

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques

LSP-IE Batna

Mémoire Présenté Pour l'Obtention Du Titre De

Magistère en Electrotechnique

Option : Commande Electrique

Présenté Par :

Nabila BARKAT

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

METHODES ANALYTIQUES DE DETECTION DES DEFAUTS

DANS LES SYSTEMES BOUCLES :

Application à un Système Electrotechnique

Soutenu: le 13/02/2011.

Devant le Jury :

A.MAKOUF	Professeur	Université de Batna	Président
M.S. NAIT-SAID	Professeur	Université de Batna	Rapporteur
F. ZIDANI	Professeur	Université de Batna	Examineur
S. DRID	M.C.A.	Université de Batna	Examineur
R. MENACER	M.C.A.	Université de Biskra	Examineur

Remerciements

Je remercie en premier lieu Dieu de m'avoir donné le courage et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Ce travail a été réalisé au laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction électromagnétiques "LSP-IE" de l'université de Batna, sous la direction de Mr. M.S. NAÏT-SAÏD, Professeur à l'université de Batna. Qu'il me soit permis de lui exprimer ma profonde gratitude pour l'aide, les conseils et les encouragements qu'il ne cessa de me prodiguer au cours de cette étude.

Je tiens à exprimer mes remerciements à Mr. A.MAKOUF, Professeur à l'université de Batna, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

Je Tiens aussi à remercier Mme .F. ZIDANI, Professeur à l'université de Batna, à Mr. S. DRID, Maître de conférences à l'université de Batna, à Mr. R. MENACER, Maître de conférences à l'université de Biskra qui ont accepté d'être les examinateurs de mon travail.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à tous ceux qui ont permis la réalisation de ce travail de recherche, par leur collaboration, leur soutien ou tout simplement leur bonne humeur.

Je tiens également à exprimer toute ma reconnaissance à ma famille sans qui je ne serais jamais arrivé là où je suis aujourd'hui. Un grand merci à Rebaï, mon mari pour sa relecture et ses corrections. Merci à mes chères enfants ; Nour, Mohamed, Tiki, Abdo, Dikra et Malek pour la sympathie et le soutien qu'ils m'ont témoignés. Merci à mes parents d'être là.

À la mémoire de ma fille Fatima-El-Zahra

Table des matières

Introduction Générale.	1
Chapitre 1: Survol Sur le Diagnostic des défauts: Terminologie, Méthodes.	4
1.1. Introduction.	4
1.2. Définition et intérêt du diagnostic	5
1.3. Surveillance, diagnostic et supervision.	7
1.4. Place de la détection	8
1.5. Terminologie et définitions.	8
1.6. Critères de performance d'un système de diagnostic.	12
1.7. La redondance pour le diagnostic	13
1.7.1. Redondance physique ou matérielle.	13
1.7.2. Redondance analytique	14
1.8. Classification des méthodes de diagnostic	15
1.8.1. Méthodes externes, ou méthodes 'sans modèle'	16
1.8.2. Méthodes internes, ou méthodes 'avec modèle'	17
1.8.2.1. Méthodes à base de modèle quantitatif	18
1.8.2.2. Méthodes à base de modèle qualitatif	19
1.8.2.3. Méthodes mixtes	19
1.9. Conclusion	20
Chapitre 2: Diagnostic des systèmes linéaires à base de modèle analytique	21
2.1. Introduction.	21
2.2. Les modèles.	22
2.2.1. Les systèmes non linéaires	23
2.2.2. Les systèmes linéaires	23
2.2.3. Linéarisation	23
2.2.4. Systèmes linéaires à temps discret	24
2.2.5. Modèles de défauts.....	24
2.3. Principe et description des méthodes à base de modèles.	27
2.3.1. La génération de résidus	28

2.3.1.1. Approche par identification paramétrique.....	29
2.3.1.2. Approche par espace de parité (AEP).....	30
2.3.1.3. Approche par estimation d'état	33
2.3.1.4. La synthèse directe	37
2.3.2. L'évaluation des résidus	39
2.3.3. Localisation et identification du type de défaut	40
2.3.3.1. Les résidus directionnels.	42
2.3.3.2. Les résidus structurés	42
2.4. Conclusion.	47
Chapitre 3: Les particularités du diagnostic du système en boucle fermée	48
3.1. Introduction.	48
3.2. Nécessité de la boucle fermée.	49
3.2.1. Commande en boucle ouverte	49
3.2.2. Commande en boucle fermée	49
3.3. Influence de la commande sur la qualité du diagnostic	50
3.3.1. Cas de défauts non paramétriques	52
3.3.2. Cas de défauts paramétriques	58
3.4. Choix du gain du retour de sortie.	62
3.5. Diagnostic des défauts dans un moteur à courant continu	66
3.5.1. L'application de la méthode d'analyse directe	74
3.5.2. L'application du principe de l'approche intégrée	70
3.6. Conclusion.	71
Chapitre 4: placement des capteurs pour la détection des défauts dans les systèmes bouclés	73
4.1. Introduction.	73
4.2. Définition de la fonction de sensibilité.	74
4.3. Fonctions de sensibilité dans le domaine fréquentiel	75
4.3.1. Définition de la fonction de sensibilité dans le domaine fréquentiel	75
4.3.2. Relation entre les variations de signaux et la <i>FSB</i>	76
4.3.3. Interprétation de la <i>FSB</i>	79
4.4. Sélection des signaux les plus sensibles aux défauts dans une boucle fermée	79

4.4.1. Cas de défauts non paramétriques	79
4.4.2. Cas de défauts paramétriques	82
4.5. Générateur de résidus.	87
4.6. Placement optimal des capteurs pour la détection des défauts paramétriques dans un système en boucle fermée	92
4.7. Placement optimal des capteurs pour la détection des défauts dans un moteur à courant continu réglé en couple/vitesse	92
4.8. Conclusion.	109
Conclusion Générale.	110
Bibliographie	114

INTRODUCTION GENERALE :

La maîtrise de la sûreté de fonctionnement occupe une place importante dans les systèmes industriels automatisés. Malheureusement cette sûreté de fonctionnement peut être entravée par les défauts de fonctionnement du système qui sont les conséquences de la complexité de ces derniers, en particulier le domaine de la commande. Ce qui impose aux industriels l'acquisition d'une technicité efficace de surveillance, dotée d'un outil de diagnostic adapté afin de détecter, identifier, voir localiser et isoler tout défaut responsable d'un dysfonctionnement des systèmes, pour empêcher sa propagation et de limiter les conséquences engendrées par ce défaut et d'améliorer la sécurité des personnels, assurant ainsi une fiabilité et une disponibilité accrues de leurs outils de production. A cet effet et pour assurer la surveillance en ligne de ces procédés, des algorithmes destinés au diagnostic des défauts ont été développés au cours des trois dernières décennies. La littérature montre une grande diversité des méthodes du différents points de vue.

Les méthodes analytiques occupent une place importante, leur utilisation, notamment dans le cadre d'applications critiques (systèmes énergétiques, systèmes de transport, industrie lourde), s'est considérablement développée. Elles font appel à une connaissance du système formulé explicitement par un modèle analytique. Le principe de base est fondé sur la prise d'informations, par le biais de capteurs, sur le processus à surveiller. La comparaison entre le comportement réel du processus et le comporte-

ment prédit par le modèle, fournit des informations contenues dans un ensemble de signaux indicateurs de défauts (résidus). L'analyse (temporelle ou fréquentielle) de ces signaux permet de détecter et éventuellement d'interpréter tout comportement anormal du système afin de localiser sa provenance. On se propose d'exploiter ces techniques, et en particulier, celles concernant les modèles linéaires, en les adaptant à des applications électrotechnique. En effet, un système électrotechnique présente deux particularités intéressantes: d'une part, il est décomposable en plusieurs sous-systèmes liés entre eux, et d'autre part les modèles de ces sous-systèmes sont linéaires si non, ils peuvent être linéarisée.

La majorité des systèmes industriels et en particulier les systèmes électrotechniques, sont des systèmes régulé en boucle fermé, à cet effet et dans le cadre de ce mémoire on s'intéresse au diagnostic des systèmes en boucle fermé. Mais dans ce cas la détection et la localisation des défauts semblent plus délicates du fait que l'objectif de la commande est de minimiser, voir annuler les effets des perturbations et des défauts, donc de les masquer. Or, l'objectif de diagnostic est justement, de mettre en évidence ces défauts. Cette thèse s'inscrit dans le contexte de détection et de localisation des défauts des systèmes en boucle fermée, comment arrive-t-on à extraire un défaut dans ces systèmes alors que la commande bouclée l'absorbe !

Organisation de la mémoire :

Ce mémoire, est décomposé en quatre chapitres, qui sont organisés de la façon suivante :

Le premier chapitre permet de voir globalement les bases de diagnostic des défauts; l'intérêt de cette activité dans le domaine industriel, les définitions des différentes terminologies utilisées dans ce domaine, un survole sur les différentes approches, trouvé dans la littérature, et leurs caractérisations ainsi que les critères de choix de l'une entre elle, afin de choisir une méthode adéquate parmi ces derniers pour l'application dans le domaine d'entraînement électrique.

Dans le deuxième chapitre, les méthodes à base des modèles analytiques seront développées. Les principaux développements théoriques et méthodologiques restent limités au cas linéaire ce qui a semblé, le plus applicable à la plupart des systèmes électrotechnique. Ainsi l'étude, l'analyse et le développement d'outils pour la conception systématique des générateurs des résidus qui sont à la base de la conception d'un système de diagnostic par redondance analytique est nécessaire. Une présentation des méthodes de découplage des défauts sera élaborée pour pouvoir les localiser et les identifier.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du problème de diagnostic du système en boucle fermée afin d'éclaircir certain points particuliers concernant ces dernies. Pour cela, on étudiera séparément la

génération des résidus (indicateurs des défauts) pour les systèmes linéaires selon le type de défauts auxquels ils sont soumis (des défauts non paramétriques ou paramétriques) pour voir l'influence de la commande sur les résidus et donc l'influence de la commande sur la qualité du diagnostic dans les deux cas existant. A cause des objectifs contradictoires entre le module de diagnostic et celui de commande, les deux types des approches de diagnostic du système en boucle fermée, proposé dans la littérature, sera exposé ainsi que leur caractéristiques; la méthode où le module de diagnostic est externe au système régulé et l'autre méthode où le module de diagnostic est intégrée dans la boucle de régulation. L'application des deux méthodes; l'une appartient à l'approche séquentielle et l'autre à l'approche intégrée sur un moteur à courant continu commandé en vitesse sera effectuée.

Finalement, le dernier chapitre est dédié à l'étude du problème de placement optimal des capteurs dans les systèmes en boucle fermée afin de réaliser un diagnostic robuste et moins coûteux. L'emplacement que l'on cherche est celui qui permet d'obtenir des signaux contenant le plus d'informations sur les défauts qui peuvent intervenir sur le système. D'autre part, l'emplacement doit prendre en compte le fait que les signaux de la boucle d'asservissement ne sont pas tous accessibles à la mesure, ceci est dû aux limitations physiques et à la disponibilité des capteurs. Dans ce but, on se servira de '**la théorie de la sensibilité**', comme critère pour l'analyse des signaux qui servent pour la génération des résidus. Une application sur une boucle de commande simple sera réalisée, pour ce la on a pris comme exemple un moteur à courant continu (DC) régulé en couple et qui est soumis à des défauts paramétrique (défauts actionneur, procédé et capteur). Un développement plus large sera abordé sur un système complexe (système multi variable), dans ce cas on utilise comme application un entraînement avec moteur DC régulé en couple et en vitesse et qui est soumis à des différents types de défauts (défaut actionneur, capteur et procédé), ainsi que à des perturbations.

CHAPITRE 1

SURVOL SUR LE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS : TERMINOLOGIE, METHODES

1.1. Introduction

Ce chapitre est un chapitre introductif visant à rappeler, dans un premier temps, l'intérêt d'un système de diagnostic des défauts dans le domaine industriel. Il met en place les concepts de surveillance, de diagnostic et de supervision et situe la place de la détection dans ce travail de recherche. Une définition des différentes terminologies utilisées dans le domaine du diagnostic rencontrée dans la littérature est exposée. Une classification des principales méthodes de diagnostic retrouvées dans la littérature sera aussi montrée. Elle est réalisée selon la nature et la profondeur de l'information disponible, de la dynamique du procédé et de la structure de décision [ZWI 95]. Ainsi deux catégories de classification sont adoptées: les méthodes internes (à base de modèle) et les méthodes externes (sans modèle). Dans ce chapitre, l'état de l'art des méthodes de diagnostic ne consiste pas en l'énumération exhaustive de toutes les approches possibles de diagnostic, car cela dépasserait largement le cadre de ce mémoire dont l'objectif principal est l'étude d'une méthode de diagnostic d'un système linéaire bouclé et son

application sur un système d'électrotechnique. On caractérisera ensuite la qualité de ces méthodes ainsi que les critères de choix d'une méthode parmi ces derniers, en l'occurrence une méthode pour le diagnostic d'un système linéaires, autour de laquelle sera développé le chapitre suivant.

1.2. Définition et intérêt du diagnostic

Le diagnostic des défauts des systèmes industriels est à l'origine de nombreux travaux durant ces dernières années. Il est défini comme l'opération permettant de détecter un défaut, de localiser son origine et de déterminer ses causes. Son principe général consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec celles émanant de la connaissance dont on dispose sur son fonctionnement normal ou nominal. *Diagnosis* signifie en grecque; «*Dia* »: Par, et «*Gnosis* »: Connaissance, i.e. **par la connaissance**. C'est l'exploitation de toute la connaissance accessible existant sur le système [DUB 90]. Il établit un lien de cause à effet entre un symptôme observé et la défaillance qui est survenue, tout en considérant qu'un même symptôme peut apparaître pour différentes causes [COM 00a]. Pour ce qui suit, on peut adapter la définition suivante.

Définition 1.2.1 ; Le diagnostic

Un diagnostic est l'identification de la (ou des) cause (s) probables d'un(ou des) défaut(s) survenue(s) ou encourue(s) dans un système à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur des observations recueillies sur ce même système par inspection, par contrôle ou par tests, [AFNOR].

L'intérêt pour le diagnostic des défauts s'explique par la complexité croissante des systèmes industriels qui sont de plus en plus exigeants en termes des contraintes de sécurité, de fiabilité, de disponibilité et de performances. En fait, la possibilité qu'un système tombe en panne croît malgré les précautions de manipulations, le développement de techniques de conception de la commande et l'expérience des opérateurs humains de supervision [SAM 94]. Par conséquent, un module de diagnostic, voire système, adapté est nécessaire pour empêcher la propagation d'un défaut et pour limiter leurs conséquences qui peuvent être catastrophiques au niveau économique et environnemental. Pour cela ce module doit être, à la fois rapide, robuste et moins coûteux et qui peut prémunir au mieux des défauts.

Il est à noter que le diagnostic n'est pas une histoire d'actes de dépannage qui s'inscrit dans la maintenance curative, après qu'un système subisse un dysfonctionnement, il fait partie intégrante de la maintenance globale d'un système [NAI 08].

D'une manière générale, le diagnostic est une procédure qui consiste à détecter, localiser et identifier un composant ou un élément défectueux dans un système, d'une manière rapide et précoce pour pouvoir contribuer amplement à la prise d'une décision adéquate et donc faire gagner des points en termes de fiabilité, de disponibilité et de productivité. Le diagnostic devient de ce fait un levier, sa maîtrise dans une entreprise contribue à l'amélioration de la compétitivité de l'outil de production.

La structure générale d'une procédure de diagnostic et ses étapes est représentée sur la figure (1.1) où le module de diagnostic est alimenté par toutes les informations disponibles sur le système. Ces informations incluent les mesures des variables et toute autre information pouvant être utile pour le diagnostic comme, par exemple, la structure du système. Le module de diagnostic traite les observations et produit une liste de défauts possibles pouvant affecter le système au cours du temps. Il aide donc à surveiller un procédé complexe et par conséquent à prendre une décision pour effectuer une reprise de la commande si possible.

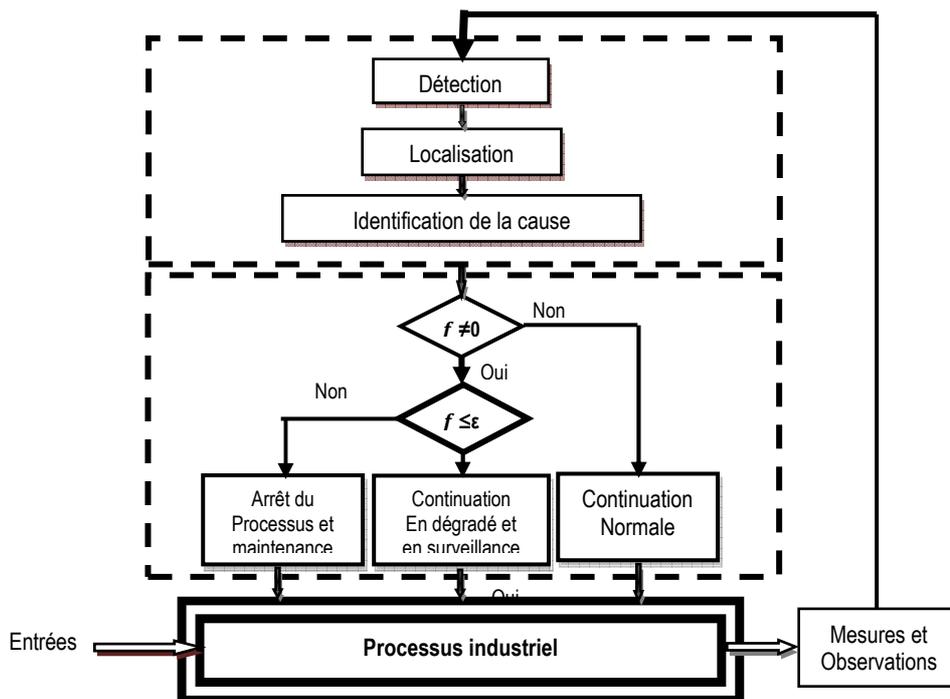


Fig. 1.1 – Les différents étapes des diagnostic industriel :

f : défaut, ε : défaut seuil.

Souvent, un processus industriel est constitué d'un système réglé par un contrôleur dans le but d'améliorer ses performances. Dans ce cas, les variables connues sont les sorties du contrôleur et les mesures des sorties fournies par les capteurs. La figure (1.2) illustre la complexité encourue par la synthèse du module de diagnostic due à la présence non seulement des défauts mais aussi des pertur-

bations, en présence d'un contrôleur. Ces deux paramètres non contrôlés et généralement non mesurables affectent l'évolution du système et dégradent ses performances. Les perturbations, généralement issues de l'environnement dont leur durée semble être limitée, ne sont pas considérées comme des défauts mais peuvent influencer grandement l'évolution du système. De ce fait le module de diagnostic doit distinguer l'influence provoquée par ces deux types d'entrées, en l'occurrence les perturbations et les défauts. Le cas de diagnostic d'un système en présence d'un contrôleur sera traité plus loin dans ce mémoire.

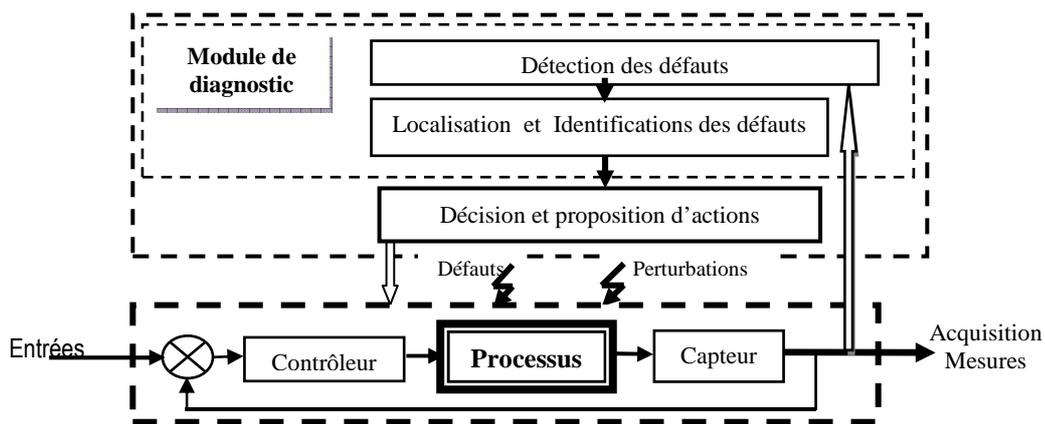


Fig. 1.2 : Principe du diagnostic des systèmes commandés

Enfin le diagnostic des défauts dans les systèmes industriels, s'il est réalisé avec efficacité permet de détecter de façon précoce une dégradation, devient un des moyens contribuant à gagner des points de productivité [ALA 06].

1.3. Surveillance, diagnostic et supervision

Suite à la progression rapide des nouvelles technologies, les systèmes industriels sont de plus en plus complexes ce qui rend leur analyse plus difficile et le taux d'apparition des pannes plus important, si pour ce la qu'ils doivent être suivis par des systèmes de surveillance afin de pouvoir alerter l'opérateur d'une panne et remonter l'information du diagnostic établi afin que se dernier puisse prendre une décision via la supervision [PHI 06]. La surveillance des procédés industriels consiste à générer des alarmes à partir des informations délivrées par des capteurs [VAL 89]. Elle recueille les signaux en provenance du procédé et de la commande et reconstitue l'état réel du système commandé. Elle a un rôle passif vis-à-vis du système de commande et du procédé [COM 00b].

Le diagnostic s'intègre dans le cadre plus général de la surveillance et de la supervision. C'est un système d'aide à la décision, son objectif est de localiser les composants ou les organes défectueux d'un procédé et éventuellement de déterminer les causes. IL établit un lien de cause à effet entre un symptôme observé et la défaillance qui est survenue [COM 00a].

La supervision a pour objectif de surveiller et de contrôler l'exécution d'une opération et le fonctionnement d'une installation. Elle a donc un rôle décisionnel et opérationnel en vue de la reprise de la commande [PHI 06]. La supervision élabore des solutions correctives en ayant la connaissance des causes, ou des organes ayant généré une défaillance.

1.4. Place de la détection

La définition établie dans ce mémoire pour le diagnostic, intègre le module de détection. En fait, cette fonction représente très souvent un sujet de débat concernant sa place précise. En effet, de nombreuses approches considèrent la détection comme un élément à part du diagnostic et le voient plutôt comme une entité de la surveillance [COM 00b], [DAN 97], [BOU 03]. D'autres travaux préfèrent la considérer comme une information primordiale et indissociable du diagnostic surtout pour les méthodes à base de modèles FDI (*Fault Detection and Isolation*) [DAR 03].

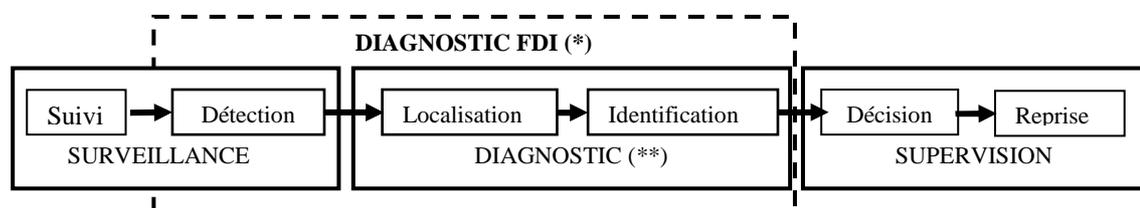


Fig.1.3: Place de la détection dans le diagnostic FDI;
 (*) : Classement adapté dans ce travail et donné selon [DAR 03],
 (**) : Classement donné selon [COM 00b], [DAN 97], [BOU 03].

1.5. Terminologie et définitions

Ce paragraphe décrit les notions de base du diagnostic. Afin d'unifier les terminologies liées au diagnostic, le Comité Technique SAFEPROCESS de l'IFAC [ISE 97] a suggéré les définitions de quelques termes dans le cadre du diagnostic des défauts.

Définition 1.5.1; Défaut (*Fault*)

Un défaut correspond à la déviation non permise d'au moins une propriété ou une variable caractéristique du système par rapport à son comportement acceptable ou habituel ou standard.

Un défaut est une anomalie de comportement qui peut présager d'une défaillance à venir [TOU5]. Il est donc considéré comme un écart du comportement normal. Cet écart est un dysfonctionnement qui n'empêche pas un procédé à remplir sa fonction [PHI 06]. Il s'exprime par une déviation d'une propriété ou d'un paramètre caractéristique du procédé.

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, d'où on peut distinguer :

Les défauts actionneurs; qui agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale (défaillance) ou partielle d'un actionneur agissant sur le système. Les défauts actionneurs partiels sont des actions qui réagissent de manière similaire au régime nominal mais en partie seulement, c'est-à-dire avec une certaine dégradation dans leur action sur le système (perte de puissance d'un moteur, fuite dans un vérin,...).

Les défauts capteurs; Ce sont la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture. Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer.

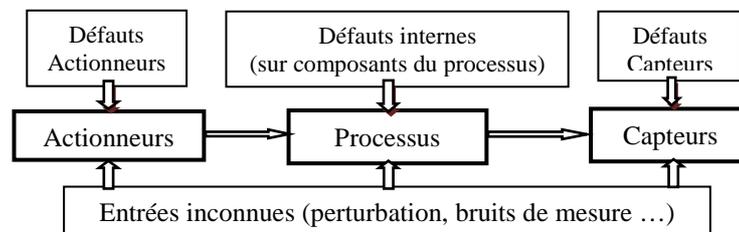


Fig. 1.4: Défauts d'un système industriel.

Les défauts composants ou processus; ils proviennent du processus lui-même; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche. En pratique, ceci revient à considérer une modification des caractéristiques du système proprement dit (la CTN : résistance à Coefficient de Température Négatif, d'une chaufferie est cassée, un roulement est altéré, . . .).

Définition 1.5.2 ; **Défaillance** (*Failure*) :

Une défaillance est une altération ou cessation de l'aptitude d'un système à accomplir correctement sa (ses) fonction(s) requise(s) en garantissant les performances définies dans des spécifications techniques.

Donc une défaillance est une modification suffisante et permanente des caractéristiques physiques d'un système ou d'un composant pour qu'une fonction ne puisse plus être assurée dans les conditions prévues. L'art du diagnostic consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à un état de défaillance donc de panne (Fig. 1.5). Chaque défaillance est caractérisée par une signature particulière qui peut être de nature; vibratoire, acoustique, magnétique, chimique, thermique, radiographique, électrique. Ces signatures devraient être comparées à des signatures répertoriées pour pouvoir caractériser la défaillance [ZWI 95].



Fig. 1.5: La cause principale d'une panne.

Définition 1.5.3 ; **Panne** (*Break-down*)

Une panne est une interruption d'une ou de plusieurs capacité(s) du système à exécuter une (des) fonction(s) requise(s) dans des conditions de fonctionnement spécifié.

Une panne représente les conséquences d'une défaillance dans la réalisation du fonctionnement nominal du procédé [ZWI 95]. Elle provoque un arrêt complet du procédé [TOU 05]. Elle peut être considérée comme permanente ou intermittente [PHI 06]:

- Les pannes permanentes sont définies comme un mauvais fonctionnement d'un composant qui doit être changé ou réparé. Elles peuvent être la conséquence d'un changement progressif des caractéristiques d'un composant, comme le vieillissement par exemple, ou un changement brutal comme une casse matériel.
- Les pannes intermittentes peuvent, quant à elles, permettre un retour du procédé dans sa dynamique de fonctionnement. Ces pannes sont très souvent le prélude à une panne permanente et expriment une dégradation progressive des performances du procédé.

Définition 1.5.4 ; **Détection de défaut**

Par détection on désigne la capacité à mettre en évidence les événements qui affectent l'évolution d'un système surveillé et distinguer le fonctionnement normal de l'anormal. Elle permet de détecter tout écart du comportement normal du système et alerte les opérateurs humains de supervision de la présence d'un défaut [PHI 06].

Si l'on dispose d'un modèle nominal, un dysfonctionnement se caractérisera par l'éloignement des paramètres du procédé de ceux du modèle de bon fonctionnement. En présence d'un modèle de dysfonctionnement, la détection peut identifier clairement le défaut connu a priori. Les performances des méthodes de détection s'expriment à travers différents critères qui sont la sensibilité à l'amplitude du défaut, le retard de détection, la robustesse vis à vis les bruits et les erreurs de modélisation.

Définition 1.5.5 ; Localisation de défaut

La tâche de localisation permet de remonter à l'origine du défaut lorsqu'une panne (ou un défaut) a été détectée [FRA 91]. La tâche de localisation consiste à analyser les événements de façon à pouvoir déterminer là où les composants défectueux du système. La caractérisation du défaut précisera le type du défaut, sa durée, son amplitude voir son évolution probable. Ceci est possible à partir de la signature du défaut, qui devrait être comparée à des signatures répertoriées pour pouvoir caractériser la défaillance.

Cette tâche est importante puisque la propagation d'un défaut (ou défaillance) provoque souvent l'apparition de nouveaux défauts ou défaillance (Fig.1.6). Ces défauts (ou défaillances) en cascade masquent la cause réelle de la panne et empêchant toute action de maintenance.

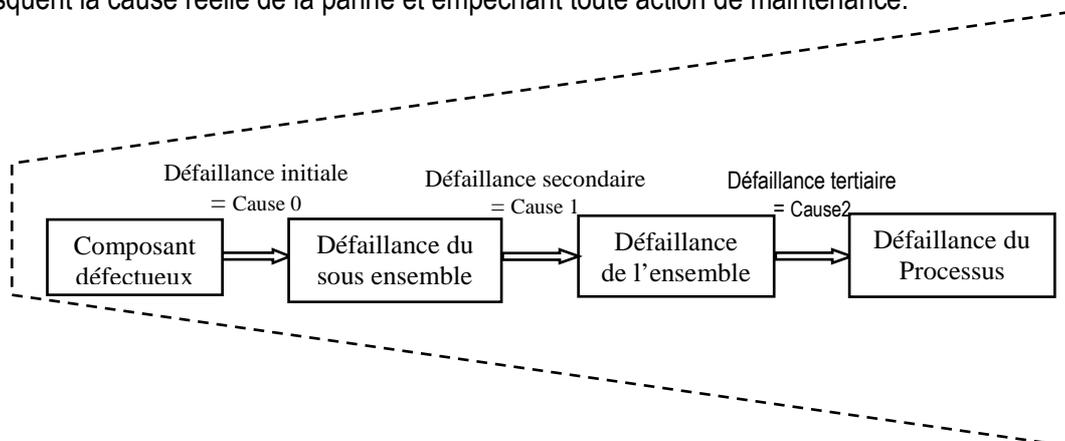


Fig.1.6: Modèle de chaînage des causes et des modes de défaillances

Définition 1.5.6. Identification de défaut

L'identification d'un défaut est le fait d'estimer l'amplitude et l'évolution temporelle du défaut afin d'expliquer au mieux le comportement du système.

