

N° d'ordre : 40128

THESE

Présentée à

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

En vue de l'obtention du grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Automatique et Informatique Industrielle

Préparé au Laboratoire d'Automatique, Génie Informatique et Signal de Lille (LAGIS)

Dans le cadre de l'École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur (EDSPI)

Par

Khaled FAWAZ

Ingénieur de Polytech'Lille

Contribution à la Télésurveillance des Systèmes Contrôlés en Réseau : Application à la Robotique

Soutenue publiquement le 02 décembre 2009 devant la commission d'examen :

Mme Sylviane GENTIL

Professeur, GIPSA-LAB, ENSIEG/INPG

M. José RAGOT

Professeur, CRAN, ENSG/INPL

M. Abderrahmane KHEDDAR

Directeur de Recherche CNRS JRL Japon

Mme Mireille BAYART

Professeur, LAGIS, Polytech'Lille

M. Noureddine ZERHOUNI

Professeur, LAB, ENS2M

Directeurs de Thèse

M. Belkacem OULD BOUAMAMA

Professeur, LAGIS, Polytech'Lille

M. Rochdi MERZOUKI

Maître de Conférences, LAGIS, Polytech'Lille

A mes Parents

Remerciements

Mes remerciements les plus sincères iront, en premier lieu, à mes directeurs de thèse, Monsieur Belkacem OULD-BOUAMAMA, Professeur à l'Ecole Polytechnique de Lille et Monsieur Rochdi MERZOUKI, Maître de Conférences à l'Ecole Polytechnique de Lille. Je leur suis extrêmement reconnaissant pour la disponibilité, pour les conseils prodigués et pour le suivi particulier dont ils ont fait preuve pendant les phases de recherche et de rédaction de la présente thèse.

Je remercie Madame Mireille Bayart, Professeur à l'Ecole Polytechnique Universitaire de Lille, pour m'avoir accueilli dans son équipe, et d'avoir accepté d'être membre du jury de la thèse.

Je remercie Madame Sylviane GENTIL, Professeur à L'École Nationale Supérieure de l'Energie, l'Eau et l'Environnement (ENSE3), et Monsieur José RAGOT, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de Géologie de Nancy d'avoir accepté d'être les rapporteurs de ce présent mémoire.

Je remercie également Monsieur Abderrahmane KHEDDAR, Directeur de Recherche au Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS) et Directeur du Laboratoire International Associé Franco-Japonais, ainsi que Monsieur Nouredine ZERHOUNI, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques de Besançon d'avoir accepté d'être les membres du jury de la soutenance de thèse.

Mes remerciements vont aussi aux membres de l'équipe SFSD, je remercie particulièrement Michel, Olivier, Marcelle, Mohand, Kamel, Cindy, Aymen, Wissam, Rafika, Xu, que j'ai eu le plaisir de côtoyer durant ces trois années de thèse. Aussi, je remercie particulièrement mes meilleurs copains Ahmad et Jalal pour leur soutien et conseils.

Enfin, j'adresse à mes parents et à toute ma famille tous mes remerciements pour m'avoir toujours soutenu et encouragé depuis mes premières années d'étude.

Table des matières

Table des figures	iv
1 Introduction générale	2
1.1 Cadre de la thèse	2
1.2 Contexte de travail	3
1.3 Positionnement du travail	4
1.4 Organisation du manuscrit	5
1.5 Publications	6
2 Etat de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau	8
2.1 Introduction	8
2.2 Modélisation mathématique et diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR)	10
2.2.1 Modélisation déterministe et diagnostic des SCR	10
2.2.1.1 Conclusion	19
2.2.2 Modélisation incertaine et diagnostic des SCR	19
2.2.3 Modélisation stochastique et diagnostic des SCR	19
2.2.4 Modélisation d'un SCR par les techniques de l'intelligence artificielle .	27
2.2.5 Modélisation physique des SCR	27
2.2.6 Modélisation Informatique des SCR	29
2.2.7 Outils de simulation des réseaux	32
2.3 Conclusion	33
2.4 Synthèse des modèles et méthodes de diagnostic des SCR	35
3 Contribution au diagnostic d'un système contrôlé en réseau	37
3.1 Introduction	37
3.2 Modélisation et diagnostic du système de communication	38
3.3 Modélisation et diagnostic du système à commander	42

3.4	Application à la télérobotique mobile	46
3.4.1	Modélisation et diagnostic de la ligne	47
3.4.2	Modélisation du robot et génération des RRA	51
3.4.2.1	Génération des RRA	56
3.4.3	Simulation et résultats expérimentaux	58
3.5	Conclusion	68
4	Télédiagnostic à travers un environnement virtuel	70
4.1	Introduction	70
4.2	Caractéristiques des parties du SCR	72
4.3	Architecture Matérielle	73
4.3.1	Description du Robot Industriel	73
4.3.2	Simulateur Virtuel 3D	73
4.3.3	Communication entre le Simulateur et le Robot	74
4.3.4	Délai de Transfert	76
4.4	Principe de fonctionnement du télédiagnostic virtuel	77
4.5	Modélisation Mathématique	77
4.5.1	Modèle Géométrique Direct	77
4.5.2	Modèle Géométrique Inverse	78
4.5.3	Modèle Dynamique Direct du Robot	79
4.5.4	Modélisation des Actionneurs du Robot	80
4.5.5	Partie Electrique du MCC	80
4.5.6	Partie Mécanique de la MCC	82
4.5.7	Partie réducteur	83
4.5.8	Partie Charge	84
4.6	Algorithme de détection et d'isolation de défauts	85
4.6.1	Analyse de surveillabilité structurelle du système global	87
4.6.1.1	Vérification de l'observabilité structurelle	87
4.6.1.2	Vérification des couplages sur le modèle BG	88
4.6.2	Génération des RRAs	90
4.7	Résultats Expérimentaux	95
4.8	Conclusion	99
5	Conclusion générale et perspectives	100
5.1	Conclusion	100
5.2	Perspectives	101

A	Chaîne de Markov et probabilité de transition	102
A.1	Introduction	102
A.2	Probabilité de transition	103
A.3	Les lois de Kirchhoff	103
A.3.1	Loi des nœuds	104
A.3.2	Loi des mailles	104
B	Inégalités matricielles linéaires	105
B.1	Définitions	105
B.2	Méthodes générales de résolution	107
B.3	Lemmes techniques	107
C	Modélisation du robot ABB - IRB140	109
C.1	Introduction	109
C.1.1	Etude géométrique	110
C.1.2	Etude Cinématique	114
C.1.3	Etude dynamique	115
C.2	Validation du modèle	116
D	Simulateur virtuel et communication avec le robot	118
D.1	Introduction	118
D.1.1	Communication entre le Simulateur et le Robot	119
D.1.2	Interface de simulation	120
E	Concepts sur la stabilité	122
E.1	Analyse des systèmes par la méthode de Lyapunov	123
E.2	Théorème de Lyapunov pour la stabilité des systèmes non-autonomes	123
E.3	Stabilité Stochastique	124
	Bibliographie	125

Table des figures

1.1	<i>Schéma block d'un SCR MIMO</i>	3
1.2	<i>Environnement d'un SCR et classification des méthodes</i>	5
2.1	<i>Système Contrôlé en Réseau</i>	9
2.2	<i>Méthodes de diagnostic des SCR</i>	10
2.3	<i>SCR avec tampons temporisés</i>	11
2.4	<i>Pertes de un ou deux signaux de commandes consécutifs</i>	14
2.5	<i>Retard aléatoire généré à partir d'une chaîne de Markov</i>	20
2.6	<i>Diagramme Temporel de retard dans un NCS</i>	23
2.7	<i>Structure d'un système contrôlé en réseau</i>	25
2.8	<i>Cascades de cellules $RdxLdxCdx$</i>	28
2.9	<i>Modèle Bond Graph d'une ligne de transmission non homogène</i>	28
2.10	<i>Représentation structurale d'un WSCR [65]</i>	31
2.11	<i>Outil de simulation TrueTime</i>	33
2.12	<i>Synthèse des méthodes à base de modèles déterministes</i>	35
2.13	<i>Synthèse des méthodes à base de modèles incertains</i>	35
2.14	<i>Synthèse des méthodes à base de modèles stochastiques</i>	36
2.15	<i>Synthèse des méthodes à base de modèles physiques</i>	36
3.1	<i>Schéma de commande du système physique</i>	38
3.2	<i>Diagnostic d'un SCR</i>	38
3.3	<i>Perte de paquets et retard dans un SCR</i>	40
3.4	<i>Robot Khepera et câble série RS232</i>	46
3.5	<i>Cascades des cellules $RdxLdxCdx$</i>	47
3.6	<i>Répartitions des résistances et inductances de la ligne</i>	47
3.7	<i>Cellule symétrique</i>	48
3.8	<i>Deux cellules symétriques en cascades</i>	48
3.9	<i>Processus Markovien de la variable γ</i>	50
3.10	(a): <i>Khepera II</i> (b): <i>Schéma de description</i>	51

3.11	<i>Schéma de contrôle en position et en vitesse</i>	52
3.12	<i>Structure hiérarchique de la commande et du diagnostic du Robot</i>	52
3.13	<i>Schéma de régulation de la partie dynamique des mini-actionneurs</i>	54
3.14	<i>Matrice de signature de défauts</i>	57
3.15	<i>Paramètres de simulation</i>	58
3.16	<i>Vitesses désirées et obtenues des roues 1&2</i>	59
3.17	<i>Signaux de commande des actionneurs 1&2</i>	60
3.18	<i>Résidus en situation normale</i>	61
3.19	<i>Trajectoire en situation normale</i>	61
3.20	<i>Signaux de commandes en présence d'un défaut actionneur</i>	62
3.21	<i>Ajout d'un signal perturbateur sur la commande</i>	62
3.22	<i>Résidus en présence d'un défaut actionneur</i>	63
3.23	<i>Trajectoire en présence d'un défaut actionneur</i>	63
3.24	<i>Signaux de commande en présence d'un défaut de transmission</i>	64
3.25	<i>Résidus en présence d'un défaut de transmission</i>	65
3.26	<i>Trajectoire en présence d'un défaut câble</i>	65
3.27	<i>Signaux de commande en présence d'un retard</i>	66
3.28	<i>Résidus en présence d'un retard</i>	67
3.29	<i>Trajectoire du robot en présence d'un retard</i>	67
3.30	<i>Résidus en présence d'un retard entre 20 et 40 secondes</i>	68
4.1	<i>Fonctionnement sans défauts (Sauvegarde des signaux de commande)</i>	71
4.2	<i>Fonctionnement normale et génération des résidus</i>	71
4.3	<i>Caractéristiques des différents parties du SCR</i>	72
4.4	<i>Robot ABB IRB 140</i>	73
4.5	<i>Simulateur virtuel temps réel</i>	74
4.6	<i>Récupération des Coordonnées du Robot</i>	75
4.7	<i>Architecture de Communication avec le Robot</i>	75
4.8	<i>Communication entre les deux programmes</i>	76
4.9	<i>Trajectoire du Robot</i>	79
4.10	<i>$j^{\text{ème}}$ D.D.L. du Robot Manipulateur</i>	81
4.11	<i>Circuit électrique du $j^{\text{ème}}$ MCC</i>	81
4.12	<i>Modèle BG de la partie électrique</i>	81
4.13	<i>Modèle BG de la partie mécanique</i>	82
4.14	<i>Le mécanisme de jeu</i>	83
4.15	<i>Modèle BG de la partie Réducteur</i>	84
4.16	<i>Modèle BG de la Charge</i>	84
4.17	<i>Modèle BG global du $j^{\text{ème}}$ système électromécanique</i>	85

4.18	<i>Vérification des propriétés structurelles du modèle BG avec Symbols 2000</i>	87
4.19	<i>Modèle BG en causalité dérivée</i>	88
4.20	<i>Ajout d'un capteur supplémentaire pour résoudre le conflit de causalité</i>	89
4.21	<i>Mise en causalité intégrale du modèle BG de l'élément C</i>	89
4.22	<i>Boucle causale différentielle</i>	90
4.23	<i>Graphe orienté issu du modèle BG causal pour la génération des RRAs</i>	91
4.24	<i>Matrice d'incidence</i>	92
4.25	<i>Matrice de Signature de défauts</i>	94
4.26	<i>Valeurs Numériques Nominale des Paramètres des Actionneurs</i>	95
4.27	<i>Reconstruction des entrées de commande</i>	96
4.28	<i>Variables Articulaires en Fonctionnement Normal</i>	96
4.29	<i>Résidus en Fonctionnement Normal</i>	97
4.30	<i>Variables Articulaires en Fonctionnement Défaillant</i>	97
4.31	<i>Résidus en Fonctionnement défaillant</i>	98
4.32	<i>Détection des Collisions en ligne du Robot réel à partir du Simulateur</i>	98
C.1	<i>Robot ABB IRB-140</i>	109
C.2	<i>Enveloppe de travail du robot ABB IRB-140</i>	110
C.3	<i>Schéma de validation des modèles du robot</i>	116
C.4	<i>Trajectoire obtenue par la simulation</i>	117
D.1	<i>Simulateur virtuel temps réel</i>	118
D.2	<i>Récupération des coordonnées du robot</i>	119
D.3	<i>Structure de communication</i>	120

Table des abréviations

<i>NCS</i>	<i>Networked Control Systems</i>
<i>SCR</i>	<i>Systèmes Contrôlés en Réseaux</i>
<i>RRA</i>	<i>Relation de Redondance Analytique</i>
<i>FDI</i>	<i>Fault Detection and Isolation</i>
<i>MSD</i>	<i>Matrice de Signature de Défauts</i>
<i>LMI</i>	<i>Linear Matrix Inequality</i>
<i>SFSD</i>	<i>Sûreté de Fonctionnement des Systèmes Dynamiques</i>
<i>BG</i>	<i>Bond Graph</i>
<i>RPC</i>	<i>Réseaux de Petri Colorés</i>
<i>TCP</i>	<i>Transmission Control Protocol</i>
<i>UDP</i>	<i>User Datagram Protocol</i>
<i>CAN</i>	<i>Control Area Network</i>
<i>CSMA/CD</i>	<i>Carrier Sense Multiple Access /Collision Detection</i>
<i>MCC</i>	<i>Machine à Courant Continu</i>
<i>PID</i>	<i>Proportionnel, Intégrale, Dérivée</i>
<i>QoS</i>	<i>Qualité de Service</i>
<i>SWT</i>	<i>Stationary Wavelet Transform</i>

Chapitre 1

Introduction générale

1.1 Cadre de la thèse

Le travail de thèse est effectué au Laboratoire d'Automatique, Génie Informatique et Signal de Lille (LAGIS UMR CNRS 8146). Il est réalisé au sein de l'équipe SFSD (Sûreté de Fonctionnement des Systèmes Dynamiques), qui s'occupe depuis sa création des problèmes de la conception et d'analyse des algorithmes de surveillance des systèmes dynamiques avec des applications faites dans le domaine du génie de procédés, du génie électrique, transport intelligent et robotique.

Le présent travail est une extension aux différentes contributions de la thématique Bond Graph et surveillance de l'équipe dans le domaine de la détection robuste et la localisation de défauts des systèmes complexes (*Djeziri* [82], *Medjaher* [89]). Dans les travaux réalisés, le système à surveiller concerne uniquement le processus physique avec les actionneurs et capteurs, et son architecture d'instrumentation locale. La présente recherche contribue à développer des algorithmes de détection et de localisation de défauts pour diagnostiquer à distance des systèmes contrôlés en réseaux.

Les systèmes contrôlés en réseaux (SCR), sont de plus en plus utilisés dans le quotidien, du fait des avancées technologiques dans les réseaux de communication. Pour améliorer le diagnostic des systèmes SCR, il est souvent indispensable de connaître la dynamique de chaque composant du système, ceci nous permettra de différencier dans notre schéma de diagnostic des défauts du système à contrôler de ceux du système de communication. Notre travail concerne donc le télédiagnostic des systèmes contrôlés en réseaux, appliqué à la robotique mobile et la robotique de manipulation.

1.2 Contexte de travail

Une tendance importante dans les systèmes industriels et commerciaux modernes est d'intégrer le calcul, la communication, et la commande dans un système fiable qui permet d'augmenter la performance du processus. L'architecture traditionnelle de communication pour les systèmes de contrôle, qui a été mise en application avec succès dans l'industrie pendant des décennies, est le point à point, c.à.d., des fils qui relient l'ordinateur central avec les capteurs et les actionneurs de l'installation. Cependant, la complexité des installations et la croissance des fonctionnalités physiques limitent l'utilisation de l'architecture point à point. Par conséquent, un système de contrôle point à point centralisé traditionnel n'est plus approprié pour répondre à de nouvelles exigences, telles que la modularité, la décentralisation de la commande, le diagnostic, la maintenance,... L'introduction de l'architecture d'un bus commun de réseau de communication (Fig. 1.1), permet d'améliorer l'efficacité, la flexibilité et la fiabilité de ces applications, réduisant ainsi le coût des installations ainsi que le temps de reconfiguration et d'entretien.

Depuis quelques années, un grand intérêt a été donné à l'étude des systèmes contrôlés en réseaux (SCR) ou Networked Control Systems (NCS), qui sont des systèmes de contrôle/commande distribués à travers un réseau de communication (*Lian [3], Nilsson et Branichy [9]*).

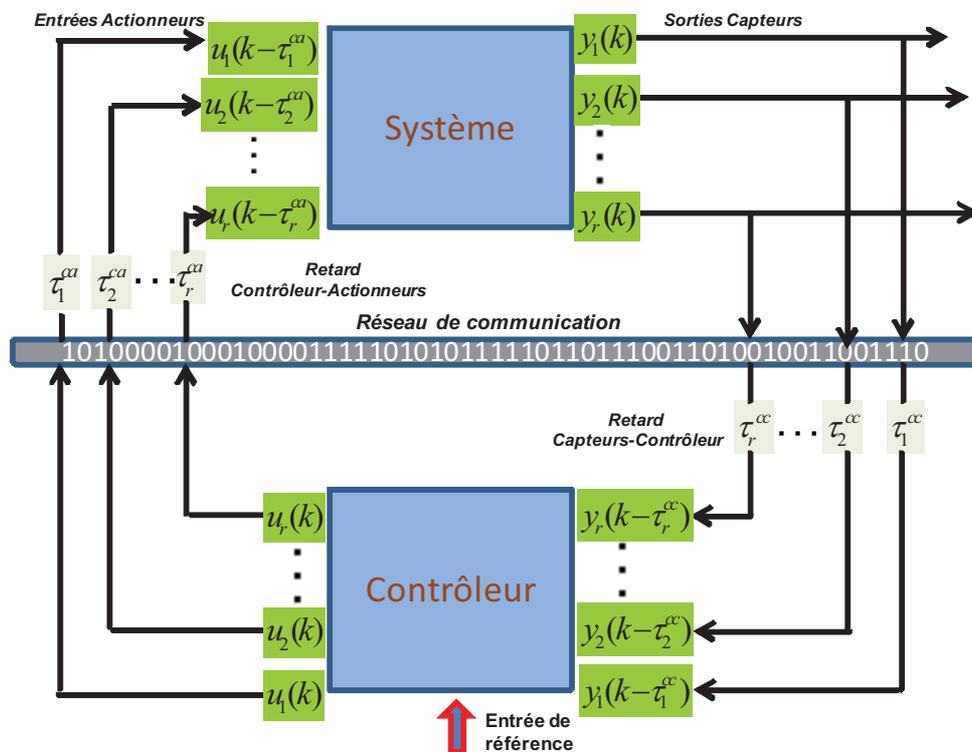


FIG. 1.1 – Schéma block d'un SCR MIMO

La caractéristique principale des systèmes contrôlés en réseau consiste en ce que l'information (consigne, sortie du système, commande,...) est échangée en utilisant le réseau (Fig. 1.1) entre les composants du système de contrôle (capteurs, contrôleurs, actionneurs,...).

Le système à surveiller est alors composé d'une partie physique échangeant de l'énergie entre ces composants et contrôlée à distance par un réseau de communication.

La surveillance des systèmes physiques a fait l'objet de plusieurs travaux depuis les années 80, par contre, le diagnostic de ces systèmes couplé à un réseau de communication est peu développé.

La problématique de la surveillance de ces systèmes contrôlés en réseau consiste d'une part à détecter et localiser des défauts affectant l'ensemble du système et à distinguer d'autre part, les perturbations et défaillances affectant le réseau de communication (congestion de l'information, perte de données, retard dans la communication) de celle du système contrôlé.

Le but de notre travail est de contribuer au diagnostic d'une catégorie de systèmes contrôlés en réseau, en distinguant les défauts et perturbations liés au réseau de communication avec ceux liés au système à contrôler.

1.3 Positionnement du travail

Afin de positionner notre travail par rapport aux différents travaux développés dans la littérature, nous présentons un schéma explicatif du fonctionnement et une classification des contributions théoriques pour la commande et le diagnostic des SCR (Fig. 1.2). Le système qui est considéré est celui d'un système maître-esclave qui communique via un réseau de communication. Le maître peut être un opérateur humain, un ordinateur,... qui envoie des commandes à un système distant appelé esclave. Ce dernier reçoit les commandes du maître, exécute la tâche et renvoie les informations vers le maître à travers le même réseau.

Nous avons distingué à partir de ce schéma deux grandes familles de contributions théoriques dans les systèmes SCR.

La première famille concerne la commande des systèmes SCR, que nous avons classés en deux sous-groupes: les systèmes à retard (*Richard* [33]) où les travaux se focalisent sur la synthèse de la commande des modèles avec retard introduit par le réseau, et la téléopération unilatérale et bilatérale (*Kheddar* [86], *Spong & al.* [84]), qui permet à l'opérateur humain de manipuler des objets distants.

La deuxième famille concerne le diagnostic des systèmes à distance, où nous distinguons trois sous-groupes. La E-maintenance (*Iung* [87]) qui est par définition la maintenance d'une unité fonctionnelle à partir d'un centre de contrôle via un réseau industriel. La téléalarme (*Istrate* [85]) consiste à surveiller un système et générer une alarme, (souvent par des méthodes simples de seuillage) qui est transmise sous forme d'un signal vers un centre de traitement.

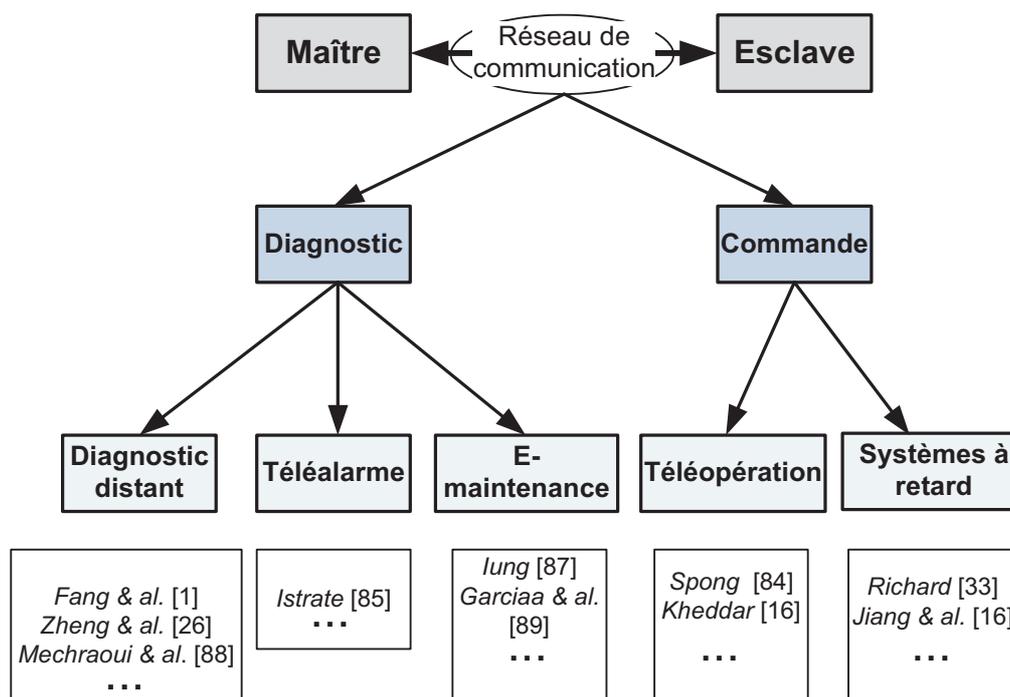


FIG. 1.2 – Environnement d'un SCR et classification des méthodes

L'inconvénient de la surveillance par des alarmes est qu'elle ne fournit pas à l'opérateur une image concrète sur le défaut et son origine. L'intérêt d'avoir une information sur le défaut permet à l'opérateur de passer à un autre mode de fonctionnement pour assurer la continuité du système. Enfin, le dernier sous-groupe de la famille du diagnostic est le diagnostic distant ou le télédiagnostic à base de modèle (*Fang & al. [1]*, *Ye & al. [21]*, *Sauter & al. [37]*) qui consiste à développer des algorithmes de détection et d'isolation de défauts à base de modèles analytiques dynamiques du système physique couplé au réseau de communication pour assurer la supervision à distance de l'ensemble. Notre contribution dans ce travail de thèse se situe dans ce sous-groupe de famille de diagnostic distant.

1.4 Organisation du manuscrit

À la suite de cette introduction générale, ce mémoire est organisé de la manière suivante:

Deuxième chapitre: Dans ce chapitre, une synthèse sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR) est présentée. Les travaux consultés sur les approches de diagnostic des SCR ont été classés selon quatre méthodes:

- Méthodes basées sur un modèle analytique qui peut être déterministe, incertain ou stochastique;

- Méthodes utilisant les modèles de protocole de transmission (méthodes informatiques);
- Méthodes dites sans modèle a priori ou qualitatives basées sur l'intelligence artificielle;
- Méthodes basées sur les outils de simulation de réseaux.

Troisième chapitre: Dans ce chapitre, nous proposons une approche de diagnostic d'un SCR en utilisant un modèle discret suivi d'un modèle continu. Cette approche est basée sur la nature fonctionnelle des différentes parties du SCR. Deux parties sont considérées dans cette étude, le réseau de communication d'une part et le système physique à commander avec ses composants associés (contrôleur et capteurs) d'autre part.

Deux approches de diagnostic à base de modèle sont ensuite proposées afin de détecter et de localiser des défauts sur le système global SCR. La première concerne un observateur discret et stochastique, permettant de reconstruire les états du modèle du système de communication. Le retard est modélisé par une variable stochastique définie par une chaîne de Markov. La deuxième approche de diagnostic est basée sur l'utilisation des relations de redondances analytiques (RRA) appliquée au système physique, afin de détecter et d'isoler des défauts d'origines actionneur et/ou capteur.

Des résultats expérimentaux appliqués à un système de télérobotique mobile sont présentés dans ce chapitre, permettant ainsi de montrer les performances et les limites de l'approche de diagnostic proposée.

Quatrième chapitre: Dans ce chapitre, une méthode de télédiagnostic à travers un environnement virtuel est proposée. Cette méthode consiste à détecter et isoler des collisions dus au retard sur un système robotisé (Robot manipulateur) en utilisant le principe de diagnostic à base de modèle développé et simulé sur une interface virtuelle. Pour modéliser la dynamique des actionneurs électromécaniques du robot, un outil unifié est utilisé, il s'agit de l'outil Bond Graph qui permet de présenter le système sous forme d'un modèle multiphysique et d'exploiter les propriétés causales et structurelles pour générer l'algorithme de diagnostic.

1.5 Publications

Les travaux suivants ont été publiés dans le cadre de la thèse:

- K. Fawaz, R. Merzouki, B. Ould-Bouamama. "Model Based Real Time Monitoring for Collision Detection of an Industrial Robot". *Journal of Mechatronics* 2009
- K. Fawaz, R. Merzouki, B. Ould-Bouamama. "Hybrid Fault Diagnosis for Telerobotics System". *International Journal of Mechatronics and Manufacturing Systems (IJMMS)*, *Special Issue on: "Advances in Robotics and Biomechatronic*. (soumis)
- K. Fawaz, R. Merzouki, B. Ould Bouamama. "Intelligent Monitoring of an Industrial Robot". *9th IFAC Workshop on Intelligent Manufacturing Systems*. October 2008, Szczecin, Poland.

-
- K. Fawaz, R. Merzouki, B. Ould-Bouamama. "Telediagnosis of Transmission Channel and Actuators Faults on a Mobile Robot". *Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control*. Seoul, Korea, pp. 10510-10516, July 6-11, 2008.
 - K. Fawaz, R. Merzouki, B. Ould-Bouamama. "Fault Detection of Actuators and Channel Transmission using Virtual Simulation". *Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control*. Seoul, Korea, pp. 13118, July 6-11, 2008.
 - K. Fawaz, R. Merzouki, B. Ould-Bouamama. "Méthode de Surveillance Intelligente d'un Robot Industriel". *11^{ème} Colloque National AIP-PRIMECA*. La Plagne, 22-24 Avril, 2009.

Chapitre 2

Etat de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau

2.1 Introduction

Dans la communauté des systèmes à espaces d'états continus et discrets, un système contrôlé en réseau (SCR) est un système de contrôle dans lequel les boucles de régulation sont fermées au moyen d'un réseau de communication. La figure (Fig.2.1) représente un schéma classique d'un SCR composé de capteurs, d'actionneurs et de contrôleurs qui constituent l'architecture d'un système de contrôle/commande traditionnel. Dans ce système, les données issues des capteurs arrivent aux contrôleurs avec un retard τ_k^{cc} induit par le réseau de communication, et celles issues des contrôleurs arrivent aux actionneurs après un retard τ_k^{ca} induit par le réseau entre contrôleurs et actionneurs. Les signaux de commandes $u(t - \tau_k^{ca})$ et de sorties $y(t - \tau_k^{cc})$ sont retardés ainsi respectivement suivant les valeurs de τ_k^{ca} et τ_k^{cc} . Ces retards peuvent influencer la performance et la robustesse d'une composante du système SCR, et peuvent entraîner une dégradation significative de l'efficacité de la commande ou du diagnostic de l'ensemble du système.

Les systèmes de communication, les systèmes manufacturiers, les systèmes de transports, les systèmes d'énergies et les systèmes de téléopération sont des exemples typiques de systèmes contrôlés en réseaux [4]. La commande et le diagnostic des SCR sont basés sur des modèles dynamiques de systèmes à retard. Les caractéristiques du retard dépendent de plusieurs paramètres tels que le protocole de transmission, la longueur du réseau, la charge du réseau et le matériel utilisé pour interconnecter les différents équipements du système. Dans les travaux actuels, le retard induit par le réseau est considéré soit constant, soit variable

borné ou aléatoire.

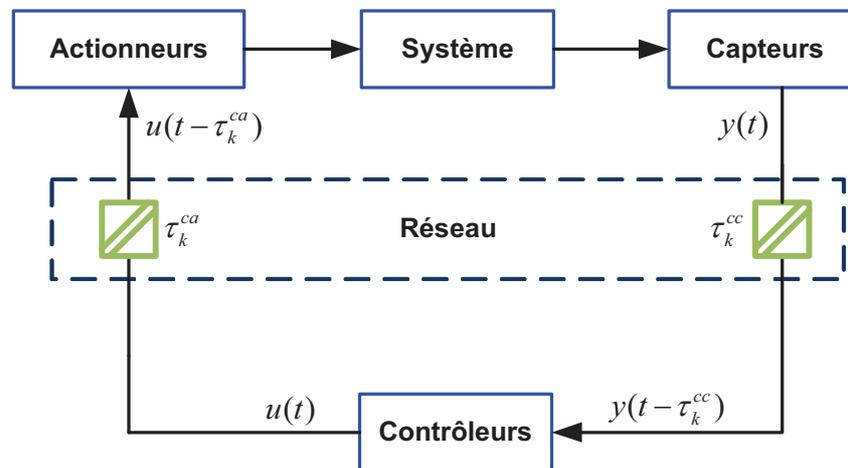


FIG. 2.1 – *Système Contrôlé en Réseau*

En général, le retard se produit lors des échanges de données entre les différents équipements d'un système de contrôle-commande. L'échantillonnage des données et les pertes des paquets constituent une autre source de retard variable qui devra être prise en compte dans la modélisation. Dans certains cas, le temps de traitement dans les calculateurs doit être aussi pris en compte.

Dans ce chapitre, nous présentons un état de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR). Selon le schéma de la figure (Fig.2.2), la modélisation des SCR peut être décomposée en trois catégories: modélisation à base de modèles mathématiques, modélisation d'un point de vue informatique industrielle et modélisation dite sans modèle a priori.

Nous présentons ensuite une synthèse des différents modèles et approches de diagnostic proposés pour les SCR ainsi que les modèles des réseaux et des canaux de transmissions développés durant ces dernières années et leurs caractéristiques ainsi que les différents outils logiciels permettant de simuler leur comportement dynamique.

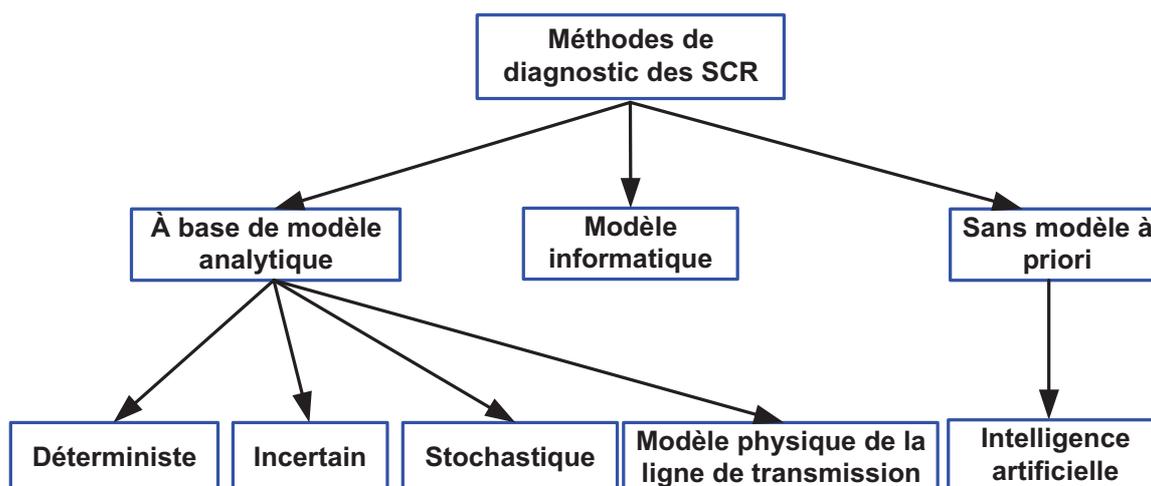


FIG. 2.2 – Méthodes de diagnostic des SCR

2.2 Modélisation mathématique et diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR)

Nous présentons dans cette section, les différents modèles et méthodes de diagnostic des SCR basés sur des modèles mathématiques déterministes, incertains et stochastiques ainsi que les modèles utilisant les techniques de l'intelligence artificielle. Nous présentons également certains modèles déterministes de canaux de transmissions utilisés généralement dans les systèmes contrôlés en réseau.

2.2.1 Modélisation déterministe et diagnostic des SCR

L'utilisation du réseau de transmission pour échanger les données dans les systèmes industriels modernes rend la modélisation de ce type de système plus difficile à cause de l'état du retard induit par le réseau.

La modélisation des SCR est relativement différente de celles des systèmes à retard traditionnels où le retard est considéré comme constant ou borné dans la plupart des cas. A cause de la variation aléatoire du retard induit, les SCR sont du type système à temps variants, rendant ainsi l'analyse et la modélisation plus contraignante. Dans la littérature, les modèles des SCR sont donnés dans les domaines continus et discrets. La plupart des utilisateurs qui utilisent des modèles discrets supposent que le réseau est synchronisé et que le taux d'échantillonnage des capteurs, des actionneurs et des contrôleurs est identique.

Dans *Luck & al.* [15], un modèle d'état en temps discret d'un SCR a été proposé (2.1).

2.2. Modélisation mathématique et diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR) 11

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k - \tau_k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases} \quad (2.1)$$

Dans ce modèle, $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^{k_u}, y \in \mathbb{R}^{k_y}$ sont respectivement les vecteurs d'état, d'entrées, de sorties. τ_k est le retard induit constant. $\bar{A} = e^{Ah}$ est la matrice d'état, $\bar{B} = \int_0^h e^{A(h-t)} B dt$ est la matrice des entrées, $\bar{C} = C$ est la matrice des sorties et h est la période d'échantillonnage.

Le retard τ_k induit par le réseau est considéré constant suite à l'utilisation des tampons (Buffer) temporisés (Fig.2.3). En réglant ces tampons à une valeur plus élevée que le retard, le temps de transfert sera considéré comme constant. L'inconvénient de cette méthode est que le retard devient plus grand que nécessaire, ce qui peut dégrader la performance et la stabilité du système.

Dans Halevi *et al.* [53], on considère que les retards dans le réseau sont dus à une mauvaise synchronisation entre la mesure et la commande. Dans ce cas, un vecteur d'état augmenté a été utilisé pour inclure les signaux retardés.

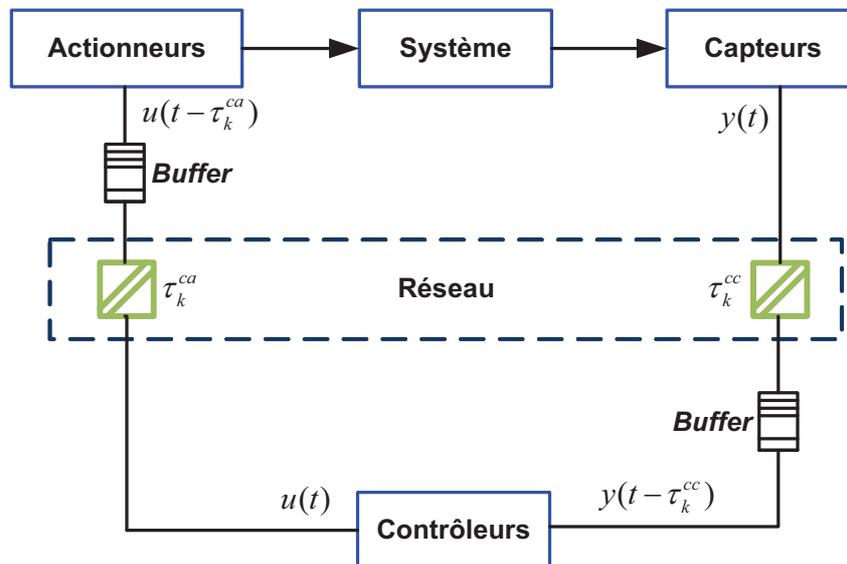


FIG. 2.3 – SCR avec tampons temporisés

Dans Jiang *et al.* [16], une représentation d'état (2.2) a été développée en présence de retard multiple afin de diagnostiquer des défauts actionneurs pour des systèmes à retard en utilisant les techniques des observateurs adaptatifs.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{k=1}^N A_k x(t - \tau_k) + Bu(t) + B_f f(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

où $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m$ et $y \in \mathbb{R}^r$ sont respectivement les vecteurs d'état, d'entrées et de sorties. τ_k est un retard variable, avec $0 \leq \tau_k \leq \tau < \infty$, et τ est la borne supérieure du retard τ_k supposé constant. $f(t) = \beta(t - T)f_0 \in \mathbb{R}^q$ est le signal de défaut, la fonction $\beta(t - T)$ est

$$\text{donnée par: } \beta(t - T) = \begin{cases} 0, & t < T \\ 1, & t \geq T \end{cases} \quad \text{alors, } f(t) \text{ égal à 0 avant l'apparition de défauts (} t < T \text{)}$$

et égal à f_0 après l'apparition de la faute ($t \geq T$), (T représente l'instant de l'apparition du défaut).

Des modélisations des SCR dans le domaine continu ont été proposées aussi dans *Göktas & al.* [13], [14], *Kim & al.* [12], *Walsh & al.* [11], [10] et *Branicky & al.* [9] afin d'étudier la stabilité des SCR. *Göktas & al.* a utilisé l'approximation de Padé en considérant le retard comme une variable incertaine, il a ensuite construit un contrôleur robuste pour compenser les incertitudes introduites par ce retard. *Kim & al.* [12] ont utilisé l'approche de Lyapunov pour obtenir une valeur maximale du retard permettant de stabiliser un SCR, ainsi il a pris en considération dans son modèle d'état (2.3) le temps de traitement du contrôleur qui est considéré comme un retard négligeable dans la plupart des études sur les SCR.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + A_1 x(t - \tau_1) + A_2 x(t - \tau_2) + A_3 x(t - \tau_3) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ 0 & A_c \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_c C_s & 0 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} B_s D_c C_s & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A_3 = \begin{bmatrix} 0 & B_s C_s \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \text{ Les}$$

matrices $A_s, B_s, C_s, A_c, B_c, C_c$ et D_c sont respectivement les matrices d'état, d'entrée, de sortie du système physique et les matrices d'état, d'entrée et de sortie du contrôleur. Ces matrices sont supposées connues. $\tau_1 = \tau_k^{cc}$, $\tau_2 = \tau_k^{cc} + \tau_k^c$, $\tau_3 = \tau_k^{ca} + \tau_k^c$ où τ_k^{cc} et τ_k^{ca} sont les retards de transmission entre le capteur et le contrôleur et entre le contrôleur et l'actionneur. τ_k^c est le temps de traitement dans le contrôleur. Ces retards sont supposés connus.

Dans *Walsh & al.* [11], l'approche de Lyapunov a été utilisée pour analyser la stabilité du système en boucle fermée alors que *Branicky & al.* [9] ont considéré un modèle simple de SCR en regroupant les retards induits par le réseau en un seul élément supposé inférieur à la période d'échantillonnage.

La stabilité des SCR a été étudiée également dans *Witrant* [7] où un prédictor d'état à

2.2. Modélisation mathématique et diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR) 13

horizon variable a été utilisé afin d'établir une loi de commande stabilisante qui place les pôles du système en boucle fermée. Dans *Wu & al.* [20], la modélisation et la stabilité des SCR ont été étudiées en considérant un retard aléatoire plus grand que la période d'échantillonnage. Ainsi, pour la modélisation, ils ont utilisé un échantillonnage multiple défini par l'équation (2.4).

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_0u(k) + \bar{B}_1u(k-1) + \dots + \bar{B}_mu(k-\tau_m) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\bar{A} = e^{Ah} \text{ et } \bar{B}_i = \int_{h-\alpha_i-1}^{h-\alpha_i} e^{A(h-t)} B dt. (i = 0, 1, \dots, m), \tau_m \text{ est le retard maximum supposé connu}$$

et α_i est l'instant où la commande $u(k-i)$ arrive à l'actionneur à la même période d'échantillonnage, $\alpha_{-1} = T$ et h est la période d'échantillonnage.

Une modélisation d'un SCR a été proposée dans *Chen & al.* [35], le modèle est décrit par l'équation (2.5).

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_0(\tau_k)u(k) + \bar{B}_1(\tau_k)u(k-1) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\bar{B}_0(\tau_k) = \int_0^{h-\tau_k} e^{As} B ds, \bar{B}_1(\tau_k) = \int_{h-\tau_k}^h e^{As} B ds, h \text{ est la période d'échantillonnage et } \tau_k = \tau_k^{cc} + \tau_k^{ca} < h$$

L'observateur prenant en considération le retard induit est donné par l'équation:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = \bar{A}\hat{x}(k) + \bar{B}_0(\tau_k)u(k) + \bar{B}_1(\tau_k)u(k-1) + L(y(k) - \hat{y}(k)) \\ \hat{y}(k) = \bar{C}\hat{x}(k) \end{cases} \quad (2.6)$$

L'observateur d'état proposé ici permet d'estimer les états du système non mesurables, à condition que τ_k soit connu.

Garcia-Rivera & al. [29] ont analysé la stabilité d'un SCR sur un modèle d'état en temps discret avec pertes de données et en présence d'un retard variable. Leur méthode est basée sur la deuxième méthode de Lyapunov qui consiste à trouver une fonction quadratique $Q(x_k) = x_k^T P x_k$, $P > 0$ et $Q(x_{k+1}) - Q(x_k) < 0$. Ils ont proposé deux modèles SCR et deux critères permettant de vérifier la stabilité dans les cas de pertes de données de commandes (Fig. 2.4) (2.7) et lorsque le retard induit par le réseau est supposé variable dans le temps (2.8).

