. Cité page 44

[121] R. E. Kalman et J. E. Betram, Control system analysis and design via the "second method" of Lyapunov -I : Continuous-time system, ASME journal of Basic Engineering, Vol. 82, pp. 371-393, 1960.

[122] J. O'Reilly, Observer for linear system, Richard Bellman, Mathematics in Science and Engineering, Vol. 140, Academic Press, New York, 1983.

[123] H. Abouaïssa and V. Iordanova. Algebraic methods for traffic flow densities estimation. Cybernetics and Information Technologies, Vol. 13, No. 4 :5–17, 2013. Cité page 55

[124] Y. Tian. Estimation d'état pour des systèmes linéaires : approche algébrique. Manuscrit auteur, publié dans JDMACS, 2009. Cité page 55

[125] R. Hermann and A.J. Krener. Nonlinear controllability and observability. IEEE Trans. Aut. Contr., 22 :728–740, 1977.

[126] J.P. Gauthier and G. Bornard. Observability for any u(t) of a class of nonlinear systems. IEEE Trans. Aut. Contr., 26 :922–926, 1981.

[127] E. D. Sontag. A concept of local observability. Syst. & Contr. Letters, 5(1) :41–47, 1984.

[128] E.B. Beran and K.M. Grigoriadis. Computational issues in alternating projection algorithms for fixed-order control design. In Proc. IEEE American Contr. Conf., Albuquerque, USA, 1997.

[129] M. Boutayeb, D. Aubry, and M. Darouach. Robust observers design for a class of nonlinear discrete-time systems. In Proceedings of the 4th European Control Conference , Bruxelle, Belgique, 1997.

[130] M. Boutayeb and D. Aubry. A strong tracking extended Kalman observer for nonlinear discrete-time systems. IEEE Trans. on Automatic Control, 44(8), 1999.

[131] E. Brookner. Tracking and kalman filtering made easy. John Wiley Sons, Third Edition, 1998.

[132] D. Aubry, M. Boutayeb, and M. Darouach. Observateurs de type Kalman étendu pour les systèmes non linéaires temps discret. application à une machine asynchrone. In Colloque Inter-GDR Thème Commande des Entraînements Electriques, Paris, France, 1998

[133] A. H. Jazwinski. Stochastic processes and filtering theory. New York Academic, 1970.

[134] D. Aubry, M. Boutayeb, and M. Darouach. On extended Kalman type observers design with application to the ball and beam system. In 5th IFAC Symposium of the 15th IMACS Nonlinear Systems- NOLCOS 2001, SaintPetersburg, Russia, pages 1431–1436, 2001.

[135] F. E. Thau. Observing the state of nonlinear dynamic systems. Int. J. of Control, 17(3) :471–479, 1973.

[136] R. V. Patel and M. Toda. Quantitative measures of robustness in multivariable systems. In American Control Conference, San-Francisco, USA, 1980.

[137] S. Raghavan and J. K. Hedrick. Observer design for a class of nonlinear systems. Int. J. of Control, 59(2) :515–528, 1994.

[138] S. H. Zak. On the stabilization and observation of nonlinear/uncertain dynamic systems. IEEE Trans. Aut. Contr., 35(5) :397–401, 1990.

[139] R Rajamani. Observers for Lipschitz nonlinear systems. IEEE Trans. Automatic Control, 43(3) :397–401, 1998.

[140] J. P. Gauthier, H. Hammouri, and S. Othman. A simple observer for nonlinear systems. Applications to bioreactors. IEEE Trans. on Automatic Control, 37(6) :875–880, 1992.

[141] K Farza, M. Busawon and Hammouri. H. Simple nonlinear observers for online estima- tion of kinetic rates in bioreactors. Automatica, 34 :301–318, 1993.

[142] G. Sallet O. Bernard and A. Sciandra. Nonlinear observers for a class of biological systems : Application to validation of a phytoplanktonic growth model. IEEE Trans. Aut. Contr., 43 :2257–2270, 1999

[143] V.I.Utkin,"Sliding modes in control and optimization, Communications and Control Engineering Series", Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1992.