Cette étape est la dernière phase de la procédure de diagnostic. Lorsque l'on conçoit un système de diagnostic, la première question que l'on doit se poser, est de savoir ce que l'on veut détecter. Cela revient à déterminer le type de dysfonctionnement que l'on veut diagnostiquer et donc définir le type de

défauts susceptibles d'altérer le bon fonctionnement d'un système. Celui-ci peut être divisé en trois catégories distinctes [PAT99]: de biais, de dérive, ou de valeur aberrante.

Un biais correspond à un saut brutal du signal alors qu'une dérive se manifeste par une évolution anormale lente et continue du signal, et donc un éloignement progressif de sa valeur nominale. Les phénomènes de dérive sont plus long à détecter du fait de leur faible amplitude à l'origine et de leur lente évolution. Enfin, les valeurs aberrantes sont des défauts dits fugitifs: elles affectent le système de manière instantanée. Leur cause est souvent due à un parasite, par exemple une perturbation électromagnétique, elles correspondent à un écart important et sporadique par rapport à la valeur nominale du signal.

1.6. Critères de performance d'un système de diagnostic

Il s'agit ici de définir en vertu de quels critères le système peut être évalué. D'une manière générale, nous pouvons regrouper les différents critères de performance du système de diagnostic de la manière suivante [PAT99], [THE 03]: Détectabilité, isolabilité, sensibilité, robustesse, coût économique et temps de développement.

La notion de **détectabilité** est l'aptitude du système de diagnostic à pouvoir déceler la présence d'une défaut sur le procédé.

L'iso labilité est la capacité du système de diagnostic à remonter directement à l'origine du défaut. Un défaillance engendre bien souvent de nouvelles défaillances (Fig.1.6) et il devient dès lors difficile de retrouver l'organe défaillant. La propriété d'isolabilité est liée à la procédure de détection elle-même.

La sensibilité caractérise l'aptitude du système à détecter des défauts d'une certaine amplitude. Elle dépend du rapport de l'amplitude du bruit de mesure avec celle du défaut.

La robustesse détermine la capacité du système à détecter des défauts indépendamment des erreurs de modélisation (dans le cas de diagnostic à base des modèle ; sensibilité du résidu aux défauts et insensibilité vis-à-vis des perturbations). Généralement, la robustesse est définie par rapport à toutes les entrées inconnues.

D'autres critères sont à prendre en considération: en phase d'industrialisation, les contraintes économiques (les coûts économiques) sont essentielles; le système nécessite-t-il des composants trop chers

pour sa conception? Le nombre des capteurs nécessaire pour le diagnostic ? Le temps de développement est-il trop important ? Autant des points à vérifier afin de satisfaire le cahier des charges.

Quelque auteurs dans la littérature ont résumé les critères que doit garantir une méthode de diagnostic dans les points suivantes [PHI 06]:

- Le diagnostic doit être facile à implémenter,
- Le nombre de capteurs nécessaire pour le diagnostic doit être minimal,
- Le diagnostic doit être prédictif,
- Le diagnostic doit être réalisable en temps réel,
- Le diagnostic doit être concevable algorithmiquement.

1.7. La redondance pour le diagnostic

Les méthodes de surveillance; quelles soient à base de modèles ou non, exploitent toute une redondance d'information et le concept de base des systèmes de diagnostic est la vérification de la cohérence des diverses informations disponibles sur le système à surveiller. Ceci n'est possible que s'il existe un certain degré de redondance entre ces informations. La redondance désigne le fait de disposer d'une même information de plusieurs manières. Cette redondance est utilisée pour effectuer des tests de cohérence entre les variables mesurées elles-mêmes ou entre les variables mesurées et le modèle du système (Fig.1-7). Cette redondance peut être assurée au moyen de mesures supplémentaires ; d'où le nom de la «**redondance matérielle** », ou l'utilisation de modèles du processus par la technique d'une redondance qu'est une alternative à la première et qu'on l'appelle «**redondance analytique** » [BRU 90].

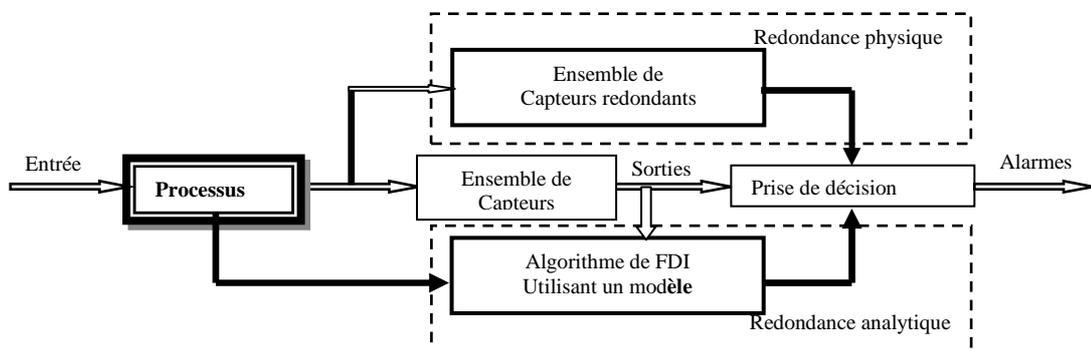


Fig.1-7 : le diagnostic et les deux types de redondance d'information.

1.7.1. Redondance physique ou matérielle

La redondance matérielle (dit encore physique) est assurée au moyen de mesures supplémentaires. Elle consiste à mesurer une grandeur à l'aide de multiples capteurs (Fig.1-8). Un principe de vote majoritaire (vote logique) est appliqué sur les valeurs redondantes pour savoir lequel du composants est en défaut (donc d'isoler le capteur défaillant). Cette technique consiste à doubler, ou mieux tripler les capteurs pour mesurer et/ou contrôler des variables particulières [COC 04]. La comparaison des grandeurs redondantes permet de décider si une défaillance est présente ou non.

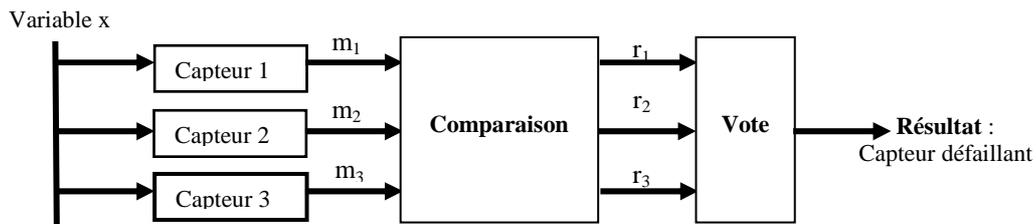


Fig.1-8: Schéma explicatif du principe de la redondance matérielle.

Par exemple pour la figure (1-8), le principe de la méthode est le suivant. Le détecteur calcule trois résidus r_1 , r_2 et r_3 :

$$r_1 = m_1 - m_2 \quad (1.1a)$$

$$r_2 = m_1 - m_3 \quad (1.1b)$$

$$r_3 = m_2 - m_3 \quad (1.1c)$$

Afin de pouvoir isoler le défaut, la redondance matérielle doit être d'ordre impair. L'avantage de la redondance matérielle réside dans la fiabilité et la simplicité de mise en œuvre de la méthode de diagnostic, elle donne un rendement élevé. En revanche, le coût et l'encombrement (poids et l'espace occupé par le matériel ajouté), ainsi qu'un champ d'application limité aux défauts des capteurs, constituent les principaux inconvénients. De plus, il arrive que pour des raisons techniques d'installation, les composants ne peuvent pas être dupliqués [FEL 07]. Cette approche est mise en œuvre essentiellement sur des systèmes à haut risques, telles que les systèmes de commande et de surveillance des centrales nucléaires ou les systèmes de pilotage et de navigation des avions [STA 01] [COC 04]. Elle est donc utilisée dans les systèmes où la sécurité des biens et des personnes est primordiale.

1.7.2. Redondance analytique

Un complément à la redondance physique consiste à exploiter les contraintes liant les différentes variables du système. Ces contraintes peuvent souvent s'exprimer sous la forme de relations analytiques liant les variables connues (relations d'entrée/sortie ou de sortie/sortie). Ces relations sont appelées '*relations de redondances analytiques*'. Le principe de la surveillance consiste à vérifier la fermeture

algébrique de ces relations en utilisant les mesures prélevées en ligne sur le système. Une relation de redondance analytique est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues.

Définition 1.7.2.1 ; La Redondance Analytique

Il existe une redondance analytique s'il existe une ou plusieurs relations ne faisant intervenir que des grandeurs mesurables, vraie(s) en l'absence de défaut. L'infirmité de ces relations met en évidence la présence d'un ou plusieurs défauts [STA 01].

Supposons que nous disposons de deux capteurs (ampèremètres); A_1 et A_2 qui mesurent les deux courants I_1 et I_2 , comme il est montré sur la figure (1.9)

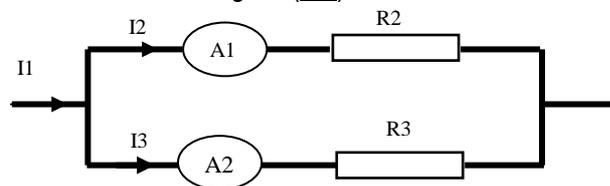


Fig.1-9 : Schéma explicatif du principe de la redondance analytique

Selon la loi des mailles ;

$$R_2 I_2 - R_3 I_3 = 0 \quad (1.2)$$

L'intégrité des deux capteurs peut être alors vérifiée en testant la validité de la relation, un dysfonctionnement de l'un des deux capteurs infirmerait la relation (1.2) et un défaut pourrait être détecté. Dans le cas général, et pour faciliter non seulement la détection des défauts mais également leurs localisations, un nombre de relations de redondance analytique est nécessaire (au moins autant de relations que de défauts à localiser), ainsi qu'il faut vérifier certaines propriétés structurelles.

Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique précis du système à surveiller. Pour cette raison, les méthodes utilisant la redondance analytique pour la surveillance sont appelées méthodes à base de modèle. La redondance analytique permet, d'une part, le diagnostic d'un grand nombre de défauts et d'autre part, de remplacer la redondance matérielle par une redondance informationnelle.

1.8. Classification des méthodes de diagnostic

L'apparition d'un défaut au niveau de l'entraînement modifie le fonctionnement de ce dernier, ce qui affecte ses performances. Etant donné la diversité de ces défauts et la complexité des relations de cause à effet, des nombreuses méthodes permettant de réaliser une démarche de diagnostic et de

prévenir au mieux la dégradation du système surveillé, ont été développées. Les approches du diagnostic des systèmes dynamiques, ne possèdent pas de caractère universel. Ils semblent être souvent le résultat de contextes différents notamment en ce qui concerne les applications visées et le cahier des charges qui en résulte [FEL 07].

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné ne peut se faire qu'après recensement des besoins et des connaissances disponibles; tels que la nature de processus, systèmes, sous-systèmes et composants. Il faudra mettre en œuvre à chaque fois une méthode spécifique tenant compte des technologies déployées. Les fonctions assurées par le système possèdent une hiérarchie en termes d'importance et il convient toujours de s'interroger sur les aspects technico-économiques avant d'envisager la mise en œuvre d'une méthode de diagnostic. En général, ces méthodes sont divisées en deux catégories [ZWI 95] :

- Les méthodes externes (*model-free methods*) qui sont des méthodes soit à base de connaissances, soit des méthodes empiriques et/ou de traitement du signal.
- Les méthodes internes (*model-based methods*) qui représentent des méthodes à base de modèles quantitatifs et/ou qualitatifs.

Nous présentons rapidement dans la suite, une synthèse des méthodes de diagnostic selon cette classification en deux catégories (interne et externe). L'objectif est de positionner la catégorie des méthodes de diagnostic qui nous intéresse pour notre étude parmi les différentes méthodes de diagnostic de la littérature.

1.8.1. Méthodes externes, ou méthodes 'sans modèle'

Le diagnostic sans modèle, nommé par fois diagnostic externe, est étudié depuis les années 50 [HOB 08]. Ces méthodes ont été développées pour pouvoir étudier efficacement la dynamique d'un système pour lequel le modèle mathématique est difficile à établir voir même inexistant. Elles nécessitent donc assez peu d'informations '*a priori*' et ne reposent que sur l'analyse de mesures issues des chaînes d'instrumentation mises en place sur le système. Ces mesures sont souvent regroupées sous l'appellation « signatures externes ». La procédure de diagnostic consiste alors à analyser un certain nombre de caractéristiques extraites de ces signatures, et à les associer à un mode de fonctionnement du système. Ces méthodes sont basées sur un retour d'expérience et ont donc l'avantage d'être performantes avec un minimum de connaissance '*a priori*'. Ces méthodes exploitent des données acquises (entrées et sorties) sur le système ainsi que des informations reposant sur l'expertise humaine; recon-

naissance de formes [ANI 00], [DUD 01], [MOU 02] [DUB 90], [DEN 97], logique floue [BOU 96], réseaux de neurones artificiels [DUB 01], [RAU 01], [ZHA 00]), ou sur une approche inductive ou déductive [ZWI 95]:

- Le raisonnement inductif par chaînage avant, afin de trouver tous les symptômes qui sont la conséquence d'un symptôme initial (état réel du système) [PHI 06]. Dans ce cas on utilise l'arbre de défaillance, par exemple. Ce raisonnement correspond à une approche montante où l'on identifie toutes les combinaisons d'événements élémentaires possibles qui entraînent la réalisation d'un événement unique indésirable. Dans ce cas c'est la recherche de toutes les causes d'une anomalie
- Le raisonnement déductif par chaînage arrière, afin de trouver toutes les causes possibles qui peuvent expliquer un symptôme [PHI 06]. Dans ce cas, la démarche est bien sûr inversée puisque l'on part de l'événement indésirable et l'on recherche ensuite par une approche descendantes toutes les causes possibles. Pour cette approche on utilise l'arbre de défaillances, AMDEC : Analyse des Modes de Défaillance, de leurs Effets et de leur Criticité)

1.8.2. Méthodes internes, ou méthodes 'avec modèle'

Les méthodes de surveillance à base de modèle ont considérablement évoluées au cours de ces dernières années. Ils sont largement interprétés dans la littérature [CHO 84], [ISE 97], [MAQ 00], [PAT 89], [WIL 76a]. Le lecteur pourra se référer à [ISE 97] pour des applications industrielles. Les méthodes internes nécessitent une connaissance approfondis du système étudié, afin de le représenter analytiquement [ZWI95] sous forme d'un modèle quantitatif et/ou qualitatif (modèle de connaissance ou de représentation).

Les modèles de représentation «les modèles de comportement» ou modèles qualitatif décrivent le comportement global du système, c'est-à-dire la relation entre ses entrées et ses sorties. Les paramètres de ces modèles ont généralement peu de sens physique, ils sont donc difficiles à interpréter pour le diagnostic. Mais ils ont l'avantage d'être assez simples à mettre en œuvre, et surtout, ils permettent de modéliser des systèmes très complexes, même si tous les processus internes ne sont pas connus de façon détaillée.

Les modèles de connaissance, ou modèles quantitatifs reposent entièrement sur les lois physiques régissant le système, et consistent à décrire les différents phénomènes observés par des modèles mathématiques issus de la physique. Les paramètres de ces modèles ont donc un sens physique concret, ce qui est particulièrement intéressant pour le diagnostic. Cette modélisation requiert cependant une connaissance approfondie du système.

Quelque soit le type de modèle, il peut être donné par des équations différentielles (équations de récurrence pour les systèmes discrets), des fonctions de transfert et/ou des relations statiques.

Définition 1.5.1; **Modèle**

Un modèle est une représentation formalisée d'un phénomène.

Une fois le modèle mis au point, une phase de validation expérimentale est nécessaire avant de l'exploiter. Le diagnostic consiste ensuite à comparer un certain nombre de valeurs numériques issues du modèle, à des données mesurées sur le système. Toute différence entre les observations et les prédictions déduites du modèle sont interprétées comme la présence d'un ou de plusieurs défauts. Pour cela, une première phase consiste à déterminer les grandeurs sensibles aux défauts. Ces grandeurs, appelés résidus, sont proches d'une valeur de référence généralement nulle si le système ne présente pas de défaut, et s'écartent de cette valeur dès qu'un défaut apparaît. Une décision est ensuite prise sur la présence ou non d'un défaut, à partir de l'évaluation de ces résidus. Si un défaut est détecté, il est ensuite localisé et identifié. On peut noter que seule une modélisation du comportement « correct » du système est nécessaire pour la détection des défauts. En revanche, pour la tâche de localisation et d'identification, une connaissance à priori sur les types des dysfonctionnements pouvant affecter le système est indispensable.

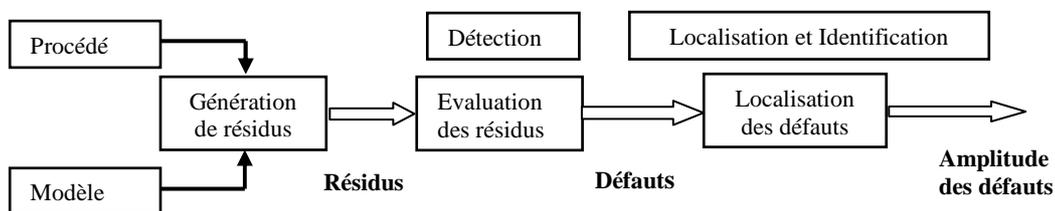


Fig.1-10: Les étapes de diagnostic à base de modèles

Suivant le type des modèles ,on peut classer les méthodes à base de modèle en trois catégories ;

1.8.2.1. Méthodes à base de modèle quantitatif

Les modèles quantitatifs sont utilisés pour l'estimation des paramètres d'état ou d'espace de parité à travers des modèles mathématiques et/ou structurels pour représenter l'information disponible du fonctionnement d'un procédé. Un défaut provoque alors des changements dans certains paramètres physiques du procédé. Les modèles mathématiques comparent les différentes valeurs des variables avec des seuils de détection afin de générer un résidu qui sera fourni à l'outil de diagnostic. A partir de toutes les signatures de défauts connues par apprentissage déterminées, il est possible d'isoler et d'identifier

la panne pour prendre une décision [ZWI95]. L'estimation des variations des paramètres du modèle, dans le cas continu, permet de détecter un éventuel défaut ou de déceler un résidu par rapport au système réel. Les avantages de ces méthodes sont tout d'abord la capacité à détecter les variations abruptes et progressives des pannes à travers une analyse de tendance des signaux. De plus, ces méthodes possèdent la capacité de donner une localisation précise du défaut. Par contre, elles nécessitent une information dite "profonde" sur le comportement du système et de ses pannes, rendant les calculs complexes pour le diagnostic en ligne. Elles sont également très sensibles aux erreurs de modélisation.

1.8.2.2. Méthodes à base de modèle qualitatif

Les méthodes à base de modèles qualitatifs permettent de représenter le comportement du procédé avec un certain degré d'abstraction à travers des modèles non seulement mathématiques mais aussi de type symbolique [ZWI95]. Les modèles qualitatifs doivent représenter de manière qualitative des systèmes continus, discrets et/ou hybrides pour que le diagnostic soit capable de détecter les déviations du fonctionnement normal, localiser la défaillance et en déterminer la où les causes.

1.8.2.3. Méthodes mixtes

Les méthodes à base de modèles quantitatifs et qualitatifs (méthode mixtes) reposent d'une part sur une évaluation quantitative pour la détection d'un défaut et d'autre part sur une analyse qualitative des transitoires pour la localisation et l'identification puisque seule une modélisation du comportement «correct» du système est nécessaire pour la détection des défauts. En revanche, pour la tâche de localisation et d'identification, une connaissance a priori sur les types de dysfonctionnements pouvant affecter le système est indispensable.

Ces méthodes ont l'avantage de combiner les points forts des méthodes à base de modèles quantitatifs et ceux des méthodes à base de modèles qualitatifs. Cependant, elles sont lourdes à implémenter.

Les techniques de diagnostic à base de modèle sont très utilisées dans l'industrie. Elles peuvent être appliquées dans le domaine d'électrotechnique étant donné qu'on peut disposer d'un modèle soit du moteur électrique, soit des convertisseurs ... En effet tous ses composants et les lois physiques qui les régissent sont connus, aux variables contextuelles près, qu'il conviendra d'estimer. Ce dernier point est primordial car il conditionne l'identification du bon modèle de fonctionnement nominal. Dans la suite de ce mémoire, nous aborderons le concept du diagnostic selon le principe de la redondance analytique: le diagnostic à base de modèle analytique. Ce choix se justifie essentiellement par son application aux

troisième et quatrième chapitres dans lesquels nous développerons l'application de l'une des méthodes de diagnostic à base du modèle sur un système en boucle fermée.

1.9. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à un survol sur le diagnostic des défauts. Tout d'abord, l'intérêt du diagnostic dans le domaine industriel a été abordé. En effet, en considérant le diagnostic FDI (*Fault Detection and Isolation*) comme une composition de trois modules: la détection, la localisation et l'identification. Dès lors, une terminologie appropriée au diagnostic a été présentée afin de définir et de délimiter chaque terme et chaque notion utilisée dans ce mémoire. Les notions de diagnostic ainsi que des défauts, de défaillance, de panne, de détection, de la localisation et d'identification ont été proposées.

Ensuite, une étude (non exhaustive et donnée dans la littérature) de classification des différentes méthodes de diagnostic a été présentée. D'où deux grandes catégories ont été dégagées; méthodes externes et internes. Les méthodes externes sont essentiellement basées sur les connaissances de l'expert. Les méthodes internes sont, quant à elles, représentées par des modèles quantitatifs et/ou qualitatifs. Ces dernières nécessitent une modélisation du procédé et de la commande. Par conséquent, elles sont très représentatives des systèmes dynamiques autour desquels ce mémoire est centré.

Il est ainsi clair que la diversité apparente des méthodes proposées dans la littérature pour réaliser le diagnostic des systèmes dynamiques présente des points incontournables: toutes sont basées d'une part sur la connaissance générale du système étudié, sur son auscultation serrée au moyens de chaînes de mesures et de capteurs et finalement sur le croisement d'information à l'aide de redondances, que celles-ci soient physiques ou analytiques. Il s'agira donc, afin de répondre aux contraintes économiques et de sécurité, de faire une exploitation optimale d'une information redondante minimale.

L'une des approches du diagnostic qui obéit très précisément à ce souci est celle basée sur l'utilisation d'un modèle analytique du système. Cette approche sera détaillée au prochain chapitre.

CHAPITRE 2

DIAGNOSTIC DES SYSTEMES LINEAIRES A BASE DE MODELE ANALYTIQUE

2.1. Introduction

Les méthodes de diagnostic à base de modèles analytique occupent une place importante dans la littérature. Leur utilisation, notamment dans le cadre d'applications critiques (systèmes énergétiques, systèmes de transport, industrie lourde...), s'est considérablement développée ces dernières années [FEL 07]. Leur utilisation pour la surveillance des systèmes date du début des années 70 [CLA 75], [WIL 76a]. Depuis, de nombreux articles font régulièrement le point sur l'avancement des différentes approches [PAT 97], [BEN 99], [JIA 02] et [KIM 05].

Les conceptions basées sur la redondance analytique sont conçues autour d'un modèle dynamique représentant le système le mieux possible. Elles utilisent principalement les techniques de traitement du signal tel que filtrage, identification, estimation et statistique. Les deux fonctions importantes d'un système de diagnostic à base des modèles analytique sont la détection et la localisation des anomalies qui peuvent survenir dans le système sous surveillance.

Généralement on appelle les méthodes à base du modèle; méthodes des résidus, puisque ces derniers ne se sont que des signaux indicateurs des défauts et qui peuvent être générés par l'une des approches qui utilise la redondance analytique; l'espace de parité, l'estimation d'état, l'identification paramétrique ou par la méthode de synthèse directe. Quel que soit la méthode utilisée, l'indicateur de défaut devra être non seulement sensible vis-à-vis des défauts à détecter mais aussi robuste vis-à-vis des perturbations exogènes et des écarts entre le modèle utilisé et le système physique [CAS 03]. La littérature dans ce domaine est abondante que ce soit pour présenter ces approches (relations de redondance analytique [GER 97], [PAT 91], observateurs [FRA 94], [GER 98], estimation paramétrique [ISE 91]) ou pour établir des liens (des équivalences) entre elles [CHR 02].

L'objectif de ce chapitre est l'étude, l'analyse et le développement d'outils pour la conception systématique des générateurs des résidus qui sont à la base de la conception d'un système de diagnostic par redondance analytique. Ainsi une présentation des méthodes de découplage des défauts sera élaborée pour pouvoir les localiser et les identifier. Mais avant d'aborder cela, on a jugé utile de rappeler la notion de modèle analytique et l'écriture de la représentation d'état des différents systèmes linéaires et non-linéaires, puisque dans le cadre de ce mémoire, on s'intéressera à la représentation d'état d'un système dynamique.

2.2. Les modèles

Pour mettre au point une procédure de diagnostic à base de modèles analytiques, la première étape consiste à modéliser le système. C'est une étape très délicate, car des erreurs ou des simplifications trop importantes risquent de diminuer considérablement les performances du système de diagnostic.

Le modèle est une formalisation mathématique d'un système physique qui permet de représenter les liens (ou relation de contraintes) existants entre des quantités (ou variables) données du système. Les modèles utilisées peuvent être de nature et de complexité différente. Ils peuvent être à temps continu ou discret, qualitatifs, linéaires ou non linéaires, représentant le bon fonctionnement ou tenant compte des défauts.

Un grand nombre de processus physiques peuvent être modélisés par un système d'équations différentielles (linéaires ou non) du premier ordre. Le modèle obtenu, appelé modèle d'état du système, fait intervenir un certain nombre de variables internes (les variables d'état) qui sont souvent inconnues soit pour des raisons pratiques (par exemple, les courants rotoriques d'un moteur asynchrone à cage

d'écureuil ne sont pas physiquement mesurables) soit pour des raisons économiques (par exemple, le couple d'un moteur est mesurable mais l'ajout d'un tel capteur entraîne un surcoût important). La surveillance d'un système physique modélisé sous forme d'état, consiste à étudier la cohérence comportementale du modèle vis à vis du système réel.

Classiquement, en automatique, des modèles dits de bon fonctionnement sont utilisés, ces derniers caractérisent le comportement normal du système, c'est-à-dire lorsqu'aucune défaillance n'est présente. En surveillance, par contre, il est parfois nécessaire de compléter le modèle afin de caractériser le comportement détaillant du système.

2.2.1. Les systèmes non-linéaires

L'écriture de la représentation d'état d'un système dynamique non linéaire supposé définis dans les conditions nominales est donné par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = g(x, u, t) \\ y(t) = h(x, u, t) \end{cases} \quad (2.1)$$

Où la variable t représente le temps, $x \in R^n$ le vecteur d'état, $u \in R^m$ le vecteur de commande ou entrée, $y \in R^p$ le vecteur de mesure ou sortie, g et h sont les fonctions non-linéaires correspondant respectivement à l'équation dynamique de l'état et à l'équation de mesures.

2.2.2. Les systèmes linéaires

La représentation d'état des systèmes dynamique linéaires qui sont supposés défini dans les conditions nominales est de la forme:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

Où t, x, u, y définis comme pour le système (2.1), et $A(t), B(t), C(t), D(t)$ désignent respectivement la matrice d'état, de commande, de mesures et de mesures des commandes.

2.2.3. Linéarisation

Malgré les différents travaux réalisés dans le cadre de diagnostic des systèmes non-linéaires, mais lors de leur mise en place pratique, ces méthodes ont un coût assez prohibitif. Souvent les méthodes linéaires ou linéarisée sont préférées [GRA 05].

La linéarisation du système non-linéaire passe par l'écriture du développement limité d'ordre 1 du système. Ainsi l'écriture d'un système non-linéaire sous une forme linéarisée va être définie par le système (2.3) en définissant les matrices $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ et $D(t)$ de la façon suivante :

$$\begin{cases} A(t) = \left. \frac{\partial f(x,u,t)}{\partial x(t)} \right|_{x_0, u_0, t_0} & , B(t) = \left. \frac{\partial f(x,u,t)}{\partial u(t)} \right|_{x_0, u_0, t_0} \\ C(t) = \left. \frac{\partial h(x,u,t)}{\partial x(t)} \right|_{x_0, u_0, t_0} & , D(t) = \left. \frac{\partial h(x,u,t)}{\partial u(t)} \right|_{x_0, u_0, t_0} \end{cases} \quad (2.3)$$

Où le symbole ∂ désigne la notion de dérivée partielle, x_0 , u_0 et t_0 respectivement l'état, la commande et l'instant où la linéarisation est appliquée.

Il existe plusieurs méthodes de linéarisation, parmi lesquelles on cite :

- linéarisation sur un point,
- linéarisation sur plusieurs points,
- approche multi-modèles,
- linéarisation tangente.

Chacune de ces méthodes de linéarisation a des avantages et des inconvénients, et le choix de l'une d'entre elle est liée au cahier de charge du système à linéarisée ainsi qu'à son application.

2.2.4. Systèmes linéaires à temps discret

Afin d'être proche de la réalisation du système de contrôle-commande ou de supervision embarquée dans le calculateur, une écriture sous forme de représentation d'état discret est nécessaire. Un échantillonnage du système va être réalisé en respectant le principe de Shannon introduisant la notion de pas d'échantillonnage noté T_e [GRA 05]. L'instant t va être décrit par kT_e que l'on note k pour alléger l'écriture. La dynamique continue sera approchée par une information discrète. La dérivée de $x(t)$ sera approchée par la forme d'Euler implicite :

$$\dot{x}(k) \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_e} \quad (2.4)$$

Le système linéaire (2.2) s'écrit alors :

$$\begin{cases} x(k+1) = F(k)x(k) + G(k)u(k) \\ y(k) = C(k)x(k) + D(k)u(k) \end{cases} \quad (2.5)$$

2.2.5. Modèles de défauts

Un modèle de défaut est une représentation formelle de la connaissance des défauts et de leurs façons d'influencer le système. En général, l'utilisation des modèles des défauts assure une meilleure perfor-

mance du diagnostic. Plus précisément, des défauts de faibles amplitudes peuvent être détectés et différents types de défauts peuvent être localisés.

Les défauts généralement sont modélisés par la façon dont ils agissent sur le système. Alors, on distingue les défauts multiplicatifs et les défauts additifs. Ces types de défauts sont désignés dans la littérature de la surveillance par les termes de défauts paramétriques (pour les défauts multiplicatifs) et non paramétriques (pour les défauts additifs). Les défauts multiplicatifs désignent un changement de la valeur d'un paramètre du système (constante de temps d'un capteur par exemple) qui causent l'évolution des sorties et dont l'amplitude dépend de l'amplitude des entrées connues. Les défauts additifs correspondent au changement des sorties indépendantes des entrées connues et dues à des variations des entrées inconnues et non contrôlées agissant sur le processus [ISE 04].