– *Cas avec pertes de données:*

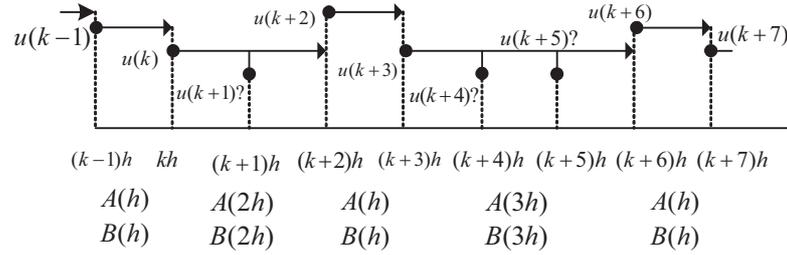


FIG. 2.4 – Pertes de un ou deux signaux de commandes consécutifs

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}_{d_k} x(k) + \bar{B}_{d_k} u(k) \\ y(k) = \bar{C} x(k) \end{cases} \quad (2.7)$$

Avec, d_k représente le nombre des données perdus entre $u(kh)$ et le signal de commande suivant $u(k + d_k + 1)h$, $\bar{A}_{d_k} = \bar{A}((d_k + 1)h)$ et $\bar{B}_{d_k} = \bar{B}((d_k + 1)h)$.

Le système est stable par rapport à m pertes consécutives, s'il existe:

$$\begin{cases} P = P^T > 0 \\ \bar{A}_{d_k}^T P \bar{A}_{d_k} - P < 0, & 0 \leq d_k \leq m \end{cases}$$

– Cas en présence d'un retard variable τ_k :

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_0(\tau_k)u(k) + \bar{B}_1(\tau_k)u(k-1) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec, \bar{A} , $\bar{B}_0(\tau_k)$ et $\bar{B}_1(\tau_k)$ sont les matrices définies précédemment, le retard est supposé un entier borné.

En formant le vecteur d'état augmenté $X(k) = [x(k)^T \ u(k-1)^T]^T$, le système en boucle fermée avec une commande par retour d'état $u(k) = -[K \ 0]X(k)$ est $X(k+1) = \bar{A}(\tau_k)X(k)$ avec:

$$\bar{A}(\tau_k) = \begin{bmatrix} \bar{A} - \bar{B}_0(\tau_k)K & \bar{B}_1(\tau_k) \\ -K & 0 \end{bmatrix}$$

Dans ce cas, le système est stable s'il existe:

$$\begin{cases} P = P^T > 0 \\ \bar{A}^T(\tau_k)P\bar{A}(\tau_k) - P < 0, \quad 0 \leq \tau_k \leq \tau_{\max} \end{cases} \quad (2.9)$$

Cette inégalité (2.9) ne peut pas être résolue puisque cela nécessite la résolution d'un nombre indéterminé des inégalités matricielles. Une condition suffisante permettant de vérifier la stabilité du système (2.8) en présence du retard variable et un nombre fini des inégalités matricielles est développée dans *García-Rivera & al.* [29].

Le problème de stabilité et de commande des SCR a été étudié d'une façon détaillée dans *Richard-Divoux* [32]. Un exemple d'application de régulation dont la boucle de retour est implantée sur un réseau local a été étudié en considérant l'influence du protocole de transmission et du retard sur la stabilité du système. Une deuxième application sur un système de type maître-esclave communiquant à distance à travers Internet est présentée. Les performances du système (stabilité, rapidité, robustesse) ont été étudiées en fonction du retard variable induit et des pertes de paquets.

D'autres modèles déterministes ont été développés dans le cadre du diagnostic des SCR tels que dans *Ye et al.* [21], où un observateur d'état est utilisé afin de générer les résidus à partir du modèle d'état décrit dans (2.10).

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_0(\tau_k)u(k) + \bar{B}_1(\tau_k)u(k-1) + \bar{B}_f f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases} \quad (2.10)$$

$\bar{A}, \bar{B}_0(\tau_k)$ et $\bar{B}_1(\tau_k)$ sont les matrices définies précédemment et $f(k) = \int_0^h e^{A(h-t)} B_f f(kh+t) dt$ (B_f est la matrice d'influence de défauts) et τ_k est le retard induit entre capteurs/contrôleur et contrôleur/actionneur. Ce retard est supposé connu.

En utilisant un observateur d'état décrit dans (2.11), l'expression du résidu $r(k)$ est obtenue.

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = \bar{A}\hat{x}(k) + \bar{B}u(k) + L(y(k) - C\hat{x}(k)) \\ \hat{y}(k) = \bar{C}\hat{x}(k) \end{cases} \quad (2.11)$$

L est le gain de l'observateur et $\bar{B} = \int_0^h e^{At} B dt = \bar{B}_0(\tau_k) + \bar{B}_1(\tau_k)$

$$\begin{cases} r(k) = V(y(k) - \hat{y}(k)) \\ r(k+1) = V(y(k+1) - \hat{y}(k+1)) \\ \quad = V\bar{C} [(\bar{A} - L\bar{C})e(k) - \bar{B}_1(\tau_k)\Delta u(k) + \bar{B}_f f(k)] \end{cases} \quad (2.12)$$

$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$, $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$ est l'erreur d'estimation ($e(k+1) = x(k+1) - \hat{x}(k+1)$), $r(k)$ est le vecteur de résidus et $V \in \mathbb{R}^{n \times q}$ (V est orthogonal à $\bar{C} \in \mathbb{R}^{q \times n}$) est la matrice de projection.

L'expression du résidu (2.12) dépend à la fois de l'erreur d'observation $e(k)$, de l'entrée retardée $\Delta u(k)$ et des défauts $f(k)$. Dans le cas où $\tau_k=0$, on a $\bar{B}_1(\tau_k) = 0$ ce qui implique:

$$\begin{cases} r(k) = 0 \text{ pour } f(k) = 0 \\ r(k) \neq 0 \text{ pour } f(k) \neq 0 \end{cases}$$

Si $\tau_k \neq 0$, le signal de résidu $r(k)$ dépendra à la fois du retard et du défaut. Une étude de sensibilité sur l'expression du résidu $r(k)$ permet d'identifier les paramètres qui influent sur le résidu. Si le résidu de l'équation (2.12) est sensible à une variation du retard et aux défauts qui affectent le système, il n'est donc pas possible de distinguer un défaut provenant du système physique d'un défaut de communication dû au retard induit.

Dans *Ye & al.* [21], l'espace de parité est utilisé pour le diagnostic robuste d'un SCR par rapport au retard τ_k (retard borné). Ils ont utilisé l'approximation de Taylor du 1^{er} ordre de la matrice $\bar{B}_1(\tau_k) \approx \tau_k B$. Le système d'état considéré est le suivant:

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k) - q(k)\tau_k + \bar{B}_f f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases} \quad (2.13)$$

Avec $q(k) = \bar{B}\Delta u(k)$. ($\bar{A} \in \mathbb{R}^{n,n}$, $\bar{C} \in \mathbb{R}^{q,n}$) En utilisant l'espace de parité, le générateur de résidus du système (2.13) peut être obtenu (2.14)

$$\begin{cases} r(k) = V(Y(k) - H_u(k)U(k)) \\ r(k) = V(H_0(k)X(k) - H_\tau(k)\tau_{s,k} + H_f(k)F(k)) \end{cases} \quad (2.14)$$

V est la matrice de projection ($VH_0(k) = 0$) et $H_0(k)$ est la matrice d'observabilité. Les matrices $X(k)$, $Y(k)$, $U(k)$, $\tau_{s,k}$, $F(k)$, $H_u(k)$ sont définies dans un intervalle $[k-s, k]$ comme suit:

$$\begin{aligned}
X(k) &= \begin{bmatrix} x^T(k-s) & x^T(k-s+1) & \cdots & x^T(k) \end{bmatrix}^T \\
Y(k) &= \begin{bmatrix} y^T(k-s) & y^T(k-s+1) & \cdots & y^T(k) \end{bmatrix}^T \\
U(k) &= \begin{bmatrix} u^T(k-s) & u^T(k-s+1) & \cdots & u^T(k) \end{bmatrix}^T \\
\tau_{s,k} &= \begin{bmatrix} \tau(k-s) & \tau(k-s+1) & \cdots & \tau(k) \end{bmatrix}^T \\
F(k) &= \begin{bmatrix} f^T(k-s) & f^T(k-s+1) & \cdots & f^T(k) \end{bmatrix}^T \\
H_u(k) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \bar{C}\bar{B} & 0 & & \\ \bar{C}\bar{A}\bar{B} & \bar{C}\bar{B} & 0 & \vdots \\ \vdots & & & \ddots \\ \bar{C}\bar{A}^{s-1}\bar{B} & \bar{C}\bar{A}^{s-2}\bar{B} & \cdots & \bar{C}\bar{B} & 0 \end{bmatrix} \\
H_0(k) &= \begin{bmatrix} C & CA & \cdots & CA^s \end{bmatrix}^T
\end{aligned}$$

Les matrices $H_\tau(k)$ et $H_f(k)$ ont la même forme que $H_u(k)$, en remplaçant \bar{B} par $q(k)$ pour $H_\tau(k)$ et par I pour $H_f(k)$.

Pour que le signal de résidus $r(k)$ soit sensible aux défauts, il faut qu'il soit découplé du retard $\tau_{s,k}$ et de l'état $X(k)$. La matrice de projection V ($V \in \mathbb{R}^{(s+1 \times q), n}$) doit satisfaire à chaque période d'échantillonnage à la condition suivante:

$$\begin{cases} VH_0(k) = 0 \\ VH_\tau(k) = 0 \\ VH_f(k) \neq 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Généralement, ces conditions sont difficiles à établir. On peut envisager une résolution approchée en essayant de satisfaire au mieux la condition d'orthogonalité. Le problème peut être formulé en termes d'optimisation multivariées (Critère min-max par exemple).

Une autre approche de diagnostic d'un modèle SCR a été développée par Ye *et al.* ([22], [23]) en utilisant le même modèle de SCR utilisé dans [21] en présence des perturbations extérieures. L'approche de l'espace de parité a été utilisée en intégrant la transformée d'ondelette

((SWT) Stationary Wavelet Transform)) afin d'obtenir un diagnostic robuste par rapport au retard induit. Le modèle d'état étudié est donné par l'équation (2.16)

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_0(\tau_k)u(k) + \bar{B}_1(\tau_k)u(k-1) + \bar{B}_d d(k) + \bar{B}_f f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec, \bar{A}, \bar{B}_0 et \bar{B}_1 sont définies identiquement que dans (2.10), $\bar{B}_d = \int_0^h e^{At} B_d dt$ et $\bar{B}_f = \int_0^h e^{At} B_f dt$ (B_d et B_f sont supposées connues)

La transformée en ondelettes est utilisée sur le signal de résidus $r(k)$ (2.17) obtenu comme précédemment. Elle joue le rôle d'un filtre passe-bas permettant de fournir un bon filtre fréquentiel et une rapide réponse temporelle. L'utilisation de cette méthode sur le signal de résidus (2.17), permet d'améliorer la robustesse du système de diagnostic vis à vis du retard aléatoire induit par le réseau.

$$\begin{aligned} r(k) &= V(Y(k) - H_u(k)U(k)) \\ r_s(k) &= ST_{r_s}^a(j_m, k) \end{aligned} \quad (2.17)$$

$ST_{r_s}^a(j_m, k)$ est le coefficient d'approximation de la transformée du signal $r(k)$ pour l'échelle j_m . Du point de vue filtrage, $ST_{r_s}^a(j_m, k)$ est équivalent à appliquer un filtre passe-bas $g_{l, j_m}(k)$ au signal $r(k)$, i.e. $ST_{r_s}^a(j_m, k) = g_{l, j_m}(k) * r_{s, k}$ tel que $*$ représente le produit de convolution.

D'un point de vue expérimentation, une co-simulation d'un SCR et de son diagnostic sur un moteur à courant continu est présentée dans *Berbra & al.*[39]. L'influence du retard de transmission a été observée suite à une comparaison des résultats de simulation dans les domaines continu et discret. Le réseau utilisé est le réseau CAN (Controller Area Network), il est défini en utilisant des blocs de simulation sous Matlab/Simulink avec l'outil *TrueTime*. Il a été démontré qu'une procédure de diagnostic en temps discret est plus fiable qu'en temps continu où les résidus présentent des pics importants (présence de fausses alarmes) à cause du retard et du problème de désynchronisation des données reçues. Un indicateur de défauts qui représente les pertes de paquets a été conçu et intégré dans la matrice de signature de défauts.

Une approche similaire de co-simulation a été réalisée sur un système de quadrotor contrôlé en réseau dans *Berbra & al.*[40]. La génération des résidus est obtenue en utilisant les observateurs non-linéaires conçus pour la commande. L'indicateur de défauts est sensible aux pertes de données tandis que le retard induit a été considéré comme négligeable.

2.2.1.1 Conclusion

Quelques modèles déterministes des SCR ont été présentés dans cette section. Ces modèles sont développés principalement pour l'étude de stabilité (utilisation de la méthode de Lyapunov et LMI) et pour le diagnostic (utilisation des approches de l'espace de parité et des observateurs) des SCR. Le retard induit par le réseau a été considéré soit constant, soit variable (borné) soit aléatoire. Nous avons remarqué qu'il était difficile de distinguer les défauts liés à la partie de communication (réseau) et ceux liés à la partie opérative à commander.

La robustesse vis-à-vis du retard a été également étudiée, soit en le considérant comme une perturbation extérieure dans le modèle SCR, soit en utilisant un filtrage (passe-bas) sur le signal de résidu obtenu.

2.2.2 Modélisation incertaine et diagnostic des SCR

Les incertitudes paramétriques ont été prises en compte dans la modélisation des SCR. Dans les travaux de *Mao & al.* [61] une commande tolérante aux fautes (CTF) appliquée à un système contrôlé en réseau multi-entrées/multi-sorties (MIMO) est présentée. Le modèle SCR est décrit dans l'équation (2.18), la stabilité de ce système a été étudiée en utilisant la méthode de Lyapunov combinée avec les techniques de LMI (Linear Matrix Inequalities).

$$\begin{cases} x(k+1) = (\bar{A} + \Delta A(k))x(k) + (\bar{B} + \Delta B(k))u(k) \\ y(k) = \bar{C}(k)x(k) \end{cases} \quad (2.18)$$

$\Delta A(k)$ et $\Delta B(k)$ sont deux fonctions matricielles représentant les incertitudes paramétriques dans les matrices d'état et d'entrée respectivement. $[\Delta A(k) \ \Delta B(k)] = HF(k) [E_1 \ E_2]$, H , E_1 et E_2 sont des matrices à valeurs réelles constantes, et $F(k)$ est une matrice inconnue.

L'étude de stabilité d'un SCR MIMO avec incertitudes et retard multiple a été présentée aussi dans *Yan & al.* [55]. Les critères de stabilité proposés sont issus de l'utilisation de la méthode de Lyapunov et de techniques LMI.

2.2.3 Modélisation stochastique et diagnostic des SCR

Un certain nombre de travaux concernant la modélisation et le diagnostic des SCR ont été développés en utilisant des approches stochastiques. Dans *Krtolica & al.* [2], un système de commande avec un retard aléatoire a été étudié. Les retards induits à l'instant k entre capteur et contrôleur τ_k^{cc} et celui entre contrôleur et actionneur τ_k^{ca} ont été modélisés à l'aide d'une chaîne de Markov (Fig. 2.5). Le retard est supposé être un multiple de la période d'échantillonnage h et le signal de sortie échantillonné $y(k)$ est retardé de plusieurs périodes.

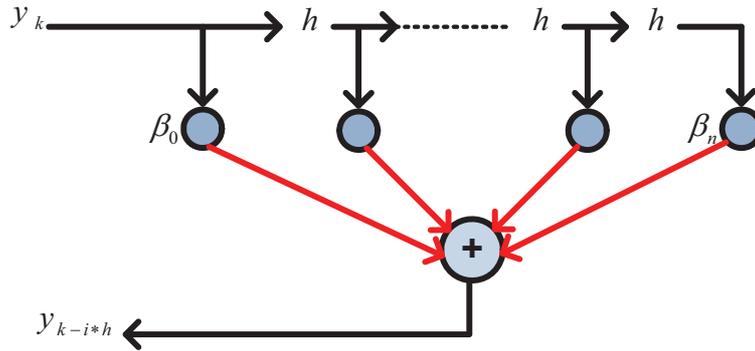


FIG. 2.5 – Retard aléatoire généré à partir d'une chaîne de Markov

Dans la figure (Fig. 2.5), la chaîne de Markov est utilisée pour fixer l'un des β_i à 1, les autres valant 0, ce qui permet de permuer entre les différentes valeurs du retard. Le signal $y(k)$ est ainsi retardé d'un nombre d'échantillons ih du fait du β_i non nul. Le système reçoit le signal $y(k - ih)$.

Nilsson [8] a étudié les régions de stabilité d'un modèle SCR en temps discret (2.19). Il a considéré un retard multiple entre le capteur et le contrôleur et entre le contrôleur et l'actionneur en supposant dans son approche que le retard maximum est inférieur à la période d'échantillonnage. Il a considéré le cas où le retard possède une fonction de densité de probabilité constante et connue et le cas où le retard est aléatoire avec une distribution de probabilité définie par une chaîne de Markov.

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}(k)x(k) + \bar{B}_0(\tau_k)u(k) + \bar{B}_1(\tau_k)u(k-1) + b_e(k) \\ y(k) = \bar{C}(k)x(k) + b_s(k) \end{cases} \quad (2.19)$$

$\bar{A}(k)$, $\bar{B}_0(\tau_k)$, $\bar{B}_1(\tau_k)$ sont les matrices définies précédemment et $b_e(k)$ et $b_s(k)$ sont deux bruits Gaussiens à moyenne nulle.

Le contrôleur utilisé afin d'étudier la stabilité du système SCR est considéré comme un système indépendant, son modèle d'état est décrit dans l'équation (2.20).

$$\begin{cases} x_c(k+1) = \bar{A}_c(\tau_k)x_c(k) + \bar{B}_c(\tau_k)y(k) \\ u(k) = \bar{C}_c(\tau_k)x_c(k) + \bar{D}_c(\tau_k)y(k) \end{cases} \quad (2.20)$$

$\bar{A}_c(\tau_k)$, $\bar{B}_c(\tau_k)$, $\bar{C}_c(\tau_k)$ et $\bar{D}_c(\tau_k)$ sont les matrices d'états, d'entrées et de sorties du contrôleur (voir Fig. 2.1). Elles sont considérées comme des matrices connues. $x_c(k)$ le vecteur d'état du contrôleur, $y(k)$ le vecteur d'entrées et $u(k)$ le vecteur de sorties. Le retard τ_k est supposé connu par le contrôleur.

2.2. Modélisation mathématique et diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR) 21

Dans Zhang *et al.* [19], un observateur d'état a été proposé pour le diagnostic d'un SCR défini par le modèle (2.21). Le modèle SCR choisi est supposé être idéal (sans bruit et sans perturbation).

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k) + \bar{B}_f f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) + \bar{D}_f f(k) \end{cases} \quad (2.21)$$

$\bar{A}, \bar{B}, \bar{B}_f, \bar{C}$ et \bar{D}_f sont des matrices connues et définies précédemment et $f(k)$ est le vecteur de défauts.

Pour prendre en compte le phénomène des pertes de données, la structure du générateur de résidus a été modifiée dans (2.22). La dynamique est caractérisée par un système linéaire à commutation Markovien. Une variable stochastique $\gamma(k)$ représente le statut de communication est modélisée à l'aide d'une chaîne de Markov a été introduite, lorsque $\gamma(k) = 1$ les mesures à l'instant kh sont arrivées correctement et lorsque $\gamma(k) = 0$ les données sont considérées perdues. Dans ce dernier cas, on prend les dernières mesures disponibles.

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = \bar{A}\hat{x}(k) + \bar{B}u(k) + L(y^a(k) - \hat{y}(k)) \\ \hat{y}(k) = \bar{C}\hat{x}(k) \end{cases} \quad (2.22)$$

$$y^a(k) = \begin{cases} y(k) & \text{si } \gamma(k) = 1 \\ \text{la dernière mesure disponible} & \text{si } \gamma(k) = 0 \end{cases},$$

L est la matrice des gains de l'observateur.

Les équations de l'erreur d'estimation $e(k+1)$ et du résidu $r(k+1)$ sont ainsi obtenues (2.23)

$$\begin{aligned} \text{si } \gamma(k) = 0 : & \quad (2.23) \\ & \begin{cases} e(k+1) = (\bar{A} - L\bar{C})e(k) + (\bar{B}_f - L\bar{D}_f)f(k) + L\theta(k) \\ r(k+1) = V\bar{C}e(k) + V\bar{D}_f f(k) - V\theta(k) \end{cases} \\ \text{si } \gamma(k) = 1 : & \\ & \begin{cases} e(k+1) = (\bar{A} - L\bar{C})e(k) + (\bar{B}_f - L\bar{D}_f)f(k) \\ r(k+1) = V\bar{C}e(k) + V\bar{D}_f f(k) \end{cases} \end{aligned}$$

$\theta(k) = y(k) - y^a(k)$ et V est la matrice de projection.

22 Chapitre 2. Etat de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau

$\gamma(k)$ est modélisé par une chaîne de Markov discrète à 2 états $\{0,1\}$ et des probabilités de transitions stationnaires connues définies par:

$$\begin{aligned} p_{00} &= \text{Prob}\{\gamma(k+1) = 0 | \gamma(k) = 0\} \\ p_{01} &= \text{Prob}\{\gamma(k+1) = 1 | \gamma(k) = 0\} \\ p_{10} &= \text{Prob}\{\gamma(k+1) = 0 | \gamma(k) = 1\} \\ p_{11} &= \text{Prob}\{\gamma(k+1) = 1 | \gamma(k) = 1\} \end{aligned}$$

$$p_{00} < p_{10}, p_{00} + p_{01} = 1 \text{ et } p_{10} + p_{11} = 1.$$

La même technique a été reprise par *Chen & al.* [30] pour prendre en compte le retard induit par le réseau. Le modèle SCR est le même que celui donné dans (2.21) et la structure de l'observateur développée est celle de l'équation (2.24), où on remarque la présence du retard τ_k associé à une variable stochastique γ . L'observateur bascule entre deux modes, mode 0 quand il n'y a pas de retard et mode 1 quand il y a du retard. Le retard est supposé constant dans les deux modes, mais le passage d'un mode à un autre est aléatoire. Il est déterminé à l'aide d'une matrice de transformation de probabilité $\Pi(k)$ définie dans l'équation (2.25).

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{x}(k+1) = \bar{A}\hat{x}(k) + \bar{B}u(k) + L(y_c(k) - y_o(k)) \\ \quad = \bar{A}\hat{x}(k) + \bar{B}u(k) + L[(1-\gamma)(y(k) - \hat{y}(k)) + \gamma(y(k-\tau_k) - \hat{y}(k-\tau_k))] \\ \hat{y}(k) = \bar{C}\hat{x}(k) \\ y_o(k) = (1-\gamma)\hat{y}(k) + \gamma\hat{y}(k-\tau_k) \end{array} \right. \quad (2.24)$$

$y_c(k) = (1-\gamma)y(k) + \gamma y(k-\tau_k)$ est la mesure et $y_o(k) = (1-\gamma)\hat{y}(k) + \gamma\hat{y}(k-\tau_k)$ la sortie stochastique de l'observateur. γ est modélisé par une chaîne de Markov à deux états $\{0,1\}$ décrite comme suit:

$$\Pi = \begin{pmatrix} p_{00}(k) & p_{01}(k) \\ p_{10}(k) & p_{11}(k) \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Où, $p_{ij}(k)$ ($i, j = 0,1; k = 0,1,2,\dots$) représente la probabilité conditionnelle du passage du mode i à l'instant $k-1$ au mode j à l'instant k .

Dans ce cas, les équations de l'erreur d'estimation $e(k+1)$ et du résidu $r(k)$ sont obtenues de la façon suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} e(k+1) = x(k+1) - \hat{x}(k+1) \\ \quad = (\bar{A} - LC(1 - \gamma(k))e(k) - L\bar{C}\gamma(k)e(k - \tau_k) + \bar{B}_f f(k) \\ r(k) = V(y_c(k) - y_o(k)) \\ \quad = V\bar{C}((1 - \gamma(k))e(k) + \gamma(k)e(k - \tau_k)) \end{array} \right. \quad (2.26)$$

Ce type de modélisation a été utilisé dans le chapitre 3 afin de modéliser le système de communication indépendamment du système physique. Nous avons supposés que les probabilités de transition sont constantes et connues, et que le retard τ_k a été identifié expérimentalement.

Dans *Zheng & al.* [26], deux approches de diagnostic quantitatif à savoir l'approche par espace de parité et l'approche par observateurs sont proposées pour un système non linéaire contrôlé en réseau. Le modèle de Takagi-Sugeno [62] est utilisé pour représenter un système SCR en présence d'un retard variable borné.

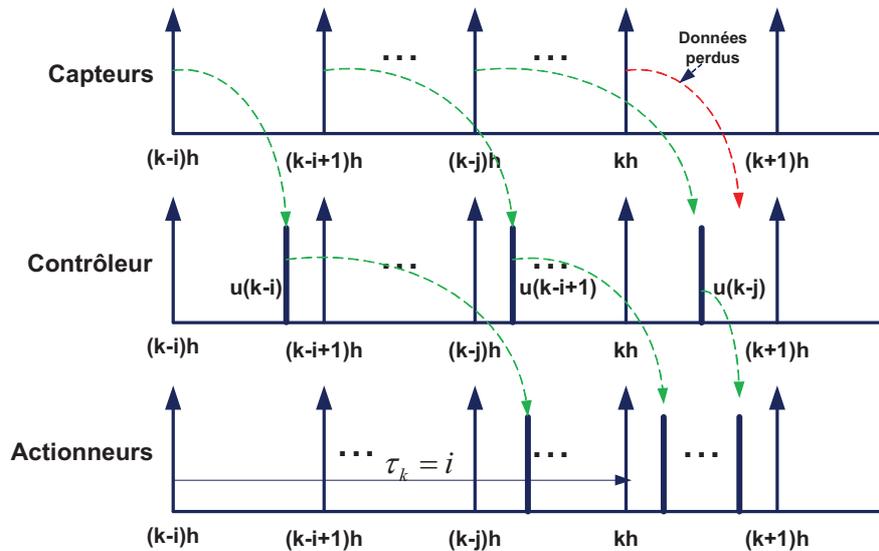


FIG. 2.6 – Diagramme Temporel de retard dans un NCS

En se basant sur le diagramme temporel décrit dans (Fig. 2.6), le modèle SCR à l'instant kh est obtenu par le système d'équations (2.27).

$$\left\{ \begin{array}{l} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k - \tau_k) + \bar{B}_d d(k) + \bar{B}_f f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) + \bar{D}_f f(k) \end{array} \right. \quad (2.27)$$

 24 Chapitre 2. Etat de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau

Où $\bar{B}_d = \int_0^h e^{At} B_d dt$, $\bar{B}_f = \int_0^h e^{At} B_f dt$, $\bar{D}_f = D$ sont respectivement, la matrice de perturbations et de défauts. Ces matrices sont supposées connues.

τ_k est le retard induit supposé borné ($\max(\tau_k) = n$) et la suite $\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k, \dots\}$ constitue une chaîne de Markov.

Le modèle SCR global est obtenu par la fusion floue des modèles locaux (2.27) aux différents instants. Des règles *Si-Alors* donnent la relation entre les modèles SCR locaux et le modèle SCR global. Les règles sont définies comme suit:

Lorsque $\tau_k = i$ ($i = 1, 2, \dots, n$), le modèle SCR local est de la forme suivante:

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k-i) + \bar{B}_d d(k) + \bar{B}_f f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) + \bar{D}_f f(k) \end{cases} \quad (2.28)$$

Ainsi, le modèle SCR global est obtenu par la combinaison pondérée (2.29) des différents modèles locaux:

$$\begin{cases} x(k+1) = \sum_{i=1}^n \mu_i(k) [\bar{A}x(k) + \bar{B}u(k-i) + \bar{B}_d d(k) + \bar{B}_f f(k)] \\ y(k) = \sum_{i=1}^n \mu_i(k) [\bar{C}x(k) + \bar{D}_f f(k)] \end{cases} \quad (2.29)$$

$\mu_i(k)$ sont des fonctions de pondération qui représentent la probabilité que $\tau_k = i$, i.e., $\mu_i(k) = P(\tau_k = i)$ [26].

L'approche de l'espace de parité dans le domaine z (passage à la transformée en z) est ensuite appliquée sur le système linéaire décrit dans (2.28) afin de générer les résidus locaux, ensuite le résidu global est obtenu par une combinaison floue des résidus locaux (Voir [26]).

Une autre méthode de diagnostic itérative basée sur l'utilisation des filtres de Kalman est développée par *Zheng & al.* [38] afin de compenser le retard induit dans le réseau. Le modèle SCR utilisé pour le diagnostic est défini de la manière suivante:

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k) + \bar{B}_f f(k) + b_e(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) + \bar{D}_f f(k) + b_s(k) \end{cases} \quad (2.30)$$

$f(k)$ désigne le vecteur de défauts capteurs et actionneurs, \bar{B}_f et \bar{D}_f sont des matrices connues et $b_e(k)$ et $b_s(k)$ sont deux bruits Gaussiens à moyenne nulle.

En se basant sur le schéma de SCR donné par la figure (Fig. 2.7), et en itérant l'équation (2.30), on obtient:

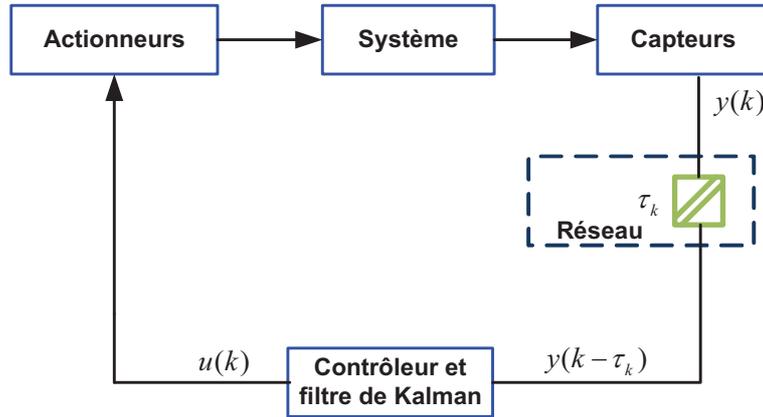


FIG. 2.7 – Structure d'un système contrôlé en réseau

$$\begin{aligned}
 y_1(k) &= y(k - \tau_k) \\
 y_1(k) &= \bar{C}\bar{A}^{\tau_k}x(k) + \bar{C}\sum_{i=1}^{\tau_k}A^{i-1}\bar{B}u(k-i) + \bar{C}\sum_{i=1}^{\tau_k}A^{i-1}\bar{B}_ff(k-i) \\
 &\quad + \bar{C}\sum_{i=1}^{\tau_k}A^{i-1}b_e(k-i) + \bar{D}_ff(k-\tau_k) + b_s(k-\tau_k)
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

En utilisant le filtre de Kalman donné dans *Zheng & al.* [38], le signal de résidu est obtenu et utilisé pour la détection des défauts actionneurs et capteurs sur un système de double pendule inverse.

Dans *Mao & al.* [27], la méthode d'échantillonnage multiple, combinée avec la méthode de matrice d'état augmentée sont utilisées pour modéliser le retard aléatoire d'un SCR à l'aide d'un système à commutation Markovien. Ensuite, en utilisant l'approche de $H\infty$, un filtre est développé pour le diagnostic du modèle SCR.

En supposant que le retard entre le capteur et le contrôleur et celui entre le contrôleur et l'actionneur donnent un retard global $\tau = \tau_k^{cc} + \tau_k^{ca} < (d_1 + d_2)h = d_0h$, avec d_1 et d_2 sont deux entiers positifs connus. Ainsi, le modèle SCR défini est celui du système (2.32).

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \sum_{i=0}^m \bar{B}_i u(k-\tau) + \bar{B}_f f(k) + \bar{B}_d d(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) + \bar{D}_f f(k) \end{cases} \tag{2.32}$$

Où $f(k)$ le vecteur de défauts et $d(k)$ est un vecteur d'entrée inconnue, qui inclut les incertitudes et les perturbations extérieures.

Le vecteur d'état augmenté est défini dans l'équation (2.33) et le modèle global SCR est donné par l'équation (2.34).

$$X(k) = [u^T(k-s), u^T(k-s+1), \dots, u^T(k-1), x^T(k), x^T(k-s), \dots, x^T(k-1)]^T \quad (2.33)$$

$$\begin{cases} X(k+1) = \bar{A}_i X(k) + \bar{B}_i u(k) + \bar{B}_{fi} f(k) + \bar{B}_{di} d(k) \\ Y(k) = \bar{C}_i X(k) + \bar{D}_{fi} f(k) \end{cases} \quad (2.34)$$

$\bar{A}_i, \bar{B}_i, \bar{B}_{fi}, \bar{B}_{di}, \bar{C}_i$ et \bar{D}_{fi} sont des matrices de dimensions appropriées.

Le filtre développé pour le diagnostic de SCR est donné par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \hat{X}(k+1) = (\bar{A}_i - L_i \bar{C}_i) \hat{X}(k) + \bar{B}_i u(k) + L_i y(k) \\ \hat{Y}(k) = \bar{C}_i \hat{X}(k) \end{cases} \quad (2.35)$$

A partir des équations (2.34) et (2.35), les équations de l'erreur d'estimation et du résidu sont ainsi obtenues comme suit:

$$\begin{cases} e(k+1) = (\bar{A}_i - L_i \bar{C}_i) e(k) + (\bar{B}_{fi} - L_i \bar{D}_{fi}) f(k) + \bar{B}_{di} d(k) \\ r(k) = V(Y(k) - \hat{Y}(k)) = V \bar{C}_i e(k) + V \bar{D}_{fi} f(k) \\ r(k+1) = V \bar{C}_i (\bar{A}_i - L_i \bar{C}_i) e(k) + (\bar{B}_{fi} - L_i \bar{D}_{fi} + V \bar{D}_{fi}) f(k) + \bar{B}_{di} d(k) \end{cases} \quad (2.36)$$

V est la matrice de projection ($V \bar{C}_i = 0$) et L_i est le gain du filtre. Après avoir trouvé une matrice de projection orthogonale à \bar{C}_i , le résidu sera utilisé afin de détecter et/ou localiser les défauts sur le système.

Une stratégie de contrôle d'énergie d'un réseau sans fil (WiFi) permettant de compenser les pertes et de limiter les interférences entre les équipements de communication a été proposée dans Charalambous & al. [47]. Le réseau WiFi est décrit par des équations différentielles stochastiques et représenté par un modèle d'état. Ce dernier est obtenu grâce à l'équation du signal $y_n(t)$ (2.37) reçu à la $n^{\text{ème}}$ station de communication.

$$y_n(t) = \sum_{j=1}^M u_j(t) s_j(t) (I_{nj}(t) \cos(w_c t) - Q_{nj}(t) \sin(w_c t)) + d_n(t) \quad (2.37)$$

$n = 1, \dots, M$ est le numéro de la station, M est le nombre des émetteurs et récepteurs du réseau Wifi, $I_{nj}(t)$ et $Q_{nj}(t)$ représentent les composants de phase et de quadrature du canal de l'émetteur i à la station de base n , $u_j(t)$ est la commande d'entrée du transmetteur n , $s_j(t)$ est le signal d'information, $d_n(t)$ représente la perturbation ou le bruit au $n^{\text{ème}}$ récepteur, et w_c est la fréquence porteuse.

2.2. Modélisation mathématique et diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR) 27

Dans [48], il a été montré que $\{I_{nj}(t), Q_{nj}(t)\}_{t \geq 0}$ sont obtenues à travers un système d'équations différentielles stochastiques de la forme (2.38)

$$\begin{aligned} \dot{X}_{nk}(t) &= A_{nk}(t)X_{nk}(t) + f_{nk}(t) + B_{nk}(t)dw_{nk}(t) \\ Y_{nk}(t) &= [I_{nk} \quad Q_{nk}] = C_{nk}X_{nk} \end{aligned} \quad (2.38)$$

$X_{nk}(t) = \begin{bmatrix} I_{nk} \\ Q_{nk} \end{bmatrix}$ est le vecteur d'états, et les matrices A_{nk}, B_{nk} et C_{nk} sont obtenues en utilisant l'algorithme du maximum de vraisemblance et le vecteur $f_{nk}(t)$ est identifié à partir des mesures réelles bruitées.

Dans *Olama & al.* [49], les paramètres des matrices $A_{nk}(t), B_{nk}(t)$ et le vecteur d'état $X_{nk}(t)$ ont été estimés en utilisant l'algorithme du maximum de vraisemblance et un filtre de Kalman respectivement.

2.2.4 Modélisation d'un SCR par les techniques de l'intelligence artificielle

Un certain nombre de travaux ont été développés sur les SCR en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle qui ne nécessitent pas une modélisation physique du système. Dans *Zhao & al.* [56], une technique à base de réseaux de neurones est utilisée afin d'augmenter la qualité de service (*QoS*) dans les réseaux Ethernet. Le réseau de neurones est utilisé pour prédire le taux de transmission dans le réseau, permettant ainsi d'éviter la congestion du réseau et de perturber la commande du système.

Dans *Brito & al.* [59], les réseaux de neurones ont été utilisés pour développer un logiciel appliqué à l'identification et à la classification des défauts dans les lignes de transmission d'énergie. Le but est d'évaluer l'influence du modèle de la ligne de transmission sur la détection et la localisation des défauts.

2.2.5 Modélisation physique des SCR

Une ligne de transmission, appelée aussi canal de transmission ou voie de transmission est un lien entre deux points physiques. Ce lien est envisagé de différentes façons selon le domaine d'application. Dans le cadre de la théorie de l'information, ce lien est considéré comme une source de corruption, tandis que en automatique celui ci est considéré comme une source de retard dans la communication.

La problématique de la modélisation d'un tel canal de transmission revient à développer un modèle dynamique incluant le retard induit. Les modèles de canaux de transmission peuvent être différenciés selon la nature de la transmission: numérique ou analogique.

dépend de l'entrée α qui peut être une fonction à évolution non linéaire ou stochastique.

Dans *Luo & al.* [58], un algorithme de diagnostic distribué en temps réel est proposé pour un système distribué géré en réseau. L'algorithme de diagnostic distribué est basé sur le modèle digraph et la matrice de dépendabilité. Il permet de décomposer le système étudié (véhicule) en sous-systèmes comportant chacun des indicateurs d'entrées/sorties qui communiquent ensemble. Chaque indicateur acquiert des informations sur ses voisins et améliore son diagnostic local itérativement. Cet algorithme a été validé sur des exemples réels tels que: un système de transmission d'hélicoptère UH-60, un modèle d'autoradio et un système de commande du vol.

2.2.6 Modélisation Informatique des SCR

Les réseaux de transmission ont été présentés dans les systèmes de contrôle numérique depuis les années 70. Les principaux motifs pour utiliser les réseaux pour la transmission des données est le coût réduit dans le câblage et la flexibilité dans l'installation industrielle en générale.

La transmission des données à travers les réseaux dépend principalement du protocole de transmission utilisé et de son implémentation. Un protocole de transmission approprié est nécessaire pour garantir la qualité de service (QoS) du réseau. Ainsi un choix particulier des paramètres du réseau peut garantir la QoS et fournir des informations sur le retard induit. En général, les modèles des protocoles sont difficiles à établir à cause de plusieurs contraintes telles que la détection des erreurs, l'évitement des collisions, la saturation, etc.

Les modèles des protocoles développés sont basés généralement sur le modèle standard de "sept-couches" ISO/OSI (International standards Organization/Open Systems Interconnection) et utilisent la même forme du système d'adressage. Le protocole doit aussi spécifier les règles de transmission, par exemple, la règle CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access /Collision Detection) pour la détection des erreurs et pour éviter les collisions.

Un premier modèle du protocole TCP (Transfer Communication Protocol) a été développé dans *Laksham & al.* [41] et dans *Teunis & al.* [42]. Ces modèles TCP sont basés sur la formule $\frac{1}{\sqrt{rt(p)}}$ qui permet de calculer le débit moyen dans un TCP. D'autres modèles d'approximations ont été développés dans *Padhye & al.* [60], où ils supposent que le temps de transmission et la probabilité de pertes sont constants. Récemment, une modélisation d'un système hybride a été proposée par *Lee & al.* [43] pour décrire l'écoulement du trafic dans les réseaux de transmission. Ce modèle permet de suivre la dynamique des phénomènes transitoires qui apparaissent dans les réseaux. Un modèle étendu d'un système contrôlé en réseau et une analyse de stabilité sont développés dans *Mastellone & al.*[44].

Un modèle de type flux de fluide pour un protocole TCP a été développé dans *Misra & al.* [45] en utilisant des équations différentielles de Poisson. Ce modèle considère N flux TCP

($i = 1, \dots, N$) qui transitent par un routeur de capacité C . Chaque flux est caractérisé par la durée d'un aller et retour R_i et par la taille de la fenêtre d'émission $W_i(t)$. La dynamique de la file d'attente est exprimée par sa longueur $q(t)$ et par la longueur moyenne $\bar{q}(t)$. Une politique de gestion active de la file telle que l'AQM (Active Queue Management) est introduite avec la fonction de perte de paquets $p(\bar{q})$. Les équations dynamiques décrivant le TCP sont données dans (2.39).

$$\begin{aligned}
 \frac{dW_i(t)}{dt} &= \frac{1}{R_i(q)} - \frac{W_i(t)W_i(t - R_i(q))}{2R_i(q(t - R_i(q)))} p(\bar{q}(t - R_i(q))) \\
 \frac{d\bar{q}(t)}{dt} &= \frac{\ln(1 - \alpha)}{\delta} \bar{q}(t) - \frac{\ln(1 - \alpha)}{\delta} q(t) \\
 \frac{dq(t)}{dt} &\approx -C + \sum_{i=1}^N \frac{W_i(t)}{R_i(q)} \\
 R_i(q) &= \frac{q}{C} + T_{pi}
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

T_{pi} est le retard constant induit par la ligne de transmission, α est une constante de pondération comprise entre 0 et 1, et δ est la période d'échantillonnage. Ce modèle a été simulé sur l'environnement *ns*.

Lian [3] a réalisé une comparaison entre trois types de réseaux: Ethernet, Token-Ring et DeviceNet (Bus CAN). Il a montré que le temps de transmission avec Ethernet est plus court qu'avec DeviceNet et Token-Ring, sauf que Ethernet exige un format de taille minimum pour le transfert des données de moindre taille. DeviceNet est utilisé pour le transfert de données de taille réduite (50kbps) et le temps de transmission augmente en fonction de la taille des données à transférer. Token-Ring résout de façon simple et efficace les problèmes de collision que l'on rencontre dans les autres types de réseaux, mais le temps de transmission est plus grand que celui des autres réseaux.

Les conclusions de ces travaux sont les suivantes: malgré les hauts débits offerts par Ethernet, ce réseau est pénalisé par le non-déterminisme de sa méthode d'accès et n'est recommandé que pour le transport de messages aperiodiques ou à temps non-critique. Pour des communications caractérisées par des contraintes déterministes, *Lian* retient que des réseaux de terrain classiques comme DeviceNet ou ControlNet pourraient plus aisément éviter les problèmes de stabilité des SCR.

Dans *Nilsson* [8] une modélisation du réseau Ethernet est donnée en utilisant une chaîne de Markov. Il a montré que si le réseau n'est pas trop chargé, le retard peut être déterminé tandis que si la charge est trop importante, la probabilité des collisions augmente et le retard ne peut pas être prédit.

Une méthode d'analyse de majorants des délais de traversée de bout en bout d'une architecture Ethernet a été développée dans *Georges* [63]. L'utilisation de cette méthode, permet

2.2. Modélisation mathématique et diagnostic des systèmes contrôlés en réseau (SCR) 31

d'identifier le service minimal offert par le réseau et d'intégrer cette information à la loi de commande de l'application.

Dans *Nikolakoulos & al.* [65], une optimisation expérimentale d'une transmission WiFi couplée à un processus de réglage de paramètres de contrôleur d'une application temps réel est présentée. Un module de contrôle de qualité et de service (QoS) est ajouté de chaque coté d'une structure d'un SCR utilisant une communication WiFi (FIG.2.10) afin de compter les paquets perdus durant la transmission des données. Il permet d'attribuer dans le cas d'une détection de perte de paquets un intervalle de temps prioritaire sur la transmission suivante. Cela permet de réduire la charge du réseau et de contrôler le retard de communication.