[144] B. L. Walcott, M. J. Corless et S. H. Zak, Obervation of dynamical systems in the presence of bounded nonlinearitie/uncertainties, IEEE Conference on Decision and Control, pp. 961-966, 1986.

[145] B. L. Walcott et S. H. Zak, Combined observer-controller synthesis for uncertain dynamical systems with applications, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, Vol. 18, pp. 88-104, 1988.

[146] C. Edwards et S.K. Spurgeon, On the development of discontinuous observers, International Journal of Control, Vol. 25, pp. 1211-1229, 1994.

[147] B.W. Edwards, S.K.Spurgeon, and R.J.Patton,"Sliding mode observers for fault detection and isolation", Automatica, Vol. 36, pp. 541-553, 2000.

[148] V. I. Utkin, Principles of identification using sliding regimes, Soviet Trans. On Automatic Control, Vol. 26, pp. 271-272, 1981.

[149] C. M. Dorling et A. S. I. Zinober, Two approaches to hyperplane design in multivariable variable structure control systems, International Journal of Control, Vol. 44, pp. 65-82, 1986

[150] V. Krishmaswami, C. Siviero, F. Cabognani, and V Utkin. Application of sliding mode observers to automobile power-train. In : Proc. of the IEEE int.

[151] H. Sira-Ramirez and S.K. Spurgeon. On the robust design of sliding observers for linear systems. Syst. & Cont. Lett., 23 : 9.14, 1994.

[152] V. I. Utkin and S. Drakunov. Sliding mode observer. tutorial. IEEE Conf.On Dec.and Cont., pages 3376.3378, 1995.

[153] A. F.Fillipov. Differential equations with discontinuous right-hand side. Amer.Math. Soc.Trans. 62. p:199-231, 1960.

[154] S. Drakunov and V. Utkin. . ‘‘Sliding mode observer. Tutorial’’. IEEE Conf. on Dec. and Cont., pages 3376.3379, 1995.

[155] M.S. Branicky, V. Liberatore, and S.M. Phillips. Networked control system co-simulation for co-design. In Proceedings of the American Control Conference, volume 4, pages 3341–3346, June 2003.

[156] Mohamed Amine Sid. Co-conception diagnostic et ordonnancement des mesures dans un système contrôlé en réseau. Automatique / Robotique. Université de Lorraine, 2014. Français. fftel-01083229f.

[157] Najet Boughanmi. Conception conjointe des systèmes contrôlés en réseau sans fil. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2011. Français. ffNNT : 2011INPL021Nff. fftel-01748922v2f.

[158] Y. Shtessel,C. Edwards, L. Fridman, A.Levant, “Sliding Mode Control and Observation”, Birkhäuser Basel, Switzeland , 2014.

[159] S.Huiand S.H.Zak, “Observer design for systems with unknown inputs”, Int. J. Appl. Math. Comput. Sci, Vol. 15, No. 4, pp.431-446, 2005.

[160] B.Walcott and S.H. Zak, “State observation of nonlinear uncertain dynamical systems”, IEEE Trans. Autom. Control, Vol. 32 No. 2,pp.. 166-170, 1987.

[161] O. Aydogdu, M. L. Levent, “Kalman State Estimation and LQR Assisted Adaptive Control Of a Variable Loaded Servo System’’, Vol. 9, No. 3, 4125-4130, ETASR, 2019,

[162] S.V.Drakunov, “An adaptive quasi-optimal filter with discontinuous parameters”, Automation and Remote Control, Vol. 44, No. 9, pp. 1167-1175, 1983.

[163] S.V. Drakunov, “Sliding mode observers based on equivalent control method”, Proceedings of the 31st IEEE Conference on Decision and Control. doi: 10.1109/CDC.1992.371368, 1992.

[164] S.V. Drakunov, and V.I.Utkin, “Sliding mode observers”, Tutorial Proceedings of 34th IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 4, doi: 10.1109/CDC.1995.479009, 1995.

[165] J.Sijs,B. Noack, M.Lazar, and U.D. Hanebeck,“Time-periodic state estimation with event-based measurement updates”, In Event-Based Control and Signal Processing. CRC Press, 2016.

[166] D.Shi, L.Shi, and T.Chen, “Event-Based State Estimation”, Springer, 2016.