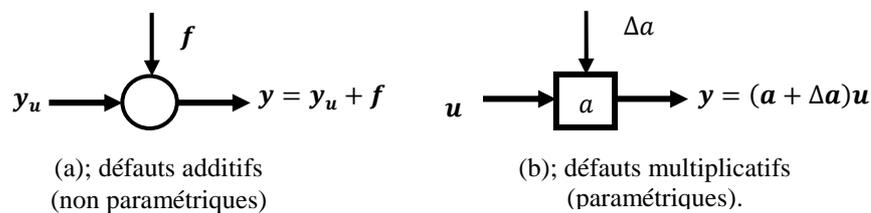


Fig. 2.1: Les principaux modèles des défauts.

Dans l'approche de diagnostic des défauts à base de modèle analytique, il faut prendre en considération les hypothèses suivantes:

- ▶ le défaut apparaît après la mise en service du système;
- ▶ la distinction entre les défauts additifs et les perturbations est délicate; les défauts sont des entrées inconnues que l'on souhaite détecter et localiser ;
- ▶ un bruit est un signal aléatoire à moyenne nulle sinon c'est un défaut ou une perturbation ;
- ▶ les erreurs de modélisation sont des défauts lorsqu'elles sont multiplicatives.

Tout système asservi peut être décomposé en actionneurs, processus et capteurs (Fig.2.2). La convention d'écriture utilisée [CHA 04] pour représenter les défauts relatifs à chacune des composantes du système est comme suit ;

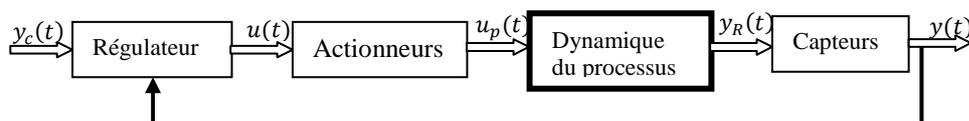


Fig. 2.2: Structure d'un système réglé

La modélisation des défauts du processus sera effectuée par adjonction de termes dans le modèle d'état de bon fonctionnement décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u_p(t) \\ y_R(t) = C(t)x(t) + D(t)u_p(t) \end{cases} \quad (2.6)$$

Où $y_p(t)$ et $u_p(t)$ représente respectivement la sortie et la commande du processus.

Ainsi un défaut du processus $f_p(t)$ est additif dans l'équation d'état :

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u_p(t) + f_p(t) \quad (2.7)$$

Lorsqu'un défaut est lié à une variation Δa_{ij} d'un coefficient de la matrice A sur la $i^{\text{ème}}$ ligne et la $j^{\text{ème}}$ colonne ;

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u_p(t) + I_i \Delta a_{ij} x_j(t) \quad (2.8)$$

Où I_i est un vecteur de 0 sauf le $i^{\text{ème}}$ qui est 1 et x_j est la $j^{\text{ème}}$ composante de l'état.

La sortie $y_p(t)$ est accessible à travers un capteur dont on négligera la dynamique et dont les défauts sont décrits par $f_c(t)$. Ainsi $y(t)$ fournit la mesure:

$$y(t) = y_R(t) + f_c(t) \quad (2.9)$$

Le défaut multiplicatif $f_c(t) = \Delta y_R(t)$ conduit à représenter par :

$$y(t) = (1 + \Delta)y_p(t) \quad (2.10)$$

Lors d'un défaut actionneur $f_a(t)$, sa commande $u(t)$ conduit à appliquer $u_p(t)$ sur le processus :

$$u_p(t) = u(t) + f_a(t) \quad (2.11)$$

Si toutes les défauts sont identifiées et localisables, la représentation d'état du système de la figure (2.2) est alors donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Bf_a(t) + f_p(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du + Df_a(t) + f_c(t) \end{cases} \quad (2.12)$$

La représentation d'état intégrant les défauts donnés par la relation (2.12) peut être généralisée par l'introduction des matrices de défauts F_x et F_y correspondant à des défauts spécifiques $f_i(t)$; $i \in \{1, 2, \dots, n\}$ composantes du vecteur de n défauts $f(t)$;

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + F_x f(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + F_y f(t) \end{cases} \quad (2.13)$$

Généralement un système dynamique est influencé en plus des défauts par des perturbations, alors son modèle d'état sera représenté par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + F_x f(t) + D_x d(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + F_y f(t) + D_y d(t) \end{cases} \quad (2.14)$$

Où f est le vecteur des défauts et d le vecteur des perturbations sur les entrées et les sorties agissant à travers des matrices connues F_x, F_y et D_x, D_y respectivement.

Soit dans le domaine de Laplace (pour des conditions initiales nulles), la sortie y s'exprime en fonction d'entrées u , du défaut f ainsi que de perturbation d comme suit ;

$$y(s) = G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s) \quad (2.15)$$

Où les matrices G_u, G_f et G_d sont définies par :

$$\begin{cases} G_u(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \\ G_f(s) = C(sI - A)^{-1}F_x + F_y \\ G_d(s) = C(sI - A)^{-1}D_x \end{cases} \quad (2.16)$$

s ; représente la variable complexe de Laplace

Une autre écriture peut être adaptée, si on considère que le bruit est entré connu;

$$y(s) = \underbrace{\begin{bmatrix} G_u(s) & \dots & G_d(s) \end{bmatrix}}_{G_\eta(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} u(s) \\ \dots \\ d(s) \end{bmatrix}}_{u_\eta(s)} + G_f(s)f(s) = G_\eta(s)u_\eta(s) + G_f(s)f(s) \quad (2.17)$$

2.3. Principe et description des méthodes à base de modèles

Les méthodes à base de modèles analytiques exploitent des données numériques issues d'un modèle mathématique du système étudié. Ces données sont ensuite comparées aux mesures effectuées sur le système, un écart révélant une anomalie.

Une fois le modèle validé, la procédure de diagnostic en elle-même, et afin d'exploiter au maximum l'information contenue dans les mesures prélevées sur le processus, doit passer par les trois étapes suivantes: la génération des résidus puis l'évaluation de ces derniers et enfin la localisation et l'identification du type de défaut (Fig. 2.3).

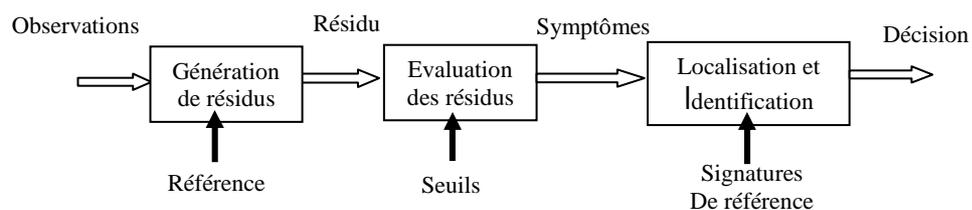


Fig. 2.3: Les différentes étapes de la tâche de diagnostic.

2.3.1 La génération de résidus

La première étape d'un système de surveillance à base de modèle consiste à générer des indicateurs de défauts. Ces derniers contiennent des informations sur les anomalies ou dysfonctionnements du système à surveiller. Le principe est de mesurer l'écart entre les mesures des signaux du procédé, capteurs ou actionneurs, et la valeur théorique fournie par le modèle mathématique dans des conditions de fonctionnement nominal. La génération des résidus est un problème prépondérant pour les systèmes de diagnostic.

Définition 2.3.1; Un résidu

Un résidu est un signal indicateur de défauts. Il reflète la cohérence des données mesurées vis-à-vis le modèle comportemental du système [AKH04].

Il est défini par une relation de consistance ou un filtre qui relie les entrées et les sorties du processus (Fig. 2.4).

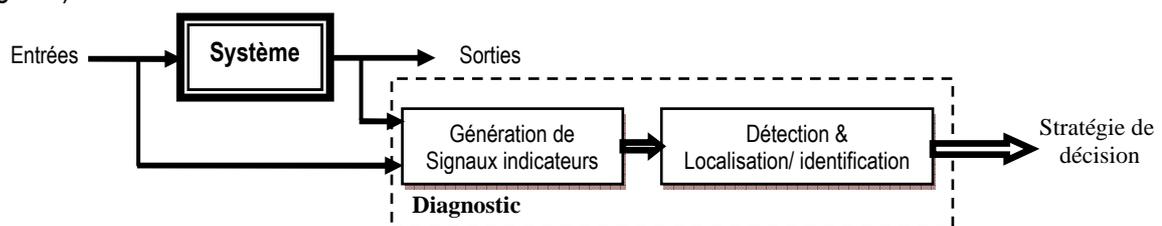


Fig. 2.4: La génération de résidus.

Donc un résidu est obtenu par un filtrage de la forme:

$$r(s) = F(s) \begin{pmatrix} Y(s) \\ U(s) \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

Pour faire la synthèse de générateur de résidus, on peut utiliser l'une de quatre approches; l'identification paramétrique, l'espace de parité et l'estimation d'état sont les plus classiques. La synthèse directe s'est développée plus récemment avec l'introduction de la modélisation sous forme standard et les outils de synthèse robuste H_∞ [LOS 03]; [DIN 90], [ZOL 01].

Le résidu est un vecteur dont la dimension dépend à la fois de la méthode utilisée pour sa génération et du système étudié. En pratique, on génère des résidus ayant une moyenne nulle en fonctionnement normal et différents de zéro en fonctionnement défectueux. D'une façon plus générale, on cherche toujours à calculer un vecteur de résidus $r(t)$ ayant les propriétés suivantes:

- $r(t) = 0$ quant $f(t) = 0$, (f : entrée défaut).

- $r(t) \neq 0$ quant $f(t) \neq 0$ pour la détection du défaut.
- $r_i(t) \neq 0$ et $r_j(t) = 0$ pour $i \neq j$ quant $f_i(t) \neq 0$ et $f_j(t) = 0$ pour la localisation du défaut $f_i(t)$.
- $\lim_{t \rightarrow \infty} (f_i(t) - r_i(t)) = 0$ pour l'identification du défaut $f_i(t)$

2.3.1.1. Approche par identification paramétrique.

À caractérisation donnée, les paramètres d'un processus objet peuvent jouer le rôle d'identificateur de ce processus et peuvent permettre ainsi de le distinguer d'un autre processus de même caractérisation mais dont les valeurs numériques des paramètres sont différentes.

Définition 2.3.2; Paramètre du système

On entend par paramètre certaines constantes physiques du système (résistance, inductance d'une bobine,...) ou une agrégation de plusieurs paramètres physiques [FEL 07].

Le processus de modélisation et d'identification peut alors être interprété comme une technique de réduction de l'information qui donnerait une fiche signalétique d'identité suffisante pour discriminer les objets entre eux. En particulier, si le processus évolue dans le temps soit par vieillissement, soit par usure progressive, les paramètres de son modèle comportemental évoluent également et peuvent inversement être un indicateur qui permet de diagnostiquer l'état du processus à un instant donné; détection précoce de pannes (Fig. 2.4).

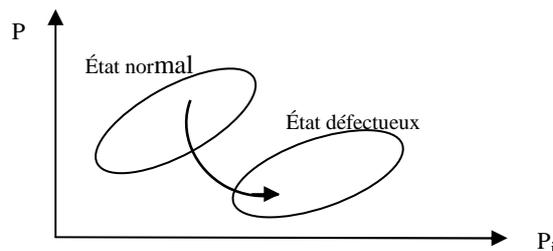


Fig. 2.5: Diagnostic dans l'espace des paramètres du modèle

Généralement l'approche par identification paramétrique est utilisée pour la détection des défauts multiplicatives (paramétrique), mais il faut estimer en continu ou en ligne les paramètres du procédé en utilisant une des méthodes d'estimation paramétrique (MEP) existantes et ce là à partir des mesures des entrée/sortie et en évaluant la distance qui les sépare des valeurs de référence de l'état normal du procédé. Le résultat est ainsi comparé aux paramètres du modèle de référence obtenus dans le cas sans défauts et l'erreur d'estimation est alors utilisée comme résidu.

Pour faire un diagnostic d'un système dynamique avec cette approche, on doit respecter les cinq étapes suivantes [ISE 84] :

- modélisation mathématique du système selon des équations du type :

$$y(t) = f(u(t), \theta) \quad (2.19)$$

Où $u(t)$ représente la commande du système et θ les paramètres du modèle.

- Description des relations entre les constantes physiques p supposées connues et θ :

$$\theta = g(p) \quad (2.20)$$

- Estimation des paramètres du modèle $\hat{\theta}$ à partir de l'équation (2.19) et des mesures des entrées et des sorties du système :

$$\hat{\theta} = h(y(1), \dots, y(t), u(1), \dots, u(t)) \quad (2.21)$$

- Estimation $\hat{\theta}$ des paramètres du système par inversion exacte ou approchée (moindres carrés, Pseudo inverse) de l'équation (2.20) :

$$\hat{p} = g^{-1}(\hat{\theta}(t)) \quad (2.22)$$

- Le vecteur des résidus est obtenu en faisant la différence entre les paramètres estimés et les valeurs nominales, soit à partir des paramètres physiques, soit à partir des paramètres du modèle :

$$r(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t) \text{ ou } r(t) = p(t) - \hat{p}(t) \quad (2.23)$$

On dispose de nombreuses méthodes d'estimation des valeurs de paramètres: estimation au sens du maximum de vraisemblance et estimation au sens des moindres carrés

L'approche par identification paramétrique possède l'avantage d'apporter de l'information sur des déviations importante. Toutefois, un des inconvénients majeurs de la méthode réside dans la nécessité d'avoir un système physique excité en permanence. Ceci pose donc des problèmes d'ordre pratique dans le cas des systèmes dangereux, coûteux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus [MOK 07].

2.3.1.2. Approche par espace de parité (AEP)

Les méthodologies utilisant l'espace de parité ont connu un essor important dû à la simplicité de leur conception. Il s'agit d'écrire les relations algébriques liant les entrées et les sorties du système, en éliminant toutes les autres variables. On peut distinguer deux méthodes dans cette approche ;

- Espace de parité généré par la redondance directe ou statique ; Ensemble de relations algébriques entre les mesures fournies par les différents capteurs.

- Espace de parité généré par la redondance temporelle ou dite dynamique; Ensemble des équations différentielles ou récurrentes entre les sorties des capteurs et les entrées du système.

❖ **Espace de parité généré par la redondance analytique statique (MRA-directe)**

Dans le cas statique, le système est décrit par l'équation de sortie suivante:

$$y(t) = Cx(t) + f(t) \quad (2.24)$$

Où la variable t représente le temps, $x \in R^n$ le vecteur d'état, $y \in R^p$ le vecteur de mesure ou sortie, $f \in R^p$ est le vecteur des défauts sur les capteurs.

On forme alors le résidu $r(t)$ (vecteur de parité) par combinaison linéaire des mesures de sortie :

$$r(t) = V \cdot y(t) \quad (2.25)$$

Où la matrice V est choisie pour assurer, en absence des défauts, le résidu est nul et ceci indépendamment de l'état $x(t)$ inconnu. A partir des deux expressions (2.24), (2.25), on déduit la condition sur V :

$$V \cdot C = 0 \quad ; \forall x(t) \quad (2.26)$$

C'est-à-dire V et C doivent être orthogonales.

Sous les conditions précitées, on peut écrire pour un système sans défauts ($f(t) = 0$):

$$y(t) = \begin{bmatrix} y_n \\ y_{p-n} \end{bmatrix} = Cx(t) = \begin{bmatrix} C_n \\ C_{p-n} \end{bmatrix} \cdot x(t) \quad (2.27)$$

D'où ;

$$y_n = C_n \cdot x(t) \quad \& \quad y_{p-n} = C_{p-n} \cdot x(t) \quad (2.28)$$

L'élimination de $x(t)$ de (2.27) donne ;

$$y_{p-n}(t) = C_{p-n} \cdot C_n^{-1} \cdot y_n(t) \quad (2.29)$$

D'où l'équation ;

$$\begin{bmatrix} -C_{p-n} \cdot C_n^{-1} & I_{p-n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_n \\ y_{p-n} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.30)$$

Comme on pourra vérifier que

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -C_{p-n} \cdot C_n^{-1} & I_{p-n} \end{bmatrix}}_w \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} C_n \\ C_{p-n} \end{bmatrix}}_c = 0 \quad \text{C'est-à-dire } V \cdot C = 0 \quad (2.31)$$

En présence de défauts, $r(t)$ est non nul si V est de plein rang colonne. Il s'agit bien donc d'un résidu ;

$$r(t) = V \cdot f(t). \quad (2.32)$$

Une condition suffisante d'existence de V est telle que la contrainte (2.31) soit satisfaite, donc les mesures sont linéairement dépendantes. Cette condition statique traduit l'existence de redondance directe

entre les sorties des capteurs à tout instant. Les vecteurs colonnes de la matrice V définissent une base orthogonale de l'espace que l'on nomme espace de parité.

Cette redondance analytique aussi simple à mettre en œuvre nécessite un si grand nombre de capteurs par rapport à la dimension n de l'état du système, ce qui la rend un petit peu caduc si n est grand. D'où le recours à la redondance analytique dynamique, où la redondance n'est plus dans le nombre de capteurs mais dans le nombre d'échantillons discrets à considérer.

❖ Espace de parité généré par la redondance dynamique (MRA-temporelle)

L'espace de parité basé sur la redondance temporelle permet d'obtenir d'autres relations de redondance en utilisant les valeurs des signaux au cours du temps.

Si on considère un horizon d'observation de taille $(h + 1)$ à l'instant $(k + h)$ (relatif aux mesures passées entre k et $(k + h)$), on peut générer la relation de récurrence suivante en allant de l'état initial $x(k)$ vers l'état final $x(k + h)$, telles que:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+h) \end{bmatrix}}_{y(k+h)} = \underbrace{\begin{bmatrix} C \\ CF \\ CF^2 \\ \vdots \\ CF^h \end{bmatrix}}_{C(h)} \cdot x(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} D & 0 & \dots & 0 & 0 \\ CG & D & \dots & 0 & 0 \\ CFG & CG & D & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CF^{h-1}G & CF^{h-2}G & \dots & CG & D \end{bmatrix}}_{G(h)} \underbrace{\begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ u(k+2) \\ \vdots \\ u(k+h) \end{bmatrix}}_{u(k+h)} \quad (2.33)$$

Ou encore,

$$y(k + h) = C(h).x(k) + G(h).u(k + h). \quad (2.34)$$

On peut formulée cette dernier équation comme suit,

$$\underbrace{y(k + h) - G(h).u(k + h)}_{Y(k+h)} = C(h).x(k) \quad (2.35)$$

Soit,

$$Y(k + h) = C(h).x(k) \quad (2.36)$$

Avec cette équation on s'est ramené au cas d'analyse de la redondance analytique statique et par la même le résidu pourrait être défini par ;

$$r(k + h) = V(k, h).Y(k, h) = V(k, h).(y(k, h) - G(h).u(k, h)) \quad (2.37)$$

$r(k + h)$ est appelé **vecteur de parité généralisée** et ne dépend que des entrées et des sorties du système à surveiller. $V(k, h)$ doit être orthogonale à $C(h)$. Le vecteur $r(k + h)$ est nul en absence de défauts et diffère de cette valeur quand un défaut survient.

De la condition (2.31), on peut constater que ;

$$V(k, h) \cdot (y(k, h) - G(h) \cdot u(k, h)) = 0 \quad (2.38)$$

Cette condition constitue l'exacte définition de l'espace de parité dans le cadre du diagnostic puisque le choix du vecteur V permet de s'affranchir de l'état du système et permet de concevoir des résidus de directions privilégiées [PAT 91].

Si le nombre d'observation est assez grand (grande fenêtre d'observation), $C(h)$ ne serait pas nécessairement d'ordre plein (dépendances linéaires des observations capteurs pour plus de deux observations), et la relation de la redondance analytique des capteurs ne pourrait être écrite. Surmonter ce problème revient à considérer les techniques d'auto redondance (Les relations d'auto redondance sont obtenues en écrivant l'équation matricielle (2.34) pour chaque capteur d'indice j et d'inter- redondance (Les relations d'Inter- redondance permettent de relier les mesures émanant de plusieurs capteurs).

2.3.1.3. Approche par estimation d'état

Dans l'approche par observateurs, l'idée de base est d'estimer les sorties du système, via des observateurs (Luenberger, Kalman ou autres). Les résidus sont ensuite obtenus en effectuant la différence entre les sorties mesurées et leurs estimations.

Dans le cas des systèmes linéaires, la structure de base des estimateurs (ou reconstituteurs) est toujours la même: il s'agit d'un processus simulant le fonctionnement du système à partir d'un modèle mathématique où la sortie est corrigée par l'erreur d'estimation de la sortie (Fig. 2.5).

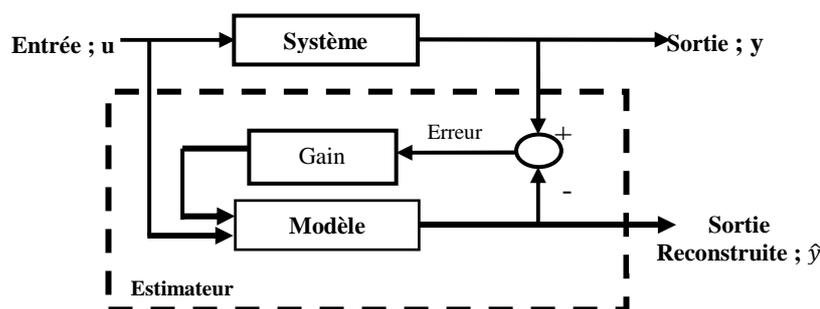


Fig. 2.6: Principe général d'un estimateur de sortie

Définition 2.3.3; Observateur

Un observateur est un système dynamique prenant pour entrées les signaux connus du système sur lequel il est implanté pour engendrer une approximation du vecteur d'état. Le modèle est décrit sous une représentation de variables d'état

Généralement on peut distinguer deux type d'observateur; l'un est dit observateur à entré connu et l'autre est dit observateur à entrée inconnu

❖ **Observateur à entrée connu**; ou encor dit observateur de 'Luenberger'

La structure générale de ce dernier est donné par ;

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.39)$$

La dynamique d'erreur sera formulée comme suit ;

$$e_x = x - \hat{x} \text{ et } \dot{e}_x = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (2.40)$$

$$\dot{e}_x = \underbrace{(A - LC)}_{A_{Obs}} e_x \quad (2.41)$$

C'est un système d'équation qui admet, si la matrice A_{Obs} est stable (ce qui est garanti par un choix approprié de la matrice de gain L), la solution erreur nulle.

La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à reconstruire l'état ou, plus généralement, la sortie du processus à l'aide d'observateur et à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu (Fig.2.7). Cependant, Il est intéressant de noter que, pour un schéma de diagnostic à base d'observateurs, seule l'estimation des sorties est nécessaire, celle de l'état ne l'étant pas [CHE 99]. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles.

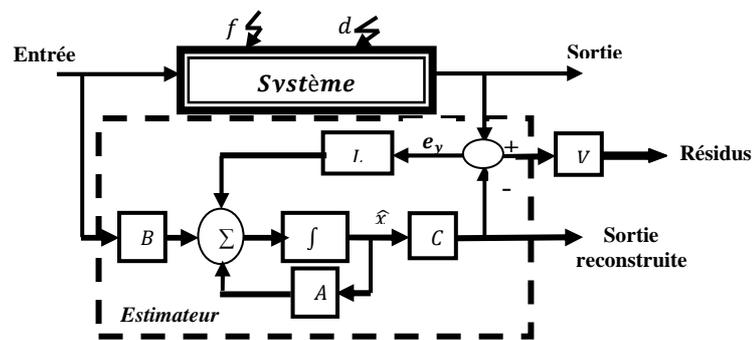


Fig. 2.7: Principe général d'utilisation d'un estimateur de sortie dans le diagnostic des défauts

Si on veut surveiller un système qui est influencé par des défauts et des perturbations, et qui est représentée par le système d'équation (2.14). Par mesure de simplification; on prend et $D_y=0$

Pour surveille ce système on utilise Le reconstruteur d'état défini par le système d'équation (2.39). La dynamique d'erreur prend la forme de l'équation (2.40). On obtient ;

$$\dot{e}_x(t) = (A - LC)e_x(t) + (F_x - LF_y)f(t) + D_x d(t) \quad (2.42)$$

Où bien en opérationnel ;

$$e_x(s) = [sI - (A - LC)]^{-1}(F_x - LF_y)f(s) + (sI - (A - LC))^{-1}D_x d(s) \quad (2.43)$$

L'erreur sur la sortie sera

$$r(s) = e_y(s) = y(s) - \hat{y}(s) \quad (2.44)$$

Où

$$e_y(s) = Q_f f(s) + Q_d d(s) \quad (2.45)$$

Avec,

$$\begin{cases} Q_f(s) = C[sI - (A - LC)]^{-1}(F_x - LF_y) + F_y \\ Q_d(s) = C[sI - (A - LC)]^{-1}D_x \end{cases} \quad (2.46)$$

Définir un résidu indépendamment des perturbations à réaliser une certaine normalisation tel que ;

$$R(s) = V(s)e_y(s) \quad (2.47)$$

$$R(s) = V(s)Q_f(s)f(s) + V(s)Q_d(s)d(s), \forall s \quad (2.48)$$

Un choix sur $V(s)$ pour que ;

$$V(s)Q_d(s)d(s) = 0, \forall s \quad (2.49)$$

Et ainsi on obtient ;

$$R(s) = V(s)Q_f(s)f(s) \quad (2.50)$$

La théorie des observateurs est utilisée pour des systèmes linéaires ou non linéaires [GAR 97], d'ordre plein s'ils estiment l'intégralité du vecteur d'état (le système doit être complètement observable) ou d'ordre réduit dans le cas contraire, dans le domaine fréquentiel (observateurs généralisés) ou temporel (observateurs de *Luenberger*) [RIP 99]. De plus, l'avantage de l'utilisation d'un observateur est la flexibilité dans le choix de son gain qui conduit à une riche variété de structures pour le diagnostic et la détection [STA 01].

❖ Observateur à entrée inconnue (*Unknown Input Observer. UIO*) (Fig. 2.8) :

Des entrées non mesurables affectent souvent le système lors de la phase de modélisation. La reconstruction de l'état du système peut se faire sous certaines conditions à l'aide d'observateurs à entrées inconnues (*Unknown Input Observer. UIO*) [VIS 87]. L'observateur à entrées inconnues s'applique également lorsque les entrées sont toutes connues: dans ce cas, une partie des entrées est utilisée et l'objectif est de découpler l'influence de certaines entrées sur l'estimation de l'état. Ceci constitue le principe de base de génération de bancs d'observateurs pour la localisation de défauts d'actionneurs.

Afin d'expliquer le principe d'un L'observateur à entrées inconnues, considérant le même système à surveiller tel que défini précédemment par le système d'équation (2.14), et pour la même raison ; on prend $D_y = D_x=0$.

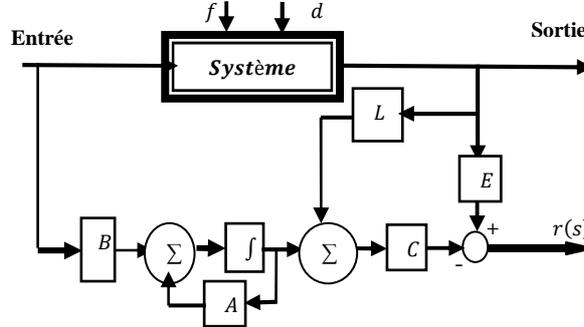


Fig. 2.8: Estimateur à des entrées inconnues.

Définissons un observateur quelconque par une variable intermédiaire z tel que le changement de variable soit ;

$$z = Ly + \hat{x} \quad (2.51)$$

$$\dot{z} = Mz + Nu + Py \quad (2.52)$$

Les matrices L, M, N et P sont déterminées pour faire converger asymptotiquement: $\hat{x} \rightarrow x$ et M doit être une matrice de Hurwitz.

L'erreur d'estimation d'état est donnée par (2.40) et on effectuant le changement de variable définit par (2.51) on obtient:

$$e_x(t) = \underbrace{(I + LC)}_E x + LF_y f - z = Ex + LF_y f - z \quad (2.53)$$

Soit ;

$$z = Ex + LF_y f - e_x \quad (2.54)$$

D'après (2.45) on définit la dynamique de l'erreur sur l'état comme suit ;

$$e_x = E\dot{x} + LF_y \dot{f} - \dot{z} \quad (2.55)$$

On remplaçant \dot{x} par son équivalence dans (2.14), \dot{z} par (2.52) et z par (2.55), on obtient ;

$$e_x = Me_x + \underbrace{(EA - ME - PC)}_{A_x} x + \underbrace{(EB - N)}_{U_x} u + \underbrace{(EF_x - (ML + P) F_y)}_{F_{xy}} f + ED_x d + LF_y \dot{f}$$

Soit donc ;

$$e_x(t) = \underbrace{M}_{Hurwitz} e_x(t) + A_x x + U_x u + F_{xy} f(t) + LF_y \dot{f} + ED_x d \quad (2.56)$$

Si on considère que;

$$A_x = EA - ME - PC = 0 \quad \text{d'où} \quad EA = ME + PC \quad (2.57a)$$

$$U_x = EB - N = 0 \text{ d'où } N = EB \quad (2.57b)$$

$$ED_x = 0 \quad (2.57c)$$

$$F_{xy} = EF_x - MLF_y - P F_y \neq 0 \quad (2.58a)$$

$$LF_y \neq 0 \quad (2.58b)$$

D'après (2.57c) on obtient ;

$$(I + LC)D_x = 0$$

$$LCD_x = -D_x \quad (2.59)$$

$[CD_x]$ peut ne pas être carré, on utilise alors la pseudo inverse pour obtenir la matrice L ;

$$L[CD_x] = -D_x$$

$$L\{[CD_x][CD_x]^t\} = -D_x[CD_x]^t \quad (2.60)$$

$$\text{D'où } L = -D_x \times \underbrace{[CD_x]^t\{[CD_x][CD_x]^t\}^{-1}}_{[CD_x]^+} \quad (2.61)$$

$$L = -D_x[CD_x]^+ \quad (2.62)$$

La procédure à suivre pour la détermination du résidu est la suivante :

1. Vérifier que le rang de $CD_x = n_d$, ensuite calculer $L = -D_x[CD_x]^+$
2. À partir de L , calculer $E = I + LC$
3. À partir de E , calculer $N = EB$
4. Imposer M à une matrice de *urwitz* . Prendre $M = \text{diag}(\text{val. Prop. de l'Observ.})$
5. Calculer P tels que $PC = EA - ME$
6. Générer F_{xy} et $F' = LF_y$
7. Utilise (2.59) et (2.60c) et passant à la place on obtient ;

$$e_x(s) = (sI - M)^{-1}(F_{xy} + sF')f(t) \quad (2.63)$$

8. Déterminer l'erreur sur la sortie ; $e_y(s) = y(s) - \hat{y}(s) = Cx(t) + F_y f(t) - C\hat{x}$

$$\text{Ou encore, } e_y(s) = (C[(sI - M)^{-1}(F_{xy} + sF')] - F_y)f(t) \quad (2.64)$$

9. Enfin la détermination du résidu tel que $r(s) = e_y(s) = Q'_f(s)f(s)$ (2.65)

$$Q'_f(s) = C[(sI - M)^{-1}(F_{xy} + sF')] - F_y \quad (2.66)$$

2.3.1.4. La synthèse directe

L'intérêt de l'approche directe est de partir uniquement des objectifs donnés ci-avant, sans chercher à expliciter des équations de parités ou à synthétiser un observateur, pour effectuer la synthèse du filtre $F(s)$ qui servira à générer les résidus à partir des mesures [YAN 03].