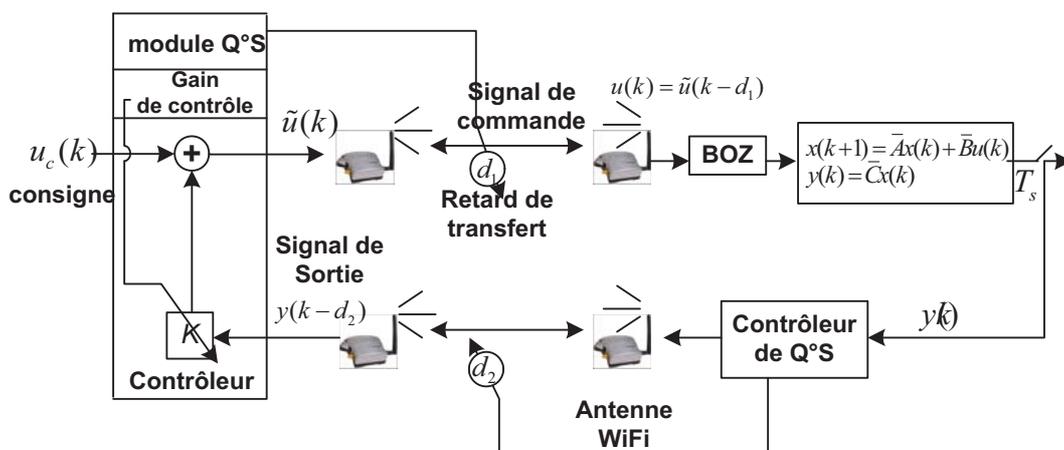


FIG. 2.10 – Représentation structurale d'un WSCR [65]

Les protocoles de communication utilisés sont les IEEE 802.11b pour la couche liaison et la couche physique ainsi que les IP (Internet Protocol) et UDP (User Datagram Protocol) pour les couches réseaux et transport respectivement.

Dans *Brahimi & al.* [46], une méthode de modélisation et de diagnostic d'un réseau de communication est présentée. La modélisation du réseau est basée sur l'utilisation d'un Réseau de Petri Coloré (RPC) et la théorie du calcul réseau qui introduit une représentation déterministe du trafic et permet d'analyser le comportement du réseau (*Georges & al.* [63]). Le but est d'implémenter à l'intérieur d'un commutateur Ethernet, des algorithmes permettant de détecter et d'isoler les défauts de communication d'une façon autonome.

Le RPC est utilisé pour modéliser le commutateur Ethernet afin de simuler le retard sur un flux de données. Ce retard est ensuite comparé avec celui estimé en utilisant la théorie du calcul réseau; ainsi la détection d'un défaut est obtenue si les valeurs des deux retards ne sont pas égales. La simulation de la défaillance a été effectuée en utilisant l'outil *CPN Tools*.

Dans *Poulard & al.*[64], les RPC sont utilisés pour modéliser le comportement dynamique d'une architecture de commande basée sur Ethernet. Le modèle est détaillé pour chacun des

32 Chapitre 2. Etat de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau

composants de l'architecture (réseau, automate, commutateur et process). Ces travaux ont la particularité de représenter un modèle complet d'une architecture de commande, c'est-à-dire la description des tâches, l'interface de communication réseau et la modélisation du protocole de communication incluant les équipements réseaux.

Bien que les modèles de protocoles soient difficiles à établir, TCP et UDP sont les deux protocoles les plus utilisés pour les systèmes SCR. En général, les différences qui résident entre les modes de livraison de données par les protocoles UDP et TCP sont semblables aux différences entre un appel téléphonique et une carte postale. TCP fonctionne comme un appel téléphonique car il vérifie que la destination est disponible et peut communiquer. UDP fonctionne comme une carte postale: les messages sont courts mais la livraison n'est pas toujours assurée.

UDP est généralement utilisé par des programmes qui transmettent de petites quantités de données en une fois ou présentent des exigences en temps réel. Dans ces cas de figure, les fonctions de faible délai et de multidiffusion du protocole UDP (par exemple, un datagramme, de nombreux destinataires) sont plus adaptées que TCP.

2.2.7 Outils de simulation des réseaux

Quelques outils de simulation des réseaux utilisés pour l'analyse, la simulation et la validation des modèles SCR ont été développés ces dernières années:

- *TrueTime*

TrueTime est un outil de simulation temps réel utilisé sous Matlab/Simulink pour faciliter l'intégration des réseaux de transmission avec les modèles des systèmes dynamiques. Il intègre une bibliothèque de blocs d'entrées/sorties permettant de simuler les réseaux (filaire, sans fil,..) et les protocoles de communication (2.11). Cet outil de simulation a été présenté dans [50], [51],[52].

- *Simulateur ns*

ns est un simulateur développé à *Lawrence Berkely National Laboratory*. Le simulateur est conçu principalement pour Internet et plus particulièrement pour le protocole TCP. Cependant, sa bonne organisation hiérarchique a permis son extension aux nouveaux Protocoles du monde Internet (application, transport et routage), aux nouveaux supports de transmission (LAN, Satellite, mobile, ATM) et aux nouvelles architectures proposées pour améliorer la qualité du service dans l'Internet. C'est un simulateur orienté objet écrit en C++. Dans *Soglo & al.* [57], une simulation d'un système SCR est réalisée en utilisant le simulateur *ns2-26* afin d'analyser l'influence de transmission sur la performance du système. La variation du retard induit et le phénomène de pertes de données ont été analysés en faisant varier les paramètres tels que la largeur de bande, le protocole de transmission et la période d'échantillonnage.

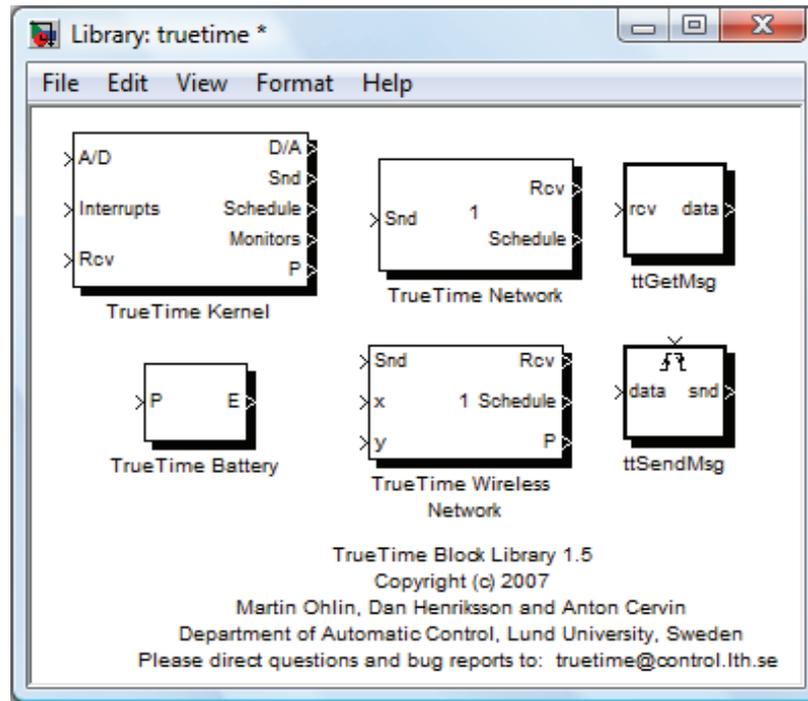


FIG. 2.11 – Outil de simulation TrueTime

· *NCsimulator*

Cette boîte à outil a été développée par Lian [3] afin de modéliser et simuler les systèmes contrôlés en réseaux. Elle est utilisable sous Matlab/Simulink et inclut trois composantes principales: (1) un analyseur du temps de transmission qui est utilisé pour la modélisation et l'analyse des dispositifs de transmission, (2) un simulateur de réseau et de commande utilisé pour simuler différents paradigmes du trafic de réseau, (3) un contrôleur optimal retardé utilisé afin d'implémenter des modèles de retard et valider la conception des contrôleurs optimaux.

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description de différents outils de modélisation et de diagnostic des systèmes contrôlés en réseaux. Nous nous sommes intéressés particulièrement à la représentation à base de modèles (déterministes et stochastiques) des SCR ainsi qu'à la représentation physique et qui utilisent les techniques de l'intelligence artificielle. Ensuite, la représentation d'un point de vue informatique a été abordée et enfin, quelques outils de simulation pour les SCR ont été présentés.

Nous pouvons conclure que la plupart des approches de modélisation utilisées sur les SCR considèrent le retard induit par le réseau comme une entrée inconnue ou une perturbation. Les approches de diagnostic permis dans certains cas de découpler ce retard. Il n'était pas

34 Chapitre 2. *Etat de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau*

possible dans les méthodes développées de différencier les défauts provenant du canal de transmission de ceux qui proviennent du système physique (défauts capteurs et actionneurs). Une contribution à la résolution de ce problème sera proposée dans le chapitre suivant où une décomposition hybride d'un SCR sera développée. Le système de transmission sera modélisé à l'aide d'un modèle échantillonné stochastique, avec incertitudes paramétriques et son diagnostic réalisé en utilisant un observateur stochastique.

2.4 Synthèse des modèles et méthodes de diagnostic des SCR

Référence	Modèle SCR	Surveillance/Diagnostic	Contrôle / Commande	Applications	Type
Dick & al. (1996)	$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k-\tau) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Robustesse de la commande. Retard constant, utilisation des buffers 			Modèles déterministes
Mixon (1998)	$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_1(\tau)u(k) + \bar{B}_2(\tau)u(k-1) + v, \\ y(k) = \bar{C}x(k) + w, \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Contrôle optimal stochastique des SCR Retard variable au processus Markovien 		Modèle numérique	
Jiang & al. (2002)	$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{i=1}^r Ax(t-\tau_i(t)) + Bu(t) + Ef(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic des actionneurs pour les systèmes SCR Approche Observateur adaptatif 		Modèle numérique	
Law & al. (2007)	$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + BKx(t-\tau_1^k(t)) - \tau_2^k(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Analyse de stabilité Techniques des LMI 		Modèle numérique	
Ye & al. (2004)	$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_1(\tau)u(k) + \bar{B}_2(\tau)u(k-1) + f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic des SCR Espace de parité et approximation de Taylor 		Modèle numérique	
Zhang & al. (2001)	$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_1(\tau)u(k) + \bar{B}_2(\tau)u(k-1) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Analyse de stabilité des SCR 		Modèle numérique	
Ye & al. (2006)	$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}_1(\tau)u(k) + \bar{B}_2(\tau)u(k-1) + d(k) + f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic des SCR Espace de parité et Transformé d'ondelette 		Modèle numérique	
Sauer & al. (2007)	$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \sum_{i=1}^r \bar{B}_i u(k) + \sum_{i=1}^r \bar{B}_i u(k-1) + f(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic des SCR Procédure adaptative d'évaluation pour améliorer la robustesse de diagnostic 		Simulation de deux cuves	
Gao et al. (2007)	$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + A_\tau x\left(t - \sum_{i=1}^r \tau_i(t)\right) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Stabilité des SCR Méthode de Lyapunov-Krasovskii 		Equation d'un satellite	
Dhu et al. (2007)	$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + A_\tau x(t - \tau_1^k) + A_\tau x(t - \tau_2) + A_\tau x(t - \tau_2^k) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t - \tau_1^k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic des SCR Approche observateur 		Modèle numérique	

FIG. 2.12 – Synthèse des méthodes à base de modèles déterministes

Référence	Modèle SCR	Surveillance/Diagnostic	Contrôle / Commande	Applications	Type
Mao & al. (2006)	$\begin{cases} x(k+1) = (\bar{A} + \Delta\bar{A}(k))x(k) + (\bar{B} + \Delta\bar{B}(k))u(k) \\ y(k) = \bar{C}(k-1)x(k-1) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Commande tolérante aux fautes d'un SCR MIMO 			Modèles incertains
Yan & al. (2007)	$\begin{cases} \dot{x}(t) = (\bar{A} + \Delta\bar{A}(x,t))x(t) + \sum_{i=1}^r (\bar{A}_i + \Delta\bar{A}_i(x,t))x(t-\tau_i) \\ y(t) = \bar{C}x(t) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Stabilité d'un SCR avec incertitudes et retard multiple Approche Lyapunov et LMI 		Modèle numérique	
Zhang & al. (2007)	$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(t) [(A + \Delta A)x(t) + (B + \Delta B)u(t) + B_i d_i(t)] \\ y(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(t) [Cx(t) + Du(t)] \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Commande robuste HS d'un SCR non linéaire Utilisation des modèles flou T-S 		<ul style="list-style-type: none"> Système de ressort Liaison rigide d'un système robotisé 	

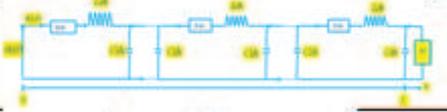
FIG. 2.13 – Synthèse des méthodes à base de modèles incertains

36 Chapitre 2. Etat de l'art sur la modélisation et le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau

Référence	Modèle SCR	Surveillance/Diagnostic	Contrôle/Commande	Application	Type
Fang & al. (2006)	$\begin{cases} x(k+1) = \sum_{i=1}^n \mu_i(k) [\bar{A}x(k) + \bar{B}u(k-i)] \\ y(k) = \sum_{i=1}^n \mu_i(k) [\bar{C}x(k)] \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Modélisation et stabilité d'un SCR en utilisant le modèle de T-S Retard aléatoire caractérisé par une chaîne de Markov 			
Mao & al. (2007)	$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \sum_{i=0}^m \bar{B}u(k-i) + \bar{B}_f f(k) + \bar{B}_d d(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k-\tau_x) + \bar{D}_f f(k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic robuste d'un SCR Echantillonnage multiple et matrice d'état augmentée Retard modélisé à l'aide d'un système à commutation Markovien 		Modèle numérique	
Chen & al. (2006)	$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = \bar{A}\hat{x}(k) + \bar{B}u(k) + L \begin{bmatrix} (1-\delta)(y(k) - \hat{y}(k)) \\ + \delta(y(k-\tau) - \hat{y}(k-\tau)) \end{bmatrix} \\ y(k) = \bar{C}\hat{x}(k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Filtre pour le diagnostic d'un SCR Retard aléatoire modélisé à l'aide d'une chaîne de Markov 		Modèle numérique	
Zheng & al. (2006)	$\begin{cases} x(k+1) = \sum_{i=1}^n \mu_i(k) [\bar{A}x(k) + \bar{B}u(k-i) + \bar{B}_d d(k) + \bar{B}_f f(k)] \\ y(k) = \sum_{i=1}^n \mu_i(k) [\bar{C}x(k) + \bar{D}f(k)] \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic d'un SCR avec retard markovien Approche observateur flou et espace de parité 		Pendule inverse	
Olama & al. (2008)	$\begin{cases} dX(t) = A(t)X(t) + B(t)dW(t) \\ y(t) = C(t)X(t) + D(t)v(t) \\ X(t) = \begin{bmatrix} X_1(t) & X_2(t) \end{bmatrix}, A(t) = \begin{bmatrix} A_1(t) & 0 \\ 0 & A_2(t) \end{bmatrix} \\ B(t) = \begin{bmatrix} B_1(t) & 0 \\ 0 & B_2(t) \end{bmatrix}, C(t) = \begin{bmatrix} \cos(w_c(t)C_1 & -\sin(w_c(t)C_2) \end{bmatrix} \\ D(t) = \begin{bmatrix} \cos(w_c(t) & -\sin(w_c(t)) \end{bmatrix}, v(t) = \begin{bmatrix} v_1(t) & v_2(t) \end{bmatrix}^T \\ dW(t) = \begin{bmatrix} dW_1(t) & dW_2(t) \end{bmatrix}^T \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Modèle d'état stochastique d'un réseau sans fil (WiFi) Estimation des paramètres avec filtre de Kalman et l'algo. du max. de vraisemblance 		Modèle numérique	
Charalambous & al. (2005)	$y_n(t) = \sum_{j=1}^M u_j(t) s_j(t) (I_{n,j}(t) \cos(w_c t) - Q_{n,j}(t) \sin(w_c t)) + d_n(t)$	<ul style="list-style-type: none"> Modèle stochastique d'un canal WiFi 			
Zheng & al. (2004)	$\begin{cases} x(k-\tau_k) = \bar{A} - \tau_k x(k) - \sum_{i=1}^{\tau_k} \bar{A}^{-1} \bar{B} u(k-i) - \sum_{i=1}^{\tau_k} \bar{A}^{-1} w(k) \\ y(k-\tau_k) = \bar{C} x(k-\tau_k) + v(k-\tau_k) \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Diagnostic d'un SCR Approche filtre de Kalman 		Pendule inverse	

Modèles Stochastiques

FIG. 2.14 – Synthèse des méthodes à base de modèles stochastiques

Référence	Modèle SCR	Surveillance/Diagnostic	Contrôle/Commande	Application	Type
Miano & al. (2002)	$\begin{cases} C \frac{\partial v(t,x)}{\partial t} = -\frac{\partial i(t,x)}{\partial x} \\ \frac{\partial v(t,x)}{\partial x} = -L \frac{\partial i(t,x)}{\partial t} \end{cases}$	<ul style="list-style-type: none"> Différents modèles des canaux de transmission 		Modèle numérique	
Teppas (2005)		<ul style="list-style-type: none"> Modélisation d'un canal de transmission à l'aide d'une cascade RLC 			
Wibont & al. (2005)		<ul style="list-style-type: none"> Modèle non homogène d'une ligne de transmission avec pertes 		Modèle numérique	

Modèles physiques

FIG. 2.15 – Synthèse des méthodes à base de modèles physiques

Chapitre 3

Contribution au diagnostic d'un système contrôlé en réseau

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une approche de diagnostic d'un SCR. Deux sous-systèmes sont traités différemment dans cette étude, parce que de nature différente : le réseau (système de communication) d'une part et le système à commander avec ses composants associés (actionneurs, contrôleur et capteurs) d'autre part. (voir Fig. 3.1)

Ainsi, le système de communication est modélisé par un modèle à temps discret et stochastique comportant des perturbations extérieures et des défauts. Le système physique à contrôler, quant à lui, est modélisé par un modèle à temps continu soumis à des défauts et des perturbations

Deux approches de diagnostic à base de modèle sont ensuite proposées afin de détecter et de localiser des défauts sur le système global (SCR). La première, utilise un observateur discret et stochastique permettant de reconstruire les états du modèle du système de communication tout en détectant et en isolant les défauts issus du canal de transmission de ceux dus au retard induit par la communication (voir Fig. 3.2). Le retard est modélisé par une variable stochastique définie par une chaîne de Markov.

La deuxième approche de diagnostic est basée sur l'utilisation de relations de redondances analytiques (RRA) appliquée au système physique, afin de détecter et d'isoler les défauts d'origine actionneur et/ou capteur.

Des résultats expérimentaux obtenus sur un système de télérobotique sont présentés à la fin de ce chapitre, permettant ainsi de montrer les performances et les limites de l'approche de diagnostic proposée.

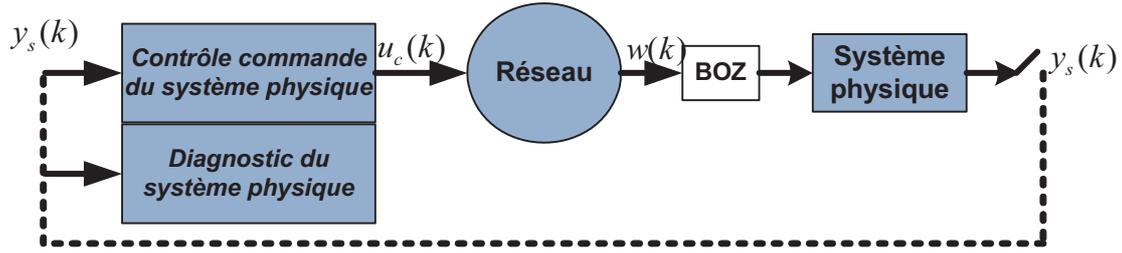


FIG. 3.1 – Schéma de commande du système physique

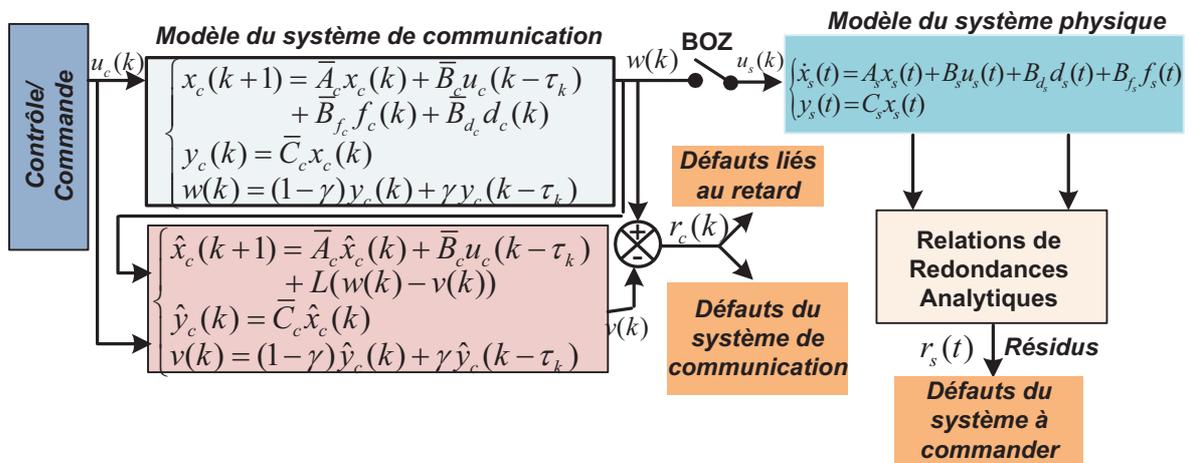


FIG. 3.2 – Diagnostic d'un SCR

3.2 Modélisation et diagnostic du système de communication

Dans cette étude, nous considérons un modèle de canal de transmission représenté par un système linéaire invariant dans le temps (LIT) en présence de défauts et de perturbations, donné par le système d'équations (3.1).

Ce modèle traduit un fonctionnement discret du système de communication considéré dans notre étude. Le protocole de communication impose un échantillonnage entre la commande et le système. Le retard est supposé connu dans notre cas. Ce retard a été identifié expérimentalement dans une application sur un système de télérobotique mobile présentée dans la section (3.4).

Les incertitudes paramétriques sont supposées connues dans notre étude (voir *proposition 2*)

Proposition 1: Dans notre cas, les capteurs et les actionneurs sont gérés par l'horloge, tandis que le contrôleur est géré par des événements. Les paquets de données arrivent aux

contrôleur et actionneurs avec leur séquence de transmission originale dans le cas où ils ne sont pas perdus.

$$\begin{cases} x_c(k+1) = \bar{A}_c x_c(k) + \bar{B}_c u_c(k - \tau_k) + \bar{B}_{f_c} f_c(k) + \bar{B}_{d_c} d_c(k) \\ w(k) = (1 - \gamma) y_c(k) + \gamma y_c(k - \tau_k) \\ y_c(k) = \bar{C}_c x_c(k) + \bar{D}_c f_c(k) \end{cases} \quad (3.1)$$

$y_c(k)$ représente la sortie du système de communication où il n'y a pas de retard.

et, $\bar{A}_c = e^{A_c h}$, $\bar{B}_c = \int_0^h e^{A_c s} B_c ds$, $\bar{B}_{f_c} = \int_0^h e^{A_c s} B_{f_c} ds$, $\bar{B}_{d_c} = \int_0^h e^{A_c s} B_{d_c} ds$, $\bar{C}_c = C_c$, $\bar{D}_c = D_c$, sont respectivement les matrices d'état, de commandes, de défauts, d'incertitudes non structurées, de mesures et de défaut de sortie. A_c , B_c , B_{f_c} , D_c , B_{d_c} et C_c sont des matrices connues avec des dimensions appropriées. h est la période d'échantillonnage, $\tau_k = \tau_k^{ca} + \tau_k^{cc}$ représente le retard induit par le réseau.

$w(k)$ est la tension qui va être transmis à BOZ, alors que $y_c(k)$ représente la tension qui serait appliquée à l'entrée du système si la transmission était instantannée (Fig. 3.2).

La sortie stochastique $w(k)$ (3.1) décrit les différents modes de communication, qui est fonction de la sortie $y_c(k)$ en absence du retard et de la sortie retardée $y_c(k - \tau_k)$ en présence du retard. Le passage entre les deux modes est réalisé à l'aide d'une variable stochastique discrète γ . Lorsque $\gamma = 0$, cela veut dire que la commande émise par le système de contrôle/commande est transmise au système physique sans retard et si $\gamma = 1$, cela veut dire que ces données sont retardées de τ_k . Cette variable peut être modélisée à l'aide d'une chaîne de Markov discrète à deux états $\{0,1\}$, avec une probabilité de transition stationnaire Π_k (Voir Annexe A) donnée par la matrice Π_k (3.2).

$$\Pi_k = \begin{pmatrix} p_{00} & p_{01} \\ p_{10} & p_{11} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$p_{ij} = P\{\gamma(k) = j | \gamma(k-1) = i\}$, où $i, j \in \{0,1\}$ est la probabilité conditionnelle (Voir Annexe A) du passage du $i^{\text{ème}}$ mode à l'instant $(k-1)h$ au $j^{\text{ème}}$ mode à l'instant kh . Ainsi, p_{ij} satisfait la relation suivante: (Zhang & al. [68])

$$\begin{cases} 0 \leq p_{ij} \leq 1 \\ p_{0j} + p_{1j} = 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Nous supposons que nous connaissons pour chaque paire d'états i et j , et pour chaque instant k , les probabilités $p_{ij}(k)$ que le processus soit dans l'état j à l'instant $k+1$ étant

donné qu'il se trouve dans l'état i à l'instant k . De plus, les probabilités $p_{ij}(k)$ sont imposées car le retard est connu.

Dans un SCR, la variation aléatoire du retard induit ne conduit pas à une communication toujours parfaite à cause des problèmes de perte et de congestion des données. La figure (Fig. 3.3) montre une séquence de données du contrôleur vers l'actionneur dans laquelle on aperçoit des pertes au niveau des commandes aux instants $(u_c(k+1), u_c(k+4), \dots)$. Ainsi, le retard augmente ou diminue selon l'arrivée des données.

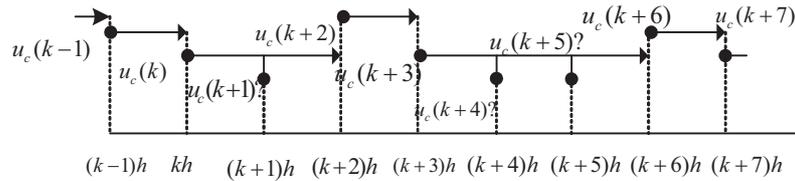


FIG. 3.3 – Perte de paquets et retard dans un SCR

Un observateur d'état (3.4) est construit afin de reconstruire les états non mesurés et de permettre de détecter des défauts sur le système de communication. Ces derniers peuvent être le retard ou bien des modifications des caractéristiques physiques du système de communication.

$$\begin{cases} \hat{x}_c(k+1) = \bar{A}_c \hat{x}_c(k) + \bar{B}_c u_c(k - \tau_k) + L(w(k) - v(k)) \\ v(k) = (1 - \gamma) \hat{y}_c(k) + \gamma \hat{y}_c(k - \tau_k) \\ \hat{y}_c(k) = \bar{C}_c \hat{x}_c(k) \end{cases} \quad (3.4)$$

$\hat{y}_c(k)$ est la sortie de l'observateur et $v(k)$ est la sortie stochastique de l'observateur (Fig. 3.2). L est le gain de l'observateur, calculé en utilisant les techniques *LMI* (*Linear Matrix Inequality*) (Voir Annexe B). Le retard est supposé connu et constant, il est identifié expérimentalement suivant la nature du système de transmission.

A partir des équations (3.1) et (3.4), l'expression de l'erreur d'estimation $e_c(k)$ à l'instant $(k+1)h$ est de la forme suivante:

$$\begin{aligned} e_c(k+1) &= x_c(k+1) - \hat{x}_c(k+1) \\ &= [\bar{A}_c - (1 - \gamma)L\bar{C}_c] e_c(k) - \gamma L\bar{C}_c e_c(k - \tau_k) \\ &\quad + \bar{B}_{d_c} d_c(k) + [\bar{B}_{f_c} - (1 - \gamma)L\bar{D}_c] f_c(k) - \gamma L\bar{D}_c f_c(k - \tau_k) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Ainsi, le résidu $r_c(k)$ est obtenu par la différence entre la sortie stochastique du système $w(k)$ et celle de l'observateur $v(k)$ comme suit:

$$\begin{aligned}
r_c(k) &= w(k) - v(k) \\
&= (1 - \gamma)\bar{C}_c e_c(k) + \gamma\bar{C}_c e_c(k - \tau_k) + (1 - \gamma)\bar{D}_c f_c(k) + \gamma\bar{D}_c f_c(k - \tau_k)
\end{aligned} \tag{3.6}$$

L'équation (3.6) montre que le résidu du système de communication dépend du retard induit τ_k et du défaut $f_c(k)$. Le test de sensibilité sur le résidu par rapport au défaut et au retard a été réalisé en simulation.

Pour démontrer la convergence de l'erreur d'estimation, une fonction stochastique de Lyapunov $V_k(\theta_k, \gamma(k))$ est utilisée :

$$V_k(\theta(k), \gamma(k)) = e_c^T(k) P e_c(k) + \sum_{l=k-\tau_k}^{k-1} e_c^T(l) Q e_c(l) \tag{3.7}$$

$$\theta(k) = \{e_c(k - \tau_k), e_c(k - \tau_{k+1}), \dots, e_c(k)\}, \text{ et } P > 0$$

Dans *Cao & al.* [74], une condition suffisante pour démontrer la stabilité stochastique suivant l'équation (3.5) est proposée. Le Théorème 2 fournit les conditions de stabilité de l'observateur :

Théorème 2 :

L'erreur d'estimation dont l'expression donnée par l'équation (3.5) est stochastiquement stable s'il existe deux matrices $Q > 0$ et $P_i > 0$, $i \in \{0,1\}$ qui remplissent la condition suffisante suivante :

$$M_i = \begin{pmatrix} \bar{A}_{ci}^T \tilde{P}_i \bar{A}_{ci} - \tilde{P}_i + Q & \bar{A}_{ci}^T \tilde{P}_i \bar{B}_{ci} \\ \bar{B}_{ci} \tilde{P}_i \bar{A}_{ci} & -Q + \bar{B}_{ci}^T \tilde{P}_i \bar{B}_{ci} \end{pmatrix} < 0 \tag{3.8}$$

$$\bar{A}_{ci} = \bar{A}_c - (1 - \gamma)L\bar{C}_c, \bar{B}_{ci} = -\gamma L\bar{C}_c \text{ et } \tilde{P}_i = \sum_{j=0}^1 p_{ij} P_j, i = \{0,1\}$$

Convergence de l'erreur d'estimation :

Suivant *Cao & al.* [74], la variation de la fonction stochastique de Lyapunov se calcule par la différence entre l'espérance mathématique de cette fonction à l'instant $(k + 1)$ et sa valeur à l'instant k .

$$\begin{aligned}
& E \{V_{k+1}(\theta(k+1), \gamma(k+1)) | \theta(k), \gamma(k) = i\} - V_k(\theta(k), \gamma(k) = i) \\
&= \sum_{j=0}^1 p(\gamma(k+1) = j | i) \left[e_c^T(k+1) P_j e_c(k+1) + \sum_{l=k-\tau_k+1}^k e_c^T(l) Q e_c(l) \right] - e_c^T(k) P_i e_c(k) \\
&\quad - \sum_{l=k-\tau_k}^{k-1} e_c^T(l) Q e_c(l) \\
&= \sum_{j=0}^1 p_{ij} e_c^T(k+1) P_j e_c(k+1) - e_c^T(k) P_i e_c(k) + e_c^T(k) Q e_c(k) - e_c^T(k-\tau_k) Q e_c(k-\tau_k) \\
&= e_c^T(k) \left[\bar{A}_{c_i}^T \tilde{P}_i \bar{A}_{c_i} - P_i + Q \right] e_c(k) + e_c^T(k-\tau_k) \bar{B}_{c_i} \tilde{P}_i \bar{A}_{c_i} e_c(k) + \\
&\quad e_c^T(k) \bar{A}_{c_i}^T \tilde{P}_i \bar{B}_{c_i} e_c(k-\tau_k) - e_c^T(k-\tau_k) (Q - \bar{B}_{c_i}^T \tilde{P}_i \bar{B}_{c_i}) e_c(k-\tau_k) \\
&= \tilde{e}_c^T(k) M_i \tilde{e}_c(k) < 0
\end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\tilde{e}_c(k) = [e_c^T(k) \quad e_c^T(k-\tau_k)]^T$$

Si les conditions (3.8) et (3.9) sont satisfaites, on peut démontrer que (3.5) est asymptotiquement stable. Ainsi, on peut conclure que le système est stochastiquement stable.

Dans Chen *et al.* [72], un algorithme itératif est proposé afin de trouver le gain de l'observateur.

3.3 Modélisation et diagnostic du système à commander

Dans cette partie, nous avons adopté le modèle décrit par l'équation (3.10), permettant la prise en compte des incertitudes $d_s(t)$ et des défauts $f_s(t)$ sur le comportement du système normal.

Ce modèle traduit le fonctionnement continu du système étudié.

$$\begin{cases} \dot{x}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s u_s(t) + B_{d_s} d_s(t) + B_{f_s} f_s(t) \\ y_s(t) = C_s x_s(t) + D_{f_s} f_s(t) \end{cases} \tag{3.10}$$

$A_s, B_s, B_{d_s}, B_{f_s}, C_s$ et D_{f_s} sont des matrices connues avec des dimensions appropriées d'état, d'entrée, d'incertitude, de défaut et de sortie. $x_s(t) \in \mathbb{R}^n$, $u_s(t) \in \mathbb{R}^m$, $y_s(t) \in \mathbb{R}^p$, $d_s(t) \in \mathbb{R}^{n_d}$, $f_s(t) \in \mathbb{R}^{n_f}$

Afin de surveiller le système (3.10), un générateur de résidus est synthétisé. Ce dernier est basé sur le principe de l'espace de parité, plus connu sous le nom de relations de redondances analytiques. Cette approche quantitative permet de vérifier la cohérence entre les relations mathématiques du système à commander et les mesures. Ainsi, la différence entre la mesure et la valeur calculée par le modèle est appelée résidu.

Les relations de redondance sont obtenues d'une manière générale par l'élimination du vecteur inconnu $x_s(t)$ en trouvant une matrice de parité V , orthogonale à C_s , telle que: $VC_s = 0$.

A partir de l'équation de sortie du système (3.10), on obtient:

$$Vy_s(t) = VD_{f_s}f_s(t) \quad (3.11)$$

d'où le vecteur de résidu $r_s(t)$ est obtenu de la façon suivante [70]:

$$r_s(t) = V [y_s(t) - D_{f_s}f_s(t)] \quad (3.12)$$

Ainsi, l'indicateur de fautes $r_s(t)$ dépend de l'absence ou de la présence du défaut en sortie $f_s(t)$.

Ce type de redondance est dit aussi redondance statique, dont la généralisation conduit à la redondance dynamique, basée sur le modèle dynamique du système étudié. Pour mieux comprendre cette généralisation, réécrivons le système (3.10) sous sa forme discrète suivante:

$$\begin{cases} x_s(k+1) = \bar{A}_s x_s(k) + \bar{B}_s u_s(k) + \bar{B}_{d_s} d_s(k) + \bar{B}_{f_s} f_s(k) \\ y_s(k) = \bar{C}_s x_s(k) + \bar{D}_{f_s} f_s(k) \end{cases} \quad (3.13)$$

$\bar{A}_s = e^{A_s h}$, $\bar{B}_s = \int_0^h e^{A_s s} B_s ds$, $\bar{B}_{f_s} = \int_0^h e^{A_s s} B_{f_s} ds$, $\bar{B}_{d_s} = \int_0^h e^{A_s s} B_{d_s} ds$, $\bar{C}_s = \int_0^h e^{A_s s} C_s ds$, $\bar{D}_{f_s} = \int_0^h e^{A_s s} D_{f_s} ds$ sont respectivement les matrices d'état, de commande, de défauts en entrée, d'incertitudes non structurées, de mesures et de défauts en sortie.

A partir de ce modèle, nous souhaitons construire un générateur de résidu permettant de détecter et d'isoler un défaut de capteur ou d'actionneur.

Si nous partons de l'état initial $x_s(k)$ et nous souhaitons calculer un état final $x_s(k+q)$, alors nous obtenons:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 x_s(k+1) = \bar{A}_s x_s(k) + \bar{B}_s u_s(k) + \bar{B}_{d_s} d_s(k) + \bar{B}_{f_s} f_s(k) \\
 x_s(k+2) = \bar{A}_s x_s(k+1) + \bar{B}_s u_s(k+1) + \bar{B}_{d_s} d_s(k+1) + \bar{B}_{f_s} f_s(k+1) \\
 \quad = \bar{A}_s^2 x_s(k) + \bar{A}_s \bar{B}_s u_s(k) + \bar{B}_s u_s(k+1) + \bar{A}_s \bar{B}_{d_s} d_s(k) + \bar{B}_{d_s} d_s(k+1) \\
 \quad \quad + \bar{A}_s \bar{B}_{f_s} f_s(k) + \bar{B}_{f_s} f_s(k+1) \\
 \quad \vdots \\
 x_s(k+q) = \bar{A}_s^q x_s(k) + \sum_{i=1}^q \bar{A}_s^{q-i} [\bar{B}_s u_s(k+i-1) + \bar{B}_{d_s} d_s(k+i-1) + \bar{B}_{f_s} f_s(k+i-1)]
 \end{array} \right. \quad (3.14)$$

Lorsque nous prenons un intervalle de mesure entre $[k, k+q]$, les sorties $y_s(k)$ sont alors déduites comme suit:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} y_s(k) \\ y_s(k+1) \\ y_s(k+2) \\ \vdots \\ y_s(k+q) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{C}_c \\ \bar{C}_c \bar{A}_s \\ \bar{C}_c \bar{A}_s^2 \\ \vdots \\ \bar{C}_c \bar{A}_s^q \end{bmatrix} x_s(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \bar{C}_c \bar{B}_s & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \bar{C}_c \bar{A}_s \bar{B}_s & \bar{C}_c \bar{B}_s & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{C}_c \bar{A}_s^{q-1} \bar{B}_s & \bar{C}_c \bar{A}_s^{q-2} \bar{B}_s & \cdots & \bar{C}_c \bar{B}_s & 0 \end{bmatrix}}_{B_s(q)} \begin{bmatrix} u_s(k) \\ u_s(k+1) \\ u_s(k+2) \\ \vdots \\ u_s(k+q) \end{bmatrix} \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \bar{C}_c \bar{B}_{d_s} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \bar{C}_c \bar{A}_s \bar{B}_{d_s} & \bar{C}_c \bar{B}_{d_s} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{C}_c \bar{A}_s^{q-1} \bar{B}_{d_s} & \bar{C}_c \bar{A}_s^{q-2} \bar{B}_{d_s} & \cdots & \bar{C}_c \bar{B}_{d_s} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{d_s}(q)} \begin{bmatrix} d_s(k) \\ d_s(k+1) \\ d_s(k+2) \\ \vdots \\ d_s(k+q) \end{bmatrix} \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \bar{C}_c \bar{B}_{f_s} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \bar{C}_c \bar{A}_s \bar{B}_{f_s} & \bar{C}_c \bar{B}_{f_s} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{C}_c \bar{A}_s^{q-1} \bar{B}_{f_s} & \bar{C}_c \bar{A}_s^{q-2} \bar{B}_{f_s} & \cdots & \bar{C}_c \bar{B}_{f_s} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{f_s}(q)} \begin{bmatrix} f_s(k) \\ f_s(k+1) \\ f_s(k+2) \\ \vdots \\ f_s(k+q) \end{bmatrix} \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{D}_{f_s} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \bar{D}_{f_s} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \bar{D}_{f_s} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \bar{D}_{f_s} \end{bmatrix}}_{D_{f_s}(q)} \begin{bmatrix} f_s(k) \\ f_s(k+1) \\ f_s(k+2) \\ \vdots \\ f_s(k+q) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Ainsi:

$$Y_s(k,q) = C_s(q)x_s(k) + B_s(q)U_s(k,q) + B_{d_s}(q)d_s(k,q) + f_s(k,q) \left(B_{f_s}(q) + D_{f_s}(q) \right) \quad (3.16)$$

On se retrouve avec une formulation représentative de la redondance statique. Par la multiplication des deux membres de l'équation par une matrice de parité $W_s(q)$ orthogonale à $C_s(q)$, on obtient le vecteur de parité ou de résidus $r_s(k,q)$

$$r_s(k,q) = W_s(q) \left[Y_s(k,q) - B_s(q)U_s(k,q) - B_{d_s}(q)d_s(k,q) - f_s(k,q) \left(B_{f_s}(q) + D_{f_s}(q) \right) \right] \quad (3.17)$$

qui ne dépend que des sorties $Y_s(k,q)$, des entrées du système en fonctionnement normal $U_s(k,q)$, des entrées non structurées ou perturbations $d_s(k,q)$ et des entrées de défauts agissant sur l'actionneur ou le capteur $f_s(k,q)$.

3.4 Application à la télérobotique mobile

Les résultats expérimentaux présentés dans cette section ont été réalisés sur un système de télérobotique composé d'un robot miniature (Fig. 3.4), connecté à un système de génération de trajectoire via un câble série de deux mètres de longueur. Ce dernier a pour objectif de modéliser de façon simple le réseau. Le générateur de trajectoire engendre des consignes de vitesse pour les roues du robot. Deux boucles embarquées dans le robot assurent le suivi de ces consignes. Le but de cette expérimentation est de montrer la faisabilité de l'approche de diagnostic présentée dans ce chapitre sur un système réel. Le système étudié permet de simuler des défauts sur le système de communication et sur le robot en présence ou en absence du retard de transmission.



FIG. 3.4 – Robot Khepera et câble série RS232

3.4.1 Modélisation et diagnostic de la ligne

Par définition, une ligne de transmission est caractérisée par un système de dimension infinie. En effet la tension et l'intensité sur une ligne dépendent à la fois du temps mais aussi de l'abscisse considérée sur la ligne. Dans notre cas, nous proposons de transformer ce système de dimension infinie en un système de dimension finie en considérant la ligne comme une cascade de cellules *RLC Teppoz* [76], où la résistance est en série avec l'inductance comme le montre le schéma suivant (Fig. 3.5) :

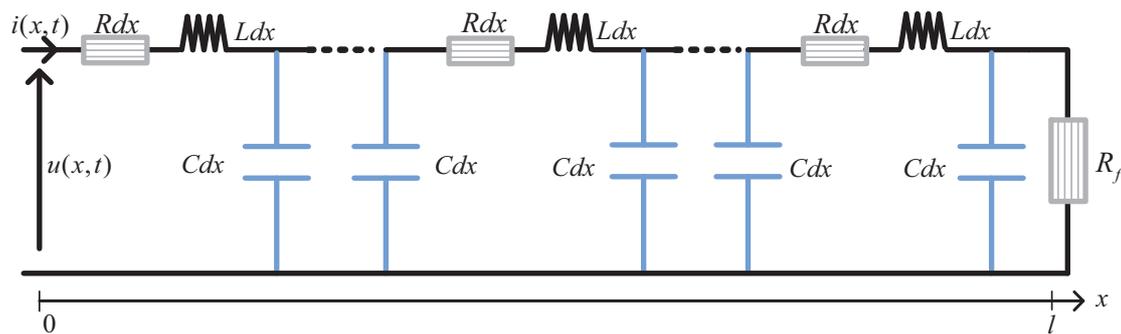


FIG. 3.5 – Cascades des cellules $RdxLdxCdx$

Rdx , Ldx , Cdx sont respectivement, la résistance, l'inductance linéique et la capacité linéique de la ligne par unité de longueur. $u(x,t)$ et $i(x,t)$ sont la tension et l'intensité au point d'abscisse x au temps t , et R_f est l'impédance de la charge.

Afin d'obtenir une représentation d'état symétrique de la ligne, les résistances et les inductances ont été réparties équitablement à chaque extrémité du circuit $RdxLdxCdx$ (Fig. 3.6). La représentation d'une cellule élémentaire symétrique est donnée sur la figure (Fig. 3.7). Une décomposition adéquate permet d'obtenir une cascade de cellules symétriques. Une illustration de deux cellules symétriques mises en cascades est donnée sur la figure (Fig. 3.8).