[167] S. P. Singh, S. C. Sharma, “A Novel Energy Efficient Clustering Algorithm for Wireless Sensor Networks’’ , Vol. 7, No. 4, 1775-1780 ETASR, 2017.

[168] Li. M Lemmon and X. Wang, “Event–triggerd state Estimation, Springer”, 2016.

[169] R. Cogill, S, Lall, and J,P Hespanha, “A constant factor approximation algorithm for event-based sampling”, in proceeding of the 2007 American Control Conference , New York city, USA, 2007, pp 3057311.

[170] Sebastin Trimps, “Predicitive and Sell triggering for Event-based state Estimation”, In proc of the 55 th IEEE conference on Deccision and control, 2016

[171] Amara et al.: Sliding Mode Observer and Event Triggering Mechanism Co-design. Engineering, Technology & Applied Science Research Vol. 10, No. 2, 2020, 5487-5491.

Résumé :

Dans ce travail, nous traitons la co-conception de l'estimation d'etat et du mécanisme de la transmission evenementielle des mesures.Les systèmes contrôlés en réseau SCR 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. 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.La contribution principale de ce document est l'introduction d'une technique basée sur un mécanisme de transmission évènementielle et une optimisation de la conception de communication avec une estimation correspondante en adoptant le mode glissant, à partir de laquelle nous obtenons une haute qualité d'estimation avec une faible consommation d'énergie en minimisant la communication entre les capteurs et l'estimateur.Nous illustrons comment atteindre un équilibre souhaité entre la qualité de l'estimateur d'état et le taux de communication entre le capteur et l'estimateur.

Mots clés : SCR, Diagnostic de défauts, estimation d'etat,l'observateur mode glissant, transmission evenementielle.

Abstract:

A lot of systems design methods are developed under the assumption that the measurement vector is available periodically. However, sensors may not be feed back estimator periodically, due to several reasons, such as limited network bandwidth and high energy consumption of the radio unit for wireless sensors case. In this case, the classical periodic estimation can be replaced by an event based technique; this last, insures acceptable estimation performances with limited network resources.In this work, we deal with stat estimation (sliding mode observer) and event triggering mechanism co-design.We illustrate how to achieve a desired balance between network state estimator quality and sensor to estimator communication rate, this has led to the use of robust observer methods and in this context; sliding mode observer.The main contribution of this paper is the introduction of an event based technique and a communication design optimization with a corresponding estimation by adopting sliding mod, from which we obtain a high estimation quality with low energy consumption by minimization of sensors to estimator communication.

Key words: Sliding mode observer; event-based scheduling; co-design; estimation performance; communication optimization.

ملخص

:في هذا العمل، نتعامل مع التصميم المشترك لتقدير الحالة وآلية نقل القياسات في حال وقوع الحدث.واليوم، تستخدم شبكات الاتصالات على نطاق واسع لربط نقاط الموارد، مما يتيح نقل البيانات عن بُعد، ويقلل من التعقيد في إعداد الأسلاك وتكاليف الدعم ويوفر سهولة الصيانة.ونتيجة لهذه المزايا، تم إدخال الشبكات إلى الأنظمة الآلية في العقود الأخيرة، كما تم تطوير بروتوكولات شبكات صناعية جديدة لضمان التحكم عن بُعد.للحفاظ على الأداء الجيد لوحدة التشخيص في مواجهة الاختلافات المحتملة التي تقدمها الشبكة، من المهم تقديم أساليب جديدة.إن المساهمة الرئيسية لهذه الوثيقة هي إدخال تقنية تستند إلى آلية إرسال حدث وتحسين تصميم الاتصال مع تقدير مناظر من خلال اعتماد طريقة الانزلاق، التي نحصل منها على جودة تقدير عالية مع استهلاك منخفض للطاقة عن طريق تقليل الاتصال بين المستشعرات والمقدر. ونوضح كيفية تحقيق التوازن المطلوب بين جودة مقدّر الحالة ومعدل الاتصال بين المستشعر والمقدر).

الكلمات الأساسية:SCR، تشخيص الأخطاء، تقدير الحالة، وضع المراقب زلق، نقل القياسات في حال وقوع الحدث.