D'après l'équation (2.18) on peut écrire le résidu sous la forme suivante

Le signal résidu possède la structure générale suivante :

$$r(s) = F_{ry}(s)y(s) - F_{ru}(s)u(s) \quad (2.67)$$

où F_{ry} et F_{ru} sont les matrices de transfert déterminées afin d'assurer de bonnes propriétés de détection et de localisation du signal résidu de telle sorte qu'en l'absence de défauts f et de perturbations d , le résidu r soit nul soit .

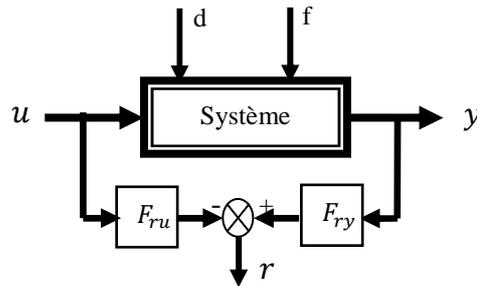


Fig.2.9: Principe de la génération de résidu par l'approche de synthèse directe

Dans ces conditions, la substitution de l'équation (2.15) de y dans l'équation (2.65) conduit au générateur de résidus suivant :

$$r(s) = M(s)f(s) + N(s)d(s) + P(s)u(s) \quad (2.68)$$

Où encore ;

$$r(s) = r_f(s) + r_d(s) \quad (2.69)$$

Avec

$$r_f(s) = \underbrace{F_{ry}(s)G_f(s)}_{M(s)} f(s) \quad (2.70)$$

$$r_d(s) = \underbrace{(F_{ry}(s)G_u(s) + F_{ru}(s))}_{P(s)} u(s) + \underbrace{F_{ry}(s)G_d(s)}_{N(s)} d(s) \quad (2.71)$$

Où bien ;

$$r_d(s) = P_\eta u_\eta(s) = [F_{ry}G_\eta(s) - F_{ru}(s) \quad F_{ry}(s)G_d(s)] \begin{bmatrix} u(s) \\ d(s) \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Avec

$$P_\eta = [F_{ry}G_\eta(s) - F_{ru}(s) \quad F_{ry}(s)G_d(s)] \quad (2.73)$$

Donc quel que soit le générateur de résidus, l'idée de base est de décomposer le résidu en deux termes; r_f correspond à l'influence des défauts sur r et l'autre terme r_d représente tout ce qui n'est pas modélisé par r_f .

La synthèse des matrices F_{ry} et F_{ru} est menée de manière pertinente afin de maximiser la sensibilité de r aux défauts f et minimiser sa sensibilité à d pour une détection et isolation de défauts de plus

faible amplitude. Dans la littérature on trouve plusieurs méthodes concernant ce sujet; tel que les outils de synthèse H_∞ [LOS 03];[DIN 90], [ZOL 01].

Dans le cadre de ce mémoire on va seulement chercher à minimiser le transfert de u vers r , tout comme le transfert de d vers r . Le transfert de f vers r doit lui a priori être maximisé.

La démarche qu'il faut suivre est la suivante. On fixe $M(s)$ entièrement ou en partie, avec le souci de faciliter la détection et la localisation des défauts. Ensuite on cherche, par un algorithme d'optimisation adéquat, le filtre $F(s)$ qui permet d'avoir $r(s) \approx r_f(s)$. Les critères de choix de $M(s)$ et le sens de l'approximation de $r_f(s)$ par r pourra varier suivant les auteurs. En détaillera ceci par la suite.

2.3.2. L'évaluation des résidus

Une fois les résidus générés, la deuxième étape consiste à les exploiter dans le cadre du diagnostic afin de détecter le défaut. Donc la valeur du résidu doit être quantifiée afin de produire des symptômes [ISE 84]. Cette étape est très délicate puisqu'il faut, dans un contexte soumis aux aléas de fonctionnement du système et aux perturbations de l'environnement, décider d'une façon binaire et avec certitude s'il y a défaut ou non.

Les méthodes de détection sont regroupées sous le terme de test de cohérence. Leur objectif est de vérifier l'adéquation entre les grandeurs observées, et les résidus issus du modèle, décrivant le comportement attendu du système. L'approche classique de L'évaluation des résidus consiste à établir des fonctions de décision selon la nature des résidus :

- Si l'on cherche à déterminer la présence de bruits, on choisira l'analyse par tests statistiques.
- Si l'on considère la sensibilité des résidus aux défauts, l'évaluation des résidus r deviendra un problème de seuillage, i.e. déterminer un seuil ε tel que :
 - ➡ $r(t) \geq \varepsilon$ pour un système en défaut
 - ➡ $r(t) < \varepsilon$ pour un système sans défaut

Concernant les tests statistiques [RIP 99], [FEL 07], on peut citer :

- le test de maximum de vraisemblance ou test GLR (Generalized *Likelihood Ratio*) [WIL 76b], qui prend en compte les perturbations stochastiques (test de blancheur de bruit),
- le test de Page-Hinkley qui teste la valeur moyenne du résidu sur une fenêtre de détection par rapport à un seuil prédéfini,

- le filtre de décorrélation afin de supprimer l'influence des incertitudes de modèle sur le résidu [BOR 90],
- le test de la somme cumulée [BAS 99].

Ces tests aboutissent tous à la construction d'un vecteur de cohérence binaire, ou sont repérés les résidus ayant servi à la détection, ce qui permet ensuite de localiser les défauts.

À-propos des problèmes de seuillage, les premiers travaux ont porté sur l'élaboration de seuils fixes, indépendant du temps et des entrées du système ont utilisées de la théorie de Markov [WAL 79]. Mais tout en remarquons que l'effet de perturbations extérieures peut s'avérer inadaptée, la détection par rapport à un seuil d'une valeur constante prédéfinie. De même, une incertitude sur la mesure peut entraîner un résidu au-delà de la valeur limite fixée et donc déclencher une fausse alarme.

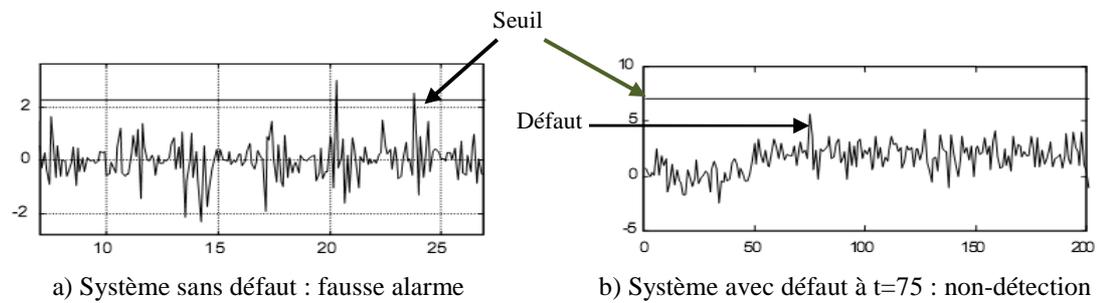


Fig. 2.10: Illustration des conséquences dues au choix d'un seuil fixe [RIP 99].

Ainsi, une définition de la notion de seuil adaptatif, robuste contre les incertitudes de modèle a été proposée. Une autre proposition a été faite ; concernant l'adaptation des seuils de décision en utilisant des fonctions déterministes: alors une définition de seuil de détection adaptatif en fonction des entrées du système a été proposée [PAT 89]. L'idée est de définir des bornes inférieures et supérieures du résidu en fonction des bornes des incertitudes de paramètres et des bruits de mesure; figure (2.7). Les seuils sont ainsi fonction des modes opératoires [RIP 99], [FEL 07].

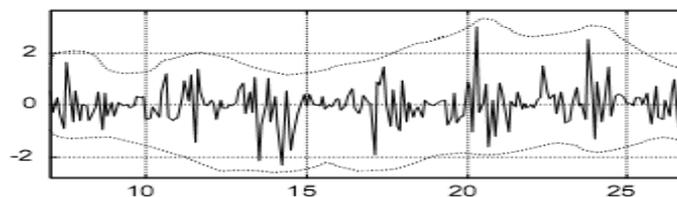


Fig. 2.7 Les seuils adaptatifs [RIP 99].

2.3.3. Localisation et identification du type de défaut

La troisième étape du système de diagnostic est la localisation. Elle a pour but de remonter à l'origine du défaut détecté. Dans l'étape de détection, on se contente d'un seul résidu pour connaître l'existence d'un défaut dans le système; un défaut sera détectable si au moins un résidu permet de la détecter

[BAS 99]. Par contre, plusieurs résidus sont nécessaires pour l'étape de la localisation afin de trouver la cause du défaut. Donc la procédure de localisation nécessite d'utiliser un ensemble (vecteur) de résidus qui doit avoir un certain nombre de propriétés permettant de caractériser de manière unique chaque défaut; une signature de défaut est directement engendrée par la structure du système de résidus par l'intermédiaire de la matrice d'incidence et la localisation s'appuyant sur cette structure et sur la connectivité du système de résidu étudié; En effet, de la structure du système de résidus engendré dépendra la robustesse de la localisation [RIP 99].

Définition 2.3.3.1; **Structure de vecteur de résidus**

La structure d'un vecteur de résidus $[r_i]$ par rapport à un ensemble de défauts $[f_j]$ de dimension j est le mot binaire S_{ij} positionné de la manière suivante :

- ▶ $S_{ij} = 1$ Si le résidu r_i est affecté par le $j^{\text{ième}}$ élément de $[f_j]$
- ▶ $S_{ij} = 0$ Si le résidu r_i est non affecté par le $j^{\text{ième}}$ élément de $[f_j]$

D'après la relation (2.69) et si on considère que le résidu est sensible aux défauts et robuste par rapport aux autre entrées on peut ainsi écrire ;

$$r = r_f \quad \text{ou} \quad r = M \cdot f \quad (2.74)$$

Il est important de remarquer que la structure de $M(s)$ fixe la logique de détection et de localisation des défauts effectuée ensuite sur les résidus ; son choix doit donc être bien réfléchi.

Pour aller plus avant dans le choix de $M(s)$, examinons le processus de localisation. L'approche classique consiste à réaliser des tests statistiques sur les composantes de r pour décider si elles sont nulles ou pas. Nous formons ainsi un vecteur booléen de la taille de r qui résume les décisions obtenues (0 pour les composantes décidées nulles, et 1 sinon). Ce vecteur est ensuite comparé avec les différentes colonnes de la matrice d'incidence des défauts I_c ou encore table de codage. Cette matrice est simplement la matrice booléenne formée à partir de $M(s)$ en fixant à 1 les termes non identiquement nuls. Les dimensions de la matrice d'incidence sont déterminées à partir du nombre de capteurs et du nombre de résidus engendrés par la méthode choisie. Elle est donc imposée par le système et ses instruments d'observation.

Les différentes méthodes de génération que nous avons déjà exposée au paragraphe (2.3.1), génèrent des résidus classiquement répertoriés en deux groupes [PAT 94]: les résidus directionnels et les résidus structurés. Classiquement ces résidus sont définis pour les méthodes «de génération de résidus basées sur les observateurs » mais peuvent être considérés pour les autres méthodes [COC 04].

2.3.3.1. Les résidus directionnels

Les résidus directionnels sont construits tels que, en réponse à un défaut donné, le vecteur des résidus soit orienté suivant une direction bien précise de l'espace des résidus (Fig. 2.8).

Le vecteur de résidus directionnels $\vec{r}(t)$, en réaction à un défaut $f_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, \eta_f$) s'exprimera sous la forme :

$$\vec{r}(t/f_i) = \alpha_i(t)\vec{l}_i \quad (2.75)$$

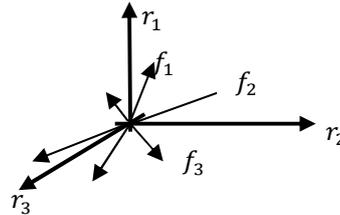


Fig. 2.8: Résidus directionnels.

\vec{l}_i est un vecteur constant appelé la signature directionnelle du défaut i dans l'espace des résidus, et $\alpha_i(t)$ est une fonction scalaire qui dépend de la taille et de la dynamique du défaut.

La tâche de la localisation du défaut consiste à déterminer la signature directionnelle théorique la plus proche de la signature directionnelle obtenue par le calcul des résidus.

2.3.3.2. Les résidus structurés

Les résidus structurés sont conçus de manière à être chacun affecté par un sous-ensemble de défauts et non affecté par rapport aux défauts restants. Ainsi, lorsqu'un défaut apparaît, seul un sous ensemble de résidus réagit.

Définition 2.3.3.2; **Les résidus structurés** (Fig. 2.9):

On dit qu'un résidu est structuré par rapport à un vecteur de défaut f_1 s'il n'est affecté que par le défaut f_1 et s'il est robuste aux autres défauts. Dans ce cas la propagation d'un défaut affecte seulement une partie des composantes du vecteur de résidus.

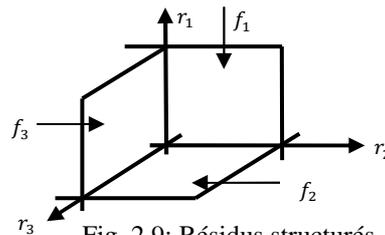


Fig. 2.9: Résidus structurés.

Les schémas permettant de générer des résidus structurés dépendent des propriétés souhaitées pour la table des signatures théoriques (par exemple diagonale de '1' ou diagonale de '0' par rapport à un type de défauts).

Ainsi, dans la littérature, on distingue les schémas DOS (*Dedicated Observer Schema*) et GOS (*Generalized Observer Schema*). Ces schémas sont classiquement définis pour les méthodes « observateur » mais peuvent être considérés quelle que soit la méthode de génération de résidus employée. On parle alors de schémas DRGS et GRGs (pour *Dedicated* et *Generalized Residual Generator Schema*).

	f_1	f_2	f_3
r_1	1	0	0
r_2	0	1	0
r_3	0	0	1

	f_1	f_2	f_3
r_1	0	1	1
r_2	1	0	1
r_3	1	1	0

a) structure DRGS b) structure GRGS

Fig. 2.10: Les deux types de structure des résidus.

Les schémas DRGS et GRGs sont constitués d'une banque de générateurs de résidus et peuvent être définis par rapport aux entrées (actionneurs) ou par rapport aux sorties (capteurs).

Dans le schéma DRGS relatif aux actionneurs (ou aux capteurs), chaque générateur de résidu est sensible à une seule entrée; figure (2.11a) ou à une seule sortie; figure (2.11b); la table de signature théorique sera donc diagonale (Fig. 2.10a).

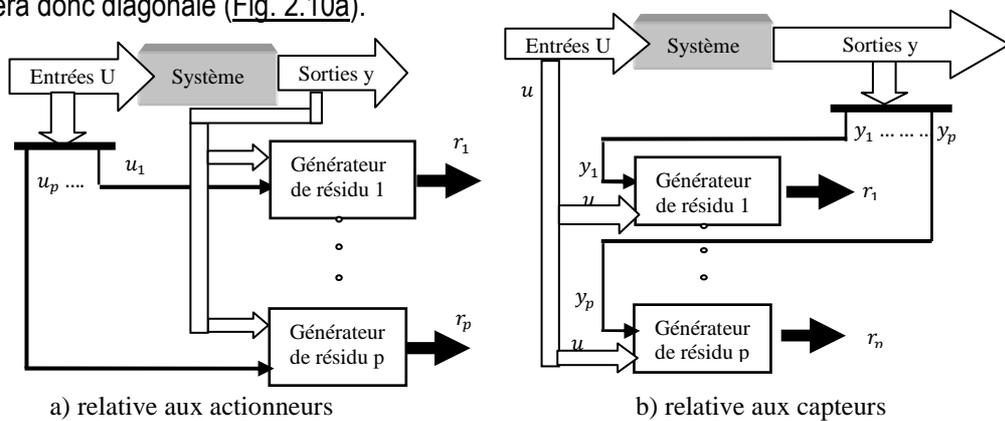


Fig. 2.11: Schéma DRGS

Dans le schéma GRGS relatif aux actionneurs (Fig. 2.12a) ou aux capteurs (Fig. 2.12b), chaque générateur de résidu est sensible à toutes les entrées (sortie) sauf une ; la table de signature théorique sera donc anti-diagonale (Fig. 2.10b).

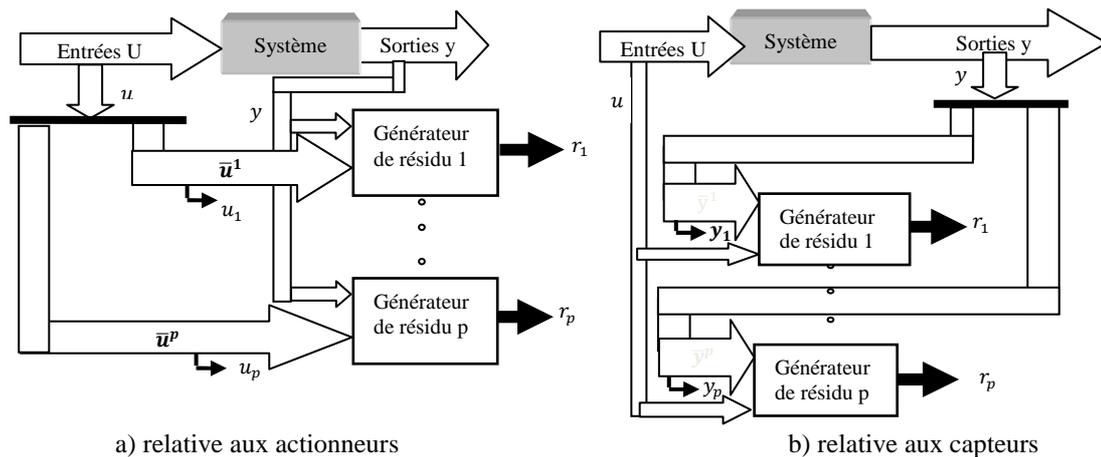


Fig. 2.12: Schéma GRGS

Il faut noter que la structure de premier type de schéma permet une détection parfaite des défauts simultanés mais ne permet pas la localisation de défaut, tandis que la structure de deuxième type de schéma permet la détection de défauts simultanés mais la localisation n'est effective que pour des défauts non simultanés

L'ensemble des résidus structurés est construit en respectant la procédure suivante :

- Fixer la table des signatures théoriques que l'on souhaite obtenir.
- Construire un vecteur de résidus ayant les propriétés désirées.
- Si l'obtention d'un vecteur de résidus ayant les propriétés imposées par la table des signatures théoriques n'est pas possible, alors de nouvelles spécifications de sensibilité et robustesse doivent être proposées.

Un défaut est structurellement localisable si toutes les colonnes de la table de signatures théoriques sont différentes. Donc la table de signatures théoriques doit être proposée de telle façon que le vecteur de résidus structurés correspondant soit calculable et que les propriétés d'isolabilité soient les plus intéressantes possibles.

Généralement les résidus structurés sont les plus utilisés; pour ce la dans le cadre de ce mémoire on les utilisés pour déterminé la forme de $M(s)$ dans (2.68). La situation idéale correspond au cas où l'on arrive à obtenir $r = f$, c'est-à-dire $M = I$. Cependant si par exemple un défaut se traduit par l'apparition d'un échelon sur une composante de f , le concepteur aura intérêt à choisir la matrice de transfert $M(s)$ du type passe-bas. En restreignant la bande fréquentielle dans laquelle on recherche les défauts, on peut en effet limiter l'effet des perturbations sur r . De plus, le résidu peut être vu comme une estimation de $M(s)f$ et donc en limitant la bande fréquentielle, le problème devient plus réaliste et on a plus de chance de trouver une solution de bonne qualité du point de vue de la détection [LOS 03].

Exemple 2.1 : Soit le système linéaire temps invariant donné par la représentation d'état (2.13). On suppose que le système est corrompu par deux défauts actionneur durant l'intervalle temporel sec. pour le premier et sec. pour le deuxième. Le vecteur des défauts est donné par et les matrices sont données par :

$$D = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \text{et} \quad F = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}$$

La génération des résidus est basée sur l'approche directe; pour cela, on procède de la manière suivante ;

1. Ecrire le résidu sous la forme de l'équation (2.69),
2. Choisir de tel sort qu'il soit un filtre passe-bas pour que le résidu soit structuré,
3. Calculer ,
4. Pour minimisé le transfert de donné en (2.72), on pose dans les deux cas suivantes ;
 - a- la perturbation n'existe pas ;
 - b- l'existence de la perturbation ;

Les résultats de la simulation sont donnés par la figure (2.12).

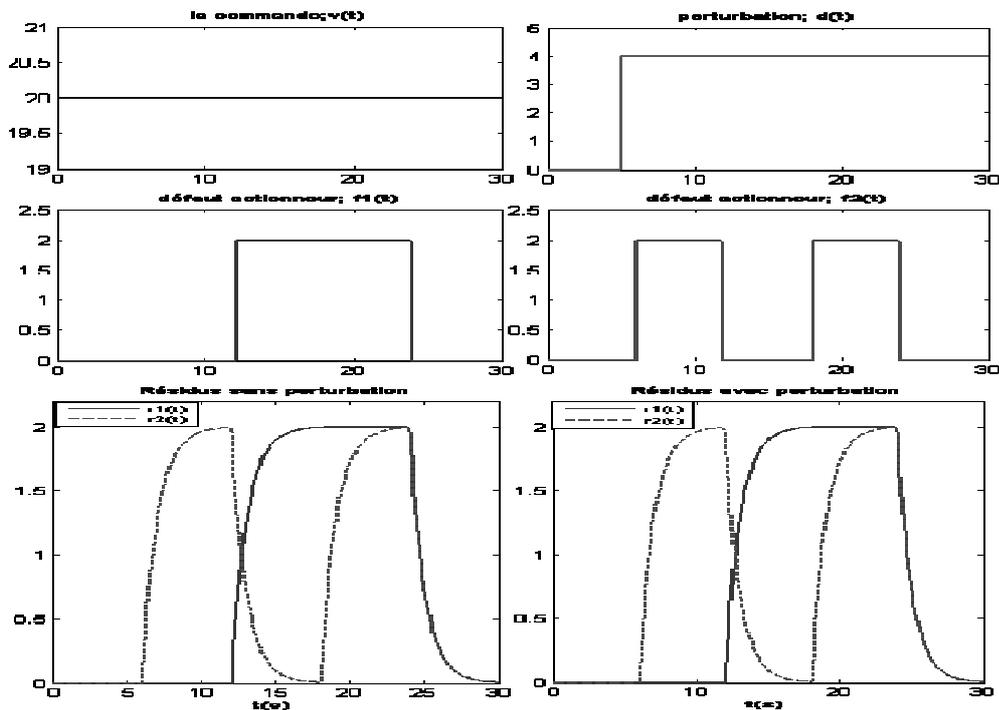


Fig. 2.12 : Comparaison des résidus obtenir par l'approche directe dans le deux cas ; sans ou avec perturbation.

Afin de s'assuré de la robustesse de cette méthode, on propose d'injecté un bruit blanc dans l'entrée et la sortié du système. Alors les résultats sont donné par la figure(2.13).

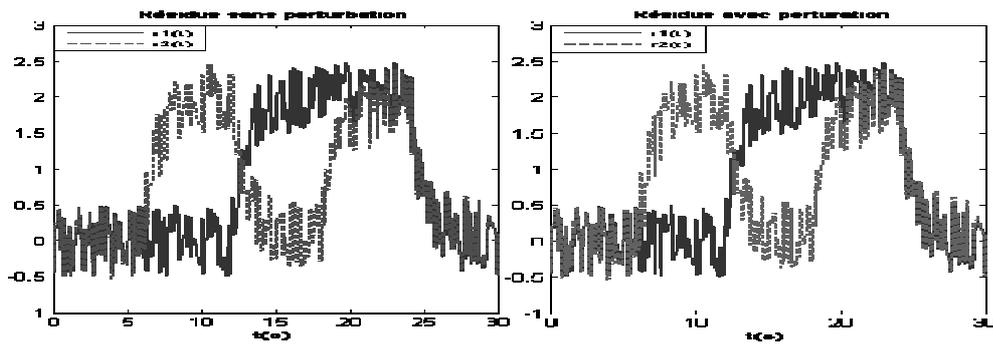


Fig. 2.13: Comparaison des résidus obtenir par l’approche directe dans le deux cas ; sans ou avec perturbation, après injection d’un bruit blanc dans l’entrée et la sortie du système
 La figure (2.13) montre que même l’injection d’un bruit blanc dans l’entrée et la sortié de système ne noué pas l’information d’existence du défaut.

Dans ce qui suit, on propose d’alimenté le système avec un bruit modélisé, afin de voir l’influence de type de commande sur les résidus, les résultats de simulation sont donnés par le figure (2.14).

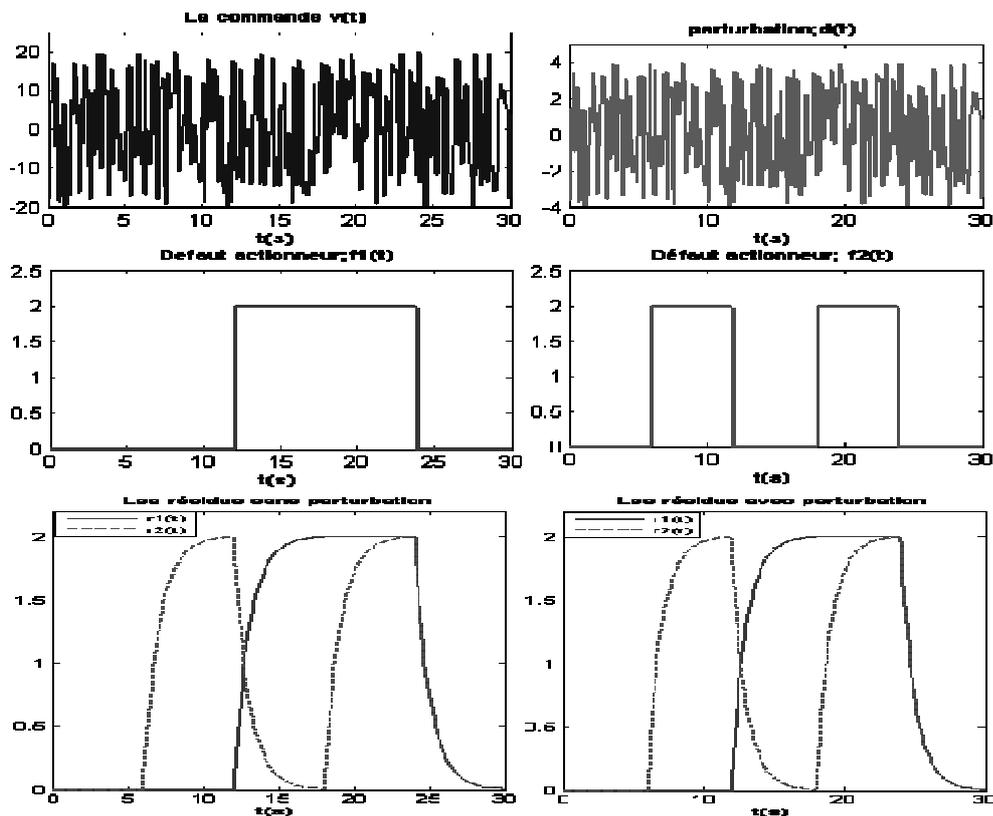


Fig. 2.14: Comparaison des résidus obtenir par l’approche directe dans le deux cas ; sans ou avec perturbation, et dans le cas d’alimentation du système par un bruit blanc modélisé.

La figure (2.14) montre que un changement dans la forme de signale d’entre n’influe pas les résultats obtenus au par avant. De ce fait, on peut conclure que la méthode de génération du résidu par

l'approche d'analyse directe est efficace et surtout si on respecte les conditions expliqués dans ce chapitre pour le calcul de filtre $M(s)$ ainsi que $H(s)$.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes méthodes de diagnostic à base des modèles analytiques ont été développés pour les systèmes linéaires puisque la réalisation pratique a montré que ces méthodes de diagnostic ont un coût assez prohibitif lors de leur mise en place pratique pour les systèmes non linéaires, et si pour cela que souvent on utilise les méthodes de linéarisation qui existe pour linéarisée les systèmes non linéaires.

Les étapes méthodologiques à suivre pour mener à terme une démarche de diagnostic à base de modèle analytique ont été montrées; l'étape de la génération, l'étape d'évaluation des résidus et l'étape de localisation et identification de résidus (indicateurs de défauts).

La génération des résidus est un problème prépondérant pour les systèmes de diagnostic. Elle peut être réalisée avec l'une des quatre approches; approche par espace de parité, approche par estimation d'état, approche par identification paramétrique ou approche directe. Le choix de l'une entre elle dépendra du cahier de charge.

Parmi les quatre méthodes, on a choisi de travailler, dans ce chapitre avec la méthode directe où on a pu conclure que cette méthode est très efficace pour le diagnostic d'un système en boucle ouvert, même en présence d'un bruit blanc. L'application de cette méthode doit passer par quatre étapes, ainsi que le choix de filtre $M(s)$ est très important afin d'obtenir un vecteur de résidus structuré. Ce choix dépend aussi de la fréquence de travail.

Les quatre méthodes de génération des résidus, étudiées dans ce chapitre, sont valables pour un système en boucle ouvert où les sorties sont indépendantes des entrées. Est-ce qu'ils sont valables pour un système en boucle fermée où les sorties sont corrélées avec les entrées, à cause de retour d'information par chaîne de rétroaction. Pour ce là, le prochain chapitre sera consacré pour l'étude de problème de diagnostic d'un système en boucle fermée et ses particularités.

CHAPITRE 3

LES PARTICULARITES DU DIAGNOSTIC DU SYSTEME EN BOUCLE FERMEE

3.1. Introduction

Les méthodes évoquées dans le chapitre précédant pour la génération des résidus s'appuient exclusivement sur l'analyse de la cohérence des signaux d'entrées et de sorties du système en les comparant à ceux issus d'un modèle, ce qui rend leur validation pour les systèmes en boucle ouvert. Dans le cas des systèmes bouclés; les entrées du système sont corrélées avec les sorties à cause du retour d'information, contrairement au cas d'un système en boucle ouverte où la commande est complètement indépendante des sorties, cela conduit à exciter le système avec un signal déjà imprégné par les défauts; ce qui rend l'étape de localisation des défauts, difficile et délicate; un défaut capteur peut alors être compensé par un défaut actionneur.