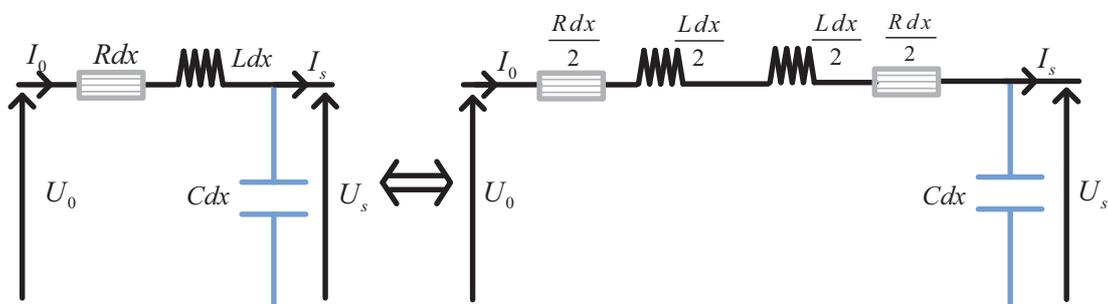


FIG. 3.6 – Répartitions des résistances et inductances de la ligne

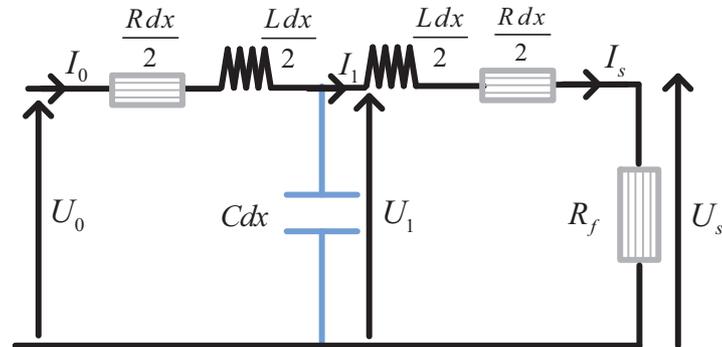


FIG. 3.7 – Cellule symétrique

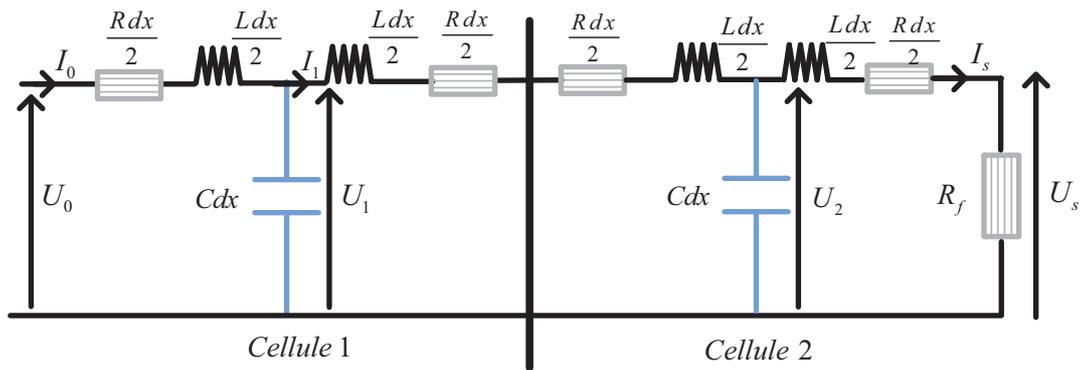


FIG. 3.8 – Deux cellules symétriques en cascades

Représentation d'état de la ligne

Dans notre application, nous avons choisi un câble série de 2 mètres de longueur, modélisé à l'aide de deux cellules symétriques (Fig. 3.8).

Soient dx , R_l , L_l et C_l les variables définies par :

$$dx = \frac{l}{n_b}, \quad R_l = Rdx, \quad L_l = Ldx, \quad C_l = Cdx, \quad \text{où } n_b \text{ est le nombre de cellules symétriques.}$$

En appliquant la loi de *Kirchhoff* (Voir annexe A) sur le circuit de la figure (Fig. 3.8), le modèle d'état du câble ainsi modélisé est décrit comme suit (3.18):

$$\begin{cases} x_c(k+1) = \bar{A}_c x_c(k) + \bar{B}_c u_c(k - \tau_k) + \bar{B}_{f_c} f_c(k) + \bar{B}_{d_c} d_c(k) \\ y_c(k) = \bar{C}_c x_c(k) + \bar{D}_c u_c(k) \end{cases} \quad (3.18)$$

$$x_c(k) = \begin{pmatrix} I_0 \\ U_1 \\ I_1 \\ U_2 \\ I_s \end{pmatrix}, \quad \bar{A}_c = \begin{pmatrix} -\frac{R_l}{L_l} & -\frac{2}{L_l} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_l} & 0 & -\frac{1}{C_l} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_l} & -\frac{R_l}{L_l} & -\frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_l} & 0 & -\frac{1}{C_l} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{L_l} & -\frac{R_l}{L_l} \end{pmatrix}, \quad \bar{B}_c = \begin{pmatrix} \frac{2}{L_l} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix},$$

$$\bar{B}_{f_c} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{B}_{d_c} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{D}_c = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{C}_c = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

$u_c(k) = U_0(k)$, et $\tau_k = \tau_k^{cc} + \tau_k^{ca} \simeq 2 \text{ sec}$, il est introduit expérimentalement dans l'application en générant des phénomènes de pertes d'informations grâce à une résistance variable installée en série avec le câble.

l , R_l , L_l et C_l sont respectivement la longueur, la résistance, l'inductance et la capacité du câble. Les valeurs nominales de ces variables ont été estimées expérimentalement. R_f est l'impédance interne du robot et U_0 et U_s sont respectivement les tensions d'entrée et de sortie du câble.

Nous avons choisi une matrice de transition de probabilité de la forme suivante: (Voir Annexe A):

$$\Pi_k = \begin{pmatrix} 0,6 & 0,3 \\ 0,4 & 0,7 \end{pmatrix}$$

avec un signal de sortie $w(k)$ exprimé de la manière suivante:

$$w(k) = (1 - \gamma(k))y_c(k) + \gamma(k)y_c(k - 2)$$

Ainsi, en utilisant l'observateur (3.4), on peut obtenir les équations de l'erreur d'estimation $e_c(k + 1) = x_c(k + 1) - \hat{x}_c(k + 1)$ et du résidu $r_c(k)$ comme suit:

$$\begin{cases} e_c(k + 1) = [\bar{A}_c - (1 - \gamma)L\bar{C}_c] e_c(k) - \gamma L\bar{C}_c e_c(k - 2) + \bar{B}_{d_c} d_c(k) + \bar{B}_{f_c} f_c(k) \\ r_c(k) = (1 - \gamma)\bar{C}_c e_c(k) + \gamma\bar{C}_c e_c(k - 2) \end{cases} \quad (3.19)$$

La variable stochastique γ est modélisée à l'aide d'une chaîne de Markov (*Voir Annexe A*) avec le profil suivant (Fig. 3.9):

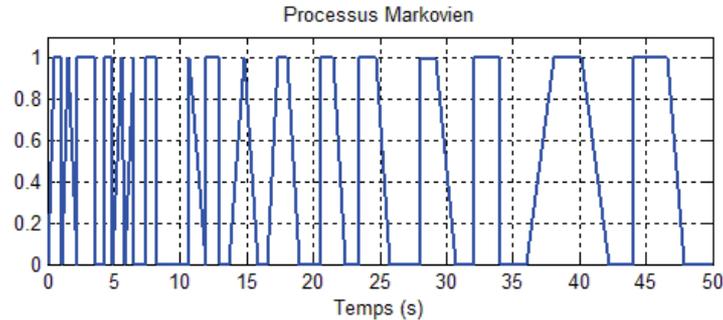


FIG. 3.9 – *Processus Markovien de la variable γ*

Définition: Une chaîne de Markov est un processus aléatoire portant sur un nombre fini d'états, avec des probabilités de transition sans mémoire. Autrement dit, tout processus ponctuel à temps discret X peut se définir par la donnée d'une suite $(X_n)_{n \in \mathbb{N}}$ de variables aléatoires dans un même espace discret E , où n est l'indice représentant le temps. Une telle chaîne à temps discret $(X_n)_{n \in \mathbb{N}}$ est alors dite *chaîne de Markov* si elle vérifie la propriété de Markov suivante:

$\forall t \in \mathbb{N}, \forall x_0, x_1, \dots, x_{n+1}$ éléments de l'espace discret E où la probabilité:

$$P(X_0 = x_0, X_1 = x_1, \dots, X_{n+1} = x_{n+1}) \neq 0$$

On a

$$P(X_{n+1} = x_{n+1} | X_0 = x_0, X_1 = x_1, \dots, X_n = x_n) = P(X_{n+1} = x_{n+1} | X_n = x_n) \quad (3.20)$$

La loi du processus X à l'instant $n + 1$ ne dépend que de la valeur prise par le processus à l'instant n ($X_n = x_n$), et ne dépend pas des valeurs prises aux différents instants antérieurs à n ($X_0 = x_0, X_1 = x_1, \dots, X_{n-1} = x_{n-1}$)

3.4.2 Modélisation du robot et génération des RRA

Le système physique utilisé dans cette application est un robot miniature de type *Khepera II*. Ce robot possède deux roues motorisées et fait 7cm de diamètre et 3cm de hauteur (Fig. 3.10). Il peut fonctionner en mode autonome, pour cela il dispose d'une batterie qui fournit une tension continue de (-10V/+10V), ou bien en mode téléopéré (câble RS232, Bluetooth ou WiFi).

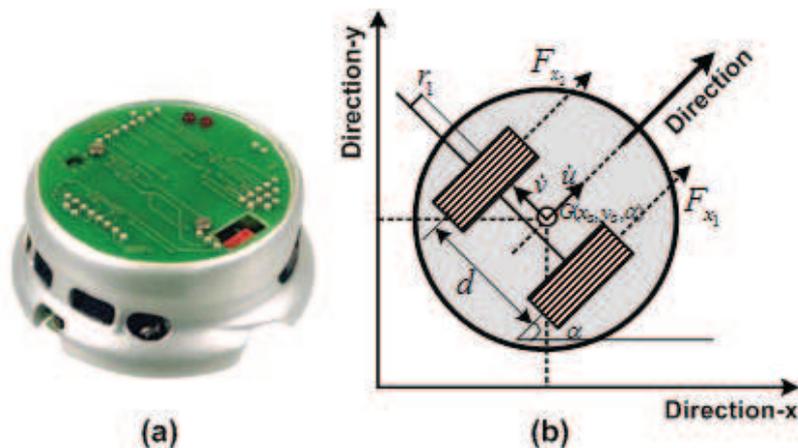


FIG. 3.10 – (a): *Khepera II* (b): *Schéma de description*

Sur la figure (Fig. 3.10), le centre de gravité du robot est représenté par $G(x_G, y_G, \alpha)$, où (x_G, y_G) les coordonnées absolues du robot et α l'angle du lacet.

Chaque roue se déplace grâce à un moteur à courant continu couplé avec la roue à travers un système de réduction de rapport 25:1. Le contrôleur embarqué peut être utilisé selon deux modes de commande: en vitesse ou en position (Fig. 3.11). Le basculement entre les deux modes se fait automatiquement en fonction du type de la commande reçue à l'entrée du contrôleur. Dans les expériences suivantes, nous avons utilisée la commande en vitesse. Dans ce cas, le robot reçoit les deux consignes de vitesse des deux roues, et une boucle locale utilisant un régulateur PID, asservit la vitesse réelle à cette consigne. Les paramètres de commande des PID (K_P , K_I et K_D) peuvent être choisis par l'utilisateur.

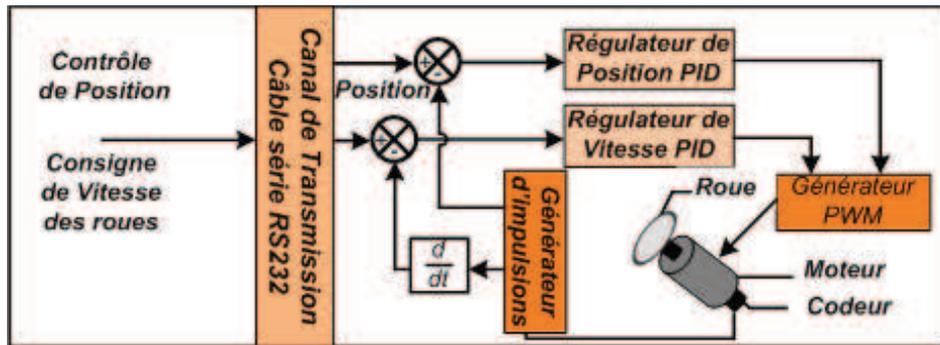


FIG. 3.11 – Schéma de contrôle en position et en vitesse

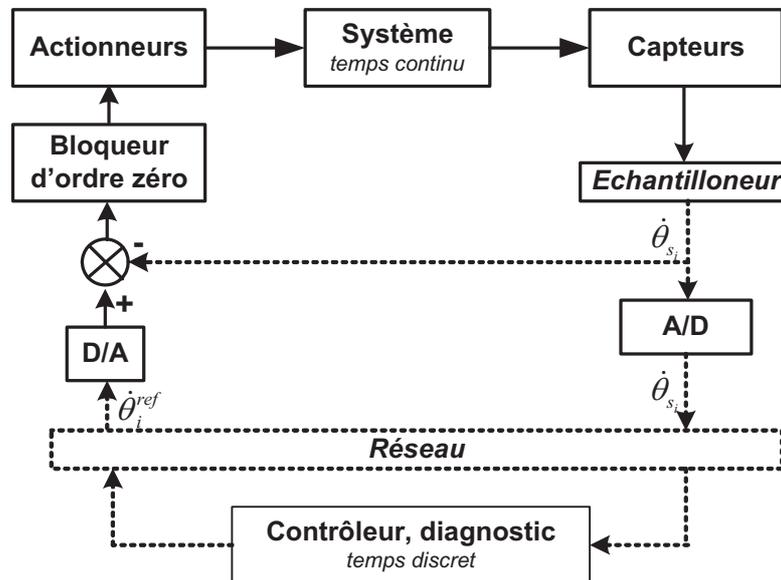


FIG. 3.12 – Structure hiérarchique de la commande et du diagnostic du Robot

– *Hypothèses de modélisation:*

Un certain nombre d'hypothèses ont été prises en considération dans cette partie suivant les caractéristiques du robot et de son environnement.

1. Le contact entre les roues du robot et la surface de test est assimilé à un contact ponctuel dû à la rigidité des roues.

2. Les efforts de contact sont considérés comme des entrées extérieures connues au système.

3. Seule la partie dynamique des actionneurs de robot est considérée. La dynamique de la partie électrique est négligée.

4. Seules les dynamiques longitudinales et du lacet sont considérées. La dynamique latérale a été négligée due aux efforts latéraux mineurs sur le mouvement linéaire du robot.

– *Modèle cinématique:*

Soit R le rayon statique de la roue, $\dot{\theta}_1$ et $\dot{\theta}_2$ les vitesses de rotation de chacune des roues, alors le modèle cinématique (3.21) est déduit à partir de la figure (Fig. 3.10 (b)).

$$\begin{pmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{\alpha} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R}{2} & \frac{R}{2} \\ \frac{Rr_1}{d} & -\frac{Rr_1}{d} \\ \frac{R}{d} & -\frac{R}{d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

\dot{u} est la vitesse longitudinale du centre de gravité, \dot{v} est la vitesse latérale, $\dot{\alpha}$ est la vitesse du lacet, d est la distance entre les deux roues et r_1 est la distance entre l'axe des roues et le centre de gravité.

– *Modèle géométrique:*

Le modèle géométrique permet d'exprimer les coordonnées de (x_G, y_G) dans le repère absolu (X, Y) (Fig. 3.10 (b)). Ainsi, à partir de l'équation (3.21) et de la projection géométrique dans le plan (X, Y) , le modèle géométrique du robot dans l'intervalle $[t_1, t_2]$ peut être exprimé comme suit:

$$\begin{cases} x_G = \int_{t_1}^{t_2} (\dot{u} \cos \alpha - \dot{v} \sin \alpha) dt + x_{G_0} \\ y_G = \int_{t_1}^{t_2} (\dot{u} \sin \alpha + \dot{v} \cos \alpha) dt + y_{G_0} \end{cases} \quad (3.22)$$

(x_{G_0}, y_{G_0}) sont les conditions initiales.

– *Modèle dynamique:*

La dynamique nominale liée à la partie mécanique des actionneurs, du mouvement longitudinal et du mouvement du lacet est développée à partir des équations fondamentales de la dynamique. Le système d'équations obtenues est le suivant:

·*Dynamique Longitudinale :*

$$F_{x_1} + F_{x_2} - f_m \dot{u} = m \ddot{u} \quad (3.23)$$

·*Dynamique du Lacet :*

$$(F_{x_1} + F_{x_2}) \frac{d}{2} - f_z \dot{\alpha} = I_z \ddot{\alpha} \quad (3.24)$$

·*Dynamique de la partie mécanique de l'actionneur de la roue 1*

$$U_{s_1} - f_1 \dot{\theta}_1 - R F_{x_1} = J_1 \ddot{\theta}_1 \quad (3.25)$$

·*Dynamique de la partie mécanique de l'actionneur de la roue 2*

$$U_{s_2} - f_2 \dot{\theta}_2 - R F_{x_2} = J_2 \ddot{\theta}_2 \quad (3.26)$$

F_{x_1} et F_{x_2} sont les efforts longitudinaux (considérés comme des entrées connues (voir Fig.)), U_{s_1} et U_{s_2} sont les signaux de commande, m est la masse du robot, f_1 , f_2 et J_1 , J_2 sont respectivement, les frottements visqueux et les inerties des deux roues, tandis que f_m , f_z sont les coefficients de frottement visqueux du robot. \ddot{u} , $\ddot{\alpha}$, $\ddot{\theta}_1$, $\ddot{\theta}_2$, \dot{u} , $\dot{\alpha}$, $\dot{\theta}_1$, $\dot{\theta}_2$ sont respectivement, les accélérations et les vitesses du mouvement longitudinale, du lacet et de rotation. La partie électrique des mini-actionneurs a été négligée.

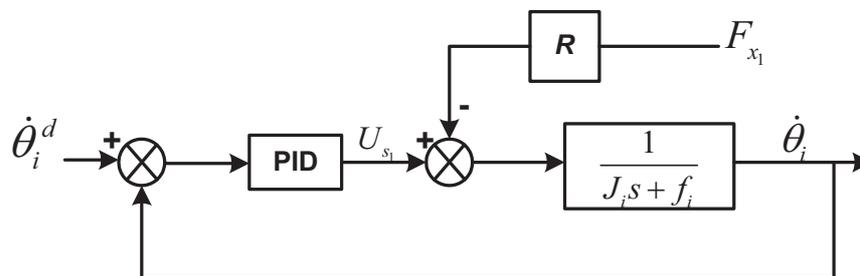


FIG. 3.13 – Schéma de régulation de la partie dynamique des mini-actionneurs

Ainsi, la représentation d'état du système global dans sa forme continue est donnée de la manière suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{c} \ddot{u}(t) \\ \ddot{\alpha}(t) \\ \ddot{\theta}_1(t) \\ \ddot{\theta}_2(t) \end{array} \right)_{\dot{x}_s(t)} = \underbrace{\left(\begin{array}{cccc} 0 & 0 & -\frac{f_m}{m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{f_z}{I_z} \\ -\frac{f_1}{J_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{f_2}{J_2} & 0 & 0 \end{array} \right)}_{A_s} \underbrace{\left(\begin{array}{c} \dot{u}(t) \\ \dot{\alpha}(t) \\ \dot{\theta}_1(t) \\ \dot{\theta}_2(t) \end{array} \right)}_{x_s(t)} + \underbrace{\left(\begin{array}{cccc} \frac{1}{m} & \frac{1}{m} & 0 & 0 \\ \frac{d}{2I_z} & -\frac{d}{2I_z} & 0 & 0 \\ -\frac{R}{J_1} & 0 & \frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{J_2} & 0 & \frac{1}{J_2} \end{array} \right)}_{B_s} \underbrace{\left(\begin{array}{c} F_{x_1}(t) \\ F_{x_2}(t) \\ U_{s_1}(t) \\ U_{s_2}(t) \end{array} \right)}_{U_s(t)} \\ \\ \left(\begin{array}{c} \dot{\theta}_1(t) \\ \dot{\theta}_2(t) \end{array} \right)_{y_s(t)} = \underbrace{\left(\begin{array}{cccc} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right)}_{C_s} \underbrace{\left(\begin{array}{c} \dot{u}(t) \\ \dot{\alpha}(t) \\ \dot{\theta}_1(t) \\ \dot{\theta}_2(t) \end{array} \right)}_{x_s(t)} \end{array} \right. \quad (3.27)$$

$x_s(t) = \begin{pmatrix} \dot{u}(t) \\ \dot{\alpha}(t) \\ \dot{\theta}_1(t) \\ \dot{\theta}_2(t) \end{pmatrix}$ est le vecteur d'état, $y_s(t) = \begin{pmatrix} \dot{\theta}_1(t) \\ \dot{\theta}_2(t) \end{pmatrix}$ est le vecteur de sorties et

$U_s(t) = \begin{pmatrix} F_{x_1}(t) \\ F_{x_2}(t) \\ U_{s_1}(t) \\ U_{s_2}(t) \end{pmatrix}$ est le vecteur d'entrées.

Les forces de contact $F_{x_1}(t)$ et $F_{x_2}(t)$ sont considérées comme des entrées connues. Elles sont estimées en fonction du glissement en contact (voir *Merzouki & al.* [92]).

Le signal de défaut est introduit séparément dans l'expérimentation comme un signal additif au signal de commande, à savoir:

$$U_{s_1}(t) = u_{s_1}(t) + f_{s_1}(t)$$

$$U_{s_2}(t) = u_{s_2}(t) + f_{s_2}(t)$$

En absence de défaut d'entrée $f_{s_1}(t) = f_{s_2}(t) = 0$. En présence de défaut sur l'entrée 1,

$f_{s_1}(t)$ est représenté par le profil de la figure (Fig. 3.20)

3.4.2.1 Génération des RRA

L'approche de diagnostic proposé est basée sur le calcul de résidus issus des RRA et permet d'exprimer la différence entre les dynamiques dans les situations normales et défailtantes.

Les étapes principales pour la génération des RRA sont résumées ci-après:

- Elimination des variables inconnues de chaque relation du modèle dynamique;
- Génération des RRA et de la MSD (Matrice de Signature de Défauts) associée (*Djeziri* [82] et *Ould-Bouamama* [67])

Génération des RRA_s

Afin de générer la 1^{ère} RRA, on commence par éliminer la variable F_{x_1} en déduisant son expression à partir des équations (3.23) et (3.24) et en remplaçant les variables \dot{u} , \ddot{u} , $\dot{\alpha}$ et $\ddot{\alpha}$ par leurs expressions dans (3.21).

$$F_{x_1}(t) = R \begin{bmatrix} \left(\frac{m}{4} + \frac{I_z}{d^2}\right) \ddot{\theta}_1(t) + \left(\frac{m}{4} - \frac{I_z}{d^2}\right) \ddot{\theta}_2(t) \\ + \left(\frac{f_m}{4} + \frac{f_z}{d^2}\right) \dot{\theta}_1(t) + \left(\frac{f_m}{4} - \frac{f_z}{d^2}\right) \dot{\theta}_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

L'expression de F_{x_1} (3.5) est ensuite remplacée dans l'équation (3.25) pour obtenir la 1^{ère} RRA (3.29)

$$\begin{aligned} & \left(J_1 + \frac{mR^2}{4} + \frac{I_zR^2}{d^2}\right) \ddot{\theta}_1(t) + \left(\frac{mR^2}{4} - \frac{I_zR^2}{d^2}\right) \ddot{\theta}_2(t) \\ & + \left(f_1 + \frac{f_mR^2}{4} + \frac{f_zR^2}{d^2}\right) \dot{\theta}_1(t) + \left(\frac{f_mR^2}{4} - \frac{f_zR^2}{d^2}\right) \dot{\theta}_2(t) - U_{s_1}(t) = 0 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Ainsi, le 1^{er} résidu du système physique peut être obtenu comme suit:

$$\begin{aligned} r_{s_1}(t) = & \left(J_1 + \frac{mR^2}{4} + \frac{I_zR^2}{d^2}\right) \ddot{\theta}_1(t) + \left(\frac{mR^2}{4} - \frac{I_zR^2}{d^2}\right) \ddot{\theta}_2(t) \\ & + \left(f_1 + \frac{f_mR^2}{4} + \frac{f_zR^2}{d^2}\right) \dot{\theta}_1(t) + \left(\frac{f_mR^2}{4} - \frac{f_zR^2}{d^2}\right) \dot{\theta}_2(t) - U_{s_1}(t) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Afin de générer la 2^{ème} RRA, l'expression de F_{x_2} est déduite à partir de l'équation (3.23) après avoir remplacé F_{x_1} par son expression (3.28) et \dot{u} et \ddot{u} par leurs expressions de (3.21).

$$F_{x_2}(t) = R \begin{bmatrix} \left(\frac{m}{4} + \frac{I_z}{d^2}\right) \ddot{\theta}_1(t) + \left(\frac{m}{4} - \frac{I_z}{d^2}\right) \ddot{\theta}_2(t) \\ + \left(\frac{f_m}{4} - \frac{f_z}{d^2}\right) \dot{\theta}_1(t) + \left(\frac{f_m}{4} + \frac{f_z}{d^2}\right) \dot{\theta}_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

L'expression de F_{x_2} (3.31) est ensuite remplacée dans (3.26) pour obtenir la 2^{ème} RRA (3.32).

$$\begin{aligned} & \left(J_2 + \frac{mR^2}{4} + \frac{I_z R^2}{d^2} \right) \ddot{\theta}_2(t) + \left(\frac{mR^2}{4} - \frac{I_z R^2}{d^2} \right) \ddot{\theta}_1(t) \\ & + \left(f_2 + \frac{f_m R^2}{4} + \frac{f_z R^2}{d^2} \right) \dot{\theta}_2(t) + \left(\frac{f_m R^2}{4} - \frac{f_z R^2}{d^2} \right) \dot{\theta}_1(t) - U_{s_2}(t) = 0 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Ainsi, le 2^{ème} résidu du système physique peut être obtenu comme suit:

$$\begin{aligned} r_{s_2}(t) = & \left(J_2 + \frac{mR^2}{4} + \frac{I_z R^2}{d^2} \right) \ddot{\theta}_2(t) + \left(\frac{mR^2}{4} - \frac{I_z R^2}{d^2} \right) \ddot{\theta}_1(t) \\ & + \left(f_2 + \frac{f_m R^2}{4} + \frac{f_z R^2}{d^2} \right) \dot{\theta}_2(t) + \left(\frac{f_m R^2}{4} - \frac{f_z R^2}{d^2} \right) \dot{\theta}_1(t) - U_{s_2}(t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Deux autres RRAs peuvent être générés directement à partir des équations (3.25) et (3.26). Deux résidus supplémentaires sont alors obtenus:

$$\begin{aligned} r_{s_3}(t) &= U_{s_1} - f_1 \dot{\theta}_1 - RF_{x_1} - J_1 \ddot{\theta}_1 \\ r_{s_4}(t) &= U_{s_2} - f_2 \dot{\theta}_2 - RF_{x_2} - J_2 \ddot{\theta}_2 \end{aligned} \quad (3.34)$$

Une autre méthode permettant de générer les RRAs et obtenir les résidus est l'utilisation de la redondance dynamique à partir du modèle d'état donné précédemment (3.27).

A partir des expressions des résidus continus du robot (3.30), (3.33) et le résidu discret du câble (3.19), la matrice de signature de défauts est déduite (Fig. 3.14)

		Éléments		D_b	I_b	$r_{s_1}(t)$	$r_{s_2}(t)$	$r_c(k)$
Robot (système continu)	Capteur de vitesse (roue 1)	$\dot{\theta}_1(t)$	1	0	1	1	0	
	Capteur de vitesse (roue 2)	$\dot{\theta}_2(t)$	1	0	1	1	0	
	Entrée de commande (roue 1)	$U_{s_1}(t)$	1	1	1	0	0	
	Entrée de commande (roue 2)	$U_{s_2}(t)$	1	1	0	1	0	
Câble (système discret)	Tension d'entrée du câble	$U_0(kh)$	1	1	0	0	1	
	Résistance du câble	R_l	1	0	0	0	1	
	Inductance du câble	L_l	1	0	0	0	1	
	Capacité du câble	C_l	1	0	0	0	1	

FIG. 3.14 – Matrice de signature de défauts

Dans cette matrice (Fig. 3.14), les lignes représentent les signatures des différents éléments du système et les colonnes représentent l'indice de détectabilité D_b , l'indice d'isolabilité I_b , et les résidus $r_{s_1}(t)$, $r_{s_2}(t)$ et $r_c(k)$. Lorsqu'un élément de la colonne D_b est égal à 1, ceci signifie

qu'il existe au moins un résidu sensible à un défaut pouvant affecter cet élément. Lorsqu'un élément de la colonne I_b est égal à 1, ceci implique que le défaut est localisable.

On peut constater sur cette matrice, qu'il est possible de détecter et d'isoler des défauts provenant du système de communication de ceux provenant du système à commander. Ceci permet à l'opérateur de trouver l'origine du défaut qui apparaît sur le système de télérobotique.

3.4.3 Simulation et résultats expérimentaux

Quatre types d'expérience ont été réalisés qui concernent respectivement le cas d'un fonctionnement sans défaut, le cas d'un fonctionnement en présence de défaut actionneurs, le cas d'un fonctionnement en présence d'un défaut sur le système de communication et enfin le cas d'un fonctionnement en présence d'un retard induit dans le système de communication. Les signaux de commandes, les résidus, l'erreur d'estimation et la trajectoire du robot sont interprétés pour chaque cas. Afin d'éviter les fausses alarmes, les seuils des résidus ont été fixés expérimentalement. Ils sont très faibles compte tenu du très faible niveau du bruit sur le système. Les paramètres du robot et du canal de transmission sont donnés dans le tableau suivant:

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
J_1, J_2	0,0001 ($kg.m^2$)	f_m	0,0001 ($\frac{N.m.s}{rad}$)
f_1, f_2	0,0003 ($\frac{N.m.s}{rad}$)	f_z	0,0005 ($\frac{N.m.s}{rad}$)
R	0,005 (m)	r_1	0,01 (m)
d	0,04 (m)	I_z	0,0058 ($kg.m^2$)
R_t	3,2 (Ω)	m	0,250 (kg)
C_t	110.10 ⁻¹² (F)	L_t	250.10 ⁻⁹ (H)
R_0	100 (Ω)	R_f	1000 (Ω)

FIG. 3.15 – Paramètres de simulation

– Simulation sans défaut

Une trajectoire désirée décrivant un cercle a été générée suivant des consignes de vitesse appliquées sur les deux roues. Sur la figure (Fig. 3.16), on remarque les signaux superposés des vitesses désirées et mesurées pour chacune des roues du robot afin de réaliser la trajectoire

désirée. La régulation en vitesse est réalisée avec un correcteur PID ($K_P = 3790$, $K_I = 803$, $K_D = 104$). Les signaux de commande et les résidus sont donnés respectivement sur les figures (Fig. 3.17) et (Fig. 3.18).

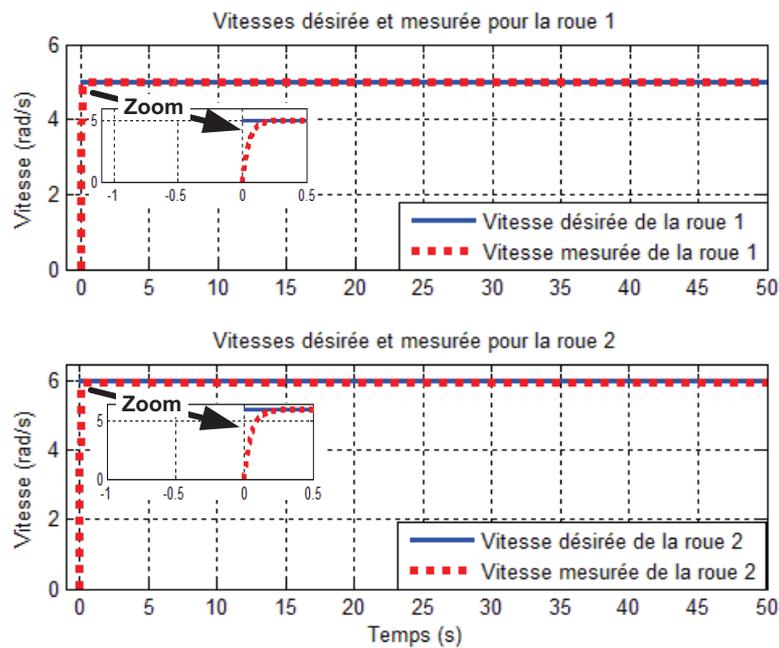


FIG. 3.16 – Vitesses désirées et obtenues des roues 1&2

Nous pouvons remarquer sur la figure (Fig. 3.16), la convergence asymptotique des vitesses mesurées vers les consignes avec un temps de réponse faible

La figure (Fig. 3.17) montre la convergence en temps fini des signaux de commande appliqués à chaque roue du robot avec le correcteur choisi et en absence de défaut et retard de transmission.

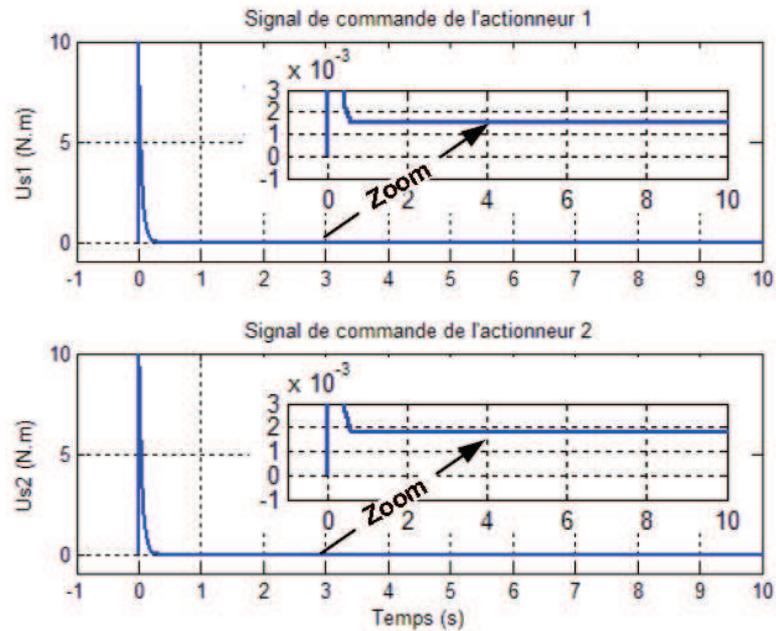


FIG. 3.17 – Signaux de commande des actionneurs 1&2

Sur la figure (Fig. 3.18), les résidus du robot et du canal de transmission sont à l'intérieur des seuils de détection de défauts. Ceci montre la cohérence entre les mesures et les modèles utilisés. Ainsi, la trajectoire réelle du robot de la figure (Fig. 3.19) montre le bon suivi de la trajectoire désirée en l'absence des différents défauts.

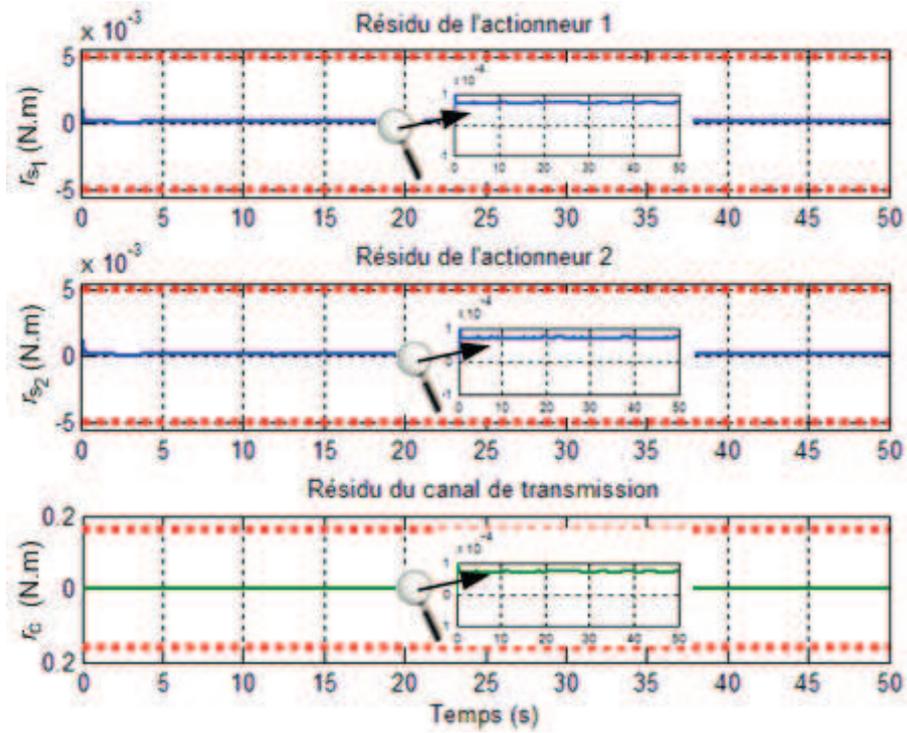


FIG. 3.18 – Résidus en situation normale

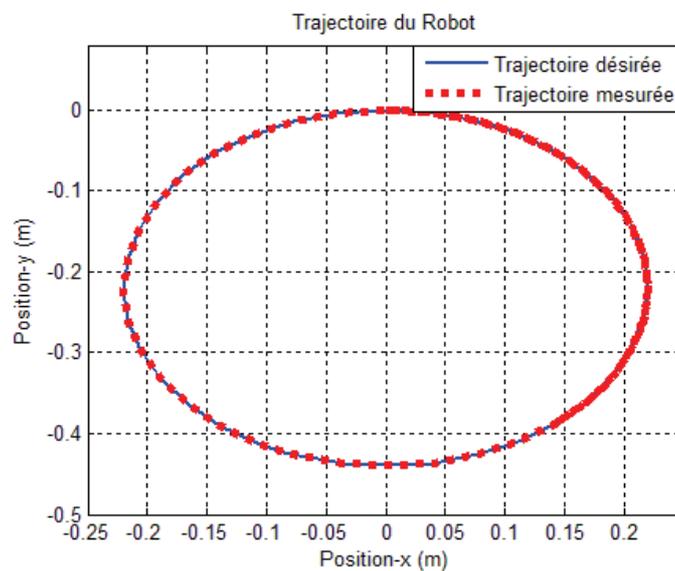


FIG. 3.19 – Trajectoire en situation normale

– En présence de défauts d'actionneurs

Après avoir simulé un défaut sur un des mini actionneurs du robot par l'ajout d'un signal perturbateur à l'entrée 1 (U_{s_1}) comme le montre les figures (Fig. 3.20 et Fig.), nous remarquons clairement l'influence du profil du défaut imposé sur l'allure du signal de commande en boucle fermée. Nous remarquons qu'entre les instants 25s et 35s, le signal de commande reste constant malgré la présence du défaut; ceci est dû au profil constant du couple perturbateur f_{s_1} dans cet intervalle qui est ajouté au couple moteur puis régulé par le correcteur de vitesse.

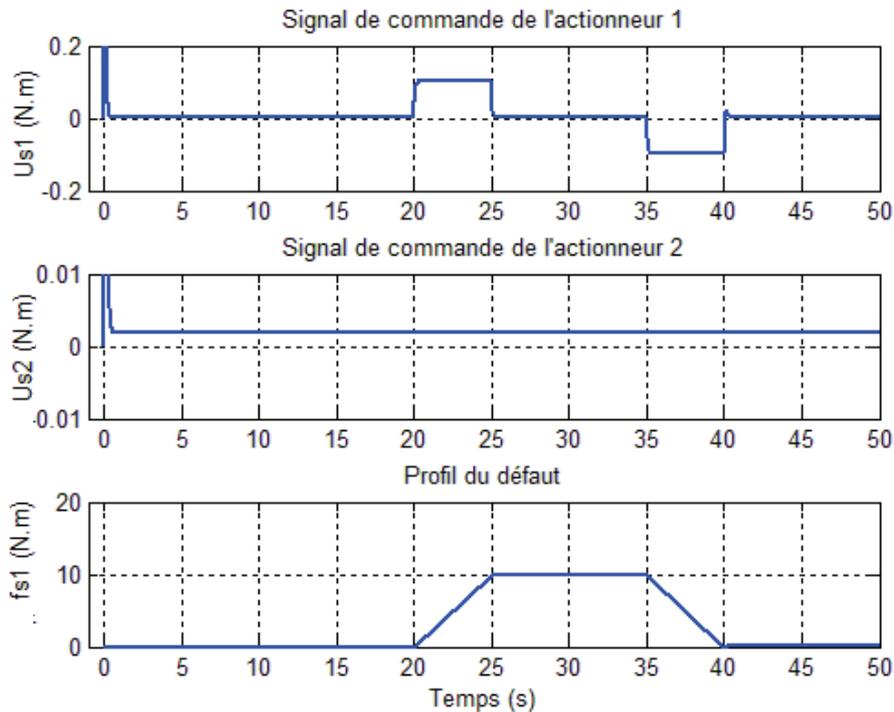


FIG. 3.20 – Signaux de commandes en présence d'un défaut actionneur

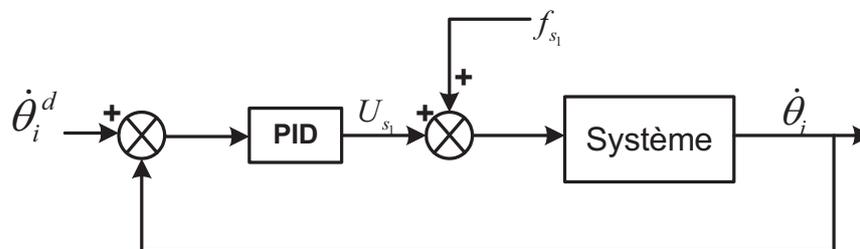


FIG. 3.21 – Ajout d'un signal perturbateur sur la commande

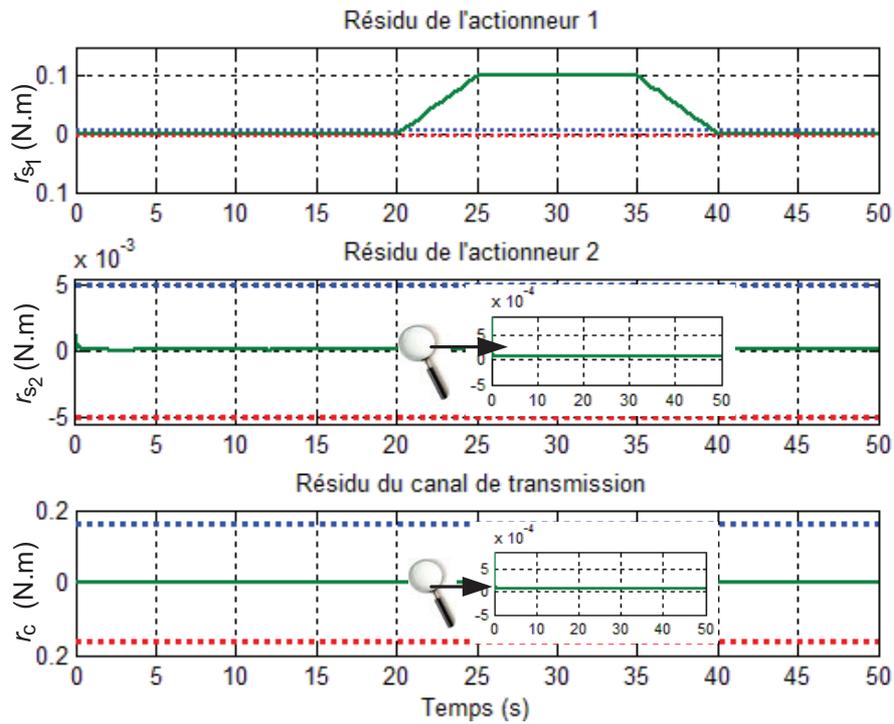


FIG. 3.22 – Résidus en présence d'un défaut actionneur

La figure (Fig. 3.22) montre les trois résidus en présence d'un défaut sur l'actionneur 1. On remarque que le résidu r_{s_1} est le seul qui est différent de 0, car dans ce type de robot mobile, le système de commande est décentralisé. Ainsi, l'actionneur 2 n'est pas sensible à ce défaut.

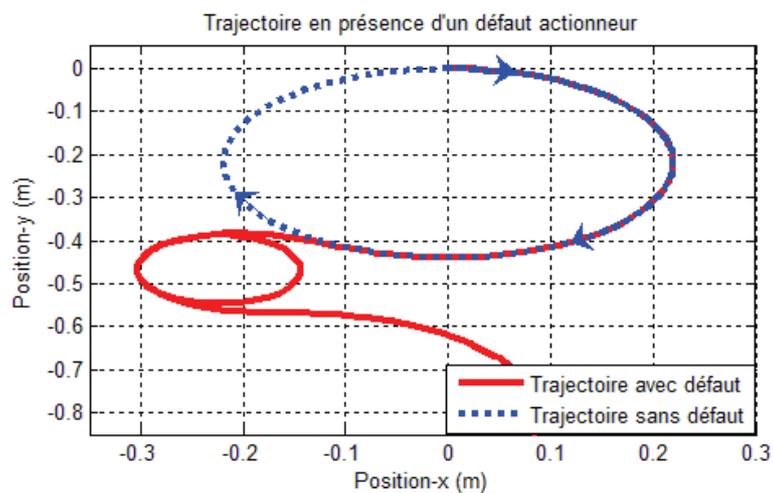


FIG. 3.23 – Trajectoire en présence d'un défaut actionneur

La figure (Fig. 3.23) montre la déviation de la trajectoire réelle du robot par rapport à celle désirée, après avoir appliqué un couple perturbateur sur l'actionneur 1. Nous remarquons que le robot a effectué un autre petit trajet circulaire qui correspond à la stabilisation de la commande 1 entre 25s et 35s.

– *En présence d'un défaut physique sur le système de communication*

Dans ce cas, nous allons simuler un défaut physique sur le câble de transmission *RS232* tel qu'une coupure de ce dernier. En branchant le câble en série avec une résistance variable, nous arrivons à simuler ce phénomène de coupure sur le câble. Le profil de la résistance variable en série avec le câble est donné sur la figure (Fig. 3.24).

On peut remarquer que les signaux de commande sont quasi insensibles à ce défaut car ce dernier influe principalement sur les signaux de consigne, et pas directement sur les signaux de commande définis en boucle fermée. Ainsi, les résidus r_{s_1} et r_{s_2} ne sont pas sensibles à ce défaut (voir Fig. 3.25). Sachant que les paramètres physiques du câble comprenant la résistance R_l sont présents dans l'équation du résidu du câble r_c , ce dernier est sensible au défaut issu de la variation de la résistance R_l comme le montre la figure (Fig. 3.25)

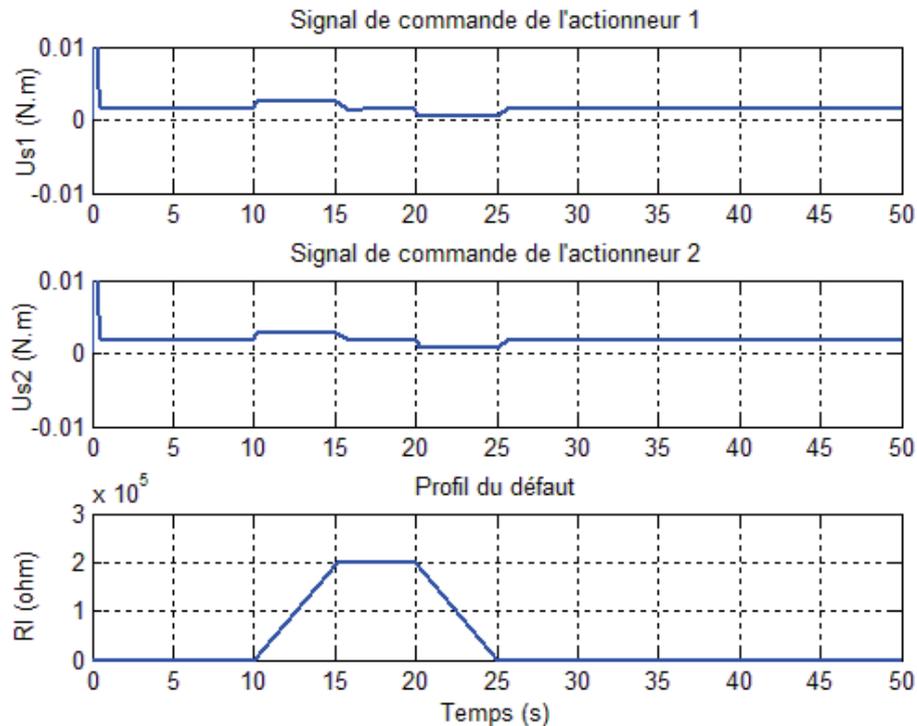


FIG. 3.24 – Signaux de commande en présence d'un défaut de transmission

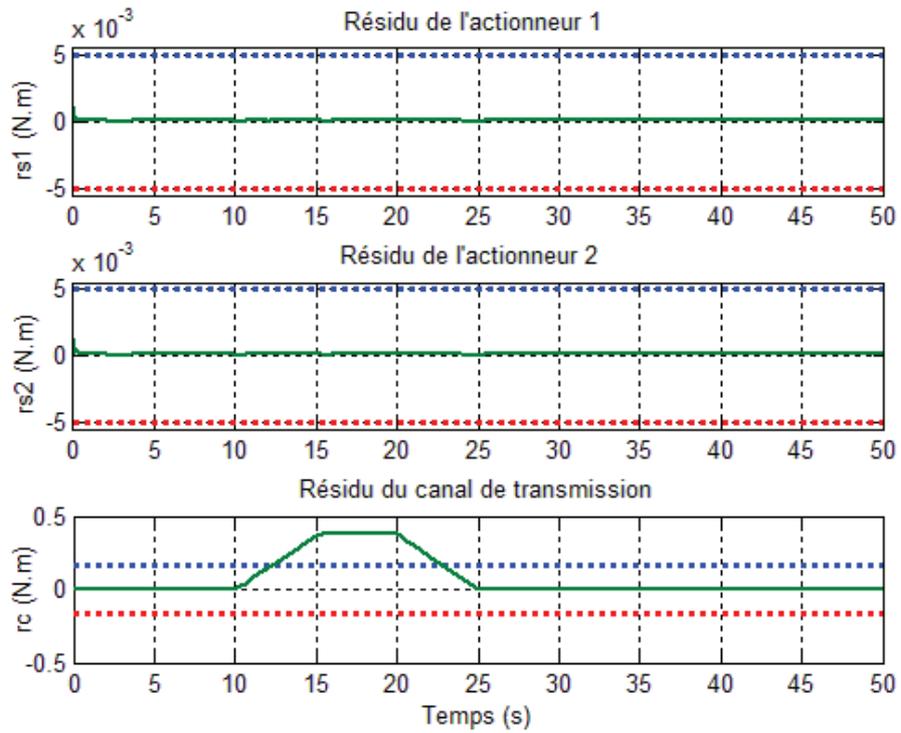


FIG. 3.25 – Résidus en présence d'un défaut de transmission

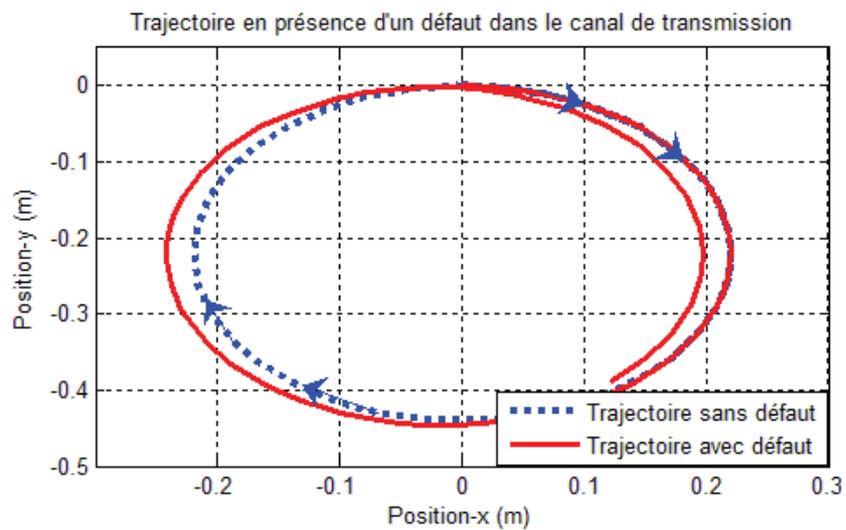


FIG. 3.26 – Trajectoire en présence d'un défaut câble

Dans la figure (Fig.3.26), la trajectoire réelle du robot en présence d'un défaut sur le câble de transmission est comparée à la trajectoire désirée. On remarque que le robot continue à réaliser la trajectoire circulaire même après la simulation de la coupure du câble mais en utilisant les consignes de vitesse qui précèdent l'instant de coupure. En effet, la régulation locale du robot est conçue de telle sorte que la consigne ne se met à jour que si une nouvelle valeur est reçue. Ainsi, la trajectoire effectuée n'est pas identique à celle désirée.

– *En présence d'un retard simulé*

La simulation d'un retard sur la consigne de l'actionneur 1 a été simulée en utilisant un processus Markovien avec une variable stochastique γ (Fig. 3.27). Afin de montrer l'influence du retard sur le système dynamique global, la trajectoire désirée du robot a été prise dans ce cas comme un hexagone. Les signaux de commande de la figure (Fig. 3.27) montrent la sensibilité du signal U_{s1} par rapport au profil de la variable γ .

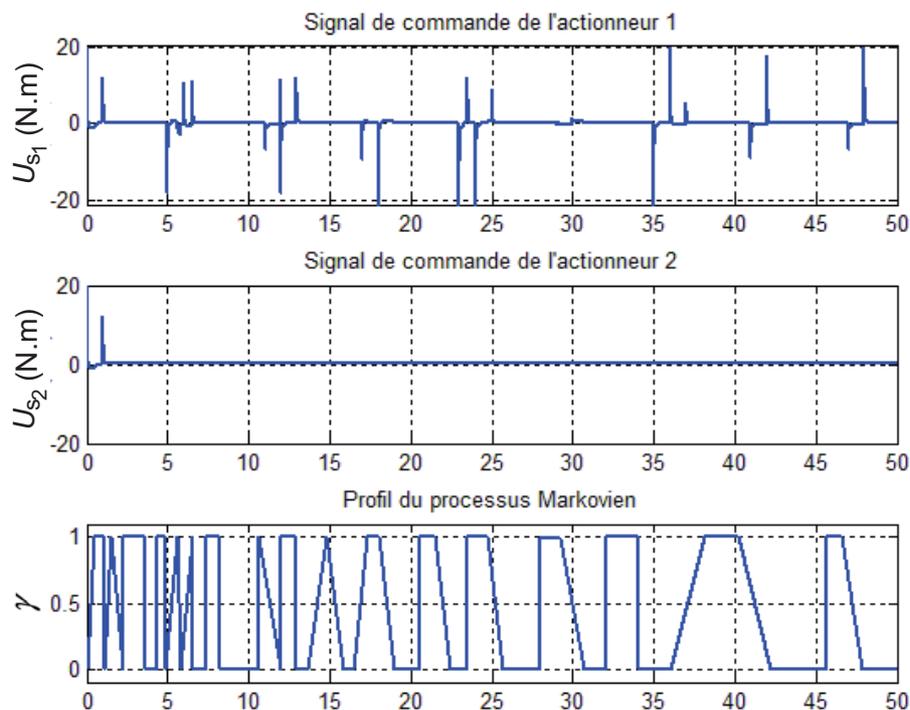


FIG. 3.27 – Signaux de commande en présence d'un retard

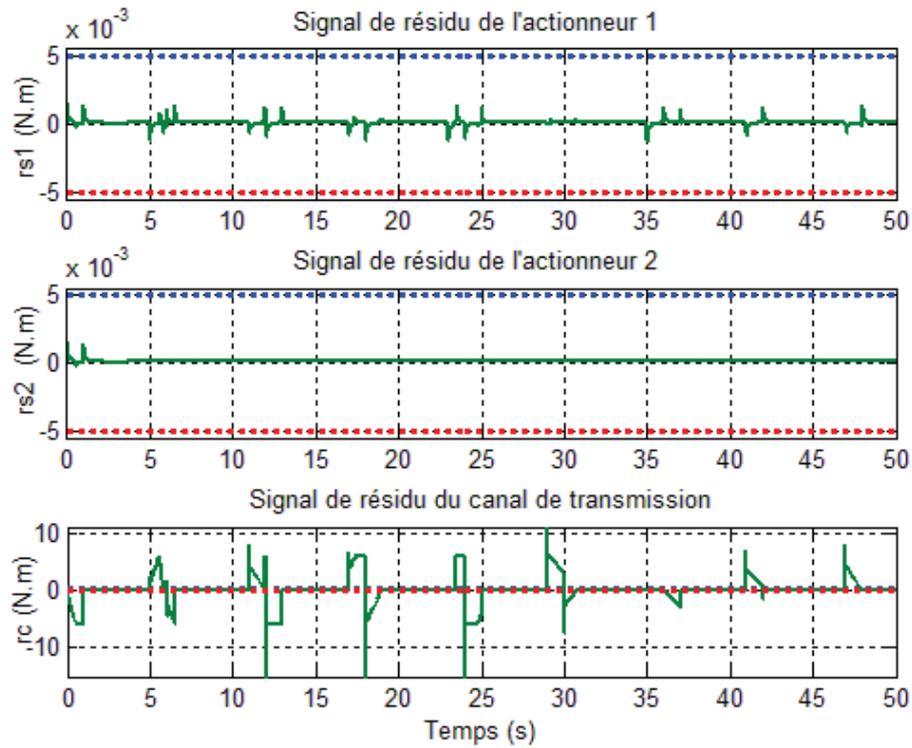


FIG. 3.28 – Résidus en présence d'un retard

Sur la figure (Fig. 3.28), nous remarquons que le résidu du câble r_c est sensible à la présence du retard suivant la variation de la variable stochastique γ , tandis que les résidus r_{s_1} et r_{s_2} sont quant à eux insensibles à la présence du retard. Ceci s'explique par le fait que le fonctionnement du boucle locale est cohérent.

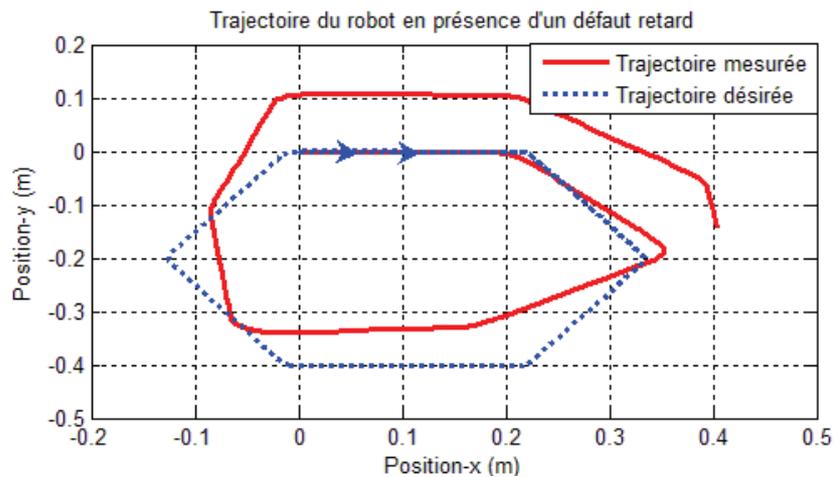


FIG. 3.29 – Trajectoire du robot en présence d'un retard

La figure (Fig. 3.29) montre la trajectoire réalisée par le robot en présence d'un retard induit par le système de communication. Il est clair que le retard peut influencer fortement la trajectoire du système lorsqu'il n'est pas pris en considération dans la modélisation.

Ces dernières simulations ont été réalisées avec un retard simulé entre les instants 20 et 40 secondes. Les résidus obtenus sont donnés dans la figure suivante:

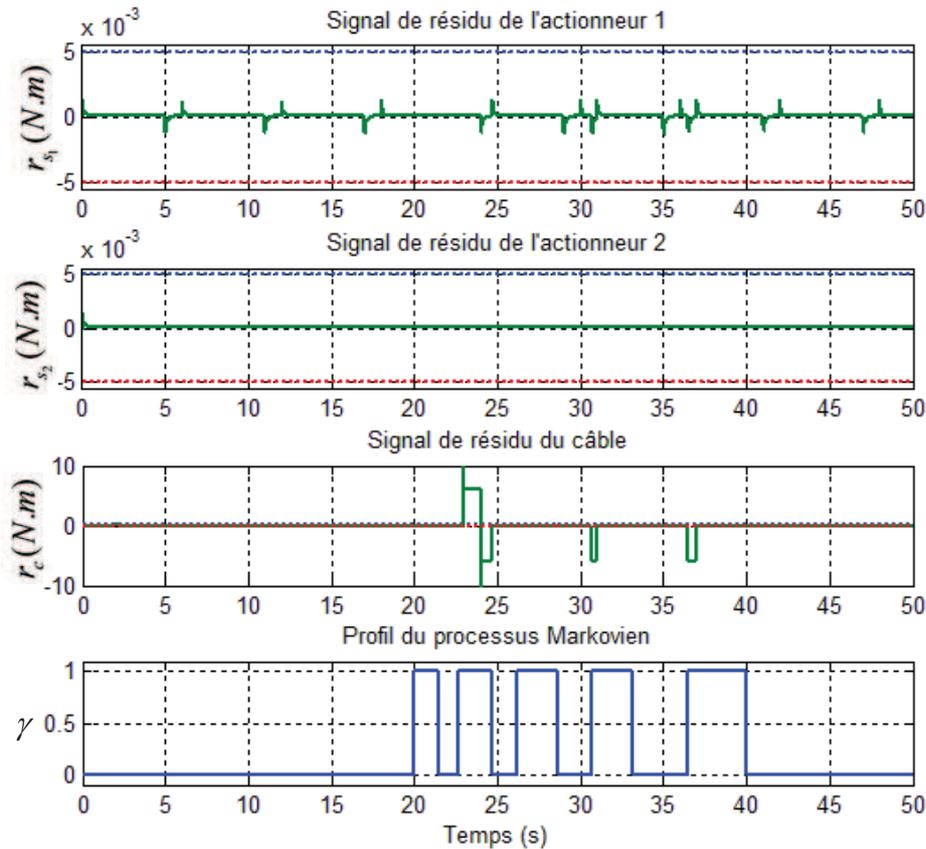


FIG. 3.30 – Résidus en présence d'un retard entre 20 et 40 secondes

3.5 Conclusion

Une approche de diagnostic a été proposée pour une classe de systèmes contrôlés en réseau. Cette classe de système a été modélisée de façon suivant le fonctionnement de ses différentes parties. La partie de communication est modélisée par un système à temps discret en présence de défauts et de perturbations, tandis que la partie à commander est modélisée par un système échantillonné linéaire, en présence de défauts capteur et actionneur. Deux approches de diagnostic sont couplées pour détecter et localiser les défauts de transmission et de retard d'une part (approche fondée sur un observateur) et sur le système commandé

d'autre part (approche fondée sur des relations de redondances analytiques).

Les performances du système de surveillance ont été testées sur un système de télérobotique en introduisant des défauts d'actionneur, de communication et de retard validant ainsi la faisabilité de notre approche de diagnostic. Certes, pour mieux valider l'approche, il faut considérer un système de communication relativement complexe, permettant de simuler d'autres imperfections liées à la congestion et aux pertes d'informations.

Dans le chapitre suivant, une application à la robotique industrielle est développée afin de réaliser un test de diagnostic d'un système composé d'un robot industriel contrôlé en réseau de type Ethernet qui utilise le protocole de communication TCP/IP.

Chapitre 4

Télédiagnostic à travers un environnement virtuel

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une méthode de télédiagnostic à travers un environnement virtuel. Cette méthode consiste à surveiller à distance un système robotisé à partir d'un environnement virtuel, et permettre de détecter d'éventuelles collisions avec des obstacles.

La contribution innovatrice de ce travail réside dans l'utilisation d'une approche de détection et d'isolation de défauts (FDI) à base d'un modèle simulé dans un environnement virtuel afin de détecter des collisions sur un manipulateur industriel. Celui-ci obéit à des trajectoires désirées mais les commandes de ses actionneurs ne sont pas accessibles. C'est pourquoi un simulateur virtuel du robot industriel est développé afin de reconstituer la dynamique des actionneurs électromécaniques à partir de la connaissance de la trajectoire.

D'autre part, un générateur de résidus fonctionnant avec le simulateur, permet ensuite de comparer les informations issues de différentes mesures articulaires du robot, acquises à travers un réseau, avec celles issues des modèles mathématiques du système (voir Fig. 4.1 et Fig. 4.2).

Pour modéliser les actionneurs du système, un outil unifié est utilisé, il s'agit de l'outil Bond Graph qui permet de représenter l'aspect multi-physique et d'exploiter les propriétés structurales et causales pour générer l'algorithme de diagnostic (*Ould-Bouamama & al.* [67]).

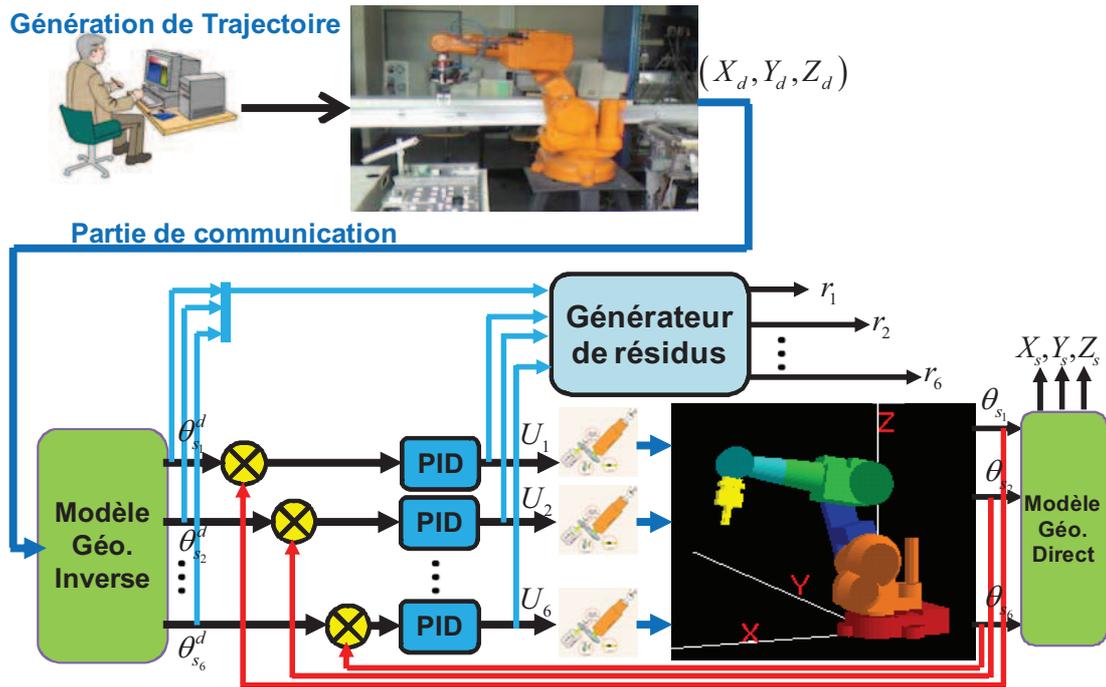


FIG. 4.1 – Fonctionnement sans défauts (Sauvegarde des signaux de commande)

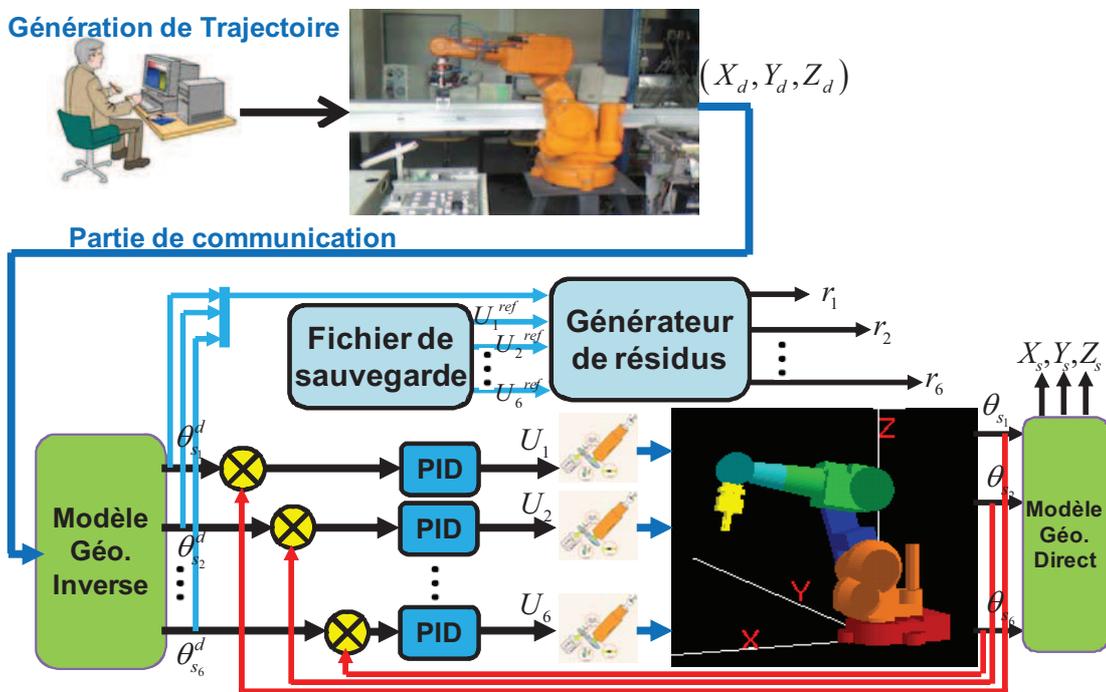


FIG. 4.2 – Fonctionnement normale et génération des résidus

4.2 Caractéristiques des parties du SCR

Les caractéristiques des différentes parties qui composent le système SCR sont résumées dans le tableau suivant:

Partie de communication	Partie opérative
Réseau Ethernet, Protocole TCP/IP 100 Mb/s Longueur 20 mètres	Robot industriel (ABB – IRB 140)
Câble coaxial, pas d'accès à la mesure	Système fermé en entrée
Paramètres non identifiés	Simulateur virtuel
Retard réel de communication négligeable	

FIG. 4.3 – Caractéristiques des différentes parties du SCR

Pour la partie de communication, il s'agit d'un réseau Ethernet qui utilise le protocole TCP/IP avec un débit de 100Mb/S sur une longueur de 20 m environ. On n'a pas accès à la mesure des paramètres du réseau contrairement au chapitre précédent. Quant au robot, il s'agit d'un système fermé d'un point de vue commande; on ne peut accéder qu'aux coordonnées géométriques du centre de l'outil (X,Y,Z) .

N'ayant pas un retard consistant sur les informations échangées entre le robot et son ordinateur avec le réseau existant, nous avons simulé une perte sur l'information mesurée, soit en gênant la trajectoire du robot en utilisant des obstacles classiques, soit en interrompant son mouvement à travers le pendant du robot.

Une simulation effectuée dans le cas idéal (sans défaut) nous a permis de reconstruire la dynamique des grandeurs de commande (U_{01}, \dots, U_{06}) . Celles-ci seront utilisées pour calculer les résidus dans l'algorithme de diagnostic.

Les modèles dynamiques de chaque système électromécanique ont été calculés sur un simulateur virtuel y compris le modèle géométrique du robot. Ceci nous a permis de reconstruire les signaux d'entrées en fonctionnement normal sur l'environnement virtuel et réaliser un diagnostic en ligne afin de détecter les défaillances liées aux retards de la transmission.

4.3 Architecture Matérielle

Dans cette section, nous présentons une description de l'application et du simulateur virtuel.

4.3.1 Description du Robot Industriel

Le robot industriel étudié est un robot manipulateur à 6 (*ddl*), il s'agit du robot ABB-IRB 140 [83] (Fig. 4.4) situé dans l'Atelier Interétablissement de Production (AIP) de Polytech'Lille. Ce robot peut être contrôlé en articulaire ou en linéaire. L'IRB 140 est un robot compact et puissant, qui offre une combinaison unique alliant accélération rapide, zone de travail importante et capacité de charge élevée. Il est composé de six degrés de liberté caractérisés par des mouvements de rotation. Les trois premières articulations de ce manipulateur caractérisent pour la première une rotation autour d'un axe vertical, la seconde et la troisième suivant deux axes horizontaux dont les mouvements sont identifiés par les variables θ_{s_1} , θ_{s_2} et θ_{s_3} , tandis que les trois dernières sont caractérisées par les variables de rotations θ_{s_4} , θ_{s_5} et θ_{s_6} .

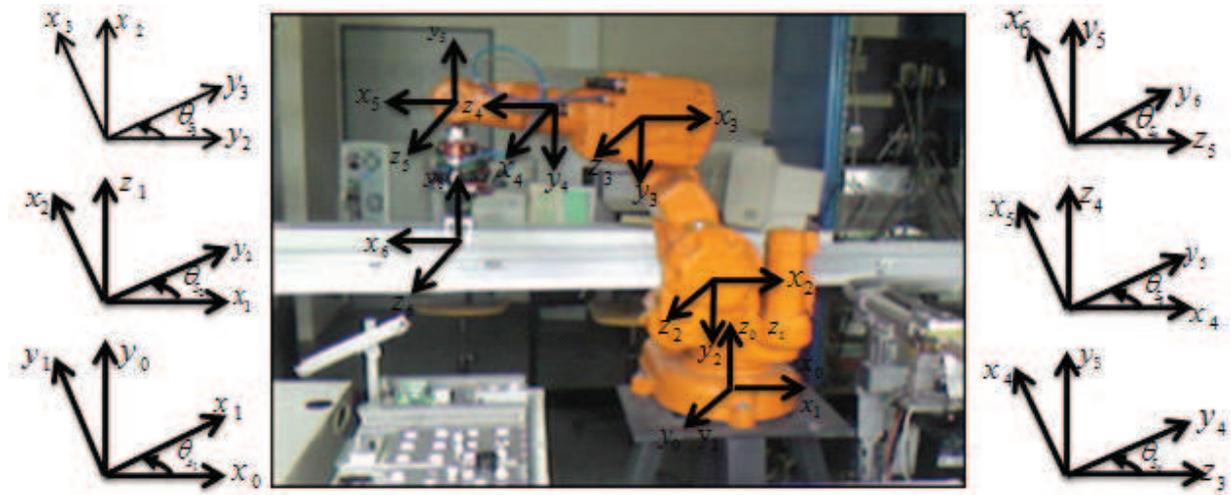


FIG. 4.4 – Robot ABB IRB 140

Le développement mathématique des modèles géométriques, cinématiques et dynamique sont présentés en *Annexe C* de ce mémoire.

4.3.2 Simulateur Virtuel 3D

Le simulateur virtuel a été développé en langage C++ et inclut des fonctions graphiques de la bibliothèque OpenGL. Le simulateur (Fig. 4.5), est relié au robot réel à travers un

réseau local permettant ainsi de transférer les coordonnées géométriques du centre de l'outil au simulateur. Un modèle géométrique inverse est intégré à ce simulateur, permettant de calculer les coordonnées articulaires du robot IRB 140. Ainsi, les coordonnées linéaires et articulaires sont affichées en temps réel sur l'interface graphique du simulateur (Fig. 4.5). Par ailleurs, le simulateur communique avec un algorithme de diagnostic, où les indicateurs de défauts sont représentés automatiquement sur l'interface (Fig. 4.5). Enfin, la trajectoire 3D du robot est calculée en ligne en fonction des mesures collectées. Le détail sur la réalisation du simulateur est dans l'Annexe D de ce mémoire.

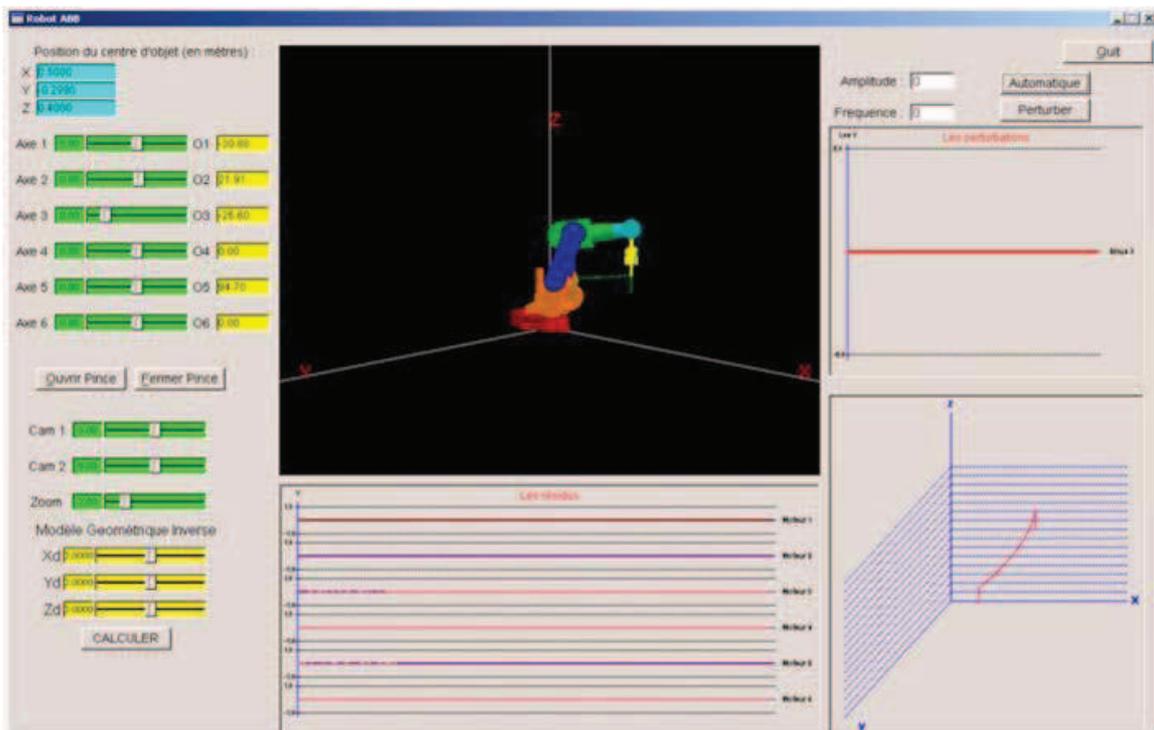


FIG. 4.5 – *Simulateur virtuel temps réel*

4.3.3 Communication entre le Simulateur et le Robot

– *Communication avec le Robot*

Pour pouvoir communiquer avec le robot, on a utilisé le kit de développement *WebWare SDK*[®] développé par ABB [83] qui permet de créer des interfaces homme-machine pour communiquer avec les robots ABB à travers le réseau Ethernet. Cet outil permet:

- de transférer les programmes via un réseau au robot;
- de recevoir des messages et des événements à partir du robot;
- de lire et écrire des variables d'entrées/sorties du robot;

- de lire en temps réel la position du centre de l'outil.

Les étapes de communication sont résumées ci-après (*Voir annexe E pour plus de détails*).

Dans un premier temps, il faut ajouter le composant permettant de se connecter au robot. Ce composant s'appelle "Helper". Il permet d'avoir un accès aux différentes fonctions pour obtenir des informations à propos du robot. L'une d'entre elles nous intéresse tout particulièrement, à savoir, la fonction "S4RobPosData". Celle-ci a pour rôle de fournir des données contenant la position du robot en coordonnées (X,Y,Z) (Fig. 4.6).



FIG. 4.6 – Récupération des Coordonnées du Robot

– Communication entre les programmes

Une fois que les coordonnées ont été récupérées, il faut les envoyer au simulateur virtuel. Le kit de développement *WebWare SDK*[®] supporte les applications Windows créées avec Microsoft Visual Basic, tandis que le simulateur virtuel a été développé avec DevC++. Pour pouvoir communiquer entre les deux applications, des pipes ont été utilisées (Fig. 4.7).

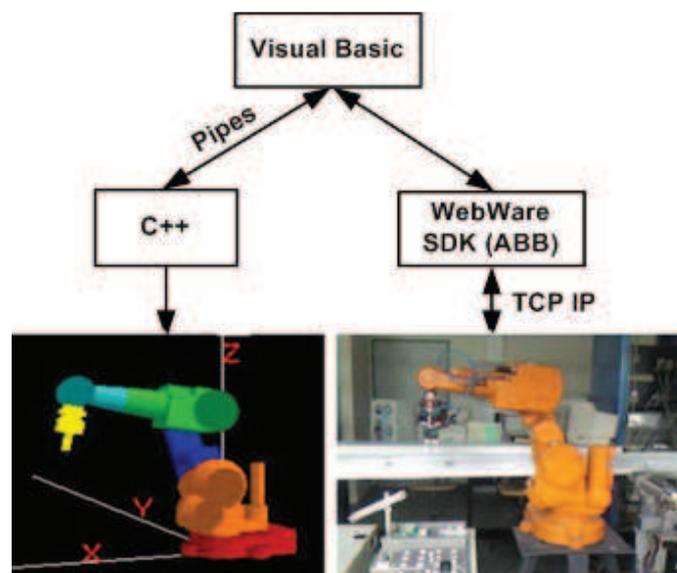


FIG. 4.7 – Architecture de Communication avec le Robot

Les pipes permettent de créer une mémoire nominative partagée, et sont accessibles à partir de n'importe quel programme. Lors de la création, on précise au système d'exploitation,

grâce à un appel système la taille, les droits d'accès (Ecriture, Lecture ...) et le nom de cette mémoire partagée et on récupère un pointeur. Ce pointeur sera utilisé par les programmes qui souhaitent accéder à cette mémoire.

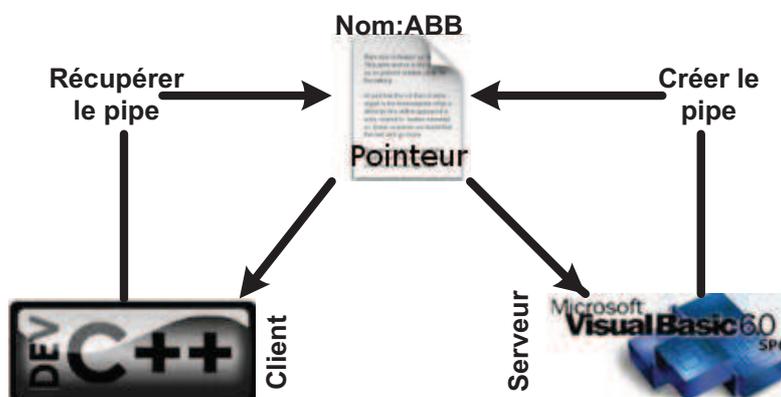


FIG. 4.8 – Communication entre les deux programmes

– Protocole de Communication

Une fois que la mémoire partagée est mise en place, il faut établir un protocole de communication. Les fonctionnalités que doit comporter cette communication sont les suivantes:

- Demande de position linéaire du robot;
- Arrêt du pipe.

– Demande de Position

Pour recevoir la position du robot à chaque commande, il faut envoyer au serveur, à partir de la mémoire partagée, une chaîne de caractère "READ". Puis, le serveur répondra en déposant dans la mémoire partagée, les coordonnées du robot (X,Y,Z).

– Arrêt du Pipe

Pour arrêter le pipe, il faut envoyer au serveur, à partir de cette même mémoire partagée une chaîne de caractère "EXIT". Puis, le serveur arrêtera de scruter les messages et détruira la mémoire partagée pour libérer cet espace.

4.3.4 Délai de Transfert

La communication avec le robot à travers Ethernet et l'utilisation des pipes ainsi que l'affichage 3D en temps réel font que le temps de transfert entre le simulateur et le robot n'est pas négligeable. Cependant, un certain nombre de tests a été réalisé pour choisir une période d'échantillonnage convenable. La période a été finalement fixée à 0.05s. Ce temps garantit l'arrivée des données correctement et sans pertes.

4.4 Principe de fonctionnement du télédiagnostic virtuel

Le principe de fonctionnement du Télédiagnostic virtuel est basé sur la fluidité de la communication entre le simulateur et le robot réel. Dans la figure (4.2), on peut constater que le simulateur reste en communication synchronisée avec le robot industriel. Il récupère les coordonnées géométriques du robot (X, Y, Z) avec une période de $T_e = 0,005$ seconde, à travers un réseau local (Ethernet). En définitive, seulement 6 octets sont échangés en une période T_e , ce qui élimine fortement le risque de collisions et pertes d'informations, et permet de ne pas surcharger le réseau.

Le modèle géométrique inverse du robot permet de retrouver les coordonnées articulaires, considérées à ce stade du traitement comme des positions articulaires désirées. Six contrôleurs PID sont synthétisés afin de reconstruire virtuellement les six signaux de commande nécessaires pour atteindre la trajectoire désirée du robot réel dans un environnement virtuel. Ces commandes serviront aussi comme entrées au générateur de résidus, qui compare en ligne les données mesurées avec les modèles mathématiques des différents actionneurs du robot.

Quand l'un des six résidus identifiés sort de son espace seuillé, cela ne montre pas dans ce cas de figure que l'actionneur associé est en défaut, mais plutôt qu'il est bloqué par un gêne d'obstacle ou équivalent. Ce qui est à l'origine de la divergence des indicateurs de fautes. Ces derniers permettent de détecter les défaillances liées au retard du à la transmission.

4.5 Modélisation Mathématique

Dans cette section, les différents modèles du système étudié sont présentés, (*Voir annexe C*):

1. Modèle géométrique direct du robot;
2. Modèle géométrique inverse du robot correspondant à une trajectoire planifiée;
3. Modèle dynamique direct du robot;
4. Modèles dynamiques des électromécaniques du robot

4.5.1 Modèle Géométrique Direct

Le modèle géométrique direct est l'ensemble des relations qui permettent d'exprimer la position de l'organe terminal, c'est-à-dire les coordonnées opérationnelles du robot en fonction de ses coordonnées articulaires. Nous avons utilisé la convention de Denavit et Hartenberg (DH [77]) pour trouver le modèle géométrique du robot ABB. Les paramètres de Denavit-Hartenberg permettent de déterminer de manière unique la configuration des corps et donc la géométrie du bras manipulateur. On a supposé dans notre étude que les corps du robot sont parfaitement rigides et ils sont connectés par des articulations considérées comme idéales.

Les coordonnées géométriques du centre de l'outil obtenues en utilisant la convention de *DH* [77] sont données par les équations (4.1).

$$\begin{aligned}
X &= (0,317((-cos(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3}) - cos(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}))cos(\theta_{s_4}) \\
&\quad + sin(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_4})))cos(\theta_{s_5}) + (0,317(-cos(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}) \\
&\quad + cos(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3})))sin(\theta_{s_5}) + 0,380cos(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}) \\
&\quad - 0,380cos(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3}) + 0,36cos(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2}) + 0,07cos(\theta_{s_1}) \\
Y &= (0,317((-sin(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3}) - sin(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}))cos(\theta_{s_4}) \\
&\quad - cos(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_4})))cos(\theta_{s_5}) + (0,317(-sin(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}) \\
&\quad + sin(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3})))sin(\theta_{s_5}) + 0,380sin(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}) \\
&\quad - 0,380sin(\theta_{s_1})sin(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3}) + 0,36sin(\theta_{s_1})cos(\theta_{s_2}) + 0,07sin(\theta_{s_1}) \\
Z &= 0,352 + (0,317(-sin(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3}) + cos(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3})))cos(\theta_{s_4})cos(\theta_{s_5}) \\
&\quad + (0,317(-sin(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}) - cos(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3})))sin(\theta_{s_5}) \\
&\quad + 0,380sin(\theta_{s_2})cos(\theta_{s_3}) + 0,380cos(\theta_{s_2})sin(\theta_{s_3}) + 0,36sin(\theta_{s_2})
\end{aligned} \tag{4.1}$$

4.5.2 Modèle Géométrique Inverse

Inversement au modèle géométrique direct, qui permet de calculer les coordonnées du point terminal par rapport au repère de base, le modèle géométrique inverse consiste à calculer les coordonnées articulaires correspondant à une position donnée de l'organe terminal.