L'existence d'un contrôleur à pour but d'améliore les performances d'un système bouclé, donc d'atténuer l'effet de tous-ce que perturbe son fonctionnement, sans faire la différence entre un défaut et

une perturbation ; ce qui engendre une difficulté pour la détection d'un défaut dès son premier stade de développement. De ce fait, il y a une certaine contradiction entre l'objectif de commande et celui de diagnostic. A cause de ces objectifs contradictoires entre les deux modules; de commande et celui de diagnostic, ainsi les différents points cités et d'autres points, une question très importante doit être posée : est-ce que les méthodes de génération des résidus, évoquées dans le chapitre précédent, sont valables pour les systèmes en boucle fermée ?

Le présent chapitre sera consacré à l'étude du problème de diagnostic en boucle fermée afin d'éclairer ces points et d'autres points concernant le diagnostic du système en boucle fermée. Pour cela, un rappel, sur la nécessité de la boucle fermée pour les processus industriels, sera fait, puis on étudiera séparément la génération des résidus indicateurs de défauts pour les systèmes linéaires selon le type de défauts auxquels ils sont soumis (des défauts non paramétriques ou paramétriques) pour voir l'influence de la commande sur les résidus et donc l'influence de la commande sur la qualité du diagnostic. Pour cela on compare les résidus générés à partir du système en boucle ouverte avec les résidus du même système inséré dans une boucle de régulation. On va aussi voir l'influence de retour de la sortie sur le module de diagnostic. Enfin, on expose deux méthodes de diagnostic du système en boucle fermée; la méthode où le module de diagnostic est externe au système régulé et l'autre méthode où le module de diagnostic est intégré dans la boucle de régulation.

3.2. Nécessité de la boucle fermée

Généralement l'étude des systèmes est destinée à commander au mieux les différents processus rencontrés. Il existe deux solutions pour commander un système :

3.2.1. Commande en boucle ouverte

Dans ce cas, la commande est envoyée en entrée sans contrôle sur les sorties. Pour utiliser ce type de commande, il est nécessaire de connaître le système et les réponses aux commandes envoyées. Malgré tout, de multiples perturbations peuvent modifier l'action de ces commandes.

3.2.2. Commande en boucle fermée

Pour améliorer les performances d'une commande, il est indispensable d'observer les sorties du système pour les comparer à ce que l'on désire obtenir. Dans ce deuxième type de commande, les sorties du système sont contrôlées. Pour cela un système en boucle fermée comporte en plus des chaînes directes, des chaînes de retour, ou encore dite ; chaînes de contre réaction (la rétroaction), qui ont pour

rôle la transmission à l'entrée des informations sur les grandeurs de sortie. Ces informations sont comparées aux signaux d'entrée au moyen de comparateurs. Ces derniers élaborent les différences ou les écarts entre les signaux d'entrée et les informations images des signaux de sortie. C'est à ce niveau que l'on rencontre la notion de système asservi. Un système asservi est un système dont le rôle consiste essentiellement à établir une correspondance définie entre une ou plusieurs grandeurs d'entrée, de faibles niveaux énergétiques, et une ou plusieurs grandeurs de sortie de niveaux énergétiques plus élevés.

La raison majeure de l'utilisation d'une loi de commande en boucle fermée plutôt qu'en boucle ouverte est d'une part la réduction de la sensibilité du système par rapport aux changements internes ou externes pouvant l'affecter et d'autre part l'amélioration de ces performances ; c'est la raison pour laquelle la majorité des processus industriels sont régulés. Mais ces changements peuvent être attribués soient aux perturbations soient aux défauts ; pouvant dégrader les performances d'un système. Mais cette commande a-t-elle des influences sur la qualité du diagnostic, dont le rôle est de mettre en évidence les défauts ? Est-ce que toutes les informations concernant l'état du système, se retrouvent dans le même signal qui est utilisé pour élaborer la commande ? Dans ce qui suit, on va essayer de répondre à ces questions par des approches convenables.

3.3. Influence de la commande sur la qualité du diagnostic

Le but recherché dans ce paragraphe est la mise en évidence l'influence de la commande sur les résidus et donc l'influence de la commande sur la qualité du diagnostic. Pour ce la, nous étudions séparément la génération du résidus indicateurs de défauts selon le type de défauts auxquels ils sont soumis; les défauts non paramétriques (additifs) et les défauts paramétriques (multiplicatifs). La démarche suivie consiste à comparer les résidus générés à partir du système en boucle ouverte avec les résidus du même système inséré dans une boucle de régulation

Il existe différentes façons de générer les résidus pour le système en boucle fermée selon le transfert considéré. Autrement dit, différents résidus peuvent être obtenus selon les signaux impliqués dans leur calcul. Cependant, dans une optique de comparaison des résidus générés à partir du système en boucle ouverte avec ceux qui sont générés à partir du système en boucle fermée et pour voir l'influence de la commande, on doit les générer à partir des mêmes signaux.

Considérant un système défini par sa fonction de transfert $G(s)$ et qui est représenté sur la figure (3.1).

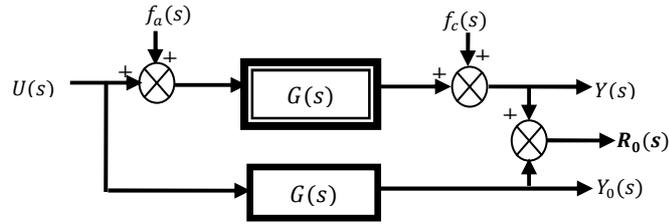


Fig. 3.1: Génération du résidu pour un système en boucle ouverte.

Le résidu $R_0(s)$ qui est généré à partir du modèle du système en boucle ouverte est donné par :

$$R_0(s) = Y(s) - Y_0(s) \tag{3.1}$$

$$R_0(s) = (f_c(s) + G(s)(f_a(s) + U(s))) - G(s)U(s)$$

$$R_0(s) = f_c(s) + G(s)f_a(s) \tag{3.2}$$

La commande $U(s)$ ne dépend pas des grandeurs du système; c'est un signal exogène.

Si le système en boucle ouverte est inséré dans une boucle de commande et corrigé par un correcteur $C(s)$, comme il est représenté dans la figure (3.2). La commande $U(s)$, dans ce cas c'est une commande en boucle fermée; elle dépend des grandeurs du système et d'une référence exogène $V(t)$; en dit que c'est une commande endogène . Ainsi dans ce cas de figure, on suppose que le système est sans perturbations.

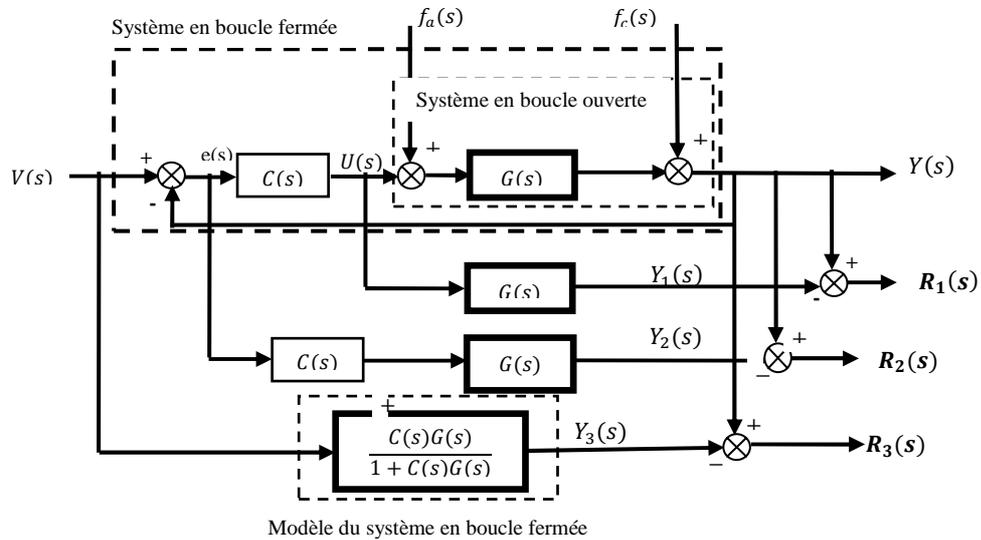


Fig. 3.2: Génération du résidu pour un système en boucle fermée

- L'expression du résidu $R_1(s)$ généré à partir du modèle du système en boucle ouverte (généré à partir du modèle et la sortie du système ayant comme entrée le signal $U(s)$) est donnée par:

$$R_1(s) = Y(s) - Y_1(s) = (f_c(s) + G(s)(f_a(s) + U(s))) - G(s)U(s) \tag{3.3}$$

$$R_1(s) = f_c(s) + G(s)f_a(s) = R_0(s) \tag{3.4}$$

- L'expression du résidu $R_2(s)$ généré à partir du modèle et la sortie du système ayant comme entrée le signal $e(s)$ qu'est l'écart référence-sortie est donné par ;

$$R_2(s) = Y(s) - Y_2(s) = (f_c(s) + G(s)(f_a(s) + C(s)e(s))) - G(s)C(s)e(s) \quad (3.5)$$

$$R_2(s) = f_c(s) + G(s)f_a(s) = R_0(s) \quad (3.6)$$

On remarque que le résidu généré à partir du modèle et la sortie du système ayant comme entrée l'écart référence-sortie est égale au résidu généré à partir du modèle du système en boucle ouverte. Dans ce cas, la commande $U(s)$ qu'elle soit un signal exogène (boucle ouverte) ou endogène (boucle fermée) n'a pas d'influence sur le résidu. De ce fait, on peut utiliser pour la génération des résidus dans la tâche de diagnostic le signal $e(s)$ qui est l'écart référence-sortie, puisque il contient plus des informations sur les défauts.

- L'expression du résidu $R_3(s)$ généré à partir du modèle et la sortie du système ayant comme entrée le signal exogène $V(s)$ (le transfert considéré est de $V(s)$ vers $Y(s)$) est donné par;

$$R_3(s) = Y(s) - Y_3(s) = \frac{1}{1+C(s)G(s)} (f_c(s) + G(s)F_a(s)) \quad (3.7)$$

$$R_3(s) = \frac{1}{1+C(s)G(s)} R_0(s) \quad (3.8)$$

On remarque que le résidu généré à partir du modèle et la sortie du système ayant comme entrée le signal exogène $V(s)$ est différent de celui généré à partir du modèle du système en boucle ouverte.

Dans la suite de ce chapitre, on s'intéressera à la comparaison des résidus générés à partir du système en boucle ouverte et ceux qui générés à partir du système en boucle fermée dans le cas des défauts non paramétriques et des défauts paramétriques.

3.3.1. Cas de défauts non paramétriques

Soit le système linéaire temps invariant défini par le système d'équation (2.14). La génération des résidus par l'approche d'estimation d'état pour ce système en boucle ouvert (Fig. 3.5) est donnée par (selon la paragraphe (2.3.3.1.3)).

$$r_{BO}(s) = e_y = \left(\frac{C[sI - (A - LC)]^{-1}(F_x - LF_y) + F_y}{Q_f(s)} \right) f(s) + \left(\frac{C[sI - (A - LC)]^{-1}D_x}{Q_d(s)} \right) d(s) \quad (3.9)$$

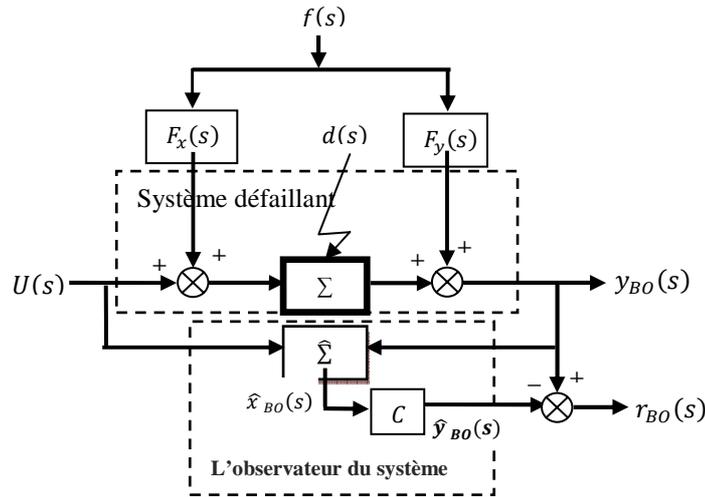


Fig. 3.3: Génération du résidu par un observateur pour un système en boucle ouvert.

En boucle fermée

Si on considère que la commande $u(t)$ est calculée à l'aide d'un retour d'état du type :

$$u(t) = -K\hat{x}(t) + v(t) \tag{3.10}$$

Où $\hat{x}(t)$ est l'état estimé du système au moyen de l'observateur donné en (2.39). Afin de calculer le résidu du système en boucle fermée, on procède de la même façon qu'au paragraphe (2.3.1.3).

L'évolution de l'erreur de reconstruction d'état est calculée comme suit:

$$e_x(t) = x(t) - \hat{x}(t)$$

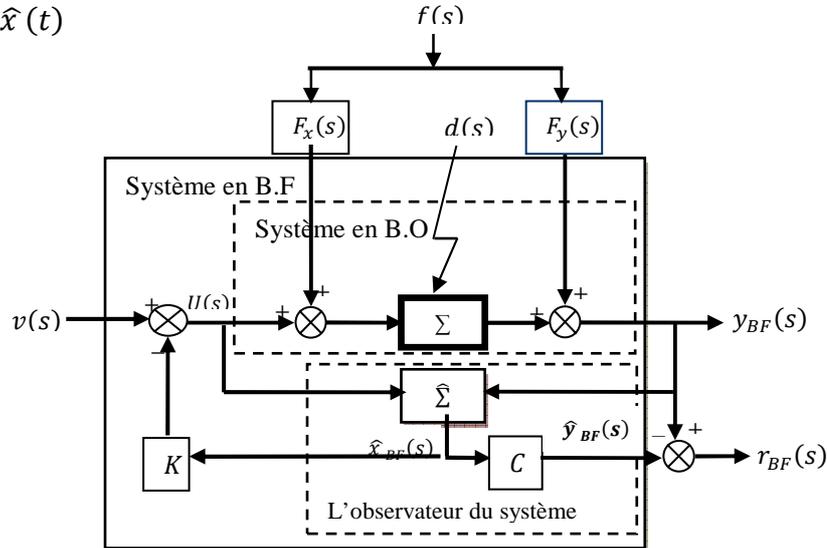


Fig. 3.4: Génération du résidu par un observateur pour un système en boucle fermée.

$$\dot{e}_x(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t)$$

$$\dot{e}_x(t) = Ax(t) + Bu(t) + F_x f(t) + D_x d(t) - (A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)))$$

$$\dot{e}_x(t) = (F_x - LF_y)f(t) + D_x d(t) + (A - LC)e_x(t)$$

Dans le domaine de Laplace (pour des conditions initiales nulles), on peut écrire :

$$e_x(s) = (sI - (A - LC))^{-1} ((F_x - LF_y)f(s) + D_x d(s))$$

L'erreur sur la sortie sera ;

$$e_y(s) = y(s) - \hat{y}(s)$$

$$e_y(s) = \left(\underbrace{C[sI - (A - LC)]^{-1}(F_x - LF_y) + F_y}_{G_f(s)} \right) f(s) + \underbrace{C[sI - (A - LC)]^{-1}D_x}_{G_d(s)} d(s)$$

$$e_y(s) = G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s)$$

Si le résidu est donné par la différence entre la sortie du système en boucle fermée et son estimée et on le note $r_{BF}(s)$ alors:

$$r_{BF}(s) = e_y(s) = G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s) \quad (3.11)$$

$$r_{BF}(s) = r_{BO}(s) \quad (3.12)$$

On remarque que les expressions des résidus en boucle ouverte $r_{BO}(s)$ et en boucle fermée $r_{BF}(s)$ données respectivement par (3.9) et (3.12) sont strictement les mêmes, et ils dépendent du vecteur des défauts et du vecteur perturbation.

Pour définir un résidu indépendamment des perturbations c'est réaliser une certaine normalisation;

$$R_{BF}(s) = R_{BO}(s) = Q(s)r_{BO}(s) \quad (3.13)$$

Un choix sur $Q(s)$ pour que ;

$$Q(s)Q_d(s) = 0, \forall s \quad \text{et} \quad R_{BF}(s) = R_{BO}(s) = Q(s)G_f(s)f(s) \quad (3.14)$$

De plus, dans le cas d'un système linéaire temps invariant soumis à des défauts non paramétriques, la commande n'affecte pas les résidus c'est-à-dire la valeur du gain K de retour d'état, n'a pas d'influence sur le résidu. Par conséquent, elle ne peut ni améliorer ni dégrader la qualité du diagnostic. Donc et d'après l'étude menée plus haut, le cas de figure traité peut présenter l'avantage de diagnostiquer le système en boucle fermée à partir du système en boucle ouverte. Cependant, pour ce cas la valeur L du gain d'observation, a une certaine influence sur la qualité du diagnostic et sur l'amplitude du résidu.

Exemple 3.1 : Soit un système linéaire à temps invariant, donné par la représentation d'état (2.14). On suppose que le système est corrompu par deux défauts (des biais): un défaut actionneur et un défaut capteur. Donc le vecteur des défauts est donné par; $f(t) = [f_a(t) \quad f_c(t)]^T$.

Les matrices A, B, C, F_x, F_y et D_x sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, F_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, F_y = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, D_x = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, D_y = 0$$

La génération des résidus est basée sur un observateur de *Luenberger* dont les équations sont données par (2.39).

Pour mettre en évidence l'absence de l'influence de la commande sur les résidus, on propose de générer les résidus d'une part pour le système en boucle ouverte (Fig. 3.3) où l'entrée de référence $u(t)$ est un signal exogène et de l'autre pour le système en boucle fermée selon la figure (3.4) où la commande $u(t) = -K\hat{x}(t) + v(t)$ est calculée à partir de l'état estimé du système (commande par retour d'état) et d'une nouvelle entrée de référence $v(t)$. Ainsi, pour mettre en évidence l'influence du point où on calcule le résidu et l'influence du retour d'état sur l'amplitude des résidus, on se propose de générer les résidus selon figure (3.5) où l'entrée de $v(t)$ est un signal exogène.

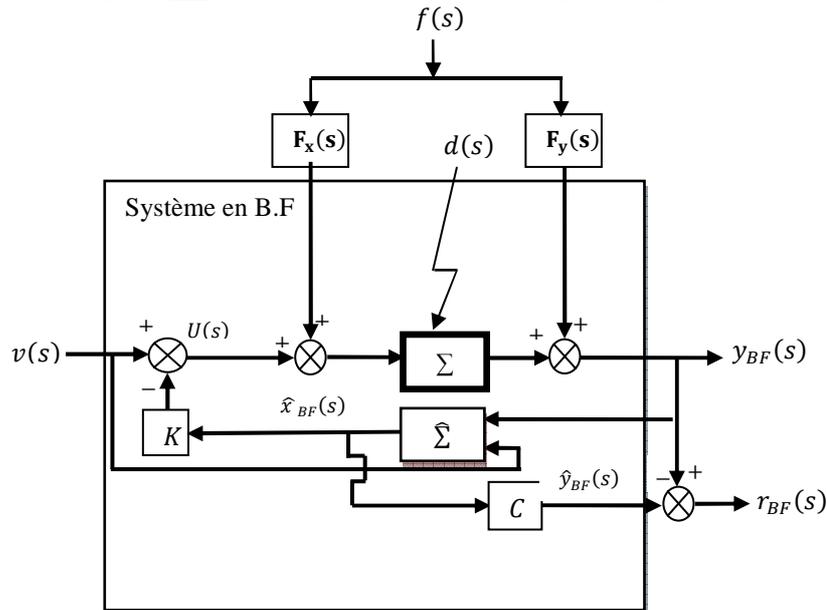


Fig. 3.5: Diagnostic à l'aide d'un observateur d'état dans la boucle de régulation : reconstruction d'état pour la régulation et la sortie pour la génération de résidus.

D'après les résultats obtenus (Fig3.5), on peut confirmer l'étude théorique précédente, c'est-à-dire que la commande n'a pas d'influence sur les résidus; puisque le résidu généré à partir du système en boucle ouverte $r_{BO}(s)$ est strictement le même que celui généré à partir du système en boucle fermée $r_{BF}(s)$. Ces résultats sont confirmés dans les deux cas; avec ou sans perturbation. Dans ce cas, le diagnostic du système en boucle fermée peut se faire à partir du système en boucle ouverte et les objectifs de commande ainsi que ceux du diagnostic peuvent être atteints séparément, puisque les résidus ne dépendent pas de la valeur du gain de retour d'état K . Par contre, si on change le point où on relève le signal de résidu comme il est montré par la figure (3.5), on remarque que l'amplitude des résidus a une valeur plus importante. Dans ce cas, la valeur du gain de retour d'état K a une influence sur ce dernier; ce qui est confirmé par les résultats de simulation que montre la figure (3.7). L'influence des points où on génère le résidu la plus sensible aux défauts sera traité amplement dans le prochain chapitre.

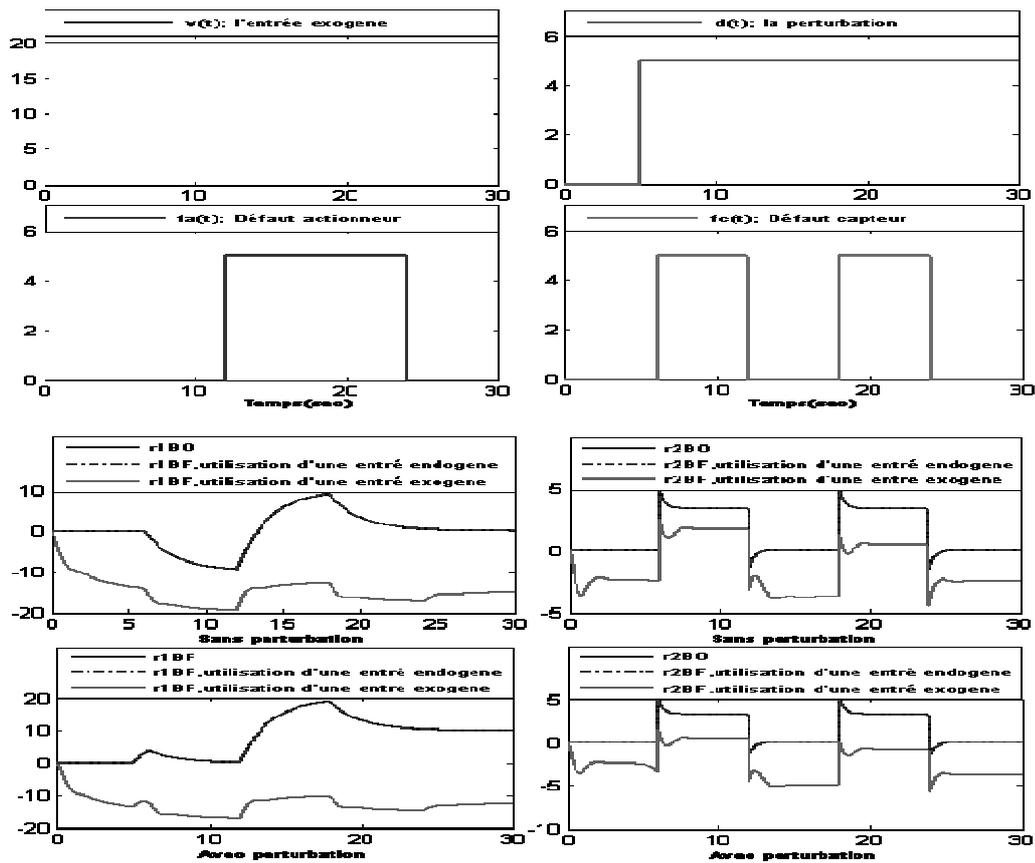


Fig. 3.6: Comparaison des résidus dans le cas de défauts non paramétriques dans les deux cas ; sans et avec perturbation.

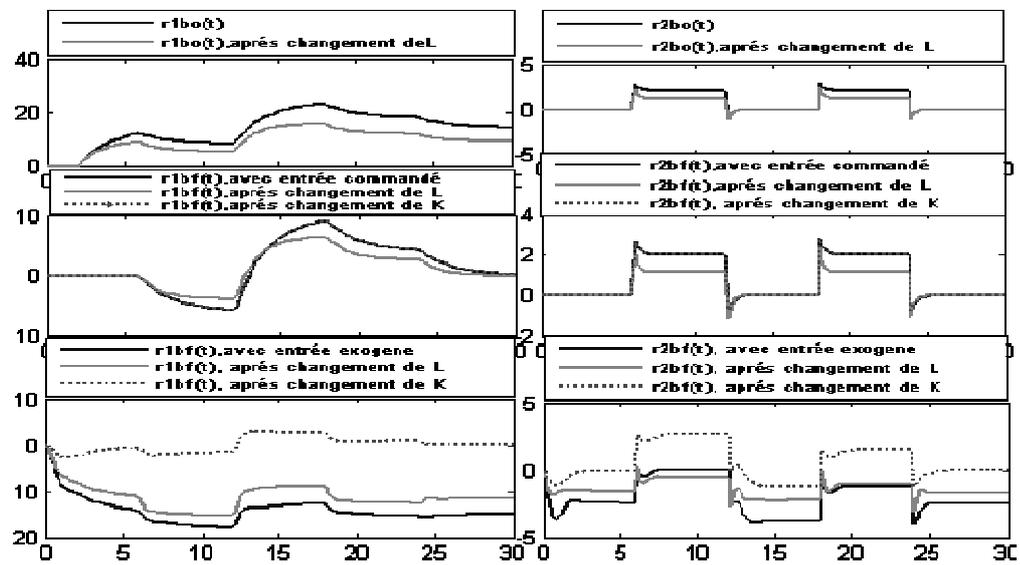


Fig. 3.7: Comparaison des résidus dans le cas de défauts non paramétriques. Influence de changement du gain d'observateur L , et celui du retour d'information K .

Remarque 1; Dans ce chapitre, une grande importance est consacrée à l'étape de détection puisque cette étape est la plus importante soit dans la tâche de diagnostic ou la tâche de surveillance des systèmes industriels. Le vecteur de résidu obtenu dans le cas de l'exemple (3.1) permet la détection des

défauts capteur et actionneur, mais si on veut localiser ses défauts, il faut insérer un filtre afin de localiser le défaut actionneur et le défaut capteur, comme il est montré sur la figure (3.8).

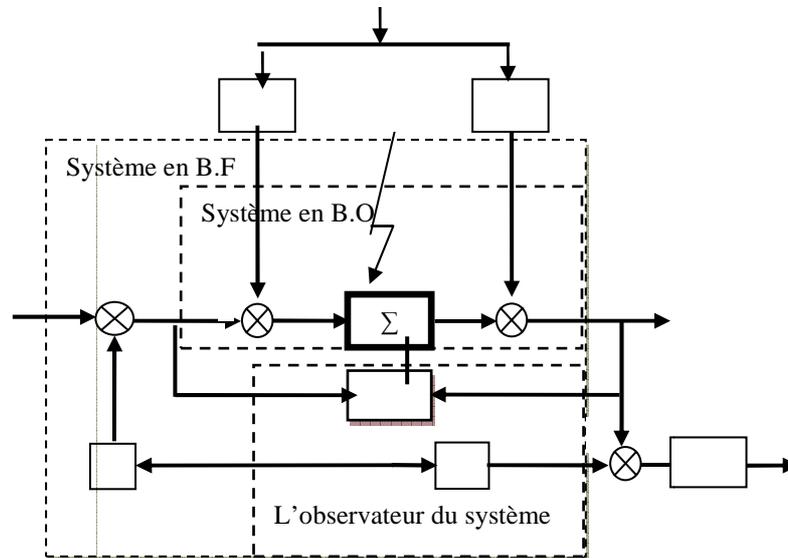


Fig. 3.8: Schéma bloc pour la détection et localisation des défauts capteur et actionneur par l'approche d'observateur pour un système en boucle fermée.

Les résultats de simulation après avoir inséré le filtre pour la localisation sont représentés par la figure (3.9).

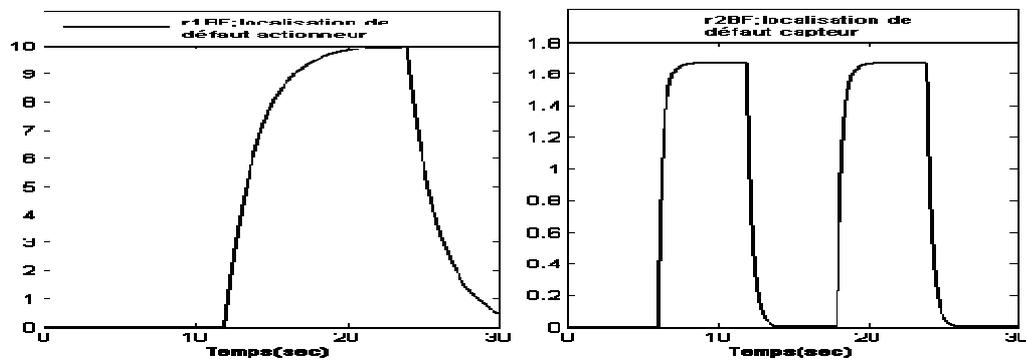


Fig. 3.9: Localisation des défauts capteur et actionneur par l'approche d'observateur pour un système en boucle fermée.

Remarque 2; Dans le cas où le défaut capteur est égale au défaut actionneur, la détection du défaut actionneur sera très difficile puisque ce dernier sera compensé par le défaut capteur, comme il été indiqué au par avant, dans le cas de l'utilisation du schéma bloc représenté par la figure (3.4), mais dans le cas où on utilise le schéma bloc de la figure (3.5), cela n'est pas possible. Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (3.10).

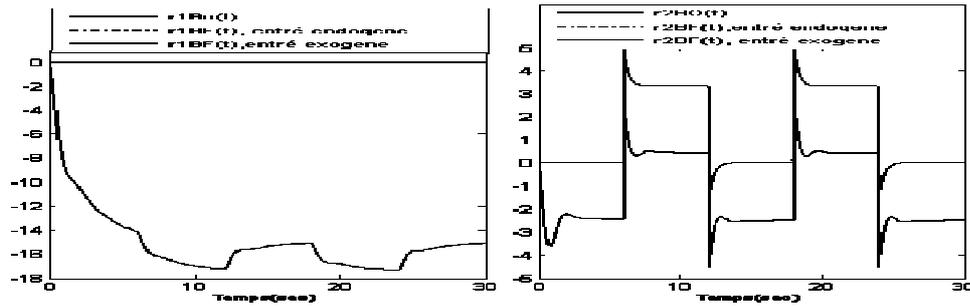


Fig. 3.10: Compensation d'un défaut actionneur par un défaut capteur dans le cas de l'utilisation de l'approche observateur pour un système en boucle fermé.