Un certain nombre des méthodes de calcul du modèle géométrique inverse ont été proposées dans la littérature, les plus connues sont:

La méthode de *Paul* [78] qui convient pour la plupart des robots industriels; elle consiste à isoler et à identifier les variables articulaires d'une façon successive en multipliant par la matrice de transformation correspondante à chaque étape.

La méthode de *Pieper* [79] qui permet de résoudre la géométrie inverse pour les robots à six degrés de liberté possédant trois articulations rotoïdes d'axes concourants ou trois articulations prismatiques.

La méthode de *Raghavan et Roth* [80], donnant la solution générale des robots à six articulations à partir d'un polynôme de degré au plus égal à 16.

Dans notre application, une trajectoire désirée a été considérée (Fig. 4.9), qui consiste à déplacer le robot d'une position (a) à une position (b) en variant seulement les deux premières variables articulaires θ_{s_1} et θ_{s_2} , tandis que les autres variables θ_{s_3} , θ_{s_4} , θ_{s_5} et θ_{s_6} restent fixes

($\theta_{s_3} = 40$, $\theta_{s_4} = 0$, $\theta_{s_5} = 90$ et $\theta_{s_6} = 0$).

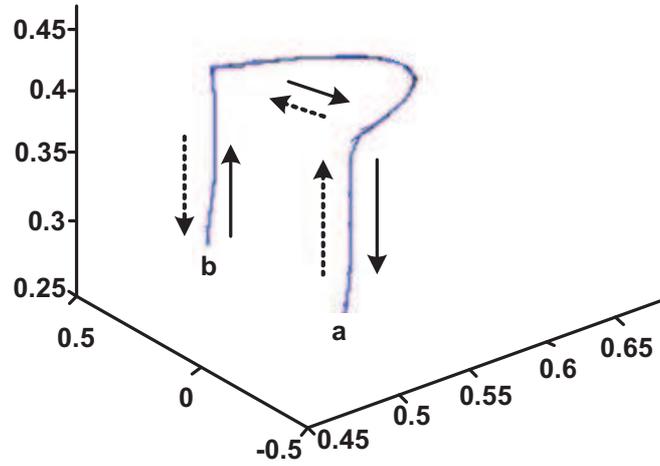


FIG. 4.9 – Trajectoire du Robot

Les expressions obtenues de θ_{s_1} et θ_{s_2} sont données par le système (4.2)

$$\begin{cases} \theta_{s_1} = \arctan\left(\frac{Y}{X}\right) \\ \theta_{s_2} = \arctan\left(\frac{(-0,313+0,889Z+0,345\sqrt{(3,54+17,6Z-25Z^2)})}{(0,607-1,725Z+0,1778\sqrt{(3,54+17,6Z-25Z^2)})}\right) \end{cases} \quad (4.2)$$

4.5.3 Modèle Dynamique Direct du Robot

Le modèle dynamique direct est celui qui permet d'exprimer les accélérations articulaires en fonction des positions, des vitesses et des couples moteurs. Ce modèle peut être représenté par la relation suivante:

$$M(\theta_{s_i})\ddot{\theta}_{s_i} + N(\theta_{s_i}, \dot{\theta}_{s_i})\dot{\theta}_{s_i} + C(\theta_{s_i})\theta_{s_i} = \tau_i + d_i \quad (4.3)$$

θ_{s_i} , $\dot{\theta}_{s_i}$ et $\ddot{\theta}_{s_i}$ représentent respectivement les vecteurs de position, de vitesse et d'accélération du $i^{\text{ème}}$ corps du robot. $M(\theta_{s_i}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ est la matrice d'inertie, $N(\theta_{s_i}, \dot{\theta}_{s_i})\dot{\theta}_{s_i} \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur résultant des forces de Coriolis et centrifuge. $C(\theta_{s_i})\theta_{s_i} \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur résultant des forces gravitationnelles, $\tau_i \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des entrées qui contiennent les couples à appliquer pour chaque axe. $d_i \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur des perturbations extérieures.

Plusieurs formalismes ont été utilisés pour obtenir le modèle dynamique du robot [80]. Les deux formalismes les plus utilisés sont:

- Formalisme de Lagrange
- Formalisme de Newton-Euler

Dans notre travail, nous avons utilisé le formalisme de Lagrange afin d'obtenir le modèle dynamique du robot (*Voir Annexe C*)

Le formalisme de Lagrange (4.4) décrit les équations de mouvements en termes de travail et d'énergies du système.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_{s_i}} - \frac{\partial L}{\partial \theta_{s_i}} = \frac{dP_{mot}}{d\dot{\theta}_{s_i}} + \frac{dP_{ext}}{d\dot{\theta}_{s_i}}, i \in [1,6] \quad (4.4)$$

L est le Lagrangien qui est défini par la soustraction entre l'énergie cinétique E_c et l'énergie potentielle E_p . P_{mot} est la puissance des actionneurs et P_{ext} représente la puissance des efforts extérieurs.

Le développement du modèle dynamique direct est donné en *Annexe C* à la fin de cette mémoire.

4.5.4 Modélisation des Actionneurs du Robot

Il existe au total six systèmes électromécaniques qui actionnent les six corps du robot. Chaque système est constitué d'un Moteur à Courant Continu (MCC), qui est la combinaison d'une partie électrique et d'une autre mécanique, d'un système de réduction et de la charge (Fig. 4.10). Dans cette partie, les modèles dynamiques sont développés en utilisant l'outil de modélisation Bond graph. L'utilisation du Bond Graph nous permet de travailler avec un seul outil pour la modélisation et pour la génération des RRA. Dans le présent travail, la méthodologie Bond graph pour la modélisation et la génération des algorithmes de surveillance ne sera pas développée. Ce sujet a fait l'objet de travaux publiés dans (*Samantaray & Ould-Bouamama [91], Djeziri [82]*). Par contre, l'outil BG sera exploité pour l'analyse structurelle de la surveillabilité du système.

4.5.5 Partie Electrique du MCC

Cette partie correspond à un circuit électrique RL du $j^{\text{ème}}$ MCC (Fig. 4.11), composé d'une source de tension d'entrée U_{e_j} , d'une résistance électrique R_{e_j} , d'une inductance L_j et d'une force électromotrice FEM proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor $\dot{\theta}_{e_j}$ et égale à $k_{e_j} \dot{\theta}_{e_j}$, avec k_{e_j} la constante de FEM . L'indice $j \in [1, \dots, 6]$ correspond au $j^{\text{ème}}$ moteur du robot.

Le modèle Bond Graph correspondant à ce circuit est donné en causalité intégrale par la figure (Fig. 4.12). Les variables de puissance utilisées sont la paire tension-courant (u, i) pour la partie électrique et la paire couple-vitesse angulaire ($\Gamma - \dot{\theta}$) pour la partie mécanique. Les phénomènes résistifs et inductifs sont représentés par les éléments BG $R : R_{e_j}$ et $I : L_j$. La tension d'entrée est modélisée par la source d'effort modulée $MS_e : U_{e_j}$ qui représente la tension de contrôle.

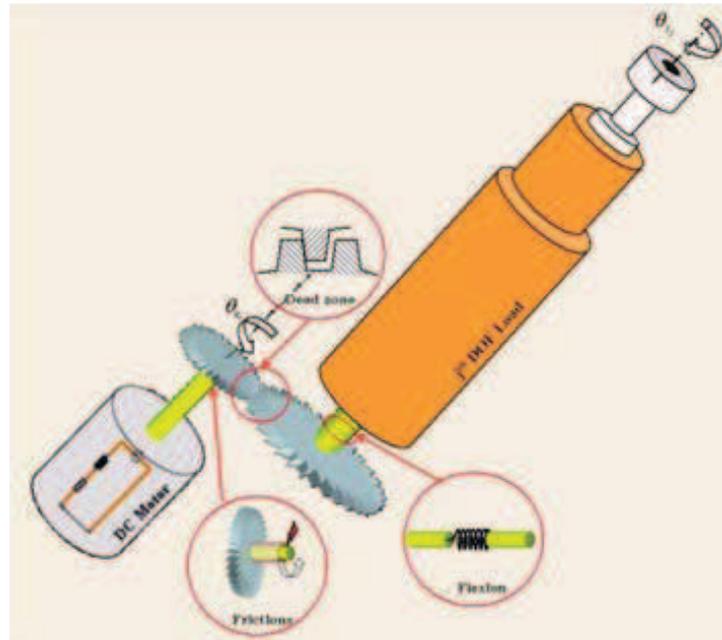
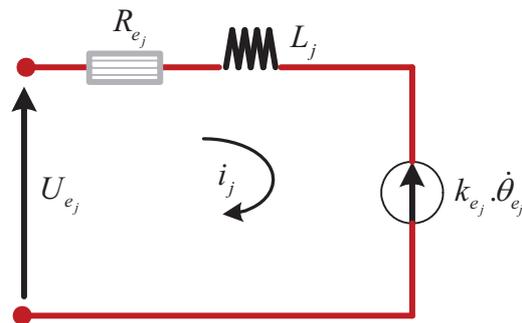
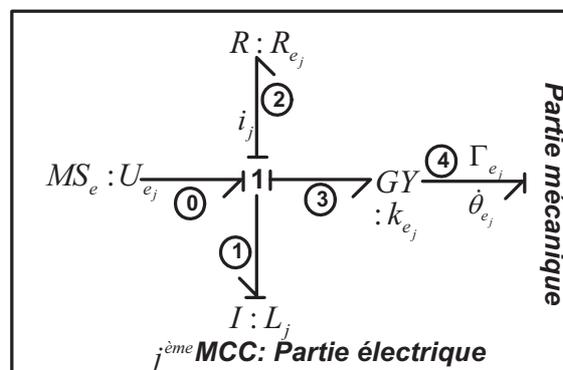
FIG. 4.10 – $j^{\text{ème}}$ D.D.L. du Robot ManipulateurFIG. 4.11 – Circuit électrique du $j^{\text{ème}}$ MCC

FIG. 4.12 – Modèle BG de la partie électrique

La transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique est modélisée par l'élément gyrateur GY , avec un module de transformation K_{e_j} . La variable d'état est associée au flux magnétique $\phi = L_j i_j$, avec i_j le courant dans la partie électrique. A partir de l'équation de conservation d'énergie issue de la jonction 1, on obtient après quelques transformations l'équation dynamique suivante:

$$L_j \frac{di_j}{dt} = U_{e_j} - R_{e_j} i_j - k_{e_j} \dot{\theta}_{e_j} \quad (4.5)$$

4.5.6 Partie Mécanique de la MCC

Dans cette partie on représente la partie mécanique du $j^{\text{ème}}$ MCC, caractérisée par l'inertie du rotor J_{e_j} , le frottement visqueux f_{e_j} , la rigidité d'axe de transmission de raideur K_j et le couple moteur Γ_{e_j} . L'influence du phénomène du jeu exprimé par un couple perturbateur w_j est représenté par une source d'effort modulée $MS_e : -w_j$. La modélisation du jeu mécanique est développée dans (Merzouki & al. [69], [92]). Le modèle BG correspondant est donné en causalité intégrale par la figure (Fig. 4.13)

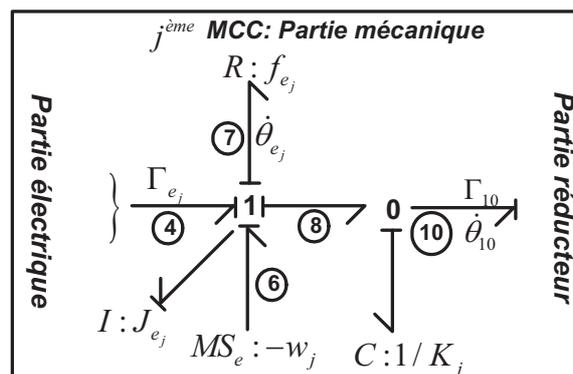


FIG. 4.13 – Modèle BG de la partie mécanique

Le mécanisme du jeu considéré dans ce modèle est représenté par un couple perturbateur. Ce couple est causé suite à des réactions de choc simultanées entre les deux cotés du système

d'engrenage (Fig. 4.14).

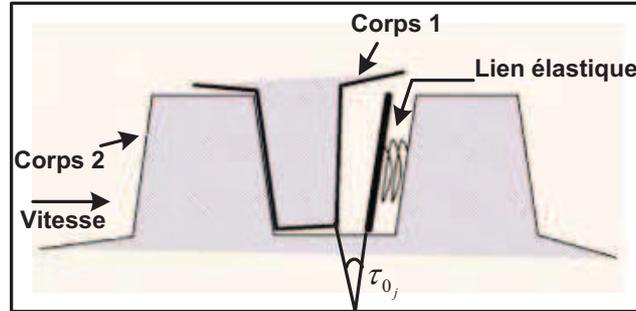


FIG. 4.14 – Le mécanisme de jeu

Pour cela, nous avons utilisé le modèle continu et non linéaire du couple transmis w_j et développé dans Merzouki *et al.* [69] et illustré dans la figure (Fig. 4.14). L'expression de ce couple est donné par:

$$w_j = A_j K_j \tau_{0j} \frac{1 - e^{-\gamma_j \Delta \theta_j}}{1 + e^{-\gamma_j \Delta \theta_j}} \quad (4.6)$$

w_j est le couple non linéaire perturbateur, $\Delta \theta_j = \theta_{e_j} - N_j \theta_{s_j}$ est la différence entre les positions d'entrée θ_{e_j} et de sortie θ_{s_j} du moteur, N_j est une constante de réduction, A_j est un paramètre graphique considéré comme un entier négatif afin de décrire l'allure du couple perturbateur, K_j est la constante de rigidité du système de transmission, τ_{0j} est une zone morte et $\gamma_j = 1 / (2\tau_{0j})$ est la pente de la fonction sigmoïde (4.6) du $j^{\text{ème}}$ MCC.

L'équation dynamique de la partie mécanique déduite du modèle BG est donnée par:

$$J_{e_j} \frac{d\dot{\theta}_{e_j}}{dt} = -f_{e_j} \dot{\theta}_{e_j} + \Gamma_{e_j} - w_j - K_j (\theta_{e_j} - N_j \theta_{s_j}) \quad (4.7)$$

4.5.7 Partie réducteur

Cette partie concerne le réducteur mécanique qui lie la partie mécanique et la charge avec une constante de réduction N_j (Fig. 4.10). Le modèle BG de cette partie est donné par la figure (Fig. 4.15).

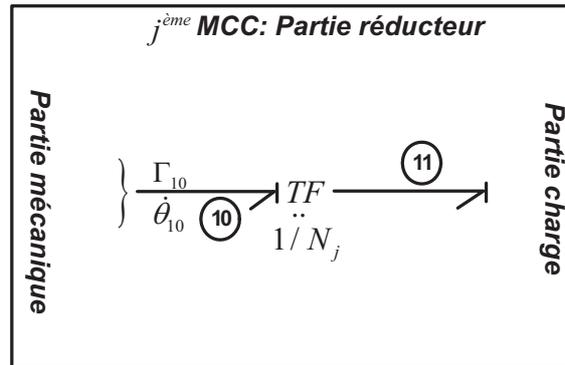


FIG. 4.15 – Modèle BG de la partie Réducteur

Soient f_{10j} et f_{11j} , les variables de flux (vitesse angulaire) des liens 10 et 11 de la figure (Fig. 4.15). L'équation constitutive de l'élément TF par les variables de flux est:

$$e_{11} = N_j e_{10} \quad (4.8)$$

Comme $e_{10} = K_j \int (\dot{\theta}_{e_j} - N_j \dot{\theta}_{s_j}) dt + e_{10(0)}$, alors:

$$e_{11} = N_j K_j [\theta_{e_j} - N_j \theta_{s_j}] \quad (4.9)$$

4.5.8 Partie Charge

Cette partie représente la charge du $j^{\text{ème}}$ système électromécanique. Elle est caractérisée par l'inertie J_{s_j} , le frottement visqueux f_{s_j} , le couple perturbateur en sortie $N_j w_j$ et les efforts non linéaires supposés connus φ_j . Le modèle BG en causalité intégrale est donné par la figure (Fig. 4.16).

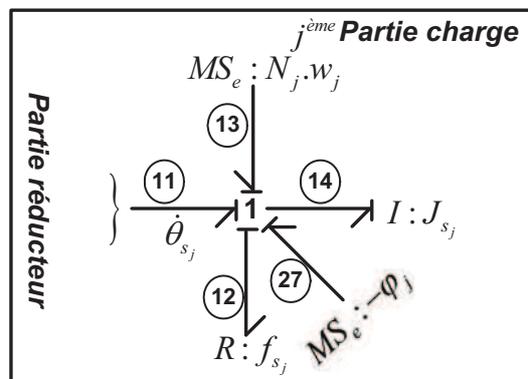


FIG. 4.16 – Modèle BG de la Charge

Ainsi, l'équation dynamique correspondante de cette partie est la suivante:

$$J_{s_j} \frac{d\dot{\theta}_{s_j}}{dt} = -f_{s_j} \dot{\theta}_{s_j} + N_j w_j + N_j K_j (\theta_{e_j} - N_j \theta_{s_j}) - \varphi_j \quad (4.10)$$

φ_j représente les efforts non linéaires, et regroupe les forces Coriolis, centrifuges et gravitationnelles appliquées à chaque axe

Après la concaténation des différents modèles BG, le modèle global du $j^{\text{ème}}$ système électromécanique est déduit (Fig. 4.17). Les états mesurés et estimés sont schématisés par les éléments $Df : \dot{\theta}_{s_j}$ et $Df^* : \dot{\theta}_{e_j}$ déduits de la dérivation des positions articulaires (cf. Section 4.5).

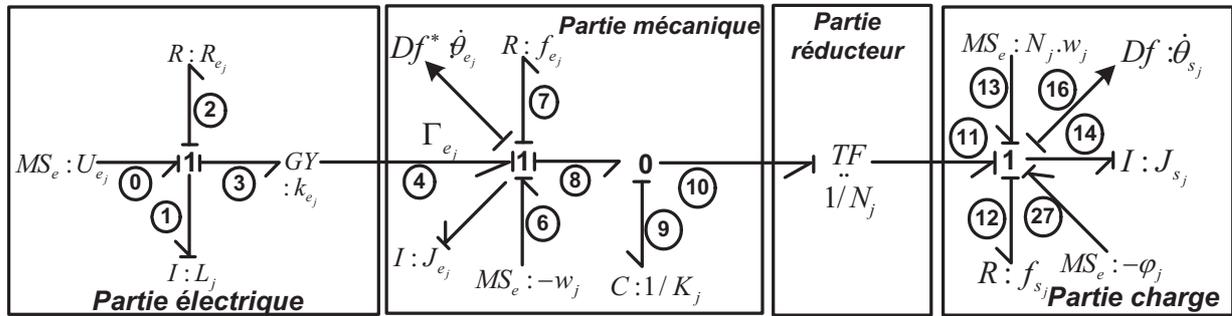


FIG. 4.17 – Modèle BG global du $j^{\text{ème}}$ système électromécanique

Ainsi, le modèle dynamique non linéaire est le suivant:

$$\begin{cases} L_j \frac{d}{dt} (i_j) = U_{e_j} - R_{e_j} i_j - k_{e_j} \dot{\theta}_{e_j} \\ J_{e_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{e_j}) = -f_{e_j} \dot{\theta}_{e_j} + \Gamma_{e_j} - w_j - K_j (\theta_{e_j} - N_j \theta_{s_j}) \\ J_{s_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{s_j}) = -f_{s_j} \dot{\theta}_{s_j} + N_j w_j + N_j K_j (\theta_{e_j} - N_j \theta_{s_j}) - \varphi_j \end{cases} \quad (4.11)$$

4.6 Algorithme de détection et d'isolation de défauts

Dans cette section, un algorithme de surveillance (*Staroswiecki & al. [81]*) est développé, afin de détecter et d'isoler un défaut (obstacle) pouvant affecter le $j^{\text{ème}}$ axe du robot. En utilisant l'algorithme généré directement à partir du modèle BG (*Bouamama & al. [67]*), une liste des RRA et une matrice de signature de défauts (MSD) peuvent être déduites. Le principe de l'approche proposée est l'utilisation de la théorie des RRA, non pas pour détecter des défauts des composants du robot du $j^{\text{ème}}$ actionneur mais pour détecter des obstacles extérieurs qui gênent son fonctionnement normal. Ce système étant mal instrumenté, une

analyse de surveillabilité structurelle sera développée plus loin.

– *Génération des indicateurs de défauts*

Une relation de redondance analytique (RRA) est une contrainte calculée à partir d'un sous-système surdéterminé et observable et exprimée en termes de variables connues du processus. Elle a la forme symbolique suivante:

$$F(K) = 0$$

Dans une représentation par Bond Graph, la relation d'une RRA devient:

$$F(D_e, D_f, S_e, S_f, MS_e, MS_f, \theta) \approx 0 \quad (4.12)$$

Où θ est le vecteur des paramètres, D_e, D_f sont les capteurs d'effort et de flux, S_e, S_f, MS_e, MS_f sont les sources d'effort et de flux simple et modulées (contrôlées).

L'évaluation numérique d'une RRA conduit à un résidu r : $r = f(K) \approx 0$, dont la valeur numérique en l'absence de défaillances, de bruit de mesure et d'incertitudes doit être nulle.

Les conditions initiales dans les processus industriels ne sont pas connues en général, c'est pourquoi le modèle bond Graph initial utilisé pour le diagnostic est mis en causalité dérivée.

L'algorithme de génération des RRAs à partir du modèle BG est sommairement réalisé selon les étapes suivantes :

1. Mettre le modèle bond graph en causalité dérivée en inversant les causalités des capteurs.

Ainsi les capteurs deviennent des sources d'information notées SS_f ou SS_e (source de signal).

2. Ecrire l'équation de jonction de structure 0 et 1 (représentant la conservation d'énergie)

contenant au moins un détecteur $\sum_{i=1}^n e_i = 0$ ou $\sum_{i=1}^n f_i = 0$,

- éliminer les variables inconnue (e_i ou f_i) en parcourant les chemins causaux sur le Bond Graph de la variable inconnues vers une variable connue (capteur ou source),

- pour tout détecteur dont la causalité est inversée une RRA est déduite,

- pour tout détecteur dont la causalité ne peut pas être inversée une RRA est déduite en mettant à égalité sa sortie avec la sortie d'un autre détecteur de même nature (redondance matérielle) situé dans la même jonction.

La signature du résidu est ensuite aisément déduite : en effet la RRA est sensible aux défauts associés aux paramètres et capteurs contenus dans son expression et au défaut physique lié à l'équation de conservation. Une RRA déduite par exemple de l'équation de conservation de masse ou d'énergie sera sensible à une fuite de la matière ou d'énergie. De plus les paramètres ont un sens physique plus explicite que les équations déduites par le premier principe ou d'état.

4.6.1 Analyse de surveillabilité structurelle du système global

4.6.1.1 Vérification de l'observabilité structurelle

Il a été montré dans (Dauphin-Tangy [94]) que si sur un modèle BG, tous les éléments dynamiques sont liés par des chemins causaux à au moins un détecteur, et tous les éléments dynamiques I et C admettent une causalité dérivée sur le modèle BG en causalité dérivée préférentielle, alors le système est observable. Il est aisé de montrer sur le modèle étudié que le système est complètement observable.

Ces propriétés structurelles du modèle BG peuvent d'ailleurs être aisément vérifiées par un logiciel dédié (*Symbols 2000*) (Fig. 4.18). Le modèle BG est introduit graphiquement, un modèle sous forme formelle est alors généré. Une analyse structurelle peut aussi être demandée pour déterminer les conditions d'observabilité et voir le nombre de capteurs superflus.

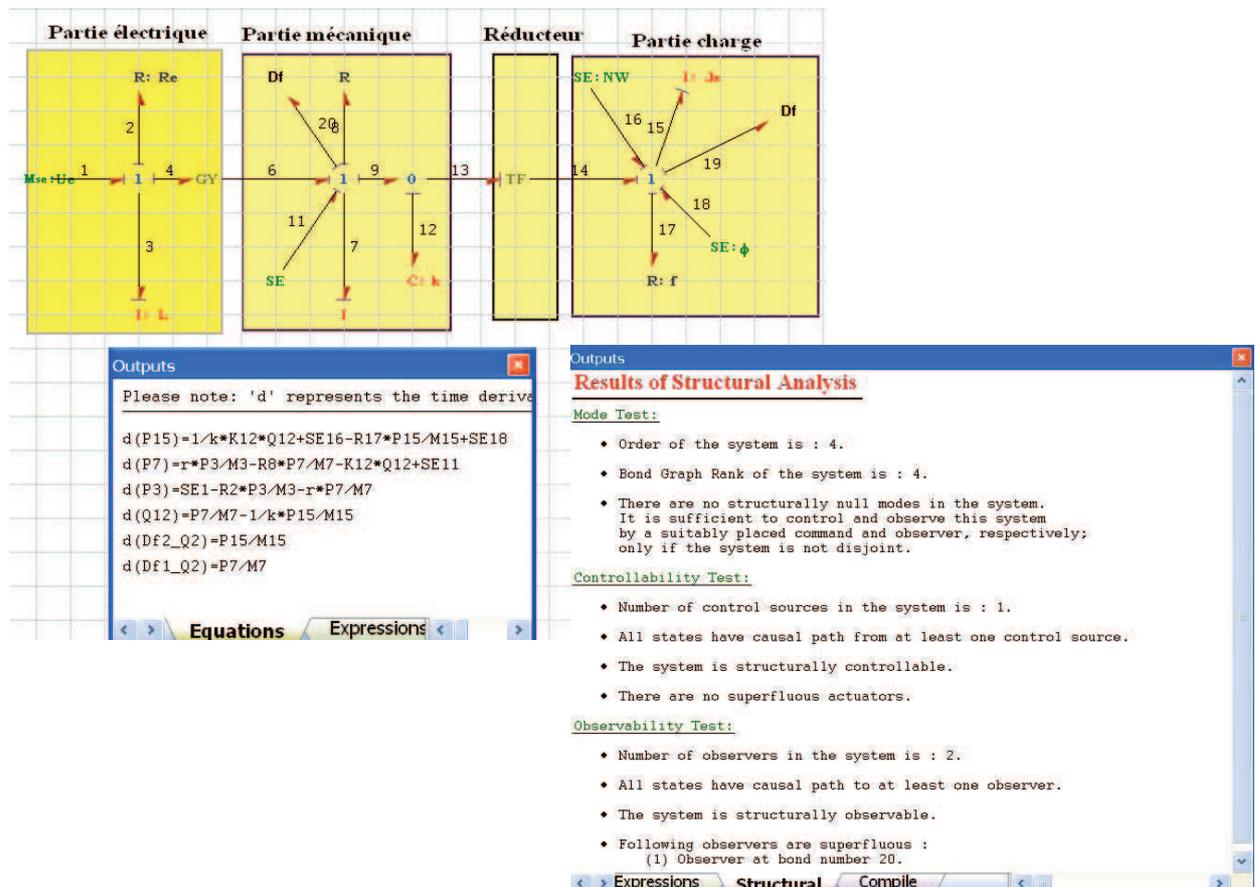


FIG. 4.18 – Vérification des propriétés structurelles du modèle BG avec Symbols 2000

Toutefois, l'observabilité est une condition nécessaire mais pas suffisante pour juger de la surveillabilité. Il faudrait alors analyser les conditions de surveillabilité (aptitude à détecter

et localiser les défauts) en se basant sur les couplages du graphe bipartie.

4.6.1.2 Vérification des couplages sur le modèle BG

Rappelons que n'importe quel système peut être décomposé en 3 sous-systèmes canoniques: sur déterminé (système redondant et observable), juste déterminé (observable mais non redondant) et enfin sous déterminé (non observable et non redondant). C'est le premier système qui est intéressant.

Les approches classiques nécessitent des calculs souvent fastidieux ou des modèles linéaires (espace de parité par exemple). L'aspect graphique du modèle BG permet d'une façon explicite d'analyser les conditions de surveillabilité sans calcul numérique et sans une forme particulière des modèles constitutifs.

Il a été montré dans le travail de thèse de *Djeziri* [82], que sur un modèle BG destiné à la surveillance (mis en causalité dérivée), un sous système sera juste déterminé si en dualisant les détecteurs, les éléments dynamiques I et C ne peuvent pas être mis en causalité dérivée.

Il suit en effet de la figure (Fig. 4.19) que le modèle ne peut pas être complètement mis en causalité dérivée. En effet, l'élément C (lien 9) ne peut pas être mis en causalité dérivée sans violer les causalités des éléments I dans les parties mécanique et charge.

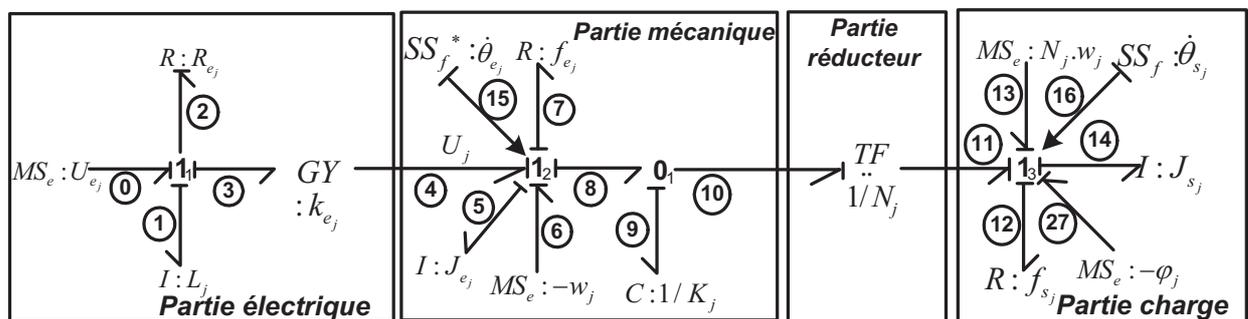


FIG. 4.19 – Modèle BG en causalité dérivée

La relation causale (4.13) ne peut être réalisée car cette relation signifie que la valeur de l'effort e_8 ou e_{10} doit être connue, donc imposée par l'une des deux parties.

$$f_9 = K_j \frac{de_9}{dt} \quad (4.13)$$

Or ceci signifie une causalité différente des liens 8 ou 10 (trait causal près de la jonction "0"). Cette causalité est impossible car dans ce cas, la jonction 1_2 ou 1_3 n'aurait pas une causalité cohérente.

Il existe deux moyens pour résoudre ce problème:

1. Placer un capteur d'effort sur la jonction 0, on aura alors, lorsque le capteur est dualisé

un modèle en causalité dérivée (Fig. 4.20). Ce capteur n'est pas disponible sur le système réel.

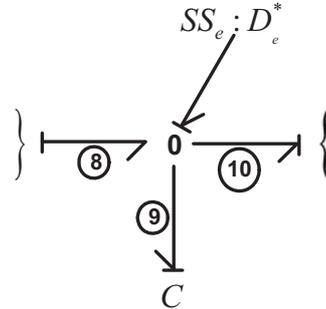


FIG. 4.20 – Ajout d'un capteur supplémentaire pour résoudre le conflit de causalité

Une RRA peut d'ailleurs être déduite aisément à partir de l'équation de structure:

$$f_8 - f_9 - f_{10} = 0$$

Où

$$f_9 = C \frac{dD_e}{dt}$$

$$f_8 = \dot{\theta}_{e_j}$$

$$f_{10} = N_j \dot{\theta}_{s_j}$$

D'où on obtient:

$$RRA : C \frac{dD_e}{dt} - \dot{\theta}_{e_j} + N_j \dot{\theta}_{s_j} = 0$$

- Mettre l'élément C en causalité intégrale (Fig. 4.21). Dans ce cas, les conditions initiales doivent être connues. Sur le système étudié, cette question peut être réalisée en se basant sur les informations issues des capteurs de position entrée-sortie.

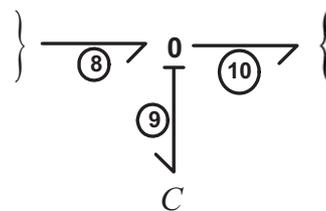


FIG. 4.21 – Mise en causalité intégrale du modèle BG de l'élément C

4.6.2 Génération des RRAs

A partir du modèle BG (Fig. 4.19), deux RRAs sont déduites des deux équations de structure liées à un capteur. Il s'agit alors de:

$$J_{12} : e_4 - e_7 - e_8 + e_6 - e_5 = 0 \quad (4.14)$$

et

$$J_{13} : e_{11} + e_{13} - e_{14} + e_{27} - e_{12} = 0 \quad (4.15)$$

L'ordre d'élimination des variables inconnues est indiqué par le parcours des variables inconnues vers les variables connues (capteur D_f transformé en une source d'information SS_f). On observe sur le modèle BG une boucle causale différentielle pour éliminer e_4 (Fig. 4.22)

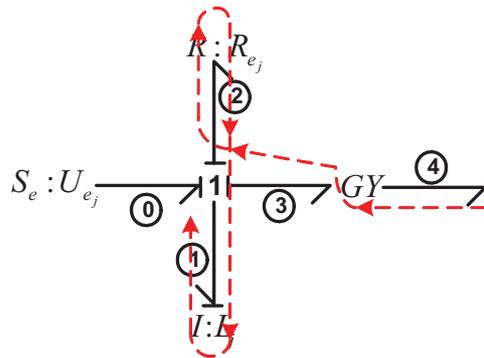


FIG. 4.22 – Boucle causale différentielle

Pour casser cette boucle, il faut installer sur la jonction J_{11} un capteur de courant par exemple $D_f : I_m$. Mais sur le robot, cette instrumentation n'est pas possible.

Du modèle BG global, le parcours de chemin causaux peut être traduit en un graphe orienté (Fig. 4.23).

En plus des ses propriétés causales, le modèle BG possède des propriétés structurelles permettant de représenter un système par le graphe bipartite: $G(C, A, Z)$ (Table. 4.24) avec deux partitions:

L'ensemble des contraintes C (modèles) et l'ensemble des variables Z . A est l'ensemble des arcs défini comme suit: $(c_i, z_j) \in A$ si la variable z_j apparaît dans la contrainte c_i .

L'ensemble des contraintes C est représenté par l'union des contraintes structurelles (équation de conservation d'énergie issues des jonctions), de comportement (comment l'énergie est

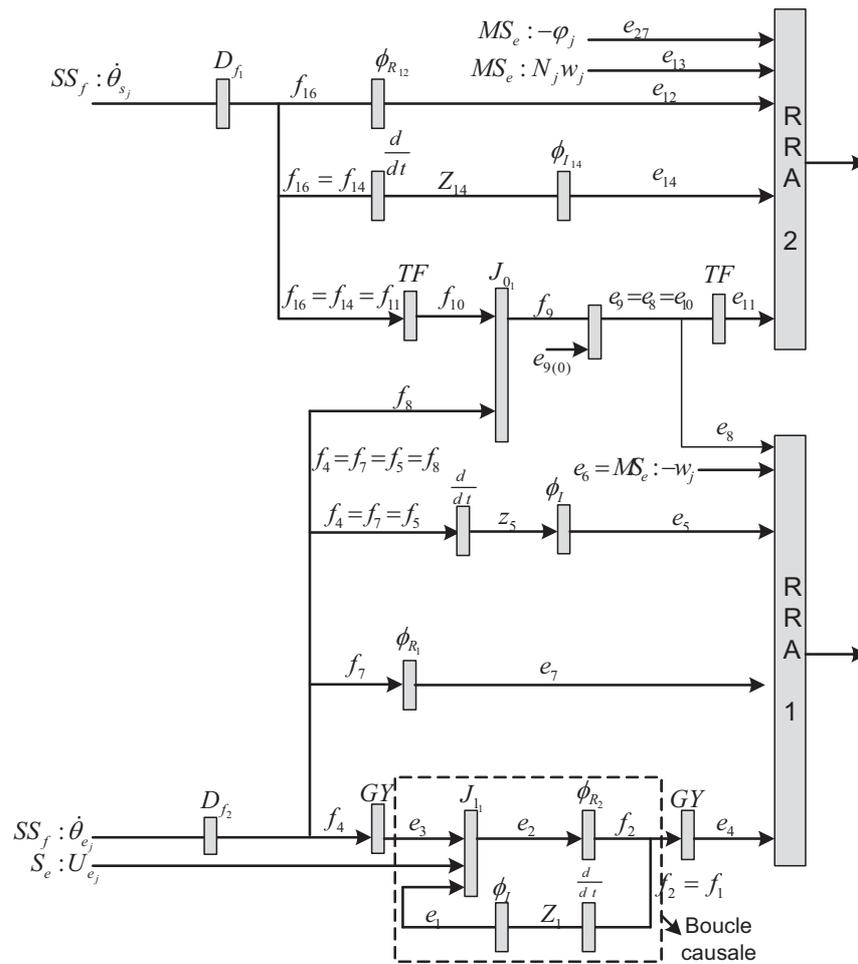


FIG. 4.23 – Graphe orienté issu du modèle BG causal pour la génération des RRAs

transformée, issues des équations constitutives des éléments BG), des équations de mesure (issues des équations des détecteurs).

Les variables sont constituées des variables connues K et inconnues X . Les variables connues K sont celles des détecteurs et des sources et les variables inconnues X sont celles des liens de puissances dans les éléments C , I et R .

Enfin, il est aisé de déduire les sous systèmes surveillables à partir de la matrice d'incidence (image du graphe bipartie)

	Partie électrique				GY		Partie mécanique						TF			Charge			Variables connues								
	e_2	f_2	e_1	e_3	Z_1	f_4	e_4	e_5	e_7	Z_5	e_9	f_9	Z_9	f_{10}	f_{11}	e_{11}	e_{14}	e_{12}	Z_{14}	φ_j	N_j/w_j	w_j	Ue_j	Df_1	Df_2	e_0	
J1 ₁	1		1	1																			1				
OR ₂	1	1																									
OI ₁			1		1																						
$Z_1=df_1/dt$		1			1																						
GY (f_4, e_3)				1		1																					
GY (f_3, e_4)		1					1																				
J1 ₂							1	1	1	1													1				
OR ₇						1			1																		
Df ₁						1																		1			
OI ₅							1																				
$Z_3=df_3/dt$						1			1																		
J ₀						1						1															
OC (e_9, f_9)										1		1															1
$Z_9=if_9 dt$											1	1															
TF (e_{11}, e_{10})													1			1											
TF (f_{11}, e_{10})														1													
J1 ₃															1	1	1	1		1	1						
OR ₁₂														1				1									
OI ₁₄																	1										
$Z_{14}=df_{14}/dt$														1					1								
Df ₂															1											1	

FIG. 4.24 – Matrice d'incidence

On voit bien sur la matrice d'incidence les sous systèmes suivants:

La partie électrique est juste déterminée. Le couplage est complet par rapport aux variables inconnues et par rapport aux contraintes. il en est de même pour l'élément C (mis en causalité intégrale).

Par contre le couplage est complet par rapport aux variables inconnues mais incomplet par rapport aux contraintes pour la partie mécanique et charge. Deux relations ne sont pas utilisées par l'élimination des variables, elles constituent les deux RRAs.

A titre d'exemple, l'expression de la $RRA2_j$ est obtenue comme suit:

$$\begin{aligned}
e_9 &= K_j \int (\dot{\theta}_{e_j} - N_j \dot{\theta}_{s_j}) dt + e_9(0) \\
e_{10} &= e_9 \\
e_{11} &= N_j e_{10} \\
e_{11} &= N_j K_j \int (\dot{\theta}_{e_j} - N_j \dot{\theta}_{s_j}) dt + e_9(0) \\
e_{27} &= -\varphi_j \\
e_{13} &= N_j w_j \\
e_{14} &= J_{s_j} \frac{d(f_{14})}{dt} = J_{s_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{s_j}) \\
e_{12} &= f_{s_j} f_{12} = f_{s_j} \dot{\theta}_{s_j}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

En remplaçant ces expressions dans la relation J_{13} (4.15), on obtient:

$$RRA2_j : N_j K_j \int (\dot{\theta}_{e_j} - N_j \dot{\theta}_{s_j}) dt + e_9(0) + N_j w_j - J_{s_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{s_j}) - \varphi_j - f_{s_j} \dot{\theta}_{s_j} = 0 \tag{4.17}$$

En suivant la même procédure, l'expression de la $RRA1_j$ est obtenue comme suit:

$$\begin{aligned}
RRA1_j : & k_{e_j} \dot{\theta}_{e_j} - \Gamma_{0_j} + \frac{R_{e_j}}{k_{e_j}} \left(J_{e_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{e_j}) - w_j + f_{e_j} \dot{\theta}_{e_j} \right. \\
& \left. + \frac{1}{N_j} \left(f_{s_j} \dot{\theta}_{s_j} - N_j w_j + J_{s_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{s_j}) \right) \right) + \frac{L_j}{k_{e_j}} \frac{d}{dt} \left(J_{e_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{e_j}) \right) \\
& - w_j + f_{e_j} \dot{\theta}_{e_j} + \frac{1}{N_j} \left(f_{s_j} \dot{\theta}_{s_j} - N_j w_j + J_{s_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{s_j}) \right) = 0
\end{aligned} \tag{4.18}$$

Après avoir généré les RRA_j , la MSD peut être construite en déduisant la signature des composants du système sur chaque RRA_j . Noter que chaque composant dans le système physique peut être représenté par une ou plusieurs variables dans les RRA_j . Les résidus r_{1_j} et r_{2_j} correspondant aux $RRA1_j$ et $RRA2_j$, sont donnés par les relations suivantes:

$$\begin{aligned}
r_{1_j} &= \frac{L_j J_{e_j}}{k_{e_j}} \frac{d^2}{dt^2} (\dot{\theta}_{e_j}) + \frac{L_j J_{s_j}}{k_{e_j} N_j} \frac{d^2}{dt^2} (\dot{\theta}_{s_j}) + \left(\frac{L_j f_{e_j}}{k_{e_j}} + \frac{R_{e_j} J_{e_j}}{k_{e_j}} \right) \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{e_j}) \\
& + \left(\frac{R_{e_j} J_{s_j}}{N_j k_{e_j}} + \frac{L_j f_{s_j}}{N_j k_{e_j}} \right) \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{s_j}) + \left(k_{e_j} + \frac{R_{e_j} f_{e_j}}{k_{e_j}} \right) \dot{\theta}_{e_j} \\
& + \frac{R_{e_j} f_{s_j}}{N_j k_{e_j}} \dot{\theta}_{s_j} - \Gamma_{0_j} - 2 \frac{R_{e_j}}{k_{e_j}} w_j \\
r_{2_j} &= N_j K_j \int (\dot{\theta}_{e_j} - N_j \dot{\theta}_{s_j}) dt + e_9(0) + N_j w_j - J_{s_j} \frac{d}{dt} (\dot{\theta}_{s_j}) - \varphi_j - f_{s_j} \dot{\theta}_{s_j}
\end{aligned} \tag{4.19}$$

La MSD correspondante du $j^{\text{ème}}$ système électromécanique est alors donnée dans la figure (Fig. 4.25)

	r_{1j}	r_{2j}	D	I
Mesure vitesse moteur $\dot{\theta}_{e_j}$	1	1	1	0
Mesure vitesse charge $\dot{\theta}_{s_j}$	1	1	1	0
Réducteur N_j	1	1	1	0
Rigidité de l'arbre K_j	1	1	1	0
Couple perturbateur de jeu w_j	1	1	1	0
Frottement visqueux f_{e_j}	1	0	1	0
Frottement visqueux f_{s_j}	0	1	1	0
Inertie moteur I_{e_j}	1	0	1	0
Inertie charge I_{s_j}	0	1	1	0
Partie électrique	1	0	1	0

FIG. 4.25 – Matrice de Signature de défauts

Dans cette table (Fig. 4.25), les lignes représentent les signatures des composants et les colonnes représentent respectivement les résidus r_{1j} et r_{2j} du $j^{\text{ème}}$ système électromécanique, l'indice de détectabilité D et l'indice d'isolabilité I . Une valeur '1' dans les colonnes de D et I respectivement, veut dire que les défauts sur les composants associés sont détectables et isolables. La présence d'un '1' dans les colonnes des résidus, montre l'influence du composant associé sur la dynamique des résidus. On remarque qu'il est possible de détecter les défauts sur le $j^{\text{ème}}$ système électromécanique mais on ne peut pas les isoler (manque de capteurs). Dans cette application, la MSD aide à détecter et distinguer la présence des obstacles qui perturbent le bon fonctionnement des actionneurs électromécaniques.

4.7 Résultats Expérimentaux

Dans cette section, des résultats expérimentaux ont été réalisés sur le robot suivant la trajectoire donnée sur la figure (Fig. 4.9). Les valeurs numériques des paramètres des actionneurs électromécaniques utilisés dans le simulateur sont données dans le tableau de la figure (Fig. 4.26).

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
<i>Actionneurs 1 et 2</i>			
$J_{e1,2}$	1,14 (Kg.m ²)	$N_{1,2}$	62
$J_{s1,2}$	0,1 (Kg.m ²)	$f_{e1,2}$	0,1 (N.m.s/rad)
$L_{1,2}$	0,0037 (H)	$R_{1,2}$	0,54 (Ω)
$K_{e1,2}$	0,142 (N.m/A)	$K_{1,2}$	0,1 (N.m/rad)
<i>Actionneur 3</i>			
J_{e3}	4 (Kg.m ²)	N_3	53
J_{s3}	0,05 (Kg.m ²)	f_{e3}	0,1 (N.m.s/rad)
L_3	0,005 (H)	R_3	0,8 (Ω)
K_{e3}	0,2 (N.m/A)	K_3	0,1 (N.m/rad)
<i>Actionneurs 4 et 5</i>			
$J_{e4,5}$	0,09 (Kg.m ²)	$N_{4,5}$	76
$J_{s4,5}$	0,008 (Kg.m ²)	$f_{e4,5}$	0,1 (N.m.s/rad)
$L_{4,5}$	0,01 (H)	$R_{4,5}$	1 (Ω)
$K_{e4,5}$	0,6 (N.m/A)	$K_{4,5}$	0,01 (N.m/rad)
<i>Actionneur 6</i>			
J_{e6}	0,0023 (Kg.m ²)	N_6	76
J_{s6}	0,002 (Kg.m ²)	f_{e6}	0,1 (N.m.s/rad)
L_6	0,15 (H)	R_6	1 (Ω)
K_{e6}	0,13 (N.m/A)	K_6	0,01 (N.m/rad)

FIG. 4.26 – Valeurs Numériques Nominale des Paramètres des Actionneurs

La figure (Fig. 4.27) montre les signaux de commande reconstruits durant le fonctionnement normal. Dans ce cas, les positions angulaires et les résidus sont représentés par les figures (Fig. 4.28) et (Fig. 4.29) respectivement. On remarque que les résidus avoisinent zéro parce qu'il n'y a aucune détection de collisions entre le robot et un obstacle.

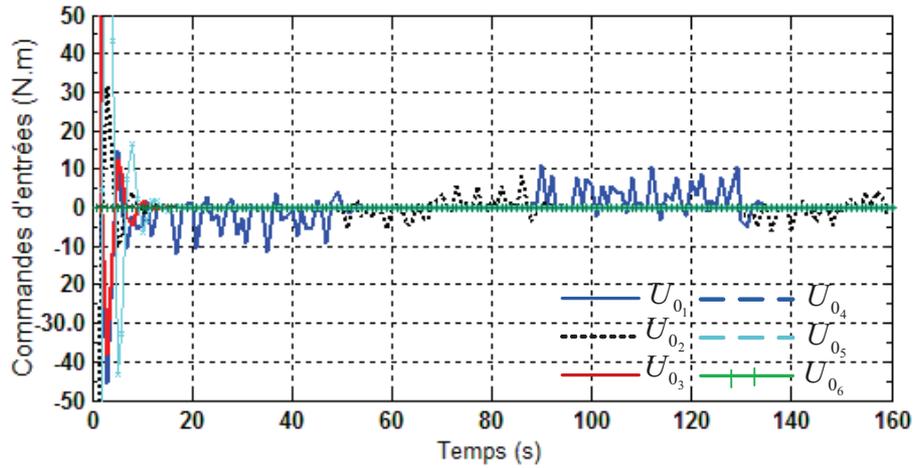


FIG. 4.27 – Reconstruction des entrées de commande

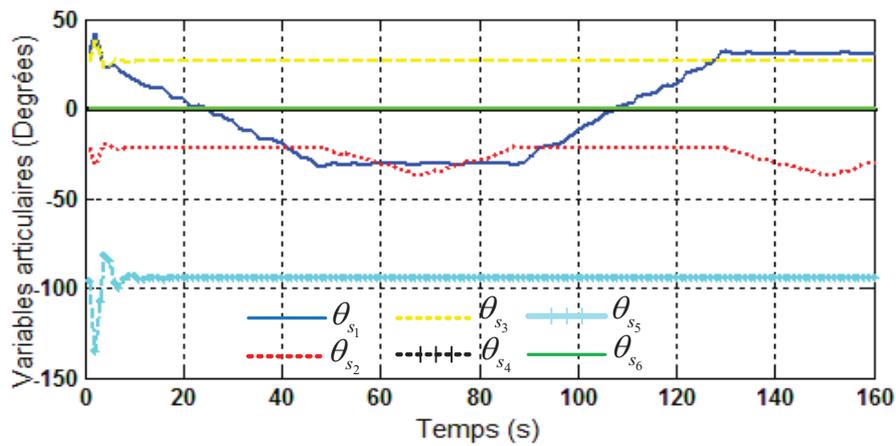


FIG. 4.28 – Variables Articulaires en Fonctionnement Normal

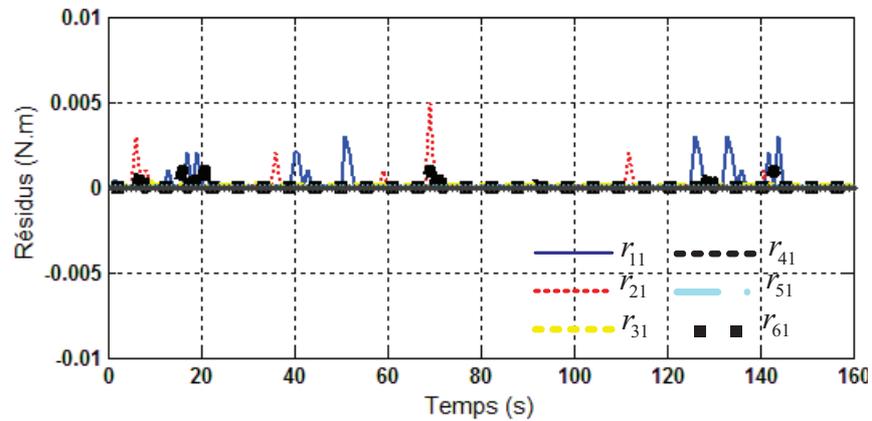


FIG. 4.29 – Résidus en Fonctionnement Normal

En répétant l'expérimentation après avoir introduit des obstacles statiques sur les deux premiers axes du robot, figure (Fig. 4.30), on remarque que les résidus r_{21} et r_{22} sont sensibles au contact du robot avec les obstacles, figure (Fig. 4.31), où un arrêt est constaté. Le simulateur virtuel de la figure (Fig. 4.32) montre la variation des résidus au moment de la détection.

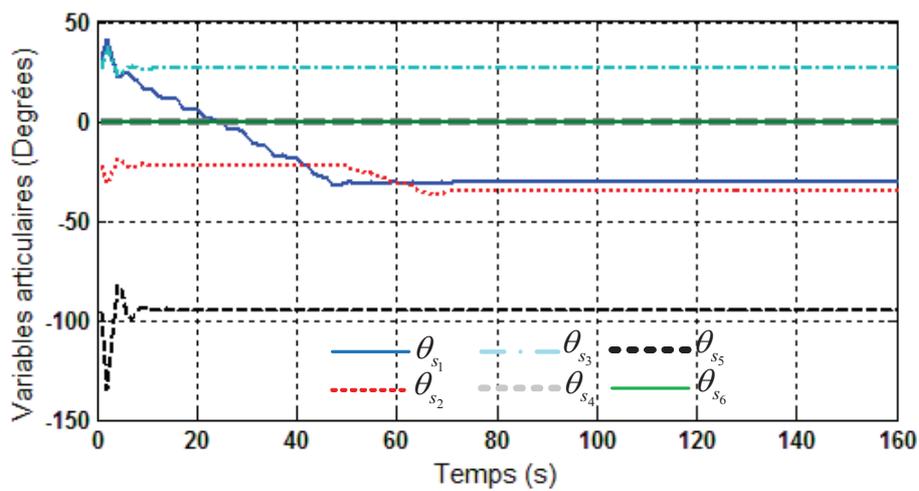


FIG. 4.30 – Variables Articulaires en Fonctionnement Défaillant

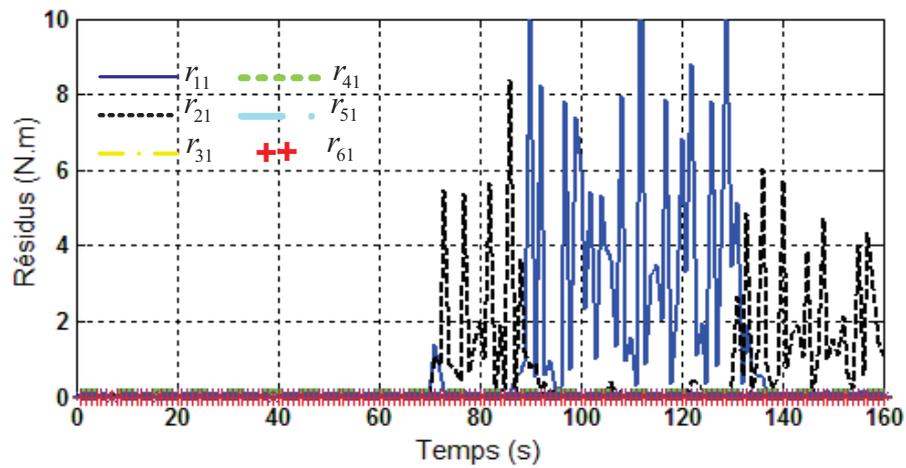


FIG. 4.31 – Résidus en Fonctionnement défaillant

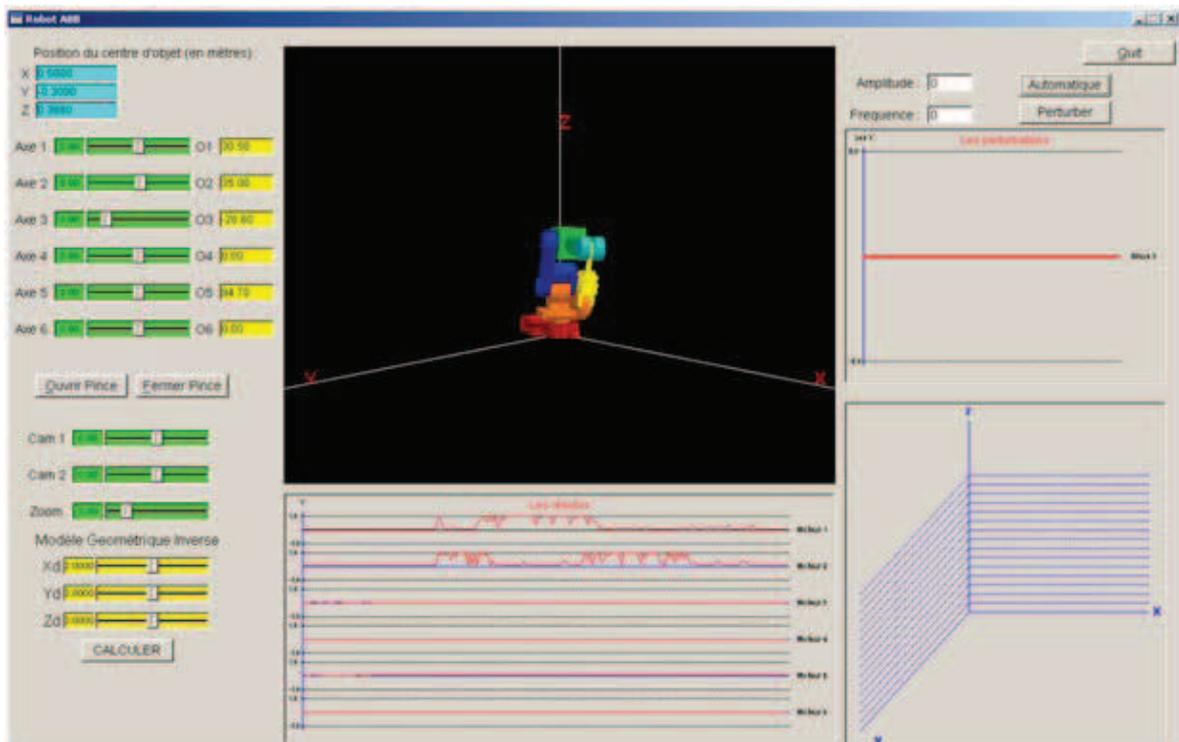


FIG. 4.32 – Détection des Collisions en ligne du Robot réel à partir du Simulateur

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode de diagnostic à base de modèle pour un robot industriel a été développée et testée sur un simulateur virtuel. Cette méthode utilise les relations de redondance analytiques (RRA) afin de générer les indicateurs de fautes, non, pas pour la détection des défauts sur le robot, mais plutôt pour détecter de retard de communication pouvant modifier la trajectoire du robot.

Le simulateur développé représente une interface Homme-Machine de surveillance déportée et en ligne. Cette méthode présente un intérêt industriel significatif dans la supervision des systèmes complexes, par contre, elle reste limitée par la variation de la fluidité de la communication et la connaissance parfaite des composants du système à surveiller.

Chapitre 5

Conclusion générale et perspectives

5.1 Conclusion

Dans ce mémoire, nous avons abordé la problématique liée au diagnostic des systèmes contrôlés en réseau. L'approche de diagnostic proposée est basée sur les modèles dynamiques de la partie opérative et la partie de communication.

Une description des différents modèles et approches de diagnostic des systèmes contrôlés en réseau a été développée. Elle nous a permis de positionner notre approche de diagnostic quantitatif, tout en se démarquant dans la modélisation des systèmes contrôlés en réseau, en distinguant deux parties importantes modélisables : la partie de communication, incluant le réseau et ses caractéristiques physiques, sensible aux perturbations extérieures et en même temps génératrice de perturbations sur l'information transmise, suivant la congestion ou la perte de données; la partie opérative à contrôler sensible à des défauts actionneur ou capteur.

Par le fait que les deux parties distinguées du système contrôlé en réseau ont un fonctionnement différent, deux approches de diagnostic à base de modèle ont été élaborées et appliquées à un système de robotique.

La première utilise le principe des observateurs stochastiques par rapport à la nature du système de communication, permettant de distinguer un défaut physique d'un retard induit, en estimant les états non mesurés. La seconde utilise le principe de redondance analytique, appliqué au système à contrôler, permettant de détecter et d'isoler des défauts capteurs et actionneurs, en comparant les mesures avec le modèle mathématique du système étudié.

Les résultats expérimentaux réalisés sur un robot mobile miniature, contrôlé à distance ont permis de valider notre approche de diagnostic dans le cas d'un système de communication filaire en série (RS232).

Une seconde contribution sur le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau a été développée sur un robot manipulateur. Cette dernière consiste à détecter des retards de communication en utilisant le principe de redondance analytique, par contre, en lançant la procédure de

diagnostic non pas sur le système réel, mais sur son simulateur virtuel connecté à lui à travers un réseau industriel.

Lorsque le modèle du simulateur (géométrique, cinématique, dynamique des systèmes électromécaniques) traduit parfaitement le comportement réel du robot et lorsque la quantité d'information échangée entre les deux systèmes est suffisante pour ne pas provoquer de pertes et de congestion durant la synchronisation, nous avons constaté que le diagnostic déporté réagit à la présence d'obstacles sur la trajectoire du robot, gênant ainsi son fonctionnement.

Enfin, les deux applications expérimentales m'ont permis d'enrichir mes connaissances pratiques dans le domaine de la robotique tout en trouvant une application significative à ma contribution théorique.

5.2 Perspectives

Le diagnostic à base de modèles des systèmes contrôlés en réseau présente aujourd'hui un intérêt particulier au sein de la communauté scientifique du fait des avancées technologiques et des complexités des systèmes industriels.

Certes, ce travail de thèse m'a permis de découvrir un grand nombre de travaux réalisés dans le diagnostic des systèmes contrôlés en réseau, et de ce fait proposer notre approche. Cette dernière reste à améliorer d'un point de vue modélisation et robustesse, car elle a été testée sur une catégorie de systèmes contrôlés en réseau, où les perturbations engendrées par le système de communication, à savoir, congestion et pertes de données n'étaient pas présentes.

Annexe A

Chaîne de Markov et probabilité de transition

A.1 Introduction

En mathématiques, une chaîne de Markov est un processus stochastique possédant la propriété markovienne. Dans un tel processus, la prédiction du futur à partir du présent ne nécessite pas la connaissance du passé. Elle a pris le nom de son découvreur, *Andrei Markov*. Une chaîne de Markov en temps discret est une séquence X_1, X_2, X_3, \dots de variables aléatoires. L'ensemble des valeurs possibles est appelé l'espace d'états, la valeur X_n étant l'état du processus au moment n .

Dans une autre définition, tout processus ponctuel à temps discret X peut se définir par la donnée d'une suite $(X_n)_{n \in \mathbb{N}}$ de variables aléatoires dans un même espace discret E , où n est l'indice représentant le temps.

Une telle chaîne à temps discret $(X_n)_{n \in \mathbb{N}}$ est alors dite *chaîne de Markov* si elle vérifie la propriété de Markov suivante:

$\forall t \in \mathbb{N}, \forall x_0, x_1, \dots, x_{n+1}$ éléments de l'espace discret E où la probabilité

$$P(X_0 = x_0, X_1 = x_1, \dots, X_{n+1} = x_{n+1}) \neq 0 \quad (\text{A.1})$$

On a

$$P(X_{n+1} = x_{n+1} | X_0 = x_0, X_1 = x_1, \dots, X_n = x_n) = P(X_{n+1} = x_{n+1} | X_n = x_n) \quad (\text{A.2})$$

La loi du processus X à l'instant $n + 1$ ne dépend que de la valeur prise par le processus à l'instant n ($X_n = x_n$), et ne dépend pas des valeurs prises aux différents instants antérieurs à n ($X_0 = x_0, X_1 = x_1, \dots, X_{n-1} = x_{n-1}$)

A.2 Probabilité de transition

Les probabilités conditionnelles comme celles exprimées dans l'équation (A.2), peuvent être formulées comme suit:

$$P(X_{n+1} = j | X_n = i) = p_{ij}^{n,n+1}$$

Où $p_{ij}^{n,n+1}$ représente la probabilité de transition à une étape. Cette notation met l'accent sur le fait que les probabilités de transition sont en général fonction non seulement de l'état initial i et de l'état final j , mais encore de l'instant n de la transition. Lorsque les probabilités de transition à une étape sont indépendantes de la variable temps, on dit que l'on a une *chaîne de Markov homogène*, ou encore une chaîne de Markov à probabilité de transition stationnaire, dans ce cas:

$$P(X_{n+1} = j | X_n = i) = p_{ij}, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Ainsi, l'expression $P = p_{ij(i,j) \in E^2}$ est appelée matrice de transition, noyau de transition, ou opérateur de transition de la chaîne de Markov.

- *Proposition 1:* La matrice de transition $P = p_{ij(i,j) \in E^2}$ est *stochastique* lorsque la somme des termes de n'importe quelle ligne de P donne toujours 1:

$$\forall i \in E, \sum_{j \in E} p_{ij} = 1$$

- *Proposition 2:* La loi de la chaîne de Markov $X = (X_n)_{n>0}$, est caractérisée par sa matrice de transition P , et sa loi initiale lorsque pour tout $n \geq 1$, la loi de (X_0, X_1, \dots, X_n) est exprimée comme suit:

$$P(X_0 = i_0, X_1 = i_1, \dots, X_{n-1} = i_{n-1}, X_n = i_n) = P(X_0 = i_0) p_{i_0 i_1} p_{i_1 i_2} \dots p_{i_{n-1} i_n}$$

A.3 Les lois de Kirchhoff

Les lois de *Kirchhoff* expriment la conservation de l'énergie et de la charge dans un circuit électrique. Elles portent le nom du physicien allemand qui les a établies en 1845: *Gustav Kirchhoff*.

Dans un circuit complexe, il est possible de calculer les différences de potentiel aux bornes de chaque résistance et l'intensité du courant continu dans chaque branche de circuit en appliquant les deux lois de *Kirchhoff* (qui découlent de la loi d'Ohm): **la loi des nœuds** et **la loi des mailles**.

A.3.1 Loi des nœuds

La somme des intensités des courants qui entrent par un nœud est égale à la somme des intensités des courants qui en sortent.

A.3.2 Loi des mailles

Dans une maille quelconque d'un réseau, la somme algébrique des tensions le long de la maille est constamment nulle.

Annexe B

Inégalités matricielles linéaires

B.1 Définitions

La notion d'inégalité matricielle linéaire repose sur la définition d'une relation d'ordre sur les matrices symétriques (ou hermitiennes).

– **Positivité des matrices symétriques (ou hermitiennes)**

Définition 1: La matrice symétrique $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ est dite positive (resp. strictement positive) si et seulement si:

$$\forall v \in \mathbb{R}^n, v^T P v \geq 0 \text{ (resp. } > 0 \text{)} \quad (\text{B.1})$$

Les valeurs propres d'une matrice symétrique étant réelles, d'où la propriété suivante:

$$\text{Propriété 1: } P = P^T \geq 0 \text{ (resp. } > 0 \text{)} \iff \lambda_{\min}(P) \geq 0 \text{ (resp. } > 0 \text{)}$$

La notion de positivité des matrices hermitiennes est une extension immédiate dans \mathbb{C} des résultats exprimés dans \mathbb{R} .

Définition 2: Soit une matrice $P \in \mathbb{C}^{n \times n}$,

$$P = P^T > 0 \text{ (resp. } \geq 0 \text{)} \iff \forall v \in \mathbb{C}^n, v^T P v > 0 \text{ (resp. } \geq 0 \text{)} \quad (\text{B.2})$$

Remarque 1: La propriété 1 reste valable dans la mesure où les valeurs propres des matrices hermitiennes restent réelles.

L'application des théories du faible gain ou de la positivité, entre autre, conduisent souvent à des problèmes définis au sens de la positivité de ces matrices, c'est-à-dire:

$$P(x) = S(x) + jT(x) > 0 \quad (\text{B.3})$$

où $P(x)$ est une matrice hermitienne de $\mathbb{C}^{n \times n}$ dont la partie réelle symétrique notée $S(x)$ tandis que $T(x)$ correspond à la partie imaginaire, anti-symétrique ($T(x) = -T^T(x)$).

Cependant les algorithmes de résolution d'inégalités linéaires matricielles travaillent sur des inégalités réelles, il convient donc de modifier la relation (B.3) en remarquant que:

$$V \begin{pmatrix} S(x) & T(x) \\ -T(x) & S(x) \end{pmatrix} V^{-1} = \begin{pmatrix} S(x) - jT(x) & 0 \\ 0 & S(x) + jT(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Avec,

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix}$$

On en déduit l'identité des spectres:

$$\Lambda(P(x)) = \Lambda \begin{pmatrix} S(x) & T(x) \\ -T(x) & S(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Puis finalement,

$$P(x) > 0 \iff \begin{pmatrix} S(x) & T(x) \\ -T(x) & S(x) \end{pmatrix} > 0 \quad (\text{B.6})$$

– Inégalité matricielle linéaire

On définit ici la notion d'inégalité linéaire matricielle (LMI)

Définition 3: Etant donné une famille de matrices symétriques $\{P_i\}_{i=0 \dots r}$ de $\mathbb{R}^{n \times n}$ et un vecteur $x = [x_1 \ x_2 \dots \ x_r]^T$ de \mathbb{R}^r , une inégalité matricielle linéaire (LMI) stricte (resp. non stricte) s'écrit sous la forme:

$$P(x) = P_0 + x_1 P_1 + \dots + x_r P_r > 0 \text{ (resp. } \geq 0) \quad (\text{B.7})$$

Remarque 2: les variables de décision x_i stockées dans le vecteur x peuvent l'être également dans une matrice quelconque X . Ainsi, par exemple, l'inégalité suivante est une LMI (on suppose que les matrices sont des dimensions compatibles)

$$AXB + B^T X^T A^T < 0$$

Cette expression est bien linéaire en X et donc par rapport au scalaire x_{ij} qui constitue cette matrice.

Remarque 3: Un ensemble de LMI peut être traité comme une seule LMI structurée. En effet, on a:

$$\forall i = 1, \dots, m, P_i(x) > 0 \iff \text{diag}(P_1(x), P_2(x), \dots, P_m(x)) > 0 \quad (\text{B.8})$$

B.2 Méthodes générales de résolution

Les principaux problèmes d'optimisation convexe sont:

- **Le problème de faisabilité:** Il s'agit de trouver un vecteur x tel que $P(x) > 0$. On remplace généralement ce problème par la recherche de x qui minimise le scalaire ζ tel que:

$$-P(x) < \zeta.I$$

Si le meilleur ζ obtenu est négatif, le problème est faisable. Vérifier la stabilité d'un système linéaire invariant se ramène très facilement à ce genre de problème. De même, avant de démarrer la résolution d'un problème d'optimisation sous contraintes LMI, il faut veiller à vérifier la stabilité de ces LMIs.

- **Le problème dite de valeur propres:** Il permet de résoudre un problème d'optimisation linéaire sous contraintes LMI, supposées faisables (problème précédent)

$$\min c^T x \text{ sous la contrainte } P(x) > 0$$

Où c est un vecteur de même dimension que x . Ce type est souvent utilisé dans le cadre de la synthèse des lois de commande.

B.3 Lemmes techniques

Le complément de *Shur* est sans doute le Lemme le plus utilisé car il permet d'écrire sous forme de LMI l'essentiel des inégalités matricielles non linéaires rencontrées par l'automaticien.

- **Lemme de Shur et Variantes:**

Après avoir rappelé ce Lemme, nous présentons les principales variations de ce lemme appliquées pour les problèmes d'automatique

Lemme 1: Complément de Shur: Etant donné une matrice quelconque $M \in \mathbb{R}^{n \times m}$ et deux matrices symétriques $R \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et $S \in \mathbb{R}^{m \times m}$, alors

$$\begin{pmatrix} R & M \\ M^T & S \end{pmatrix} > 0 \iff \begin{cases} R > 0 \\ S - M^T R^{-1} M > 0 \end{cases} \iff \begin{cases} S > 0 \\ R - M S^{-1} M^T > 0 \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

– **Corollaire 1: Projection du complément de Shur** En reprenant les notations précédentes et en introduisant de plus la matrice $N \in \mathbb{R}^{n \times p}$ et l'identité I de $\mathbb{R}^{m \times m}$, on a:

$$\begin{pmatrix} N & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} R & M \\ M^T & S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} > 0 \iff \begin{cases} S > 0 \\ N^T (R - M S^{-1} M^T) N > 0 \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Annexe C

Modélisation du robot ABB - IRB140

C.1 Introduction

Le système industriel étudié est un robot manipulateur IRB 140 (Fig. C.1). Ce robot n'est pas accessible à la commande (Boucle de régulation embarquée). L'IRB 140 est un robot compact et puissant. Ce robot offre une combinaison unique alliant accélération rapide, zone de travail importante et capacité de charge élevée. Il réalise six degrés de liberté caractérisés par des mouvements de rotations. Les trois premières articulations de ce manipulateur caractérisent pour la première une rotation autour d'un axe verticale, la seconde et la troisième suivant deux axes horizontaux dont les mouvements sont identifiés par les variables θ_{s1} , θ_{s2} , et θ_{s3} , les trois dernières sont caractérisés par les variables de rotations θ_{s4} , θ_{s5} , et θ_{s6} . Son enveloppe de travail est donnée par la figure (Fig. C.2).

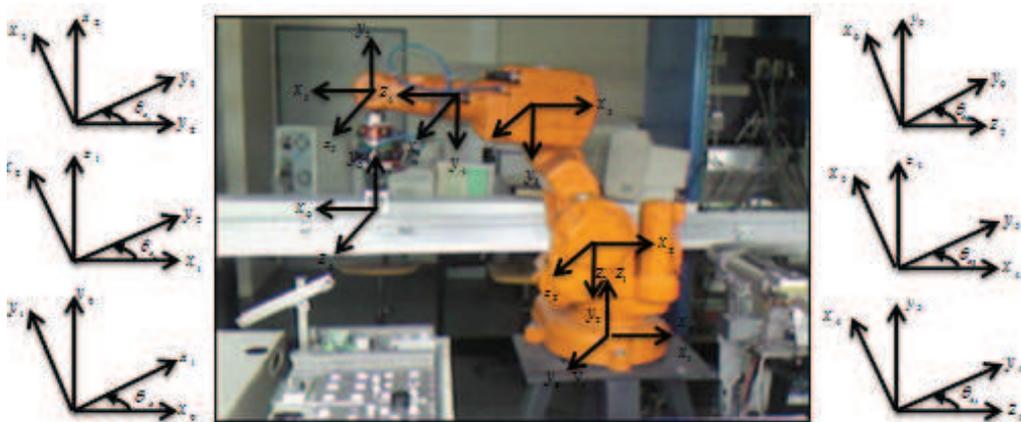


FIG. C.1 – Robot ABB IRB-140

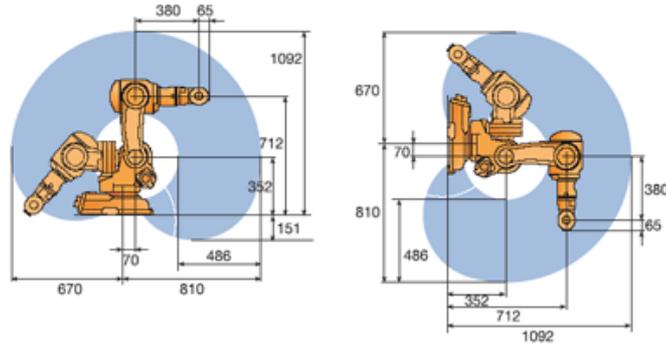


FIG. C.2 – Enveloppe de travail du robot ABB IRB-140

C.1.1 Etude géométrique

Nous avons utilisé deux méthodes indépendantes afin d'obtenir le modèle géométrique du robot ABB, la première est la méthode de *Denavit et Hartenberg* [77] qui permet le passage entre articulations adjacentes d'un système robotique et la deuxième est la méthode de projection directe.

Dans notre cas, on a supposé que les liaisons du manipulateur sont rigides.

– Méthode de *Denavit et Hartenberg* (DH)

Après avoir placé les repères dans les liaisons et défini les axes principaux de chaque segment, la matrice de transformation homogène de DH qui lie la rotation et la translation est obtenue (C.1).

$$T_{i-1}^i = \begin{bmatrix} R_{i-1}^i & d_{i-1}^i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

Dans cette matrice (C.1), la partie supérieure gauche définit la matrice de rotation R_{i-1}^i , et le vecteur droit d_{i-1}^i la translation, avec:

$$R_{i-1}^i = \begin{bmatrix} \cos \theta_{s_i} & -\cos \alpha_i \sin \theta_{s_i} & \sin \alpha_i \sin \theta_{s_i} \\ \sin \theta_{s_i} & \cos \alpha_i \cos \theta_{s_i} & -\sin \alpha_i \cos \theta_{s_i} \\ 0 & \sin \alpha_i & \cos \theta_{s_i} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad d_{i-1}^i = \begin{bmatrix} a_i \cos \theta_{s_i} \\ a_i \sin \theta_{s_i} \\ d_i \end{bmatrix}$$

Tel que:

d_i coordonnée de l'origine o_i sur l'axe z_{i-1} , θ_{s_i} est l'angle que l'on obtient par vissage de x_{i-1} vers x_i autour de l'axe z_{i-1} , a_i est la distance entre les axes z_i et z_{i-1} mesurée sur l'axe

x_i négatif à partir de son origine jusqu'à l'intersection avec l'axe z_{i-1} et α_i est l'angle entre z_i et z_{i-1} obtenu en vissant z_i vers z_{i-1} autour de x_i .

En respectant la position d'origine du robot et la définition des repères des liaisons présentées par la figure (Fig. C.1), les paramètres du robot ABB IRB-140 suivant la convention de Denavit et Hartenberg sont présentés dans le tableau (Tab. 4.1)

Tab 4.1: Paramètres de Denavit et Hartenberg du robot ABB IRB-140

i <i>Numéro de la liaison</i>	α_i [degrés]	θ_{s_i} <i>variable</i>	a_i [mètres]	d_i [mètres]
1	90	θ_{s_1}	0,07	0,352
2	0	θ_{s_2}	0,36	0
3	0	θ_{s_3}	0,254	0
3_{bis}	90	θ_{s_3}	0	0
4	-90	θ_{s_4}	0	0,126
5	0	θ_{s_5}	0,065	0
5_{bis}	-90	θ_{s_5}	0	0
6	0	θ_{s_6}	0	0,252

Les numéros de liaisons 3_{bis} et 5_{bis} représentent des rotations du repère de 90° au même origine.

A l'aide de la matrice de transformation (C.1) et du tableau (Tab. 4.1), nous pouvons calculer facilement les coordonnées de l'élément terminal (fin de l'effecteur) dans le repère $(\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0)$ fixé à la base par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \\ 1 \end{bmatrix} = T_0^6 r_0 \quad (C.2)$$

– *Méthode de projection directe*

Cette méthode consiste à calculer la position du point terminal par rapport au repère de base $(\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0)$ en exprimant successivement les relations entre deux repères consécutifs.

Supposons que le robot est en position verticale, les relations entre deux repères consécutifs peuvent être obtenues facilement (Fig. C.1) comme suit:

– Passage du repère $R_0 (\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0)$ d'origine O_0 au repère $R_1 (\vec{x}_1, \vec{y}_1, \vec{z}_1)$ d'origine O_1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{x}_1 = \cos(\theta_{s_1})\vec{x}_0 + \sin(\theta_{s_1})\vec{y}_0 \\ \vec{y}_1 = -\sin(\theta_{s_1})\vec{x}_0 + \cos(\theta_{s_1})\vec{y}_0 \\ \vec{z}_1 = \vec{z}_0 \\ \overrightarrow{O_0O_1} = 0 \end{array} \right.$$

– Passage du repère $R_1 (\vec{x}_1, \vec{y}_1, \vec{z}_1)$ d'origine O_1 au repère $R_2 (\vec{x}_2, \vec{y}_2, \vec{z}_2)$ d'origine O_2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{x}_2 = -\sin(\theta_{s_2})\vec{x}_1 + \cos(\theta_{s_2})\vec{z}_1 \\ \vec{y}_2 = \cos(\theta_{s_2})\vec{x}_1 + \sin(\theta_{s_2})\vec{z}_1 \\ \vec{z}_2 = \vec{y}_1 \\ \overrightarrow{O_1O_2} = 0,352\vec{z}_1 + 0,07\cos(\theta_{s_1})\vec{x}_1 + 0,07\sin(\theta_{s_1})\vec{y}_1 \end{array} \right.$$

– Passage du repère $R_2 (\vec{x}_2, \vec{y}_2, \vec{z}_2)$ d'origine O_2 au repère $R_3 (\vec{x}_3, \vec{y}_3, \vec{z}_3)$ d'origine O_3 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{x}_3 = \sin(\theta_{s_3})\vec{x}_2 + \cos(\theta_{s_3})\vec{y}_2 \\ \vec{y}_3 = \sin(\theta_{s_3})\vec{y}_2 - \cos(\theta_{s_3})\vec{x}_2 \\ \vec{z}_3 = \vec{z}_2 \\ \overrightarrow{O_2O_3} = 0,360\vec{x}_2 \end{array} \right.$$

– Passage du repère $R_3 (\vec{x}_3, \vec{y}_3, \vec{z}_3)$ d'origine O_3 au repère $R_4 (\vec{x}_4, \vec{y}_4, \vec{z}_4)$ d'origine O_4 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{x}_4 = \cos(\theta_{s_4})\vec{y}_3 - \sin(\theta_{s_4})\vec{z}_3 \\ \vec{y}_4 = \cos(\theta_{s_4})\vec{z}_3 + \sin(\theta_{s_4})\vec{y}_3 \\ \vec{z}_4 = \vec{x}_3 \\ \overrightarrow{O_3O_4} = 0,240\vec{x}_3 \end{array} \right.$$

– Passage du repère $R_4 (\vec{x}_4, \vec{y}_4, \vec{z}_4)$ d'origine O_4 au repère $R_5 (\vec{x}_5, \vec{y}_5, \vec{z}_5)$ d'origine O_5 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{x}_5 = -\sin(\theta_{s_5})\vec{x}_4 + \cos(\theta_{s_5})\vec{z}_4 \\ \vec{y}_5 = \cos(\theta_{s_5})\vec{x}_4 + \sin(\theta_{s_5})\vec{z}_4 \\ \vec{z}_5 = \vec{y}_4 \\ \overrightarrow{O_4O_5} = 0,140\vec{z}_4 \end{array} \right.$$

– Passage du repère $R_5 (\vec{x}_5, \vec{y}_5, \vec{z}_5)$ d'origine O_5 au repère $R_6 (\vec{x}_6, \vec{y}_6, \vec{z}_6)$ d'origine O_6 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{x}_6 = -\sin(\theta_{s_6})\vec{z}_5 + \cos(\theta_{s_6})\vec{y}_5 \\ \vec{y}_6 = \cos(\theta_{s_6})\vec{z}_5 + \sin(\theta_{s_6})\vec{y}_5 \\ z_6 = \vec{x}_5 \\ \overrightarrow{O_5O_6} = 0,065\vec{x}_5 \end{array} \right.$$

Finalement, le passage du repère $R_6 (\vec{x}_6, \vec{y}_6, \vec{z}_6)$ au point terminal est obtenu par la translation suivante:

$$\overrightarrow{O_6P_f} = 0,252\vec{z}_6$$

L'obtention des coordonnées du point terminal dans le repère de base peut être obtenu par la relation suivante:

$$\begin{aligned} \overrightarrow{O_0P_f} &= \overrightarrow{O_0O_1} + \overrightarrow{O_1O_2} + \overrightarrow{O_2O_3} + \overrightarrow{O_3O_4} + \overrightarrow{O_4O_5} + \overrightarrow{O_5O_6} \\ \overrightarrow{O_0P_f} &= (0,140c^21 - 0,380\sin(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2})\cos(\theta_{s_1}) - 0,07 \\ &\quad - 0,317\cos(\theta_{s_5})\sin(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2})\cos(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,317\sin(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_4})\sin(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2})\cos(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,317\sin(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_4})\cos(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2})\cos(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,317\sin(\theta_{s_5})\sin(\theta_{s_4})\sin(\theta_{s_1}) + 0,317\cos(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2})\cos(\theta_{s_1}) \\ &\quad + 0,38\cos(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2})\cos(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,36\sin(\theta_{s_2})\cos(\theta_{s_1}))\vec{x}_0 + (0,317\sin(\theta_{s_5})\sin(\theta_{s_4})\cos(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,317\sin(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_4})\cos(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2})\sin(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,317\sin(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_4})\sin(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2})\sin(\theta_{s_1}) \\ &\quad + 0,317\cos(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2})\sin(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,317\cos(\theta_{s_5})\sin(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2})\sin(\theta_{s_1}) - 0,38\sin(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2})\sin(\theta_{s_1}) \\ &\quad + 0,38\cos(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2})\sin(\theta_{s_1}) + 0,14\cos(\theta_{s_1})\sin(\theta_{s_1}) \\ &\quad - 0,36\sin(\theta_{s_2})\sin(\theta_{s_1}))\vec{y}_0 + (0,317\sin(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_4})\cos(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2}) \\ &\quad + 0,317\cos(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2}) + 0,38\sin(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2}) \\ &\quad + 0,36\cos(\theta_{s_2}) + 0,317\cos(\theta_{s_5})\sin(\theta_{s_3})\cos(\theta_{s_2}) \\ &\quad - 0,317\sin(\theta_{s_5})\cos(\theta_{s_4})\sin(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2}) + 0,38\cos(\theta_{s_3})\sin(\theta_{s_2}) + 0,352)\vec{z}_0 \end{aligned}$$

C.1.2 Etude Cinématique

Dans cette partie, nous avons calculé les expressions des vitesses de rotation $\vec{w}(i/0)$ avec $i \in [0,6]$, les vitesses linéaires $\vec{V}(O_i)$ et l'énergie cinétique $E_{c_i}(i/0)$ de chaque corps dans le repère de base $R_0 (\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0)$.

– Vitesses de rotation

Les expressions des vitesses de rotation de chaque corps $\vec{w}(i/0)$ exprimées dans le repère de base $R_0 (\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0)$ sont les suivantes:

$$\begin{cases} \vec{w}(1/0) = \dot{\theta}_{s_1} \vec{z}_1 \\ = \dot{\theta}_{s_1} \vec{z}_0 \\ \vec{w}(2/0) = \vec{w}(1/0) + \dot{\theta}_2 \vec{z}_2 \\ = -\dot{\theta}_2 \sin(\theta_{s_1}) \vec{x}_0 + \dot{\theta}_{s_1} \vec{z}_0 + \dot{\theta}_2 \cos(\theta_{s_1}) \vec{y}_0 \\ \vec{w}(3/0) = \vec{w}(2/0) + \dot{\theta}_3 \vec{z}_3 \\ = (-\dot{\theta}_2 \sin(\theta_{s_1}) - \dot{\theta}_3 \sin(\theta_{s_1})) \vec{x}_0 + (\dot{\theta}_2 \cos(\theta_{s_1}) + \dot{\theta}_3 \cos(\theta_{s_1})) \vec{y}_0 + \dot{\theta}_{s_1} \vec{z}_0 \\ \vec{w}(4/0) = \vec{w}(3/0) + \dot{\theta}_4 \vec{z}_4 \\ \vec{w}(5/0) = \vec{w}(4/0) + \dot{\theta}_5 \vec{z}_5 \\ \vec{w}(6/0) = \vec{w}(5/0) + \dot{\theta}_6 \vec{z}_6 \end{cases}$$

– Vitesses linéaires

Les expressions des vitesses galiléennes des points origines exprimées dans le repère de base sont les suivantes:

$$\begin{cases} \vec{V}(O_1) = 0 \\ \vec{V}(O_2) = \vec{V}(O_1) + \vec{w}(1/0) \wedge \overrightarrow{O_1 O_2} \\ = \dot{\theta}_{s_1} (0,07 \cos^2(\theta_{s_1}) - 0,07 \sin^2(\theta_{s_1})) \vec{y}_0 - 0,140 \dot{\theta}_{s_1} \cos(\theta_{s_1}) \sin(\theta_{s_1}) \vec{x}_0 \\ \vec{V}(O_3) = \vec{V}(O_2) + \vec{w}(2/0) \wedge \overrightarrow{O_2 O_3} \\ (-0,140 \dot{\theta}_{s_1} \cos(\theta_{s_1}) \sin(\theta_{s_1}) + 0,360 \dot{\theta}_{s_1} \sin(\theta_{s_2}) \sin(\theta_{s_1}) + 0,360 \dot{\theta}_{s_2} \cos(\theta_{s_1}) \cos(\theta_{s_2})) \vec{x}_0 \\ + (0,360 \dot{\theta}_{s_2} \sin(\theta_{s_1}) \cos(\theta_{s_2}) - 0,360 \dot{\theta}_{s_1} \sin(\theta_{s_2}) \cos(\theta_{s_1}) + \dot{\theta}_{s_1} (0,07 \cos^2(\theta_{s_1}) \\ - 0,07 \sin^2(\theta_{s_1}))) \vec{y}_0 + (0,360 \dot{\theta}_{s_2} \cos^2(\theta_{s_1}) \sin(\theta_{s_2}) + 0,360 \dot{\theta}_{s_2} \sin^2(\theta_{s_1}) \sin(\theta_{s_2})) \vec{z}_0 \\ \vec{V}(O_4) = \vec{V}(O_3) + \vec{w}(3/0) \wedge \overrightarrow{O_3 O_4} \\ \vec{V}(O_5) = \vec{V}(O_4) + \vec{w}(4/0) \wedge \overrightarrow{O_4 O_5} \end{cases}$$

$$\vec{V}(O_6) = \vec{V}(O_5) + \vec{w}(5/0) \wedge \overrightarrow{O_5 O_6}$$

– *Energies cinétiques*

Les expressions des énergies cinétiques $E_{c_i}(i/0)$ de chaque corps par rapport au repère de base sont calculées comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{c_1}(1/0) = \frac{1}{2}m_1\vec{V}^2(O_1) + \frac{1}{2}\vec{w}(1/0)(I_1\vec{w}(1/0)) \\ E_{c_2}(2/0) = \frac{1}{2}m_2\vec{V}^2(O_2) + \frac{1}{2}\vec{w}(2/0)(I_2\vec{w}(2/0)) \\ E_{c_3}(3/0) = \frac{1}{2}m_3\vec{V}^2(O_3) + \frac{1}{2}\vec{w}(3/0)(I_3\vec{w}(3/0)) \\ E_{c_4}(4/0) = \frac{1}{2}m_4\vec{V}^2(O_4) + \frac{1}{2}\vec{w}(4/0)(I_4\vec{w}(4/0)) \\ E_{c_5}(5/0) = \frac{1}{2}m_5\vec{V}^2(O_5) + \frac{1}{2}\vec{w}(5/0)(I_5\vec{w}(5/0)) \\ E_{c_6}(6/0) = \frac{1}{2}m_6\vec{V}^2(O_6) + \frac{1}{2}\vec{w}(6/0)(I_6\vec{w}(6/0)) \end{array} \right.$$

$$m_i \text{ est la masse de chaque corps et } I_i \text{ est l'inertie de chaque corps, tel que } I_i = \begin{bmatrix} A_i & 0 & 0 \\ 0 & B_i & 0 \\ 0 & 0 & C_i \end{bmatrix}$$

L'énergie cinétique totale est la somme des énergies cinétiques de chaque corps:

$$E_c = E_{c_1}(1/0) + E_{c_2}(2/0) + E_{c_3}(3/0) + E_{c_4}(4/0) + E_{c_5}(5/0) + E_{c_6}(6/0) \quad (\text{C.3})$$

C.1.3 Etude dynamique

Chaque liaison est motorisée. Entre le corps (C_0) et (C_1) un moteur exerce sur le corps (C_1) un moment $\vec{\eta}_1 = \vec{\eta}_1 \vec{z}_1$, et sur le corps (C_0) un moment opposé. Entre le corps (C_1) et (C_2) un moteur exerce sur le corps (C_2) un moment $\vec{\eta}_2 = \vec{\eta}_2 \vec{z}_2$, et sur le corps (C_1) un moment opposé. De même pour les corps (C_2) et (C_3) , (C_3) et (C_4) , (C_4) et (C_5) et (C_5) et (C_6) , $\vec{\eta}_{3,4,5,6} = \vec{\eta}_{3,4,5,6} \vec{z}_{3,4,5,6}$ respectivement.