3.3.2. Cas de défauts paramétriques

Comme pour le cas de la génération des résidus pour les systèmes soumis à des défauts non paramétriques, considérant un système linéaire soumis à des défauts paramétriques dans les deux contextes; en boucle ouverte et en boucle fermée.

En boucle ouverte

Le système est soumis à des défauts capteurs et actionneurs :

$$(3.15)$$

Dans le domaine de Laplace, on peut écrire ;

$$(3.16)$$

Où x est l'état, y le vecteur de sortie, u le vecteur de commande. A , B , C et D sont des matrices de dimensions appropriées. Les matrices F et G sont respectivement de mêmes dimensions que A et B et traduisent les défauts paramétriques constants respectivement sur les actionneurs et les capteurs. Un observateur pour le système présenté par le système d'équation (2.39) est donné par:

$$(3.17)$$

Pour voir l'influence de la commande u sur le résidu, calculons les variations au cours du temps de l'erreur d'estimation d'état ;

$$(3.18)$$

$$\begin{aligned}
\dot{e}_x(t) &= (A - LC) x(t) - (A - LC) \hat{x}(t) + \Delta B u(t) - L \Delta C x(t) \\
\dot{e}_x(t) &= (A - LC) (x(t) - \hat{x}(t)) + \Delta B u(t) - L \Delta C x(t) \\
\dot{e}_x(t) &= (A - LC) e_x(t) + \Delta B u(t) - L \Delta C x(t)
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Qui dans le domaine de Laplace vaut :

$$e_x(s) = (sI - (A - LC))^{-1} (\Delta B u(s) - L \Delta C x(s))$$

D'après (3.16) ;

$$e_x(s) = (sI - (A - LC))^{-1} (\Delta B - L \Delta C (sI - A)^{-1} (B + \Delta B)) U(s) \tag{3.20}$$

Par ailleurs, on a dans le domaine temporel:

$$\begin{aligned}
r_{BO}(t) &= y(t) - \hat{y}(t) \\
r_{BO}(t) &= C e(t) + \Delta C x(t)
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Dans le domaine de Laplace:

$$r_{BO}(s) = C e_x(s) + \Delta C x(s) \tag{3.22}$$

D'après (3.19) et (3.15) on obtient ;

$$\begin{aligned}
r_{BO}(s) &= C (sI - (A - LC))^{-1} (\Delta B - L \Delta C (sI - A)^{-1} (B + \Delta B)) U(s) + \Delta C (sI - A)^{-1} (B + B) U(s) \\
r_{BO}(s) &= \left(\begin{array}{c} C (sI - (A - LC))^{-1} \Delta B \\ + (I - C (sI - (A - LC))^{-1} L) \Delta C (sI - A)^{-1} (B + \Delta B) \end{array} \right) U(s)
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Cette équation montre bien que le résidu dépend non seulement des défauts paramétriques ΔB et ΔC mais également de la commande $u(t)$. Ceci prouve qu'en cas de présence des défauts paramétriques, la commande influence le résidu.

Remarquons que pour $\Delta B = \Delta C = 0$ le vecteur résidu (3.23) est nul. Cependant, il peut y avoir des valeurs non nulles des défauts ΔB et ΔC qui donneraient un vecteur résidu nul, c'est-à-dire ; qu'un défaut capteur peut compenser un défaut actionneur. Dans ce cas, la détection des défauts n'est pas possible.

En boucle fermée

De la même façon que pour l'analyse faite dans le cas des défauts non paramétriques, nous considérant le cas où la commande $u(t)$ est calculée à partir des grandeurs du système; une commande par retour d'état de la forme (3.10).

A partir du système (3.15) et de l'observateur (2.39) on peut écrire le système augmenté suivant :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -(B + \Delta B) \\ L(C + \Delta CB) & A - BK - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B + \Delta B \\ B \end{bmatrix} v(t) \\ r_{BF}(t) = [C + \Delta C \quad -C] \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.24)$$

D'autre part on a ;

$$e_x(t) = x(t) - \hat{x}(t)$$

D'où ;

$$\hat{x}(t) = x(t) - e_x(t) \quad (3.25)$$

On peut écrire ;

$$\begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

I ; représente la matrice identité

Et ainsi,

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Remplaçant (3.25) dans (3.26) on obtient ;

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}_x(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - (B + \Delta B)K & (B + \Delta B)K \\ -L\Delta C - \Delta BK & A - LC + \Delta BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e_x(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B + \Delta B \\ B \end{bmatrix} v(t) \\ r_{BF}(t) = [\Delta C \quad C] \begin{bmatrix} x(t) \\ e_x(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.28)$$

Le résidu en boucle fermée s'exprime dans le domaine de Laplace, tous en négligeant le transitoire dû aux conditions initiales, par :

$$r_{BF}(s) = [\Delta C \quad C] \begin{bmatrix} s - A + (B + \Delta B)K & (B + \Delta B)K \\ -L\Delta C - \Delta BK & s - A + LC - \Delta BK \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B + \Delta B \\ B \end{bmatrix} v(s) \quad (3.29)$$

On remarque que r_{BO} est différent de r_{BF} et que ce dernier dépend aussi de l'entrée de référence $v(s)$. Ainsi, on remarque qu'en cas d'absence de défauts ($\Delta B = \Delta C = 0$) le vecteur résidu (3.28) est nul. Mais, comme mentionné précédemment, il peut y avoir des valeurs de ΔB et de ΔC non nulles qui donnent un vecteur résidu nul.

Exemple 3.2 : Considérons le même système que dans l'exemple (3.1), mais cette fois, on suppose qu'il est affecté par des défauts paramétriques capteur et actionneur suivant le modèle (3.15), on définit les différentes matrices de ce modèle par :

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \Delta B = \begin{bmatrix} 1.2 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } \Delta C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1.1 \end{bmatrix}, D_x = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

On utilise le même observateur de *Luenberger* défini par l'équation (3.17), pour générer les résidus de façon similaire au cas de défauts non paramétriques; un résidu du système en boucle ouverte $r_{BO}(t)$

et un résidu en boucle fermée suivant les deux figures: (3.3) et (3.4). Alors on a obtient les résultats montrés sur la figure (3.11).

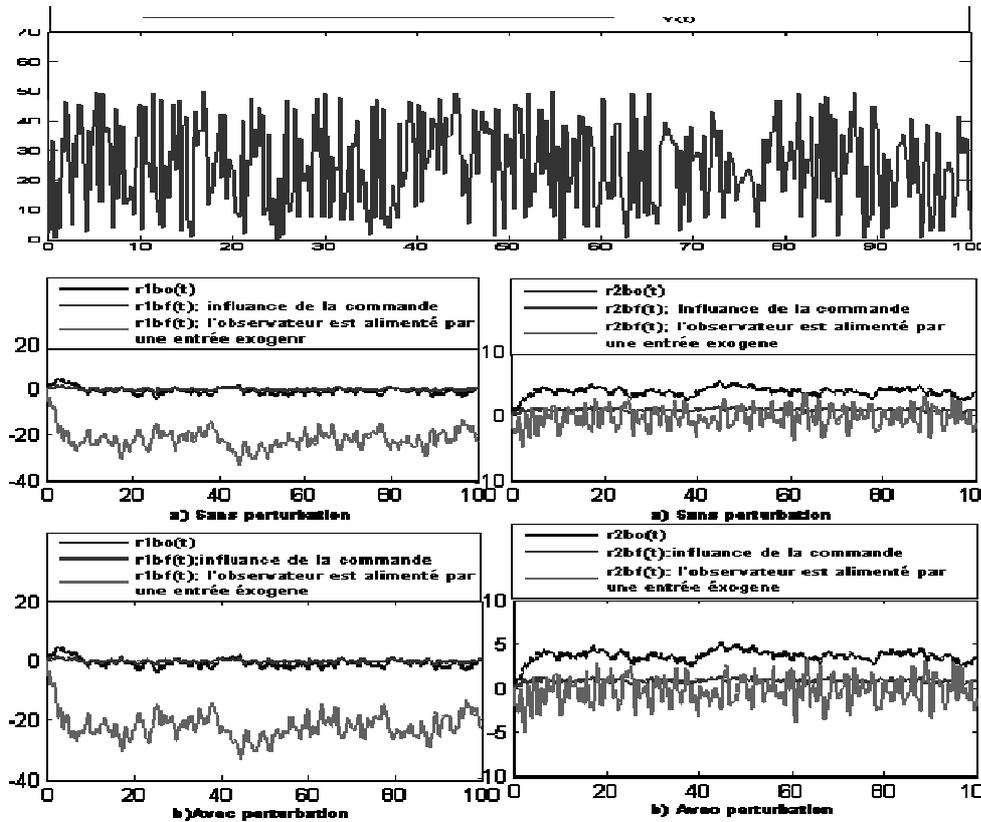


Fig. 3.11: Comparaison des résidus dans le cas de défauts paramétriques pour les deux cas ; sans et avec perturbation.

D'après ces résultats, on remarque que le résidu généré à partir du système en boucle ouverte et le résidu généré à partir du système en boucle fermée qui sont affectés par des défauts paramétriques sur l'actionneur () et sur le capteur (), ne sont pas identiques, malgré qu'ils s'écartent tous les deux de zéro mais avec des amplitudes différentes. Ces résultats sont confirmés dans les deux cas; avec ou sans perturbation. Cette comparaison des résidus montre que dans le cas des défauts paramétriques, contrairement au cas des défauts non paramétriques, la commande a une influence sur l'amplitude des résidus pour les systèmes en boucle fermée; donc le diagnostic du système en boucle fermée ne peut se faire à partir du système en boucle ouverte. Ainsi que le point où en génère les résidus a une influence sur les amplitudes des ces derniers.

Dans le but de voir l'influence du retour d'état et le gain d'observation sur l'amplitude des résidus, on a changé une fois la valeur de gain d'observateur et une autre fois la valeur de gain de retour d'état , on a obtient les résultats de simulation suivantes (Fig. 3.12).

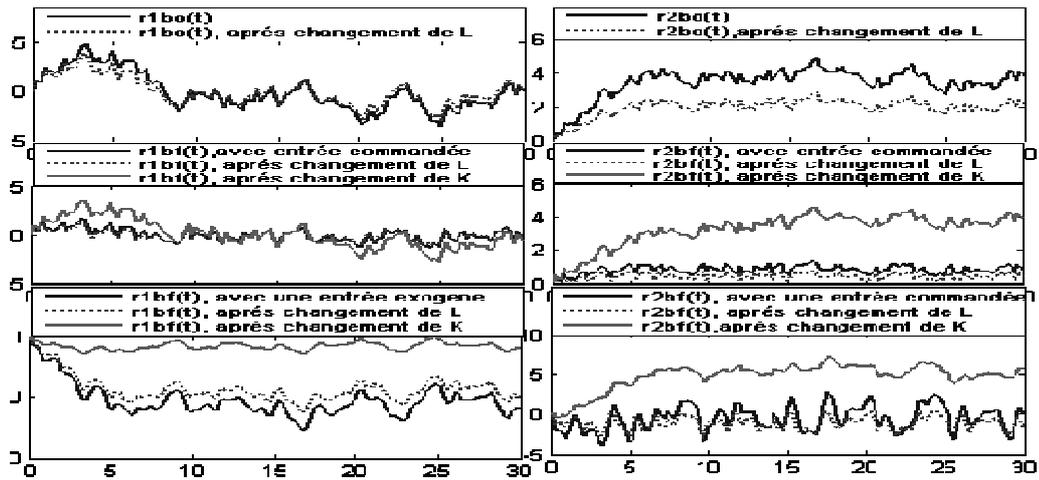


Fig. 3.12: Comparaison des résidus dans le cas de défauts paramétriques
Influence de changement du gain d’observateur , et celui du retour d’information .

D’après ces résultats, on remarque que le gain d’observation ainsi que le gain de retour d’état ont une influence sur les amplitudes des résidus. Ces résultats sont confirmés dans les deux cas ; sans et avec perturbations. Dans ce cas, on peut conclure que les objectifs de la commande ainsi que ceux du diagnostic sont influencés l’un par l’autre, puisque les résidus dépendent de la valeur de gain de retour d’état ; si la commande est performante, elle risque de masquer l’effet des défauts et inversement, si le diagnostic est adéquat, la commande peut être inconvenante. Ces interactions entre commande et diagnostic sont logique puisque ils sont dus au caractère contradictoire de leurs objectifs. Donc le diagnostic du système en boucle fermée ne peut se faire à partir du système en boucle ouverte.

3.4. Choix du gain du retour de sortie

Le but recherche dans ce paragraphe est de voir l’influence de gain de retour de la sortie sur le diagnostic de même système par l’approche (AEP) , ainsi que la recherche d’une méthode qui permet la réalisation d’un certain découplage entre l’objective de la commande et l’objective de diagnostic pour que d’une part, le gain de la boucle de rétroaction soit satisfait aux performances de la commande et de stabilité, et d’autre part, il serait souhaitable qu’il optimise la valeur du résidu en vu d’une détection facile des défauts.

Considérant un système (SISO) linéaire à temps invariant représenté par la figure (3.13). La représentation d’état de ce système est donné par ;

$$(3.30)$$

Avec

$$u(t) = v(t) - Ky(t) = v(t) - KCx(t) - KF_y f_c(t) \quad (3.31)$$

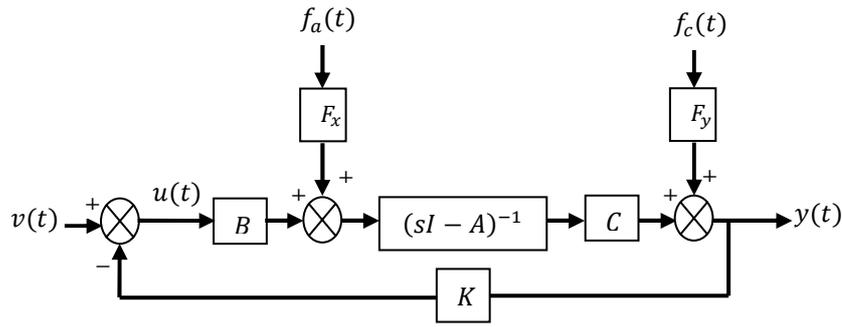


Fig. 3.13: Boucle de commande avec un défaut actionneur et un défaut capteur.

Où $v(t)$ est la référence (une entrée exogène) et K représente le gain de la chaîne de retour.

Alors le système (3.31) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A - BKC)x(t) + Bv(t) + [F_x \quad -BKF_y]f(t) \\ y(t) = Cx(t) + [0 \quad F_y]f(t) \end{cases} \quad (3.32)$$

Le gain de retour K doit satisfaire la condition de stabilité suivante:

$$(A - BKC) \text{ stable.} \quad (3.33)$$

On doit dériver la sortie jusqu'à l'ordre du système, afin de générer un résidu par l'approche de l'espace de parité. Si on considère que le système est de second ordre, on doit dériver la sortie deux fois pour obtenir :

$$\begin{aligned} \bar{y}(t) &= O(K)x(t) + G(K)\bar{v}(t) + F(K)\bar{f}(t) \\ (\bar{y}(t) - G(K)\bar{v}(t)) &= O(K)x(t) + F(K)\bar{f}(t) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Avec :

$$\begin{cases} \bar{y}(t) = [y(t) \quad \dot{y}(t) \quad \ddot{y}(t)]^T \\ \bar{v}(t) = [v(t) \quad \dot{v}(t) \quad \ddot{v}(t)]^T \\ \bar{f}(t) = [f(t) \quad \dot{f}(t) \quad \ddot{f}(t)]^T, \text{ et } f(t) = [f_a \quad f_c]^T \end{cases} \quad (3.35)$$

$$\begin{cases} O(K) = \begin{bmatrix} C \\ C(A - BKC) \\ C(A - BKC)^2 \end{bmatrix} \\ G(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ CB & 0 & 0 \\ C(A - BKC)B & CB & 0 \end{bmatrix} \\ F(K) = \begin{bmatrix} [0 \quad F_y] & [0 \quad 0] & [0 \quad 0] \\ C[F_x \quad -BKF_y] & [0 \quad F_y] & [0 \quad 0] \\ C(A - BKC)[F_x \quad -BKF_y] & C[F_x \quad -BKF_y] & [0 \quad F_y] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.36)$$

Pour obtenir une relation liant uniquement les grandeurs connues (la référence, la sortie et leurs dérivées) on élimine l'état $x(t)$ en prémultipliant à gauche l'équation (3.34) par une matrice $w(K)$ orthogonale à la matrice d'observabilité $O(K)$, à condition que cette matrice ($w(K)$) ne doit pas appartenir à l'espace orthogonal de la matrice des défauts $F(K)$, sinon on risque de ne pas détecter certains défauts. Autrement dit, $w(K)$ doit vérifier :

$$\begin{cases} w(K) O(K) = 0 \\ w(K) F(K) \neq 0 \end{cases} \quad (3.37)$$

D'après l'équation (2.32), on définit un résidu :

$$r(t) = w(K) (\bar{y}(t) - G(K)\bar{v}(t)) = w(K)F(K)\bar{f}(K) \quad (3.38)$$

Le choix des éléments de la matrice $w(K)$ est très important afin de remplir la condition (3.37). L'idée ici est d'avoir un résidu indépendant du gain K , afin de disposer d'un grand degré de liberté pour le choix de ce dernier dans le but de satisfaire les performances de la commande. D'autre part ce gain (K) peut avoir comme rôle le placement de pôles du système en boucle fermée en vue de satisfaire les exigences de commande et de stabilité définies dans le cahier des charges [BAI 05]. Dans la plage des gains admissibles remplissant ces contraintes, on choisit le gain qui optimise la valeur du résidu. Parmi les valeurs de K qui satisfont à les conditions (3.33) et (3.37), on choisit celle qui maximise l'influence du défaut sur le résidu ; soit, k , et qui vérifie les conditions suivantes :

$$\begin{cases} w(k)F(k) \geq w(K)F(K), \quad \forall K \\ (A - BkC) \text{ stable} \end{cases} \quad (3.39)$$

Si k existe, alors il réalisera un double objectif: assurer la stabilité du système et une meilleure détectabilité des défauts. Les éléments du vecteur $w(k)$ peuvent être calculés en fonction des éléments des matrices A, B, C, F_x et F_y .

Exemple 3.3 : Pour illustrer le calcul passé, considérons un système du second ordre écrit sous sa forme compagne observable soumis à un défaut actionneur comme dans (3.30). Les matrices A, B, C, F_x et F_y sont alors données par :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [0 \quad 1], F_x = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix}, F_y = 0$$

Les matrices $O(K), G(K)$ et $F(K)$ sont données en (3.36). Les éléments du vecteur $w(K)$ sont choisis sous forme de polynômes de degré 1 en K :

$$w(K) = [(W_{10} + W_{11}K) \quad (W_{20} + W_{21}K) \quad (W_{30} + W_{31}K)] \quad (3.40)$$

Posons :

$$W = [W_{10} \quad W_{11} \quad W_{20} \quad W_{21} \quad W_{30} \quad W_{31}] \quad (3.41)$$

$$w(K)O(K) = [(W_{10} + W_{11}K) \quad (W_{20} + W_{21}K) \quad (W_{30} + W_{31}K)] \begin{bmatrix} C \\ C(A - BKC) \\ C(A - BKC)^2 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$w(K)O(K) = W\theta_0 + W\theta_1K + W\theta_2K^2 + W\theta_3K^3 \quad (3.43)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_0 = \begin{bmatrix} C \\ 0_{1 \times 2} \\ CA \\ 0_{1 \times 2} \\ CA^2 \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix}, \theta_1 = \begin{bmatrix} 0_{1 \times 2} \\ C \\ -CBA \\ CA \\ -C(ABC + BCA) \\ CA^2 \end{bmatrix}, \\ \theta_2 = \begin{bmatrix} 0_{1 \times 2} \\ 0_{1 \times 2} \\ 0_{1 \times 2} \\ -CBA \\ C(BC)^2 \\ CA^2 \end{bmatrix}, \theta_3 = \begin{bmatrix} 0_{1 \times 2} \\ C(BC)^2 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.44)$$

Avec ;

$$w(K)O(K) = 0 \quad (3.45)$$

Pour trouver une solution à cette équation tous en prend en considération que le produit $w(K)F(K)$ soit indépendant du gain K , il faut s'assurer que $W\theta_i = 0$ avec $i = 0,1,2,3$. La résolution de ce système d'équations donne :

$$w(K) = [(-1 + K) \quad (2 + K) \quad 1]. \quad (3.46)$$

Le produit $w(K)F(K)$ vaut alors ;

$$w(K)F(K) = [(-1 + K) \quad (2 + K) \quad 1] \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ CF_x & 0 \\ C(A - BKC)F_x & CF_x \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$r(t) = w(K)F(K)\bar{f}(K) = [1 \quad 2] \begin{bmatrix} f(t) \\ \dot{f}(t) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Donc le résidu pour cet exemple est indépendant du gain K , ce qui permet de choisir une valeur pour ce dernier dans le but de satisfaire les performances du commande, sans dégrader celles du diagnostic.

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (3.16) qui traduit la variation de gain de retour de sortie K qui influe seulement sur la sortie $y(t)$, par contre l'évaluation du résidu $r(t)$ reste la même dans les deux cas.

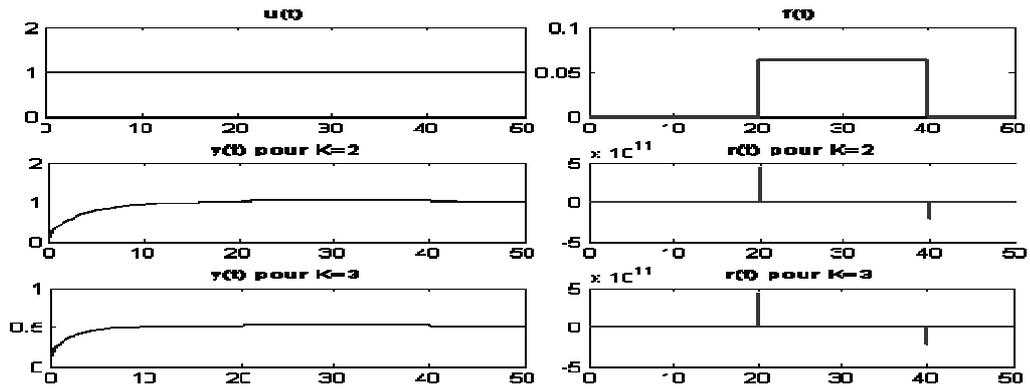


Fig. 3.14: Comparaison des résidus pour différents valeurs de K.

3.5. Diagnostic des défauts dans un entraînement avec moteur à courant continu

Le but recherché dans ce paragraphe est l'application de deux méthodes de diagnostic sur un entraînement réglé avec machine à courant continu (DC). Les deux méthodes utilisées sont:

- La méthode d'analyse directe qui appartient à l'approche séquentielle,
- La deuxième méthode consiste à appliquer le principe de l'approche intégrée (découplage entre l'objectif de commande et celui de diagnostic) tout en utilisant la méthode d'espace de parité.

Soit un moteur à courant continu représenté sous la forme classique (Fig. 3.15).

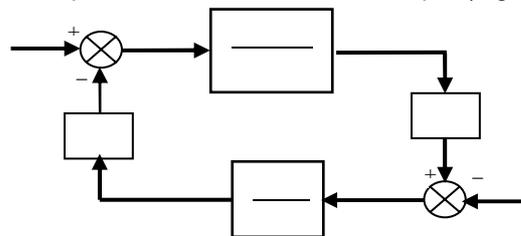


Fig. 3.15: Schéma bloc d'un moteur à courant continu.

Où R_a , L_a représentent respectivement la résistance et l'inductance de l'inducteur, K_ϕ le flux magnétique, J la constante d'inertie, f le coefficient de frottements visqueux.

Le schéma fonctionnel de la boucle de vitesse d'un moteur à courant continu est représenté par la figure (3.16).

Ce moteur est régi par le système d'équation suivant ;

$$(3.49)$$

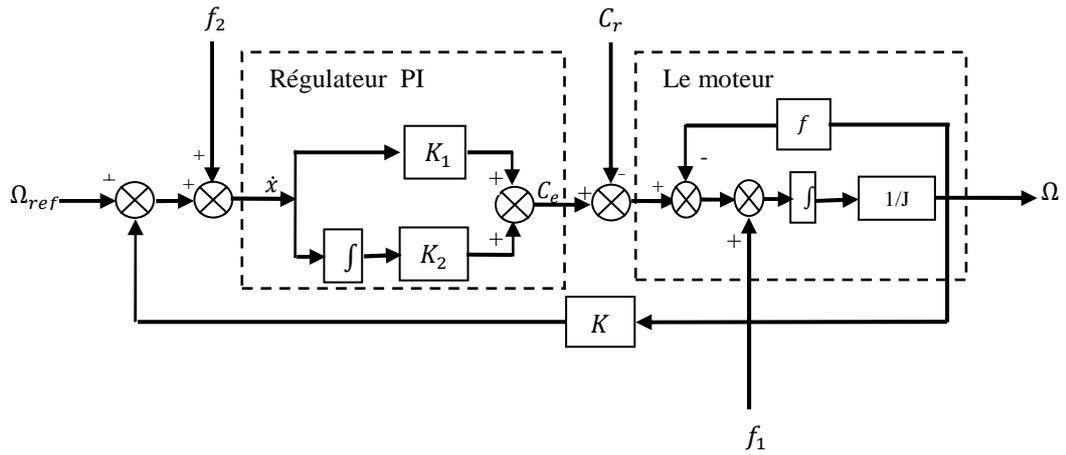


Fig. 3.16: Le schéma fonctionnel de la boucle de vitesse.

3.5.1. L'application de la méthode d'analyse directe

Le système d'équation (3.49) peut être écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX + B\Omega_{ref}(t) + D_x d(t) + F_x f(t) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (3.50)$$

En utilisant la transformation de Laplace, tout en considérant que les conditions initiales sont nulles, on peut écrire le système (3.50) sous la forme:

$$Y(s) = G_u(s)\Omega_{ref}(s) + G_d(s)D(s) + G_f(s)F(s). \quad (3.51)$$

Telle que $G_u(s)$, $G_d(s)$ et $G_f(s)$ sont les transferts respectivement de l'entrée $\Omega_{ref}(s)$, la perturbation $D(s)$ et le défaut $F(s)$.

On propose de générer les résidus par l'approche d'analyse directe, dans les deux cas ; sans perturbation et avec perturbation, alors on obtient les résultats représentés sur la figure (3.17); Où on remarque que le résidu $r_1(t)$ est sensible vers le défaut capteur, cependant le deuxième résidu $r_2(t)$ est sensible vers le défaut actionneur. Ces résultats montrent que l'utilisation de la méthode d'analyse directe pour le diagnostic d'un moteur à courant continu soumis à des défauts actionneur et capteur est très efficace, puisque par cette méthode on a obtenu des résidus qui sont non seulement sensible vis-à-vis aux défauts mais aussi robuste vis-à-vis les perturbations.

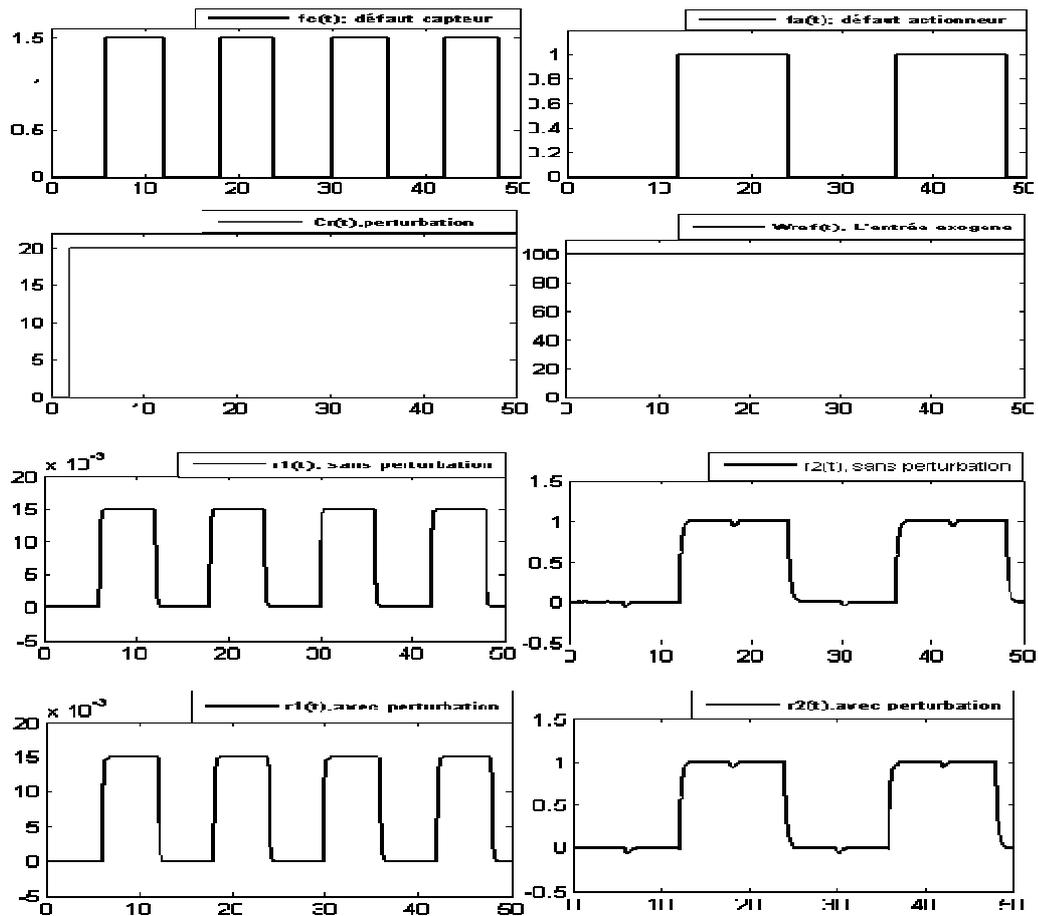


Fig. 3.17: Les résidus par l'approche directe, sans et avec perturbation.