– *Calcul de puissance des moteurs*

L'expression de la puissance des efforts des moteurs est donnée par la relation suivante:

$$\begin{aligned} P_{mot} = & \eta_1 \vec{w}(1/0) + \eta_2 \vec{w}(2/0) - \eta_2 \vec{w}(1/0) + \eta_3 \vec{w}(3/0) - \eta_3 \vec{w}(2/0) + \eta_4 \vec{w}(4/0) \\ & - \eta_4 \vec{w}(3/0) + \eta_5 \vec{w}(5/0) - \eta_5 \vec{w}(4/0) + \eta_6 \vec{w}(6/0) - \eta_6 \vec{w}(5/0) \end{aligned} \quad (\text{C.4})$$

– *Formalisme de Lagrange*

A partir de l'expression de l'énergie cinétique calculée précédemment et en utilisant le formalisme de Lagrange, les équations dynamiques peuvent être obtenues comme suit:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial E_c}{\partial \dot{\theta}_{s_i}} \right] - \frac{\partial E_c}{\partial \theta_{s_i}} = \frac{dP_{mot}}{d\dot{\theta}_{s_i}} + \frac{dP_{ext}}{d\dot{\theta}_{s_i}}, \quad i \in [1,6] \quad (C.5)$$

Avec, P_{ext} est la puissance des efforts extérieurs (supposée négligeable dans notre cas).

Le détail de calcul des équations dynamiques n'est pas présenté ici à cause de la longueur de ces équations.

C.2 Validation du modèle

Le modèle dynamique a été validé sur Matlab/Simulink en utilisant l'équation dynamique suivante (C.6).

$$M(\theta_{s_i})\ddot{\theta}_{s_i} + N(\theta_{s_i}, \dot{\theta}_{s_i})\dot{\theta}_{s_i} + C(\theta_{s_i})\theta_{s_i} = \eta_i + d_i \quad (C.6)$$

θ_{s_i} , $\dot{\theta}_{s_i}$ et $\ddot{\theta}_{s_i}$ sont respectivement les vecteurs de position, vitesse et accélération articulaires du $i^{\text{ème}}$ corps du robot. $M(\theta_{s_i})$ est la matrice d'inertie, $N(\theta_{s_i}, \dot{\theta}_{s_i})$ est la matrice résultante des forces de Coriolis et centrifuges, $C(\theta_{s_i})$ est la matrice résultante des forces de gravité, η_i est le moment du corps i et d_i est un vecteur qui regroupe les dynamiques non modulées et les perturbations extérieures. Le schéma de simulation est donné par la figure (Fig. C.3) et la trajectoire obtenue par la simulation est présentée à la figure (Fig. C.4).

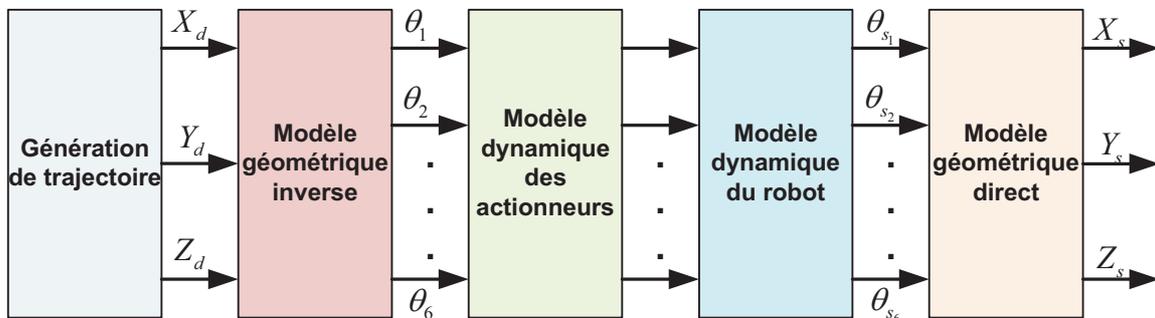
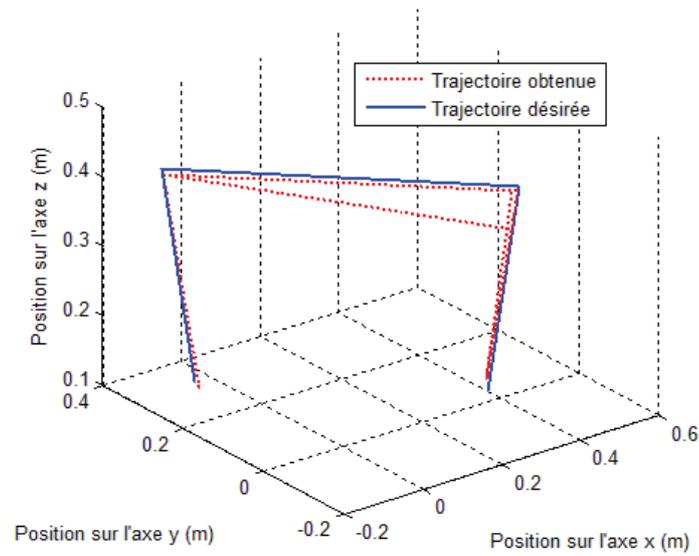


FIG. C.3 – Schéma de validation des modèles du robot

FIG. C.4 – *Trajectoire obtenue par la simulation*

La différence entre la trajectoire désirée et obtenue est due aux incertitudes de paramètres de simulation. Ces paramètres correspondent en réalité à un robot PUMA qui possède des caractéristiques similaire à l'ABB. Les paramètres réels du robot ABB n'ont pas été fournis par la société qui considère que ces paramètres sont confidentiels.

Annexe D

Simulateur virtuel et communication avec le robot

D.1 Introduction

Le simulateur virtuel est développé en langage C++ et inclut une représentation graphique basée sur des bibliothèques OpenGL (Fig. D.1). En utilisant un réseau local (LAN), le système de simulation peut recevoir les données en temps réel à partir du système réel et affiche ces données dans un environnement 3D. Le simulateur proposé ici, peut être considéré comme un outil de surveillance supplémentaire, aidant l'opérateur à surveiller le robot réel à tout moment et tout en étant distant.

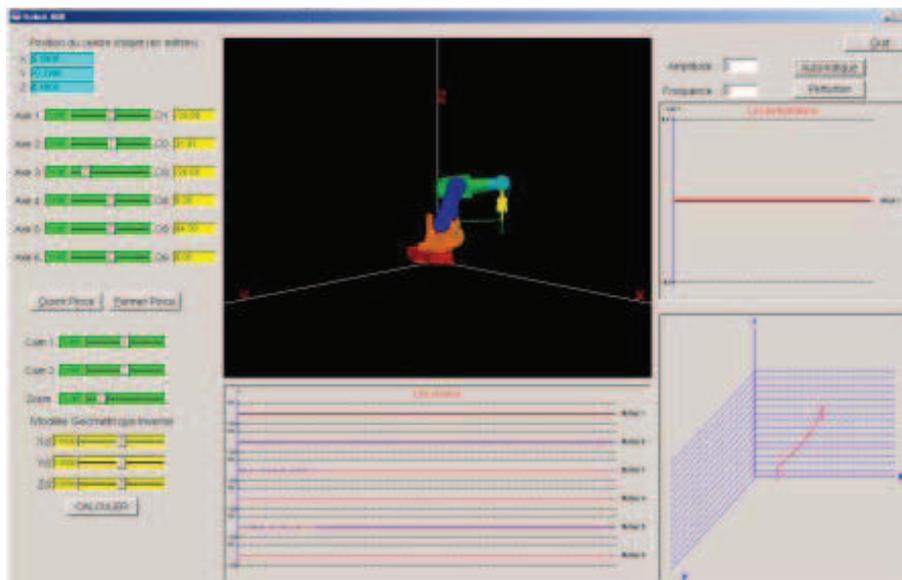


FIG. D.1 – *Simulateur virtuel temps réel*

D.1.1 Communication entre le Simulateur et le Robot

Pour pouvoir communiquer avec le robot, on a utilisé le kit de développement *WebWareSDK* développé par ABB et permet de créer des interfaces homme-machine en Visual-Basic pour communiquer avec les robots ABB à travers le réseau Ethernet. Il permet de:

- Transférer les programmes entre le PC et le robot;
- Recevoir des messages et des événements à partir du robot;
- Lire et écrire des variables d'entrées/sorties du robot;
- Lire en temps réel de la position du centre de l'outil.

Dans un premier temps, on ajoute le composant permettant de se connecter au robot. Ce composant s'appelle "*Helper*" permettant un accès à différentes fonctions pour obtenir des informations à propos du robot. L'une d'entre elles nous intéresse tout particulièrement, elle se nomme "*S4RobPosData*". Cette fonction nous retourne une structure de données contenant la position du robot (X,Y,Z) (Fig. D.2)



FIG. D.2 – Récupération des coordonnées du robot

Le *WebwareSDK* est basé sur le module de communication ABB Interlink, un élément essentiel pour la communication avec le contrôleur de robot ABB en utilisant le protocole réseau TCP/IP. Il supporte les applications créées avec VisualBasic, alors que le simulateur a été créé avec C++. Afin de pouvoir communiquer entre les deux applications, nous avons utilisés les Pipes qui permettent de créer une mémoire nominative partagée, elles sont accessibles par n'importe quel programme. Lors de la création, on précise la taille, les droits d'accès (Ecriture, Lecture ...) et le nom de cette mémoire partagée au système d'exploitation. Ceci, grâce à un appel système et on récupère un pointeur. Puis, si un autre programme veut avoir accès à cette même mémoire, il suffit de préciser le même nom lors d'un autre appel système et on récupère le même pointeur. C'est ainsi que les deux programmes peuvent recevoir/envoyer des informations (Fig. D.3).

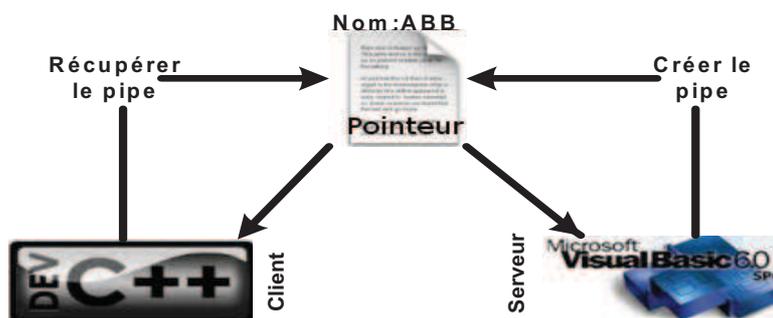


FIG. D.3 – Structure de communication

– *Protocole de communication*

Une fois que la mémoire partagée est mise en place, il faut établir un protocole de communication. Voici toutes les fonctionnalités que doit comporter cette communication:

- Demande de position.
- Arrêt du pipe.
- *Demande de position*

Pour recevoir la position du robot à chaque commande, il faut envoyer au serveur, à partir de la mémoire partagée, une chaîne de caractère "*READ*". Puis, le serveur répondra en déposant dans la mémoire partagée, les coordonnées du robot (X, Y, Z).

- *Arrêt du pipe*

Pour arrêter le pipe, il faut envoyer au serveur, à partir de cette même mémoire partagée une chaîne de caractère "*EXIT*". Puis, le serveur arrêtera de scruter les messages et détruira la mémoire partagée pour libérer cet espace.

D.1.2 Interface de simulation

- *Suivi du robot*

Afin de tracer le trajet effectué par le robot sur l'interface du simulateur et suivre sa position dans le temps, nous avons utilisé les bibliothèques OpenGL "*GL_LINES*" et "*Vertex3f*".

- *Calcul des résidus*

Les résidus ont été calculés en utilisant les relations des redondances analytiques générées à partir des modèles dynamiques des actionneurs. Pour calculer les résidus, il faut connaître la trajectoire du robot pendant tout son cycle d'exécution. Ceci ne pose pas de problème,

car les robots effectuent généralement des gestes rapides mais répétitifs dans le monde de l'industrie. Ainsi, on peut stocker dans un vecteur les commandes des moteurs identifiés lors d'une simulation en situation normale, ensuite ces commandes sont utilisées en temps réel pour évaluer les résidus qui nous informent sur l'état des actionneurs en temps continu.

– *Affichage des résidus*

Après avoir calculé les résidus de tous les actionneurs, on les affiche sur un graphique en fonction du temps. Ainsi, on a un affichage qui nous montre à tout instant si le robot entre en collision avec un obstacle ou subit une défaillance pour, par exemple, l'arrêter et éviter que l'incident se propage. Ce graphique affiche les 6 résidus (1 pour chaque actionneur) de la même manière que pour le graphique tridimensionnel, c'est à dire, dans une boîte à l'aide des bibliothèques "*FLTK*".

Annexe E

Concepts sur la stabilité

Nous donnerons, dans ce qui suit, quelques définitions sur la stabilité des systèmes non autonomes. Pour les systèmes autonomes, les concepts de stabilité restent les mêmes, mais indépendamment de t_0 .

Points d'équilibre: Pour un système non autonome, les points d'équilibre x^* sont définis par

$$f(x,t) \equiv 0 \quad \forall t \geq t_0$$

Stabilité:

Définition 1 *Le point d'équilibre 0 est stable à t_0 si quelque soit $R > 0$, il existe un scalaire positif $r(R,t_0)$ tel que*

$$\|x(t_0)\| < r \Rightarrow \|x(t)\| < R \quad \forall t \geq t_0$$

Autrement, le point d'équilibre 0 est instable.

Stabilité asymptotique:

Définition 2 *Le point d'équilibre 0 est asymptotiquement stable à l'instant t_0 si*

- *ce point d'équilibre est stable*
- *$\exists r(t_0) > 0$ tel que $\|x(t_0)\| < r(t_0) \Rightarrow \|x(t)\| \rightarrow 0$ lorsque $t \rightarrow \infty$*

Stabilité exponentielle:

Définition 3 *Le point d'équilibre 0 est exponentiellement stable s'il existe deux nombres positifs, α et β tels que pour $x(t_0)$, suffisamment petit, on a*

$$\|x(t)\| \leq \alpha \|x_0\| \exp(-\alpha(t - t_0)) \quad \forall t \geq t_0$$

Stabilité asymptotique globale:

Définition 4 *Le point d'équilibre 0 est globalement asymptotiquement stable si*

$$\forall x(t_0), x(t) \rightarrow 0 \text{ lorsque } t \rightarrow \infty$$

Stabilité uniforme:

Définition 5 *Le point d'équilibre 0 est localement uniformément stable si, dans la définition 1, le scalaire r peut être choisit indépendamment de t_0 , c-à-d., si $r = r(R)$.*

E.1 Analyse des systèmes par la méthode de Lyapunov

Définition 6 *Une fonction scalaire variante dans le temps $V(x,t)$ est localement positive définie si $V(0,t) = 0$ et il existe une fonction positive définie invariante dans le temps $V_0(x)$ telle que*

$$\forall t \geq t_0, V(x,t) \geq V_0(x)$$

Définition 7 *Une fonction scalaire $V(x,t)$ est dite décroissante si $V(0,t) = 0$, et s'il existe une fonction $V_1(x)$ définie positive invariante dans le temps telle que*

$$\forall t \geq 0, V(x,t) \leq V_1(x)$$

E.2 Théorème de Lyapunov pour la stabilité des systèmes non-autonomes

Theorem 1 Stabilité: *Le point d'équilibre 0 est stable au sens de Lyapunov, S'il existe, dans un ballon B_{R_0} autour du point d'équilibre 0, une fonction scalaire $V(x,t)$, dont les dérivées partielles sont continues, telle que*

- V est positive définie..
- \dot{V} est négative semi-définie..

Theorem 2 Stabilité uniforme et stabilité asymptotique uniforme: *Le point d'équilibre 0 est uniformément stable si en plus de stabilité et*

- V est décroissante

Le point d'équilibre 0 est uniformément asymptotiquement stable, si la seconde condition du théorème de stabilité et remplacée par la condition suivante

- \dot{V} est négative définie..

Theorem 3 stabilité globale asymptotique uniforme: *Si la région de l'espace B_{R_0} est remplacée par tout l'espace d'état et que toutes les conditions précédentes sont satisfaites et*

- $V(x,t)$ est radialement non bornée

alors le point d'équilibre 0 est globalement uniformément asymptotiquement stable.

Définition 8 La fonction V est dite fonction de Lyapunov du système si, dans un certain voisinage du point d'équilibre, V est définie positive et \dot{V} , sa dérivée au long des trajectoires du système, est négative semi-définie

E.3 Stabilité Stochastique

Soit l'espace de probabilité (Ω, \mathcal{F}, P) avec, Ω est l'espace discret, \mathcal{F} est une fonction algébrique et P est la probabilité mesurée, définie dans \mathcal{F} . Considérons le système linéaire à temps discret stochastique a paramètres de commutation Markoviennes et retard dans l'état suivant (Cao & al. [74]):

$$\begin{cases} x_{k+1} = \bar{A}_1(\gamma_k)x_k + \bar{A}_2(\gamma_k)x_{k-\tau} + \bar{B}_1(\gamma_k)u_k + \bar{B}_{d_k}(\gamma_k)d_k \\ y_k = \bar{C}_1(\gamma_k)x_k + \bar{C}_2(\gamma_k)x_{k-\tau} + \bar{D}_1(\gamma_k)u_k + \bar{D}_2(\gamma_k)d_k \end{cases} \quad (\text{E.1})$$

$$x_i = \psi_i, \quad i \in \{-\tau, \dots, 0\}$$

Avec, $k \in \{0, \dots, N\}$, $x_k \in \mathbb{R}^n$, $u_k \in \mathbb{R}^m$, $y_k \in \mathbb{R}^p$ et $d_k \in \mathbb{R}^q$ sont respectivement, le vecteur d'entrée, de commande, de sortie et de perturbations. Les matrices $\bar{A}_1(\gamma_k)$, $\bar{A}_2(\gamma_k)$, $\bar{B}_1(\gamma_k)$, $\bar{B}_{d_k}(\gamma_k)$, $\bar{C}_1(\gamma_k)$, $\bar{C}_2(\gamma_k)$, $\bar{D}_1(\gamma_k)$ et $\bar{D}_2(\gamma_k)$ sont des dimensions appropriées. Ces matrices sont fonction d'une variable stochastique γ_k , définie par une chaîne de Markov discrète et prend ses valeurs dans l'ensemble fini $\mathcal{L} = \{1, 2, \dots, s\}$, avec des probabilités de transitions définis par:

$$P \{ \gamma_{k+1} = j | \gamma_k = i \} = p_{ij} \quad (\text{E.2})$$

Avec, $p_{ij} > 0$ et $\sum_{j=1}^s p_{ij} = 1$.

La définition suivante fournit la condition de stabilité stochastique du système (E.1) autour du point d'équilibre $x = 0$ et en supposons que $u_k = 0$ et $d_k = 0$

Définition 9 Le système (E.1) est stochastiquement stable si pour tous ensemble fini $\psi_k \in \mathbb{R}^n$ défini dans $\{-\tau, \dots, 0\}$, et $\gamma_0 \in \mathcal{L}$ ($\gamma(0) = \gamma_0$), il existe un nombre fini $M(\psi, \gamma_0) > 0$ tel que:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} E \left\{ \sum_{k=0}^N x_k^T(\psi, \gamma_0, 0) x_k(\psi, \gamma_0, 0) | \psi, \gamma_0 \right\} < M(\psi, \gamma_0) \quad (\text{E.3})$$

Avec, $E[\cdot]$, représente l'espérance mathématique.

Bibliographie

- [1] H. Fang, H. Ye and M. Zhong. "Fault Diagnosis of Networked Control Systems". *Annual Reviews in Control*. Vol. 31, Issue 1, pp. 55-68, 2007.
- [2] R. Krtolica, U. Ozguner, H. Chan, H. Goktas, J. Winkelman, and M. Liubakka. "Stability of Linear Feedback Systems with Random Communication Delays". *International Journal of Control*, Vol. 59, pp. 925-953, 1994.
- [3] F. Lian. "Analysis, Design, Modeling, and Control of Networked Control Systems". *Ph.D. dissertation, Department of Mechanical Engineering, The University of Michigan*, 2001.
- [4] M. Malek-Zavarei and M. Jamshidi. "Time-Delay Systems: Analysis, Optimization and Applications". North-Holland Systems and Control Series, ISBN-13: 978-0444702043, Vol. 9, 1987.
- [5] J. Nilsson, B. Bernhardson and B. Wittenmark. "Stochastic Analysis and Control of Real-Time Systems with Random Time Delays". *Automatica*, Vol. 34 , Issue 1, pp. 57-64, 1998
- [6] L. Teppoz. "Commande d'un Système de Conversion de Type VSC-HVDC, Stabilité-Contrôle des Perturbations". *Ph.D. thesis, INPG/Laboratoire d'Automatique de Grenoble*, Grenoble, 2005
- [7] E. Witrant. "Stabilisation des Systèmes Commandés par Réseaux". *Ph.D. thesis, INPG/Laboratoire d'Automatique de Grenoble*, Grenoble, 2005.
- [8] J. Nilsson. "Real-time Control Systems with Delays". *Ph.D. thesis, Department of Automatic Control Lund Institute of Technology*, Lund, 1998.
- [9] M. S. Branicky, S. M. Phillips, and W. Zhang. "Stability of Networked Control Systems: Explicit Analysis of Delay". *Proceedings of American Control Conference*, Vol. 4, pp. 2352-2357, 2000.
- [10] G. C. Walsh, H. Ye, and L. Bushnell. "Stability Analysis of Networked Control Systems". *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 2876-2889, 1999.
- [11] G. C. Walsh, O. Beldiman, and L. Bushnell. "Asymptotic Behavior of Networked Control Systems". *Proceedings of the Conference on Control Applications*, pp. 1448-1453, 1999.

- [12] Y. H. Kim, W. H. Kwon, and H. S. Park. "Stability and a Scheduling Method for Network-Based Control Systems". *IECON Proceedings*, Vol. 2, pp. 934-939, 1996.
- [13] F. Goktas, J. M. Smith, and R. Bajcsy. "Synthesis for Distributed Control Systems with Network-Induced Delays". *Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control*, pp. 813-814, 1996.
- [14] F. Goktas, J. M. Smith, and R. Bajcsy. "Telerobotics Over Communication Networks". *Proceedings of the 36th Conference on Decision and Control*, pp. 2399-2404, 1997.
- [15] R. Luck, and A. Ray. "An Observer-Based Compensator for Distributed Delays". *Automatica*, Vol. 26, Issue 5, pp. 903-908, 1990.
- [16] B. Jiang, M. Staroswiecki and V. Cocquempot. "Fault Identification for a Class of Time-Delay Systems". *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 8-10, 2001.
- [17] J. Lam, H. Gao and C. Wang. "Stability Analysis for Continuous Systems with Two Additive Time-Varying Delay". *Components Systems & Control Letters*, Vol. 56, Issue 1, pp. 16-24, 2007.
- [18] J. Lam, H. Gao and C. Wang. "A New Delay System Approach to Network-Based Control". *Automatica*, Vol. 44, Issue 1, pp. 39-52, 2008.
- [19] P. Zhang, S.X. Ding, P.M. Frank and M. Sader. "Fault Detection of Networked Control Systems with Missing Measurements". *Proceedings of the 5th Asian Control Conference*. pp. 1258-1263, 2004.
- [20] J. Wu, F. Deng and J. Gao. "Modeling and Stability of Long Random Delay Networked Control System". *Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, pp. 18-21, 2005.
- [21] H. Ye and S.X. Ding. "Fault Detection of Networked Control Systems with Network-Induced Delay". *8th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision (ICARCV)*, Kunming, 2004.
- [22] H. Ye, G. Wang and S.X. Ding. "A New Parity Space Approach for Fault Detection Based on Stationary Wavelet Transform". *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 49, Issue 2, pp. 281-287, 2004.
- [23] H. Ye and Y. Wang. "Application of Parity Relation and Stationary Wavelet Transform to Fault Detection of Networked Control Systems". *1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)* pp. 1-6, 2006.
- [24] H. Ye, P. Zhang, S. X. Ding and G. Wang. "A Time-Frequency Domain Fault Detection Approach Based on Parity Relation and Wavelet Transform". *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 4156-4161, 2000.
- [25] H. Ye, R. He, H. Liu and G. Wang. "A New Approach for Fault Detection of Networked Control Systems". *IFAC 14th Symposium on System Identification*, pp. 654-659, 2006

-
- [26] Y. Zheng, H. Fang and H.O. Wang. "Takagi-Sugeno Fuzzy Model Based Fault Detection for Networked Control Systems with Markov Delays". *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics–Part B: Cybernetics*, Vol. 36, Issue 4, pp. 924–929, 2006.
- [27] Z. Mao, B. Jiang and P. Shi. "H-infinity Fault Detection Filter Design for Networked Control Systems Modelled by Discrete Markovian Jump Systems". *IET Control Theory & Applications*, Vol. 1, Issue 5, pp. 1336–1343, 2007.
- [28] Z. Huo and H. Fang. "Research on Robust Fault-Tolerant Control for Networked Control System with Packet Dropout". *Journal of Systems Engineering and Electronics*, Vol. 18, Issue 1, pp. 76-82, 2007.
- [29] M. Garcia-Rivera and A. Barreiro. "Analysis of Networked Control Systems with Drops and Variable Delays". *Automatica*. Vol. 43, pp. 2054 – 2059, 2007.
- [30] Y. Chen, B. Xiao and Z. Xu. "Fault Detection Filter Design For Networked Control System With Communication Delays". *Proceedings of the Sixth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA'06)*, Vol. 1, pp. 867 - 872, 2006.
- [31] H. Fang, H. Zhang, Y. Fang and F. Yang. "Quasi T–S fuzzy Models and Stable Controllers for Networked Control Systems". *Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*, pp. 220–223, 2006.
- [32] J.P. Richard and T. Divoux. "Systèmes Commandés en Réseaux". *IC2 Hermes*, ISBN 2-7462-1513-6, 2006
- [33] J.P. Richard. "Time-Delay Systems: An Overview of Some Recent Advances and Open Problems". *Automatica*, Vol. 39, Issue 10, pp. 1667–1694, 2003.
- [34] <http://www.can-cia.de/>
- [35] Z. Chen, L. Lid and J. Zhang. "Observer Based Networked Control Systems with Network-Induced Time Delay". *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, pp 333-3336, 2004.
- [36] G. Miano and A. Mafucci. "Transmission Lines and Lumped Circuits". *Academic press Series in Electromagnétism*, 2001
- [37] D. Sauter, T. Boukhobza. "Robustness Against Unknown Networked Induced Delays of Observer Based FDI". *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, pp. 331-336, 2006.
- [38] Y. Zheng, H. Fang and Y. Wang. "Kalman Filter Based FDI of Networked Control System". *Proceeding of the 5th Word Congress on Intelligent Control and Automation*, pp. 1330-1333, 2004.
- [39] C. Berbra, S. Gentil, S. Lesecq and J-M. Thiriet. "Co-Design for a Safe Networked Control DC Motor". *3th IFAC Workshop on Networked Control Systems Tolerant to faults*, Nancy 2007.

- [40] C. Berbra, S. Lesecq, S. Gentil and J-M. Thiriet. "Co-Design of a Safe Network Control Quadrotor". *Proceedings of the 17th IFAC World Congress*, pp. 5506-5511, Seoul, 2008.
- [41] T. V. Lakshman, U. Madhow, and B. Suter. "Window-Based Error Recovery and Flow Control with a Slow Acknowledgment Channel: A study of TCP/IP Performance". *Proceeding of the IEEE INFOCOM*, 1997.
- [42] O. Teunis, J. H. B. Kemperman and M. Mathis. "Window Size Behavior in TCP/IP with Constant Loss Probability". *Proceeding of the DIMACS Workshop on Performance of Realtime Applications on the Internet*, 1996.
- [43] J. Lee. "A Hybrid Systems Modeling Framework for Transport Protocols". *Ph.D. thesis of the University of Southern California*. California, 2004.
- [44] S. Mastellone and C. Abdallah. "Networked Control System and Communication Networks: Integrated Model and Stability Analysis". *Proceeding of the 16th IFAC World Congress*, Prague, 2005.
- [45] V. Misra, W B. Gong and D. Towsley. "Fluid-Based Analysis of a Network of AQM Routers Supporting TCP Flows with an Application to Red". *Proceeding of ACM SIGCOMM*, Stockholm, 2000.
- [46] B. Brahimi, C. Aubrun and E. Rondeau. "Network Calculus Based FDI Approach for Switched Ethernet Architecture". *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*. China, 2006.
- [47] C.D. Charalambous, S.M. Djouadi, and S.Z. Denic. "Stochastic Power Control for Wireless Networks via SDE's: Probabilistic QoS Measures". *IEEE Transaction on Information Theory*, Vol. 51, Issue 2, pp. 4396-4401, 2005.
- [48] C.D. Charalambous. "Radio Channel Modeling, Estimation and Identification from Measurement Data". *Communication Research Center Internal Report*, Ottawa, Canada, 2003
- [49] M. Olama, Y. Li, S. M. Djouadi and C. D. Charalambous. "Stochastic Wireless Channel Modeling, Estimation and Identification from Measurements". *Intelligent systems and Automation, 1st Mediterranean conference*. pp. 433-438, 2008.
- [50] M. Andersson, D. Henriksson, A. Cervin and K. E. Årzén. "Simulation of Wireless Networked Control Systems". *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, Seville, 2005
- [51] D. Henriksson, A. Cervin and K. E. Årzén. "TrueTime: Simulation of Control Loops Under Shared Computer Resources". *Proceedings of the 15th IFAC World Congress on Automatic Control*, Barcelona, 2002.
- [52] D. Henriksson, A. Cervin, M. Andersson and K. E. Årzén. "True Time: Simulation of Networked Computer Control Systems". *Proceeding of the 2nd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems*, pp. 7-9, Alghero, 2006.

-
- [53] Y. Halevi and A. Ray. "Integrated Communication and Control Systems: Part I analysis". *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 10, Issue 4, pp. 367-373, 1988.
- [54] W. Zhang, M. S. Branicky and S. M. Phillips. "Stability of Networked Control Systems". *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 211, pp. 84-99, 2001.
- [55] H. Yan, X. Huang, M. Wang and H. Zhang. "Delay-Dependent Stability Criteria for a Class of Networked Control Systems with Multi-Input and Multi-Output". *Chaos, Solutions and Fractals 34*, pp. 997-1005, 2007.
- [56] W. Zhao and F. Xia. "A Neural Network Approach to QoS Management in Networked Control Systems over Ethernet". *Springer*, ISBN: 978-3-540-37255-4, 2006.
- [57] A. B. Soglo and Y. Xianhui. "Networked Control System Simulation Design and Its application". *Tsinghua Science and Technologie*, pp. 287-294, 2006.
- [58] J. Luo, K. Choi and K. R. Pattipati. "Distributed Fault Diagnosis for Networked, Embedded Automotive Systems". *IEEE International Conference on Systems Man, and Cybernetics*, Taipei, 2006.
- [59] N. S. D. Brito, W. L. A. Neves and B. A. Souza. "Transmission Line Model Influence on Fault Diagnosis". *IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition, Latin America*, 2004.
- [60] J. Padhye, V. Firoiu, D. Towsley and J. Kurose. "Modeling TCP Throughput: a Simple Model and its Empirical Validation". *Proceeding of the ACM SIGCOMM*, 1998.
- [61] Z. Mao, B. Jiang and Y. Zhang. "Fault-Tolerant Control for MIMO Networked Control Systems with Uncertainties". *Proceeding of the 6th World congress on Intelligent Control and Automation*, China, 2006
- [62] T. Takagi and M. Sugeno. "Fussy Identification of Systems and it's Application to Modelling and Control". *IEEE Transaction on Systems Man and Cybermetics*, Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [63] J.P. Georges, T. Divoux and E. Rondeau. "Conforting the Performances of Switched Ethernet Network with Industrial Constraints by Using the Network Calculus". *International Journal of communication systems*, Vol. 18, pp. 877-903, 2005.
- [64] G. Poulard, B. Denis and J.M.Faure. "Modélisation par Réseau de Petri Coloré des Architectures de Commande Distribuées sur Réseau de Terrain Ethernet et TCP/IP". *5^{ème} conférence Francophone de modélisation et simulation (MOSIM'04)*, pp. 405-412, Nantes, 2004.
- [65] G. Nikolakopoulos, A. Panousopoulou and A. Tzes. "Experimental Controller Tuning and QoS Optimisation of a Wireless Transmission Scheme for Real-Time Remote Control Application". *Control Engineering Practice*, Vol. 16, pp. 333-346, 2008.

- [66] B. Dubuisson. Automatique et statistiques pour le diagnostic. *Hermes*, HSBN: 2-7462-0248-4, 2001.
- [67] B. Ould Bouamama, A. K. Samantaray, M. Staroswiecki, and G. Dauphin-Tanguy. "Derivation of Constraint Relations from Bond Graph Models for Fault Detection and Isolation". *International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM'03)*, Vol. 35, pp. 104-109, 2003.
- [68] P. Zhang, S. X. Ding, P. M. Frank, M. Sader. "Fault Detection of Networked Control Systems with Missing Measurements". *Proceedings of the 5th Asian Control Conference*. IEEE, pp. 1258-1263, 2004.
- [69] R. Merzouki, J.A. Davila Montoya, L.M. Fridman and J.C. Cadiou. "Backlash Phenomenon Observation and Identification in Electromechanical System". *Journal of Control Engineering Practice*, Vol 15, Issue 4, pp 447-457, 2007.
- [70] R. Toscano. "Commande et Diagnostic des Systèmes Dynamiques". *TECHNOSUP*, ISBN: 2-7298-2038-8, 2005.
- [71] S. Gentil. "Supervision des Procédés Complexes". *Hermes*, ISBN: 978-2-7462-1510-8, 2007.
- [72] Y. Chen, Bo Xiao and Zhiyan Xu. "Fault Detection Filter Design For Networked Control System With Communication Delays". *Proceedings of the Sixth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA'06) - Volume 01*, pp. 867 - 872, 2006
- [73] Y. Zheng, H. Fang, H. O. Wang. "Takagi-Sugeno Fuzzy Model Based Fault Detection for Networked Control Systems with Markov Delays". *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics—Part B: Cybernetics*, Vol.36, Issue 4, pp. 924–929, 2006.
- [74] Y. Y. Cao and J. Lam. "Stochastic Stabilizability and H_∞ Control for Discrete-Time Jump Linear Systems with Time Delay". *Journal of the Franklin Institute*. Vol. 336, pp. 1263-1281, 1999.
- [75] L. El Ghaoui, F. Oustry and M. AitRami. "A Cone Complementarity Linearization Algorithm for Static Output-Feedback and Related Problems". *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 42, Issue 8, 1997.
- [76] L. Teppoz. "Commande d'un Système de Conversion de Type VSC-HVDC, Stabilité-Contrôle des Perturbations". *PhD thesis, INPG/Laboratoire d'Automatique de Grenoble*, Grenoble, 2005.
- [77] R. S. Hartenberg and J. Denavit. "A kinematic notation for loxer pair mechanisms based on matrices". *Journal of Applied Mechanics*, Vol. 77, pp. 215-221, 1955.
- [78] R.C.P. Paul. "Robot Manipulators: mathematics, programming and control". *MIT Press*, Cambridge, 1981

-
- [79] D.L. Pieper. "The kinematics of manipulators under computer control". *Ph. D. Thesis, Stanford University*, Stanford, 1968.
- [80] W. Khalil, E. Dombre. "Modélisation et commande des robots". *Hermès* ISBN 2686601614262, 1988.
- [81] M. Staroswiecki and G. Comtet-Varga. "Analytical redundancy relations for fault detection and, isolation in algebraic dynamic systems". *Automatica*, Vol. 37, pp. 687-699, 2001.
- [82] M. A. Djeziri. "Diagnostic des Systèmes Incertains par l'Approche Bond Graph". *Ph.D. thesis*, LAGIS/Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [83] Robot ABB, "<http://www.abb.com/product/us/9AAC910011.aspx>"
- [84] P. F. Hokayem, M. W. Spong. "Bilateral teleoperation:An historical survey", *Automatica*, 2006.
- [85] D. M. Istrate. "Détection et Reconnaissance des Sons pour la Surveillanve médicale". *Ph.D. thesis, Insitut Nationale Polytechnique de Grenoble*, Grenoble, 2003.
- [86] A. Kheddar, P. Coiffet. "Téléopération et réalité virtuel", *Systèmes Automatisés IC2, Edition Hermes*, ISBN : 978-2-7462-0448-5, 2002.
- [87] B. Iung. "From remote maintenance to MAS-based e-maintenance of an industrial process". *Journal of Intelligent Manufacturing*, Vol. 14, pp. 59-82, 2004.
- [88] A. mechraoui, J. M. Thiriet, S. Gentil. "Control of an Intelligent Robot System Over a Wireless Network". *23rd IAR Workshop on Advenced Control and Diagnosis*, Coventry, 2008.
- [89] K. Medjaher. "Contribution de l'Outil Bond Graph pour la Conception de systèmes de Supervision des Processus Industriel". *Ph.D. thesis*, LAGIS, Lille, 2005.
- [90] E. Garciaa, H. Guyenneta, J.C. Lapayrea, N. Zerhouni. "A new industrial cooperative tele-maintenance platform". *Computers & Industrial Engineering*. Vol. 46, pp. 851-864, 2004.
- [91] A.K. Samantaray and B. Ould Bouamama "Model-based Process Supervision. A Bond Graph Approach" . *Springer Verlag, Series: Advances in Industrial Control*. ISBN: 978-1-84800-158-9, 2008.
- [92] R. Merzouki, K. Medjaher, B. Ould-Bouamama, M. A. Djeziri, "Backlash Fault Detection in Mechatronics System". *Mechatronic Journal*, Vol. 17, pp 299-310, 2007.
- [93] B. Ould Bouamama, M. Staroswiecki and A.K. Samantaray. "Software for Supervision System Design In Process Engineering Industry". *6th IFAC, Safeprocess*, pp. 691-695.Beijing, 2006.
- [94] G. Dauphin-Tanguy. "Les bond graphs". *HERMES Science Publications Paris*. ISBN 2-7462-0158-5. 2000.

Contribution à la Télésurveillance des Systèmes Contrôlés en Réseau : Application à la Robotique

La surveillance des systèmes contrôlés en réseau est une problématique récente de recherche. L'approche élaborée pour la contribution au diagnostic des systèmes contrôlés en réseau dans le cadre de ce travail, par rapport à l'existant, consiste dans un premier temps à modéliser deux parties physiques distincts dans le fonctionnement, à savoir la partie de communication dont le modèle est discret, stochastique et incertain dans ces paramètres, et la partie opérative avec un modèle continu en présence d'incertitudes non structurées. L'identification de ces deux modèles nous a permis de proposer deux approches de diagnostic à base de modèle.

La première approche appliquée à la partie de communication, utilise le principe d'observateur stochastique afin de reconstruire les états non mesurables et de générer les indicateurs de fautes, permettant de distinguer entre une faute physique sur le canal de transmission et celle d'origine du retard induit par ce dernier.

La seconde approche de diagnostic, appliquée à la partie opérative à commander est basée sur le principe des relations de redondances analytiques, permettant de comparer les mesures du système avec le modèle mathématique décrivant sa dynamique. Le but est de détecter et d'isoler des défauts capteur et actionneur sur la partie opérative.

Cette approche de diagnostic hybride a permis de différencier en temps réel les défauts physiques issus de la partie opérative à commander et sur la partie de communication en présence du retard induit. Une expérimentation réalisée sur un robot miniature à travers un réseau série, a montré les performances d'une telle approche de diagnostic.

Une deuxième contribution dans la surveillance des systèmes contrôlés en réseau a été réalisée dans ce travail. Elle concerne le diagnostic distant à base de modèle à travers un environnement virtuel. Exploitant les avantages des simulateurs virtuels utilisés en modes hors ligne et en ligne, souvent pour la commande de systèmes mécatroniques dans des environnements variables, nous avons pu tester la faisabilité d'appliquer un diagnostic à base d'un modèle virtuel, pour détecter des collisions et des retards de transmission sur un système robotisé contrôlé en réseau. L'avantage est que le diagnostic est déporté du système physique et appliqué à son modèle virtuel distant. Si ce dernier est bien identifié, la télésurveillance en ligne pourra être performante.

Mots clefs : Systèmes Contrôlés en Réseau (SCR), Diagnostic hybride, Relations de Redondances Analytiques (RRA), Robotique, Surveillance, Simulation virtuelle, Bond Graph, Modélisation.

Contribution on the Tele-monitoring of Networked Control Systems: Application to Robotics Systems

Monitoring of Networked Control Systems (NCS) is a new research issue. The developed approach for the diagnosis contribution of NCS consist to model two separate physical parts, the first part is the communication system, modeled as a discrete and stochastic model in presence of decoupled parameter uncertainties, and the second part is the controlled system which considered as a continuous model in presence of unstructured uncertainties.

Two model based diagnosis approach are proposed after identification of these two decoupled models:

The first concerns a discrete and stochastic observer applied to the network system in order to detect and isolate system faults from delay fault on the network channel by estimating the non measured states.

The second is based on the Analytical Redundancy Relations (ARR) allowing detecting and isolating sensor and actuator faults on the operation part.

This hybrid fault diagnosis approach has enabled to detect and isolate in real-time faults issued from the controlled system and the communication system with presence of induced delay. Experimental results applied on telerobotics system, show the performance and the limit of the proposed hybrid fault diagnosis approach.

A second contribution on the monitoring of NCS has been achieved in this work. It concern the model based remote diagnosis by using a virtual environment. Exploiting the advantages of virtual simulators used in mode offline and online for control of mechatronics systems, we tested the feasibility of applying a model based virtual diagnosis in order to detect external collisions and transmission delay on a robotized networked control system. Advantage is that the diagnosis is deported from physical system and applied to his virtual remote model.

Key words: Networked Control Systems (NCS), Hybrid Diagnosis, Analytical Redundancy Relations (ARR), Mobile and manipulators Robots, Monitoring, Bond Graph, Modeling.