Afin de voir l'influence d'un bruit blanc sur ces résultats, on injecte un bruit blanc dans la sortie. Les résultats de simulation, sont représentés sur les figures suivantes (Fig.3.18) :

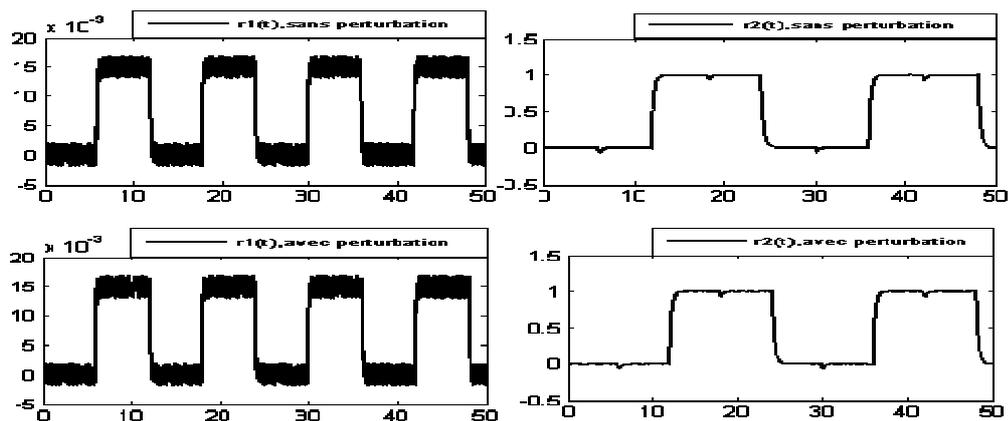


Fig. 3.18 : Les résidus par l'approche directe, sans et avec perturbation, après injection d'un bruit blanc dans la sortie.

On remarque que le bruit blanc injecté dans la sortie du système n'a aucune influence sur le résidu $r_1(t)$. Malgré la petite influence qu'il a sur $r_1(t)$, ces résultats sont logiques puisque le bruit est injecté sur la

sortie ce qui justifier son influence sur les défauts capteur et n'a aucune influence sur $r_2(t)$ qui est sensible au défaut actionneur vu l'existence du correcteur.

Afin de bien vérifier ceci, un autre bruit a été injecté sur l'entrée et les résultats sont représentés sur la figure (3.19):

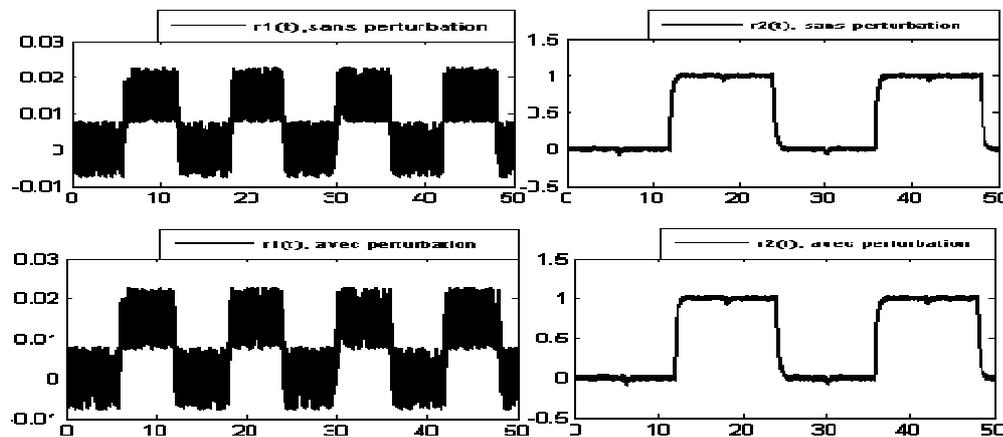


Fig. 3.19 : Les résidus par l'approche directe, sans et avec perturbation, après injection d'un bruit blanc dans la sortie et l'entrée du moteur.

L'injection d'un bruit sur l'entrée a plus d'influence sur le défaut capteur que sur le défaut actionneur, mais l'information n'est pas encore noyée. A cet effet on peut conclure que l'existence d'un bruit blanc à l'entrée ou à la sortie (avant ou après le capteur) influe considérablement le résidu sensible aux défauts capteur mais ne noie pas l'information cependant il n'a aucune influence sur le résidu sensible aux défauts actionneur.

Il faut noter que la méthode de synthèse directe est difficile à appliquer pour le cas des défauts paramétriques, puisque ces dernières peuvent être considérées comme des erreurs de modalisation, ce qui est confirmé par l'étude théorique menée au par avant.

La méthode d'analyse directe appartient à l'approche séquentielle puisque la synthèse des modules de commande ainsi que celui de diagnostic sont fait de manière séquentielle. L'algorithme de diagnostic est mis en place après la synthèse de la loi de commande.

L'approche séquentielle a été dernièrement développée, elle se base sur la synthèse robuste de filtres DLRD (Détection et Localisation Robuste de Défauts) pour la surveillance à base de modèle des systèmes multi variables et incertains. Elle est fondée sur la modélisation sous forme LFT (*Linear Fractional Transformation*) qui permet de prendre en compte les incertitudes de modèle, et sur les outils mo-

dues de synthèse et d'analyse robuste telle que l'utilisation de la norme H_∞ et LMI (inégalités matricielles linéaires) [LOS 03].

L'approche séquentielle possède l'avantage de simplifier de façon significative la synthèse du module de diagnostic, elle ne propose pas de gérer le compromis existant entre les performances de la commande et celles du diagnostic puisqu' elle consiste à imposer les performances de la commande puis, par la suite, optimiser les performances du diagnostic ce qui a pour conséquence une perte en degré de liberté pour la synthèse du générateur de résidus.

3.5.2. L'application du principe de l'approche intégrée

La deuxième méthode appliquée pour faire le diagnostic d'un moteur à courant contenu réglé en vitesse par un régulateur PI et soumis à des défauts actionneur et capteur, est la méthode d'espace de parité (AEP) en utilisant le principe de découplage entre l'objectif de la commande et celui du diagnostic qui a été développé au paragraphe (3.4). Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (3.20).

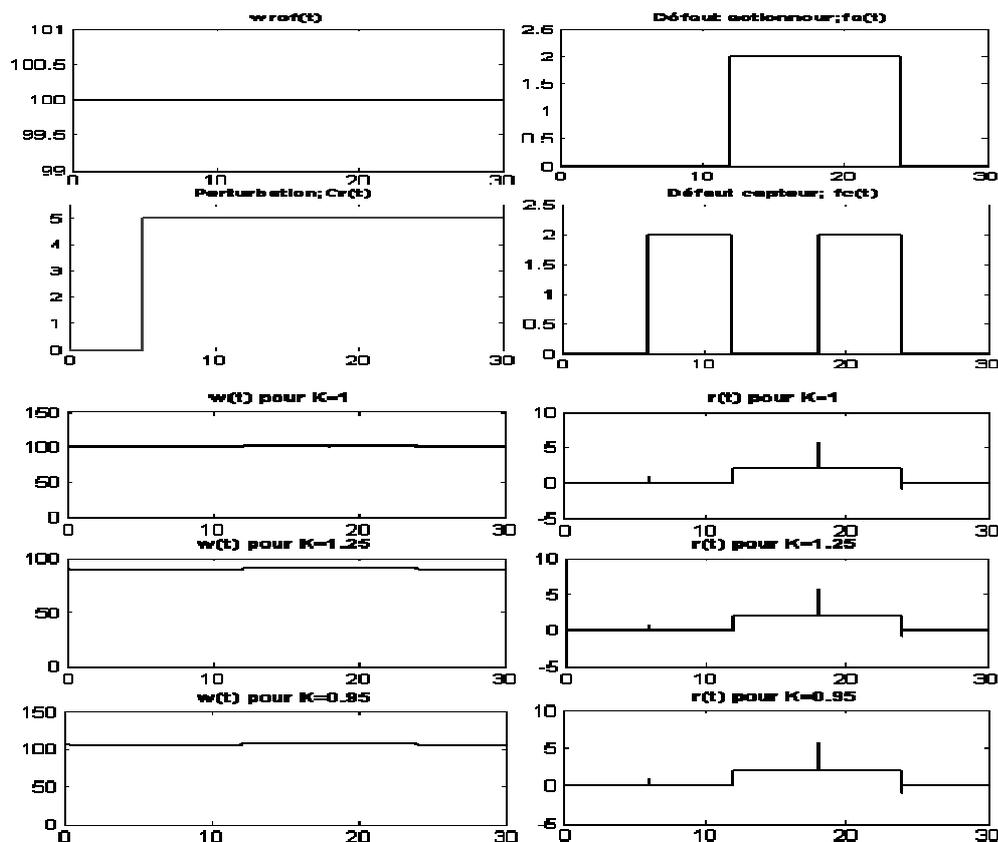


Fig. 3.20 : L'influence de retour de sortie sur la commande et le générateur de résidus; réalisation de découplage entre l'objectif de la commande et celui de la génération de résidus pour un moteur à courant contenu.

D'après les résultats de simulation (Fig. 3.20), on remarque que le changement du gain de retour de sortie influe seulement sur la vitesse et n'a aucune influence sur l'indicateur de défaut $r(t)$. Ainsi que cette méthode a permis d'obtenir un résidu qui est non seulement sensible aux défauts, mais aussi robuste vis-à-vis les perturbations qui sont représentés par le couple résistant $Cr(t)$. Par conséquent on a pu réaliser le découplage entre l'objectif de commande et celui de la génération des résidus pour le diagnostic d'un moteur à courant continu qui est soumis à des défauts actionneur et capteur.

Les méthodes de diagnostic qui permettent de faire la synthèse simultanément du module de commande et celui du diagnostic, appartient à l'approche intégrée. Cette approche repose sur la combinaison entre la synthèse de la loi de commande et la génération des résidus pour le diagnostic. Et avec cette méthode la plus parts des chercheurs travaillent pour faire le diagnostic des systèmes en boucles fermées soumis à des défauts paramétriques ; parmi les méthodes qui font partie de cette approche on cite : collecteur à quatre paramètres [NET 88], correcteur à deux paramètres [HAR 88]....

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, les motivations du diagnostic des systèmes en boucle fermée ont été présentées. Ainsi, dans le cadre d'un système linéaire à paramètres invariants dans le temps affectés par les défauts de type non paramétriques, on a montré que le générateur de résidus est indépendant de la loi de commande utilisée; ce qui permet de profiter de l'avantage de diagnostiquer le système en boucle fermée à partir du système en boucle ouverte en utilisant l'une des quatre méthodes de diagnostic évoquées dans le chapitre précédent. Par contre et dans le contexte du diagnostic d'un système en boucle fermée par l'approche d'observateur; l'influence du gain d'observateur sur les résidus a été montrée.

D'un part, il a été montré que si les défauts considérés sont des défauts paramétriques, la loi de commande influence le diagnostic. Puisque dans ce cas l'utilisation d'une loi de commande, qui a pour but d'améliorer les performances des processus par la compensation de tout ce qui perturbe le fonctionnement normale des processus commandés; qu'il soient des perturbations externes ou des défauts. Par conséquent, si cette loi est performante, elle risque de masquer l'effet des défauts, et le diagnostic devient difficile à établir. Pour le même cas, on a montré l'influence du gain de retour d'état sur le résidu, dans le cas où on a utilisé l'approche d'observateur pour le diagnostic.

D'autre part par une approche simple on peut séparer le problème de commande de celui du diagnostic. L'application de cette approche a été faite pour un système du second ordre en boucle fermée ainsi que pour un moteur à courant continu régulé en vitesse, en utilisant la méthode de l'espace de parité. Le

principe de la méthode appliquée, a été inspiré de l'approche intégrée qui répond aux objectifs contradictoires existant entre la commande et le diagnostic malgré leurs nécessités les deux en même temps pour tout système industriel.

L'application de la méthode d'analyse directe pour le diagnostic d'un moteur à courant continu soumis à des défauts actionneur et capteur, a montrée l'efficacité de cette méthode; où on a pu générer des résidus sensible aux défauts et robuste en vers les perturbations et l'identification des deux types de défauts ; défaut capteur et défaut actionneur. Le problème est engendré seulement dans le choix du filtre de détection. Pour cela, plusieurs méthodes peuvent être utilisées tel que la méthode H_{∞} .

CHAPITRE 4

PLACEMENT DES CAPTEURS POUR LA DETECTION DES DEFAUTS DANS LES SYSTEMES BOUCLES

4.1. Introduction

Dans le contexte de la surveillance et de diagnostic, le rôle des outils de détection et d'isolation des défauts dans les systèmes industriels devient de plus en plus important, depuis ces quatre dernières décades [BAI 05], [GER 98], [PAT 00]. Tout en accordant une attention particulière pour le prix de ces outils, le problème de choix optimal des signaux pour la génération des résidus, indicateur des défauts, est à réfléchir.

La première question à laquelle on devra répondre concerne l'emplacement des capteurs permettant d'obtenir les signaux contenant le plus d'informations sur les défauts qui peuvent intervenir sur le système. On doit également prendre en compte le fait que les signaux de la boucle d'asservissement ne sont pas tous accessibles à la mesure, ceci est dû aux limitations physiques et à la disponibilité des capteurs. Parmi les endroits accessibles à la mesure, l'emplacement optimal est celui qui permet de

prélever un signal offrant une sensibilité maximale par rapport aux variations des composants spécifiques du système.

Dans le cadre de la surveillance et du diagnostic des systèmes, les variations des paramètres sont assimilées à des défauts qu'il convient de détecter et de localiser. Dans ce contexte, la théorie de la sensibilité peut se présenter comme un outil d'analyse et de synthèse efficace pour mettre en évidence les effets des changements des paramètres du système sur son comportement [MAN 98], [MUR 03]. Cette théorie permet de prendre une décision juste pour le problème de positionnement optimal des capteurs dans les systèmes en boucle fermée.

De ce fait, dans ce chapitre, on se servira de '*la théorie de la sensibilité*', comme critère pour l'analyse des signaux qui servent pour la génération de résidus. L'analyse des fonctions de sensibilité des grandeurs disponibles aux différents endroits, par rapport aux variations des composants du système en boucle fermée, permet d'étudier le positionnement optimal des capteurs. Une application sur une boucle classique de commande puis sur un moteur à courant continu commandé en couple en vitesse sera exposée dans ce qui suit.

4.2. Définition de la fonction de sensibilité

La plus ancienne définition d'une fonction de sensibilité est donnée par Bode en 1945. Cette définition est basée sur la fonction de transfert du système et concerne des changements infinitésimaux des paramètres. En 1963, Horowitz donne une interprétation différente de la fonction de sensibilité de Bode et l'appliqua pour la synthèse des systèmes de contrôle dans le domaine fréquentiel où les variations des paramètres sont plus larges. En 1966 Perkins et Cruz étendent la définition de la fonction de sensibilité de Bode aux systèmes multi variables et aussi dans le domaine temporel (fonction de sensibilité comparative) [ROS 00].

De ce fait, on peut donner plusieurs définitions à la fonction de sensibilité. Cette définition dépend essentiellement de la nature du modèle mathématique du système et de l'objectif fixé. Dans le cadre de la représentation d'un système dynamique par sa fonction de transfert, la sensibilité sera définie comme étant la variation de la fonction de transfert induite par les changements des paramètres. Mais si au contraire, le modèle d'état est retenu, la fonction de sensibilité sera définie comme étant l'écart de la trajectoire d'état induit par les variations paramétriques par rapport à la trajectoire d'état du modèle nominal du système. Le plus important est que le problème mathématique auquel la théorie de la sensi-

bilité s'intéresse est l'évaluation de la variation d'un système statique ou dynamique due aux variations de ses paramètres.

4.3. Fonctions de sensibilité dans le domaine fréquentiel

Les fonctions de sensibilité peuvent être classées en deux catégories :

- fonctions de sensibilité dans le domaine temporel (continu ou discret),
- fonctions de sensibilité dans le domaine fréquentiel (domaine de Laplace ou transformée en z).

L'inconvénient principal des fonctions de sensibilité temporel est leur dépendance à la nature du signal d'entrée. Ainsi, leur utilisation pour quantifier la sensibilité d'un système par rapport aux variations de ses paramètres, le choix des entrées est restreinte aux cas des signaux simples tels que l'échelon ou l'impulsion de Dirac. L'utilisation de la fonction de sensibilité temporel dans le calcul de la commande des systèmes asservis peut avoir une importance considérable, mais son utilisation dans le domaine de diagnostic est un peu médiocre. Les fonctions de sensibilité dans le domaine fréquentiel permettent l'utilisation des outils de l'automatique fréquentielle en s'affranchissant de la contrainte de complexité des signaux d'excitation. Cette dernière permet de préciser les bandes de fréquences où les défauts sont susceptibles d'être déterminés, ceci exige une représentation dans le domaine fréquentiel du système.

4.3.1. Définition de la fonction de sensibilité dans le domaine fréquentiel

Si on considère un système dynamique (Fig. 4.1) représenté dans le domaine fréquentiel par sa fonction de transfert $G(s, \alpha)$, $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_j]^T$; le vecteur de paramètres. Et si $G_0 = G(s, \alpha_0)$; sa fonction de transfert dans le fonctionnement nominal et α_0 le vecteur de paramètres nominal.

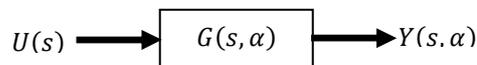


Fig. 4.1: Représentation d'un système dans le domaine fréquentiel.

Définition 4.1; **Fonction de sensibilité Bode (FSB)**

On appelle fonction de sensibilité de Bode de $G(s, \alpha)$ par rapport aux variations du paramètre α_j , la dérivée partielle qui est donnée par :

$$S_{\alpha_j}^G(s, \alpha_0) \triangleq \left. \frac{\partial \ln G(s, \alpha)}{\partial \ln \alpha_j} \right|_{\alpha_0} = \left. \frac{\partial G(s, \alpha)/G(s, \alpha)}{\partial \alpha_j / \alpha_j} \right|_{\alpha_0} = \left(\left. \frac{\partial G(s, \alpha)}{\partial \alpha_j} \right|_{\alpha_0} \right) \times \left(\frac{\alpha_{j_0}}{G(s, \alpha_0)} \right) \quad (4.1)$$

Donc la fonction de sensibilité de *Bode* est définie pour les fonctions de transfert dépendant d'un ensemble de paramètres α . Ainsi que cette fonction est applicable uniquement dans le cas des petites variations des paramètres autour de leurs valeurs nominales, du fait qu'elle est issue d'un calcul de dérivée partielle évaluée en un point correspondant à la valeur nominale. Pourtant, dans le cadre du diagnostic des systèmes, il est primordial de détecter les défauts de petites amplitudes qui sont considérés comme des variations de paramètres autour de leurs valeurs nominales. Comme on s'intéresse généralement à un écart par rapport au comportement sain, il paraît donc naturel de normaliser cette déviation par rapport au comportement nominal du système. C'est pour cette raison que l'on s'intéresse à l'analyse de la sensibilité en utilisant la fonction de sensibilité de Bode.

4.3.2. Relation entre les variations de signaux et la FSB

Le signal de sortie du représenté par la figure (4.1) est donné par l'équation:

$$Y(s, \alpha) = G(s, \alpha)U(s) \quad (4.2)$$

La fonction de sensibilité du signal $Y(s, \alpha)$ par rapport au paramètre α_j est défini par l'équation :

$$\begin{aligned} S_{\alpha_j}^Y(s, \alpha_0) &= \left. \frac{\partial \ln Y(s, \alpha)}{\partial \ln \alpha_j} \right|_{\alpha_0} = \left. \frac{\partial \ln(G(s, \alpha)U(s))}{\partial \ln \alpha_j} \right|_{\alpha_0} = \left. \frac{\partial(G(s, \alpha)U(s))/(G(s, \alpha)U(s))}{\partial \alpha_j / \alpha_j} \right|_{\alpha_0} \\ &= \left(\left. \frac{\partial(G(s, \alpha)U(s))}{\partial \alpha_j} \right|_{\alpha_0} \right) \times \left(\frac{\alpha_{j0}}{(G(s, \alpha_0)U(s))} \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Puisque l'entrée $U(s)$ est indépendante du paramètre α_j , alors l'équation (4.3) devient :

$$S_{\alpha_j}^Y(s, \alpha_0) = \left. \frac{\partial G(s, \alpha)}{\partial \alpha_j} \right|_{\alpha_0} \frac{\alpha_{j0}}{G(s, \alpha_0)} = S_{\alpha_j}^G(s, \alpha_0) \quad (4.4)$$

Ce que veut dire que la *FSB* de signal de la sortie $Y(s, \alpha)$ par rapport aux variations des paramètres est exactement égale à la *FSB* de la fonction de transfert $G(s, \alpha)$. En conséquence, la fonction de sensibilité de Bode d'un signal est égale à la fonction de sensibilité de Bode de la fonction de transfert entre l'entrée du système et le point où le signal est prélevé.

Maintenant, Si le système (4.1) est décomposable au sous-système, la fonction de transfert de l'un entre eux est $G_1 = G_1(s, \alpha)$ (Fig.4.2).

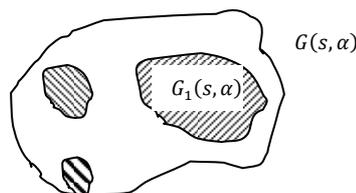


Fig. 4.2: Décomposition d'un système es sous-système.

Si on veut caractériser la sensibilité la fonction de transfert $G(s, G_1(s, \alpha))$ par rapport aux variations de G_1 , on peut étendre de façon formelle la définition (4.1) comme suit ;

$$S_{G_1}^G(s, G_{10}) = \left. \frac{\partial \ln G(s, G_1(s, \alpha))}{\partial \ln G_1(s, \alpha)} \right|_{G_0} = \left(\left. \frac{\partial G(s, G_1(s, \alpha))}{\partial G_1(s, \alpha)} \right|_{G_{10}} \right) \times \left(\frac{G_1(s, \alpha_0)}{G(s, G_1(s, \alpha_0))} \right) \quad (4.5)$$

Avec ;

$G_1(s, \alpha_0) = G_{10}$ est la fonction de transfert nominale du sous-système $G_1(s, \alpha)$.

La fonction de transfert du sous-système $G_1(s, \alpha)$ est dépendante d'un vecteur des paramètres $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_j]^T$. L'écart de sortie relatif induit par les changements des paramètres est donné par :

$$\frac{\Delta Y(s, \alpha)}{Y(s, \alpha_0)} = S_{G_1}^G(s, G_{10}) \times \left(\sum_{j=1}^j S_{\alpha_j}^{G_1}(s, \alpha_0) \right) \times \left(\frac{\Delta \alpha_j}{\alpha_{j0}} \right) \quad (4.6)$$

Cette dernière équation relie l'écart relatif de la sortie aux changements relatifs des paramètres au moyen de fonctions de sensibilité de Bode.

Exemple 4.1 : Considérons une boucle de commande classique d'un moteur à courant continu (Fig. 4.3) où :

$G_M = G_M(s, \alpha) = \frac{1}{f + js} = \frac{f^{-1}}{1 + \tau_m s}$; La fonction de transfert du moteur dans le fonctionnement courante.

$G_{M_0} = G_M(s, \alpha_0)$; La fonction de transfert du moteur dans le fonctionnement nominale.

$\alpha = [f \quad J]^T$; le vecteur des paramètres. $\alpha_0 = [f_0 \quad J_0]^T$; le vecteur de paramètres nominale.

f ; représente le coefficient de frottement et J ; le moment d'inertie.

$C(s)$; la fonction de transfert du correcteur de vitesse,

$H(s)$; la fonction de transfert du capteur de vitesse.

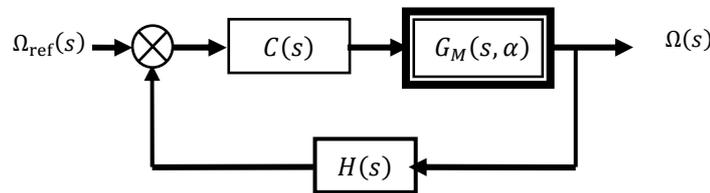


Fig. 4.3: La boucle de commande du vitesse d'un moteur à courant continu.

Soit $G(s, \alpha)$ la fonction transfert en boucle fermée de la vitesse tel que ;

$$G(s, \alpha) = \frac{C(s).G_M(s, \alpha)}{1 + C(s).G_M(s, \alpha).H(s)} = \frac{C(s).\frac{1}{f + js}}{1 + C(s).\frac{1}{f + js}.H(s)} \quad (4.7)$$

La fonction de sensibilité de *Bode* de cette fonction de transfert par rapport aux variations du paramètre α_j du sous-système $G_M(s, \alpha)$, est donnée par :

$$S_J^G(s, \alpha_0) = \left(\frac{\partial G(s, \alpha)}{\partial J} \Big|_{J_0} \right) \times \left(\frac{\alpha_0}{G(s, \alpha_0)} \right) = - \frac{J_0 s}{f_0 + J_0 s + C(s).H_0(s)} \quad (4.8)$$

$$S_f^G(s, \alpha_0) = \frac{\partial G(s, \alpha)}{\partial f} \Big|_{f_0} \frac{f_0}{G(s, \alpha_0)} = - \frac{f_0}{f_0 + J_0 s + C(s).H_0(s)} \quad (4.9)$$

Ceci signifie que la fonction de sensibilité de *Bode* est normalisée par rapport aux valeurs nominales des paramètres cela est très important dans le cadre du diagnostic.

La fonction de sensibilité de *Bode* du système bouclé $G(s, \alpha)$ par rapport aux variations de la fonction de transfert du sous-système G_M est donnée par:

$$S_{G_M}^G(s, G_{M0}) \left(= \frac{\partial G(s, G_M(s, \alpha))}{\partial G_M(s, \alpha)} \Big|_{G_{M0}} \right) \times \left(\frac{G_M(s, \alpha_0)}{G(s, G_M(s, \alpha_0))} \right) = \left(\frac{\partial G(s, G_M(s, \alpha))}{\partial G_M(s, \alpha)} \Big|_{G_{M0}} \right) \times \left(\frac{G_{M0}}{G_0} \right)$$

$$S_{G_M}^G(s, G_{M0}) = \frac{1}{1 + C(s).G_M(s, \alpha_0).H(s)} \quad (4.10)$$

Où $G_0 = G(s, G_M(s, \alpha_0))$; représente la fonction du transfert en boucle fermée pour un fonctionnement nominal.

Donc

Les changements dans la fonction de transfert du moteur $G_M(s, \alpha)$ induits par les changements de l'inertie J peuvent être caractérisés par la *FSB* , $S_J^{G_M}(s, \alpha_0)$, est calculé en utilisant la définition (4.1) ;

$$S_J^{G_M}(s, \alpha_0) = \frac{\partial G_M(s, \alpha)}{\partial J} \Big|_{\alpha_0} \frac{J_0}{G_M(s, \alpha_0)} = - \frac{J_0 s}{f_0 + J_0 s} \quad (4.11)$$

De même, les changements de la fonction de transfert du moteur $G_M(s, \alpha)$ induits par les changements de f peuvent être caractérisés par la *FSB* ;

$$S_f^{G_M}(s, \alpha_0) = \frac{\partial G_M(s, \alpha)}{\partial f} \Big|_{\alpha_0} \frac{f_0}{G_M(s, \alpha_0)} = - \frac{f_0}{f_0 + J_0 s} \quad (4.12)$$

Pour calculer l'écart relative de la sortie du système par rapport aux variations du vecteur des paramètres α , en applique la relation (4.6) , alors on obtient:

$$\frac{\Delta \Omega(s, \alpha)}{\Omega(s, \alpha_0)} = S_{G_M}^G(s, G_{M0}) \sum_{j=1}^j S_{\alpha_j}^{G_M}(s, \alpha_0) \cdot \frac{\Delta \alpha_j}{\alpha_{j0}} = S_{G_M}^G(s, G_{M0}) \left(S_f^{G_M}(s, \alpha_0) \cdot \frac{\Delta f}{f_0} + S_J^{G_M}(s, \alpha_0) \cdot \frac{\Delta J}{J_0} \right)$$

$$\frac{\Delta \Omega(s, \alpha)}{\Omega(s, \alpha_0)} = - \frac{\Delta f + \Delta J.s}{f_0 + J_0.s + C(s).H(s)} \quad (4.13)$$

Cela veut dire que les variations relatives de la sortie dépendent des variations relatives des paramètres α et de la fonction de sensibilité de *Bode* de $G_M(s, \alpha)$ par rapport aux vecteurs des paramètres α .

4.3.3. Interprétation de la *FSB*

La fonction de sensibilité de Bode, généralement, est une fonction de la variable complexe $s = \delta + j\omega$ avec $j^2 = -1$. Pour évaluer la sensibilité d'un signal par rapport à la variation du paramètre α_j , on doit utiliser le module de la *FSB* de même signal. L'idée soulignée ici est que dans la plage fréquentielle pour laquelle l'amplitude de la *FSB* est grande, l'influence des variations des paramètres α_j sur la fonction de transfert est significative et vice versa. C'est l'idée de base du critère de sélection des signaux qui seront utilisés pour la génération des résidus indicateurs de défauts.

4.4. Sélection des signaux les plus sensibles aux défauts dans une boucle fermée

Du point de vue de la génération des résidus pour le diagnostic des systèmes, l'objectif est d'obtenir des écarts significatifs du résidu quand un défaut survient pour une meilleure détection. Cependant, la sortie du système peut ne pas être le signal le plus judicieux pour la génération des résidus pour les systèmes bouclés. En effet, d'autres signaux de la boucle de régulation peuvent présenter une meilleure sensibilité par rapport aux défauts et il convient donc de les utiliser pour la génération des résidus. C'est l'intérêt de ce paragraphe.

Le critère de sélection des signaux pour le diagnostic des défauts pour un système en boucle fermée s'appuie sur la maximisation de la sensibilité des différents signaux par rapport aux défauts. Nous étudierons les sensibilités des différents signaux par rapport à des défauts paramétriques et non paramétriques.

4.4.1. Cas des défauts non paramétriques

Pour choisir le signal le plus riche en information concernant les défauts additifs, prenant une boucle de commande standard (cf. fig.4.4), contenant les éléments suivants: un contrôleur $C(s)$, un actionneur $K(s)$, un filtre de rétroaction $H(s)$ et le procédé $G_p(s)$.

Supposant que ce système est affecté par les différents défauts additifs qui peuvent survenir tel que :

- $f_1(s)$; défaut qui peut affecter l'actionneur à travers la fonction de transfert $F_1(s)$,
- $f_2(s)$; défaut qui peut affecter la sortie de procédé à travers la fonction de transfert $F_2(s)$,
- $f_3(s)$; défaut qui peut affecter le filtre de rétroaction à travers la fonction de transfert $F_3(s)$,

Les différents signaux intervenant dans la boucle de commande de la figure (4.4) s'expriment par :

$$Z(s) = K(s)U(s) + F_1(s)f_1(s) \quad (4.14)$$

$$Y(s) = G_p(s)Z(s) + F_2(s)f_2(s) \quad (4.15)$$

$$X_2(s) = H(s)Y(s) + F_3(s)f_3(s) \quad (4.16)$$

$$U(s) = C(s)(V(s) + X(s)) \quad (4.17)$$

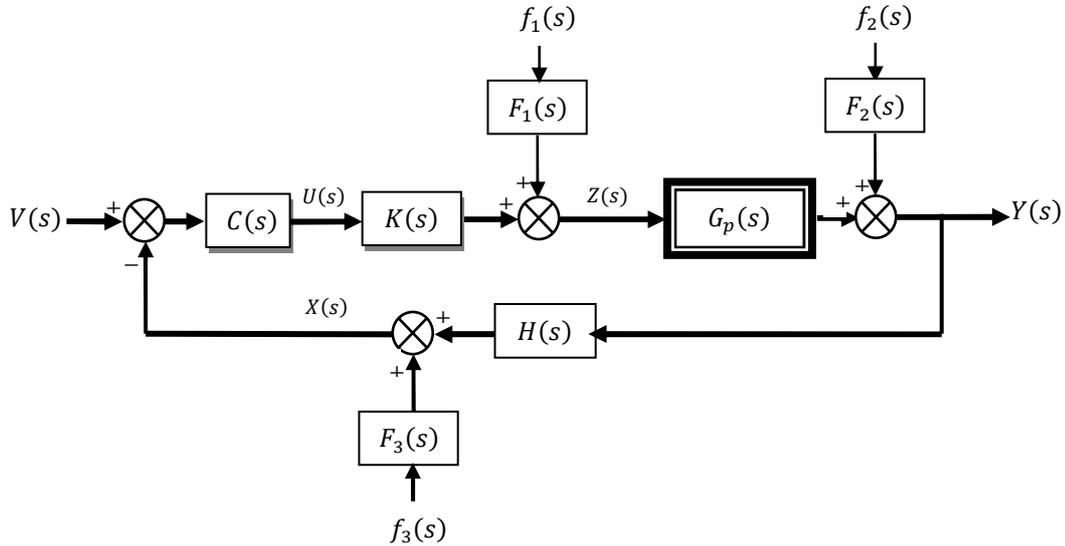


Fig. 4.4: Boucle de commande standard affectée par des défauts non paramétrique

D'après les trois relations ((4.14), (4.15), (4.16)), on peut générer trois résidus :

$$R_1(s) = Z(s) - K(s)U(s) = F_1(s)f_1(s) \quad (4.18)$$

$$R_2(s) = Y(s) - G_p(s)Z(s) = F_2(s)f_2(s) \quad (4.19)$$

$$R_3(s) = X(s) - H(s)Y(s) = F_3(s)f_3(s) \quad (4.20)$$

Ces trois équations peuvent être mises sous la forme matricielle, d'une part :

$$\underline{R}(s) = \mathcal{G}(s)\underline{X}(s) \quad (4.21)$$

Et d'autre part :

$$\underline{R}(s) = \mathcal{F}(s)\underline{F}(s) \quad (4.22)$$

Avec :

$$\underline{R}(s) = [R_1(s) \quad R_2(s) \quad R_3(s)]^T \quad (4.23)$$

$$\underline{X}(s) = [U(s) \quad Z(s) \quad Y(s) \quad X(s)]^T \quad (4.24)$$

$$\mathcal{G}(s) = \begin{bmatrix} -K(s) & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -G_p(s) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -H(s) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\underline{F}(s) = [f_1(s) \quad f_2(s) \quad f_3(s)]^T \quad (4.26)$$

$$\mathcal{F}(s) = \begin{bmatrix} F_1(s) & 0 & 0 \\ 0 & F_2(s) & 0 \\ 0 & 0 & F_3(s) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Les équations (4.21) et (4.22) représentant respectivement la forme de calcul et la forme d'évaluation des résidus. Si tous les signaux sont mesurables, alors il est clair qu'il est possible de détecter et de localiser les défauts sans difficulté. Dans ce cas, la sensibilité des résidus vis-à-vis les défauts est donnée par :

$$\frac{\partial \underline{R}(s)}{\partial \underline{F}(s)} = \mathcal{F}(s) \quad (4.28)$$

Ainsi, il paraît évident que la sensibilité des résidus dépend de la bande passante des fonctions de transfert des défauts $\mathcal{F}_i(s), i = 1, 2, 3$.

Toute fois, si, dans le cas de la figure (4.4), certains signaux ne sont pas accessibles; tel que le signal $Y(t)$. L'idée développée dans la suite consiste à inspecter les colonnes de la matrice $\mathcal{G}(s)$ et de combiner les éléments non nuls dans le but de former de nouveaux résidus qui ne dépendent pas des signaux non mesurables, tout en utilisant l'algorithme suivant [BAI 06] ;

➤ **Étape 1.** Écrire les résidus sous leurs formes de calcul et d'évaluation de façon à avoir :

$$\underline{R}(s) = \mathcal{G}(s)\underline{X}(s) = \mathcal{F}(s)\underline{F}(s) \quad (4.29)$$

➤ **Étape 2.** Soit $(N_G \times M_G)$ les dimensions de $\mathcal{G}(s)$. Pour tout couple de lignes ayant la $j^{\text{ème}}$ composante non nulle, on augmente $\mathcal{G}(s)$ d'une nouvelle ligne obtenue par combinaison linéaire telle que la $j^{\text{ème}}$ composante soit nulle. Si a les nouvelles lignes qui sont formées (c'est-à-dire a nouveaux résidus) on obtient la matrice $\mathbb{G}(s)$ de dimensions $((N_G + a) \times M_G)$.

➤ **Étape 3.** Soit $(N_F \times L_F)$ les dimensions de la matrice $\mathcal{F}(s)$. Faire les mêmes combinaisons linéaires que pour $\mathcal{G}(s)$. Pour obtenir la matrice \mathbb{F} de dimensions $((N_F + a) \times L_F)$. On a alors

$$\underline{\mathbb{R}}(s) = \mathbb{G}(s).\underline{X}(s) = \mathbb{F}.\underline{F}(s) \quad (4.30)$$

➤ **Étape 4.** Si la $j^{\text{ème}}$ composante du vecteur $\underline{X}(s)$ n'est pas accessible à la mesure, les résidus qui peuvent être calculés sont alors ceux correspondant aux éléments non nuls de la $j^{\text{ème}}$ colonne de $\mathbb{G}(s)$. C'est-à-dire que le résidu $\underline{R}_i(s)$ peut être calculé si $\mathbb{G}(s)(i, j) \neq 0$

Cet algorithme permet de calculer des résidus en prenant en compte l'indisponibilité de certains signaux. Le $j^{\text{ème}}$ défaut est détectable par le résidu $\underline{\mathbb{R}}_i$ si $|\mathbb{F}(i, j)| \neq 0$. La sensibilité des résidus vis-à-vis des défauts dépend de la bande passante des éléments de la matrice \mathbb{F} . Autrement dit, plus grand est le module de cette fonction de transfert ($|\mathbb{F}(i, j)|$), meilleure est la sensibilité du résidu $\underline{\mathbb{R}}_i$ par rapport au défaut \underline{F}_j puisque $\frac{\partial \underline{\mathbb{R}}_i(s)}{\partial \underline{F}_j(s)} = |\mathbb{F}(i, j)|$. Enfin, le nombre de défauts qui peuvent être isolés est égal au rang de la matrice $\mathbb{F}(s)$.

L'application de cet algorithme sur le cas de la figure (4.4), toute en prend en considération l'indisponibilité de signal $Y(s)$, oblige la formation de nouveaux résidus afin d'avoir une meilleur localisation tels que les expressions (4.33) et (4.34) s'écrivent :

$$\underline{\mathbb{R}}(s) = \mathbb{G}(s)\underline{X}(s) \quad (4.31)$$

$$\underline{\mathbb{R}}(s) = \mathbb{F}(s)\underline{F}(s) \quad (4.32)$$

Avec :

$$\underline{\mathbb{R}}(s) = [R_1(s) \ R_2(s) \ R_3(s) \ R_4(s) \ R_5(s)]^T \quad (4.33)$$

$$\mathbb{G}(s) = \begin{bmatrix} -K(s) & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -G_p(s) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -H(s) & 1 \\ -G_p(s)K(s) & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -H(s)G_p(s) & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\mathbb{F}(s) = \begin{bmatrix} F_1(s) & 0 & 0 \\ 0 & F_2(s) & 0 \\ 0 & 0 & F_3(s) \\ G_p(s)F_1(s) & F_2(s) & 0 \\ 0 & H(s)F_2(s) & F_3(s) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

L'indisponibilité du signale $Y(s)$, implique l'impossibilité du calcul des résidus ; $R_2(s), R_3(s)$ et $R_4(s)$. Ainsi, vu la structure de la matrice $\mathbb{G}(s)$, on peut générer uniquement deux résidus $R_1(s)$ et $R_5(s)$. La relation qui lie ces résidus aux défauts est donnée par :

$$\begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_5(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1(s) & 0 & 0 \\ 0 & H(s)F_2(s) & F_3(s) \end{bmatrix} \underline{F}(s) \quad (4.36)$$

$$= \begin{bmatrix} -K(s) & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -H(s)G_p(s) & 0 & 1 \end{bmatrix} \underline{X}(s) \quad (4.37)$$

Selon la relation (4.36), on remarque qu'on peut détecter tous les défauts mais on localise uniquement le défaut actionneur $f_1(s)$.

4.4.2. Cas des défauts paramétriques

Dans cette section, on considère la même boucle de commande qu'au part avant, mais les défauts considérés ici, sont de type paramétrique et sont modélisés par les variations des paramètres des éléments constitutifs de la boucle de commande (fig.4.5).

La boucle contient :

- $G_p(s, \alpha)$ et $G_p(s, \alpha_0)$; sont respectivement la fonction de transfert du procédé dans le fonctionnement courant, et dans le fonctionnement nominal, α le vecteur de paramètres de cette fonction.

- $C(s)$; la fonction de transfert du contrôleur,
- $K(s, \beta)$ et $K(s, \beta_0)$; sont respectivement la fonction de transfert d'actionneur dans le fonctionnement courant, et dans le fonctionnement nominal, β le vecteur de paramètres de cette fonction.
- $H(s, \gamma)$ et $H(s, \gamma_0)$; sont respectivement la fonction de transfert du filtre de rétroaction dans le fonctionnement courant, et dans le fonctionnement nominal, γ le vecteur de paramètres de cette fonction.

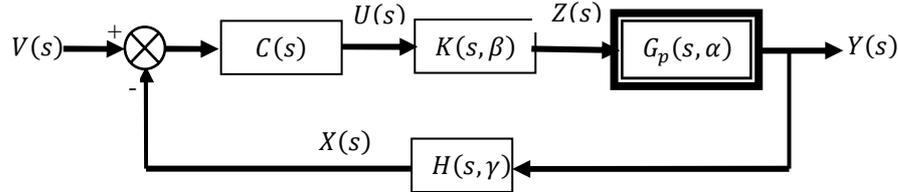


Fig. 4.5: Boucle de commande standard avec la représentation des paramétriques de chaque élément.

La fonction de transfert de chaque signal;

$$\begin{aligned}
 Y(s) &= \frac{C(s)K(s,\beta)G_p(s,\alpha)}{1+C(s)K(s,\beta)G_p(s,\alpha)H(s,\gamma)}V(s) = T_{VY}(s, \alpha, \beta, \gamma)V(s) \\
 X(s) &= \frac{C(s)K(s,\beta)G_p(s,\alpha)H(s,\gamma)}{1+C(s)K(s,\beta)G_p(s,\alpha)H(s,\gamma)}V(s) = T_{VX}(s, \alpha, \beta, \gamma)V(s) \\
 U(s) &= \frac{C(s)}{1+C(s)K(s,\beta)G_p(s,\alpha)H(s,\gamma)}V(s) = T_{VU}(s, \alpha, \beta, \gamma)V(s) \\
 Z(s) &= \frac{C(s)K(s,\beta)}{1+C(s)K(s,\beta)G_p(s,\alpha)H(s,\gamma)}V(s) = T_{VZ}(s, \alpha, \beta, \gamma)V(s)
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

Supposant que ces différents signaux ; $Y(s)$: sortie du système, $X(s)$: sortie du capteur, $U(s)$: sortie du contrôleur et $Z(s)$: sortie d'actionneur, soient accessibles à la mesure pour mettre en œuvre un système de *FDI* à base d'observateur qui produit des signaux de résidus. Supposant également que les défauts peuvent survenir au niveau du capteur, de l'actionneur et du système.

La méthode d'analyse [BAI 05] consiste à évaluer la *FSB* de chaque signal par rapport aux variations des paramètres des différentes fonctions de transfert en utilisant la définition (4.1). Au total, douze fonctions de sensibilité peuvent être obtenues:

- La fonction de sensibilité de Bode de la sortie du contrôleur $U(s)$ par rapport aux variations de la fonction de transfert du procédé $G_p(s, \alpha)$ est donnée par :

$$S_{G_p(s,\alpha)}^{U(s)}(s) = S_{G_p(s,\alpha)}^{T_{VU}(s)}(s) = \left. \frac{\partial T_{VU}(s)}{\partial G_p(s,\alpha)} \right|_{T_{VU_0}} \frac{G_{p_0}}{T_{VU_0}} = -\frac{G_n}{1+G_n} = \mathbb{T}_1(s) \tag{4.39}$$

$$\text{Avec } G_n(j\omega, \beta_0, \alpha_0, \gamma_0) = C(s).K(s, \beta_0).G_p(s, \alpha_0).H(s, \gamma_0) = G_{n_0} \tag{4.40}$$

- les fonctions de sensibilité de Bode de $U(s)$ par rapport à des variations des fonctions de transfert $K(s, \beta)$ et $H(s, \gamma)$, par un calcul similaire, sont données par :

$$S_{K(s,\beta)}^{U(s)}(s) = S_{H(s,\gamma)}^{U(s)}(s) = -\frac{G_{n_0}}{1+G_{n_0}} = \mathbb{T}_1(s) \quad (4.41)$$

La sensibilité de la sortie du contrôleur $U(s)$ est la même quelle que soit l'origine des variations (système, actionneur ou filtre de rétroaction).

- Les fonctions de sensibilité de Bode de la sortie de l'actionneur $Z(s)$ par rapport aux variations des deux fonctions de transfert $G_p(s, \alpha)$ et $K(s, \beta)$ sont données par :

$$S_{H(s,\gamma)}^{Z(s)}(s) = S_{G_p(s,\alpha)}^{Z(s)}(s) = -\frac{G_{n_0}}{1+G_{n_0}} = \mathbb{T}_1(s) \quad (4.42)$$

- La fonction de sensibilité de Bode de la sortie de l'actionneur $Z(s)$ par rapport à des variations des paramètres de la fonction de transfert $K(s, \beta)$ sont données par :

$$S_{K(s,\beta)}^{Z(s)}(s) = \frac{1}{1+G_{n_0}} = \mathbb{T}_0(s) \quad (4.43)$$

La sortie de l'actionneur $Z(s)$ présente des sensibilités différentes selon l'origine des variations. Cette sensibilité est la même si les variations proviennent du système ou du filtre de rétroaction et différente si les variations ont pour origine l'actionneur.

- La fonction de sensibilité de Bode de la sortie du système $Y(s)$ par rapport aux variations de $H(s, \beta)$ sont données par :

$$S_{H(s,\gamma)}^{Y(s)}(s) = -\frac{G_{n_0}}{1+G_{n_0}} = \mathbb{T}_1(s) \quad (4.44)$$

- Les fonctions de sensibilité de $Y(s)$ par rapport aux variations du procédé $G_p(s, \alpha)$ et par rapport aux variations de la fonction de l'actionneur $K(s, \beta)$ sont identiques et sont données par :

$$S_{K(s,\beta)}^{Y(s)}(s) = S_{G_p(s,\alpha)}^{Y(s)}(s) = \frac{1}{1+G_{n_0}} = \mathbb{T}_0(s) \quad (4.45)$$

- Enfin, les fonctions de sensibilité de la sortie du capteur $X(s)$ par rapport aux variations des fonctions de transfert $G_p(s, \alpha)$, $K(s, \beta)$ et $H(s, \beta)$ sont égales et sont données par :

$$S_{K(s,\beta)}^{X(s)}(s) = S_{G_p(s,\alpha)}^{X(s)}(s) = S_{H(s,\gamma)}^{X(s)}(s) = \frac{1}{1+G_{n_0}} = \mathbb{T}_0(s) \quad (4.46)$$

Cette dernière équation montre que la sortie du capteur $X(s)$, présente une sensibilité identique quelle que soit la provenance des variations.

Ces douze fonctions de sensibilité peuvent être regroupées dans une matrice, que l'on note $S(s)$ telle que chaque élément $S_{ij}(s)$ représente la fonction de sensibilité de Bode du signal i par rapport aux

variations de la fonction de transfert j . Ainsi que, chaque colonne de cette matrice correspond à l'emplacement de prise de mesure et chaque ligne est relative au composant du système sujet aux défauts.

La matrice $S(s)$ est donnée par :

$$S(s) = \begin{bmatrix} S_{G_p(s,\alpha)}^{U(s)}(s) & S_{G_p(s,\alpha)}^{Z(s)}(s) & S_{G_p(s,\alpha)}^{Y(s)}(s) & S_{G_p(s,\alpha)}^{X(s)}(s) \\ S_{K(s,\beta)}^{U(s)}(s) & S_{K(s,\beta)}^{Z(s)}(s) & S_{K(s,\beta)}^{Y(s)}(s) & S_{K(s,\beta)}^{X(s)}(s) \\ S_{H(s,\gamma)}^{U(s)}(s) & S_{H(s,\gamma)}^{Z(s)}(s) & S_{H(s,\gamma)}^{Y(s)}(s) & S_{H(s,\gamma)}^{X(s)}(s) \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

A l'aide des expressions des différentes fonctions de sensibilité FSB calculée au paravent (4.38-4.45), on peut écrire ;

$$S(s) = \begin{bmatrix} \mathbb{T}_1(s) & \mathbb{T}_1(s) & \mathbb{T}_0(s) & \mathbb{T}_0(s) \\ \mathbb{T}_1(s) & \mathbb{T}_0(s) & \mathbb{T}_0(s) & \mathbb{T}_0(s) \\ \mathbb{T}_1(s) & \mathbb{T}_1(s) & \mathbb{T}_1(s) & \mathbb{T}_0(s) \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

Pour évaluer ces douze fonctions de sensibilité il faut utiliser leurs modules et c'est ainsi se définit la matrice $\mathcal{S}(s)$;

$$\mathcal{S}(s) = \begin{bmatrix} |\mathbb{T}_1(s)| & |\mathbb{T}_1(s)| & |\mathbb{T}_0(s)| & |\mathbb{T}_0(s)| \\ |\mathbb{T}_1(s)| & |\mathbb{T}_0(s)| & |\mathbb{T}_0(s)| & |\mathbb{T}_0(s)| \\ |\mathbb{T}_1(s)| & |\mathbb{T}_1(s)| & |\mathbb{T}_1(s)| & |\mathbb{T}_0(s)| \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

La caractérisation de la sensibilité des différents signaux par rapport aux variations paramétriques des trois fonctions de transfert $G_p(jw, \alpha)$, $H(jw, \gamma)$ et $K(jw, \beta)$ se fait alors par l'analyse des gains de $\mathbb{T}_0(jw)$ et $\mathbb{T}_1(jw)$ dans le domaine fréquentiel convenable. Par exemple, définissant le domaine fréquentiel \mathcal{D} , tel que :

$$\mathcal{D} = \{w / |G_{n_0}| \geq \ell\} \quad (4.50)$$

Où ℓ est un seuil réglable.

Premier cas : Si G_{n_0} possède une action intégrale, alors le domaine \mathcal{D} , correspond aux basses fréquences. Dans ce cas, les modules des fonctions de sensibilité $\mathbb{T}_0(jw)$ et $\mathbb{T}_1(jw)$ peuvent être approximés par ;

$$\begin{aligned} |\mathbb{T}_0(s)| &\simeq 0 \\ |\mathbb{T}_1(s)| &\simeq 1 \end{aligned} \quad (4.51)$$

Avec les approximations précédentes, on peut définir une matrice de sensibilité approchée:

$$\mathcal{S}(jw) = \begin{matrix} & \begin{matrix} U & Z & Y & X \end{matrix} \\ \begin{matrix} G_p \\ K \\ H \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (4.52)$$

Cette matrice constitue la base de l'analyse de la sensibilité des différents signaux considérés par rapport aux variations des paramètres des différentes fonctions de transfert de la boucle de commande étudié (cf. fig.4.5), à cet effet, on peut conclure que, pour les basses fréquences;

- le signal de commande $U(s)$ est le signal le plus sensible par rapport aux variations paramétriques dans tous les sous-systèmes de la boucle; donc ce signal peut être utilisé pour générer des résidus capables de détecter des défauts dans les trois sous-systèmes.
- la sortie de l'actionneur $Z(s)$ est sensible aux variations des paramètres du procédé ainsi que ceux du filtre de rétroaction.
- La sortie du système $Y(s)$ est sensible seulement aux variations des paramètres du filtre de rétroaction. Donc ce signal peut être exploité pour générer un résidu capable de détecter les défauts affectant le filtre de rétroaction. Par contre, il n'est pas un signal approprié pour détecter des défauts dans le procédé ou dans l'actionneur car sa sensibilité est négligeable.
- Enfin, le signal de la sortie du filtre de rétroaction $X(s)$, comme le montre la quatrième colonne de la matrice (4.52), n'est sensible à aucune variation paramétrique dans cette plage fréquentielle. Il ne contient pas assez d'information sur les défauts, et donc, son utilisation dans la procédure de la génération de résidus n'est pas un choix judicieux.

Cette étude permet de mettre en évidence que la sortie du contrôleur peut être utilisée pour générer des résidus sensibles aux changements des paramètres de tous les composants du système (les différents défauts paramétriques qui peuvent apparaître aux différents sous-systèmes) tandis que la sortie de l'actionneur peut être utilisée pour générer des résidus sensibles aux variations des paramètres ou des défauts du procédé et du filtre de rétroaction. Cependant la sortie du capteur ne permet d'obtenir aucune information sur les défauts. La sortie du système ne peut être utilisée que pour détecter les défauts capteur.

Deuxième cas : Si G_{n_0} possède une action dérivée. Alors le domaine \mathcal{D} correspond aux hautes fréquences. L'analyse de la sensibilité des différents signaux dans ce domaine par rapport aux variations des paramètres des sous-systèmes de la boucle de commande est similaire à celle déduite précédemment. En effet, Dans ce cas, les modules des fonctions de sensibilité $\mathbb{T}_0(j\omega)$ et $\mathbb{T}_1(j\omega)$ peuvent être approximés par ;

$$\begin{aligned} |\mathbb{T}_0(s)| &\simeq 1 \\ |\mathbb{T}_1(s)| &\simeq 0 \end{aligned} \tag{4.53}$$

La matrice de sensibilité approchée sera définie comme suit:

$$\mathcal{S}(j\omega) = \begin{matrix} & U & Z & Y & X \\ \begin{matrix} G_p \\ K \\ H \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (4.54)$$

En hautes fréquences, la sortie du filtre de rétroaction $X(s)$ est le signal le plus sensible par rapport aux variations paramétriques dans tous les sous-systèmes de la boucle. La sortie du système $Y(s)$ est sensible aux variations des paramètres de l'actionneur et du système. La sortie de l'actionneur $Z(s)$ est sensible seulement aux variations des paramètres de l'actionneur. Enfin, le signal de commande $U(s)$ comme le montre la première colonne de la matrice (4.54), n'est sensible à aucune variation paramétrique dans cette plage fréquentielle.

- **Troisième cas:** Il correspond au cas où G_{n_0} ne contient ni action intégrale ni action dérivée. C'est-à-dire que cette fonction est une fonction de transfert propre. Le cas où la fonction de transfert considérée n'est pas propre est improbable du fait que les fonctions de transfert des sous-systèmes de la boucle de commande (4.5) sont propres. Dans ce cas, il faut étudier les fonctions de transfert et déterminer les plages des fréquences où leurs amplitudes sont importantes pour déterminer les résidus sensibles dans ses plages.

4.5. Générateur de résidus

Comme il été montré au chapitre précédant; il existe différentes façons de générer les résidus pour le système en boucle fermée selon le transfert considéré. Autrement dit, différents résidus peuvent être obtenus selon les signaux impliqués dans leur calcul. Pour générer des résidus dans le système bouclé de la figure (4.5) on doit comparer chaque signal; $U(s)$, $Z(s)$, $Y(s)$ et $X(s)$ quand le système est en fonctionnement courant avec le signal correspondant du même système en fonctionnement nominal; $U_0(s)$, $Z_0(s)$, $Y_0(s)$ et $X_0(s)$. On obtient ainsi quatre résidus comme l'illustre la figure (4.6)

L'expression du résidu $R_x(s)$ dans le domaine de Laplace est données par :

$$R_x(s) = X(s) - X_0(s) = \left(T_{VX}(s, \alpha, \beta, \gamma) - T_{VX_0}(s, \alpha_0, \beta_0, \gamma_0) \right) V(s) \quad (4.46)$$

Les fonctions de sensibilité de Bode du résidu $R_x(s)$ par rapport aux variations des paramètres des différents sous-systèmes: du processus, de l'actionneur et du filtre de rétroaction sont respectivement les mêmes que $S_{K(s,\beta)}^{X(s)}(s)$, $S_{G_p(s,\alpha)}^{X(s)}(s)$ et $S_{H(s,\gamma)}^{X(s)}(s)$; celle du signal $X(s)$ définies par l'équation (4.44). Ceci est dû au fait que T_{VX_0} dépend des paramètres nominaux et donc leurs variations par rapport aux paramètres est nulle, aussi que $V(s)$ est indépendant des paramètres α, β, γ

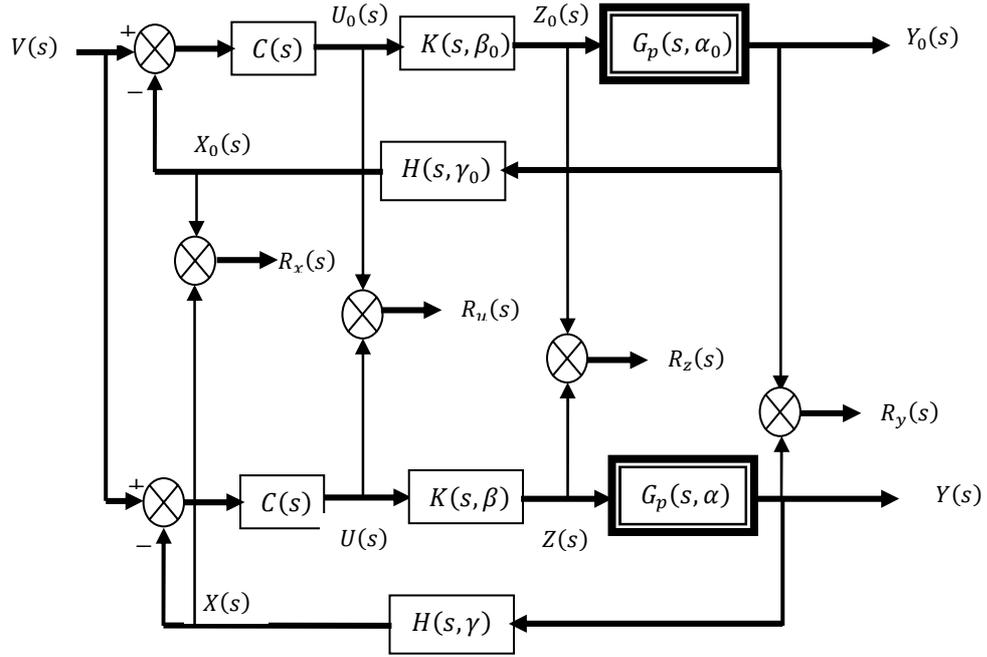


Fig. 4.6: Génération des résidus pour une boucle de commande standard avec la représentation des paramétriques de chaque élément.

Les expressions des résidus $R_u(s)$, $R_z(s)$ et $R_y(s)$ dans le domaine de Laplace sont respectivement données par :

$$R_u(s) = U(s) - U_0(s) = \left(T_{VU}(s, \alpha, \beta, \gamma) - T_{VU_0}(s, \alpha_0, \beta_0, \gamma_0) \right) V(s) \quad (4.47)$$

$$R_z(s) = Z(s) - Z_0(s) = \left(T_{VZ}(s, \alpha, \beta, \gamma) - T_{VZ_0}(s, \alpha_0, \beta_0, \gamma_0) \right) V(s) \quad (4.48)$$

$$R_y(s) = Y(s) - Y_0(s) = \left(T_{VY}(s, \alpha, \beta, \gamma) - T_{VY_0}(s, \alpha_0, \beta_0, \gamma_0) \right) V(s) \quad (4.49)$$

Pour les mêmes raisons que précédemment, les fonctions de sensibilité de Bode des résidus $R_u(s)$, $R_z(s)$ et $R_y(s)$ par rapport aux variations des paramètres des différents sous-systèmes: du processus, de l'actionneur et du filtre de rétroaction sont respectivement les mêmes que $S_{K(s,\beta)}^{U(s)}(s)$, $S_{G_p(s,\alpha)}^{U(s)}(s)$, $S_{H(s,\gamma)}^U(s)$; celle du signal $U(s)$ définies par les équations (4.39) et (4.40), $S_{K(s,\beta)}^{Z(s)}(s)$, $S_{G_p(s,\alpha)}^{Z(s)}(s)$ et $S_{H(s,\gamma)}^Z(s)$; celle du signal $Z(s)$ définies par les équations (4.41) et (4.42) et $S_{K(s,\beta)}^{Y(s)}(s)$, $S_{G_p(s,\alpha)}^{Y(s)}(s)$ et $S_{H(s,\gamma)}^Y(s)$; celle du signal $Y(s)$ définies par les équations (4.44) et (4.45). Ainsi que, du fait que T_{VU_0} , T_{VZ_0} et T_{VY_0} dépendent des paramètres nominaux et donc leurs variations par rapport aux paramètres sont nulles, ainsi que $V(s)$ est indépendant des paramètres α, β, γ .

Exemple 4.2: Pour éclairer l'analyse développée précédemment, considérons la boucle du courant d'un moteur à courant continu représenté par la figure (4.7). Les différents fonctions de transfert représentées sur la figure sont définies comme suit;

- ——— ; la fonction de transfert de la boucle de courant;
- ; Un convertisseur qu'on assimiler à un gain constant de valeur
- ——— ; Un capteur de courant est un capteur dont sa fonction de transfert;
- ——— ; La fonction de transfert de correcteur.

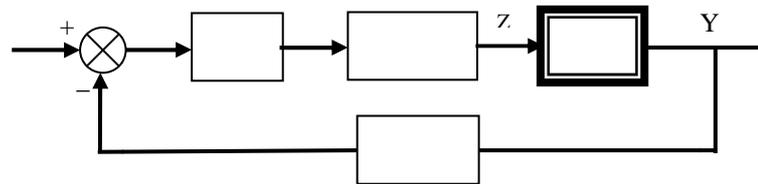


Fig.4.7: Schéma fonctionnel du système d'asservissement de courant d'un moteur à courant continu : est la consigne de courant d'induit, la mesure, le courant induit.

La sortie du système nominal en boucle fermée est donnée par la figure (4.8).

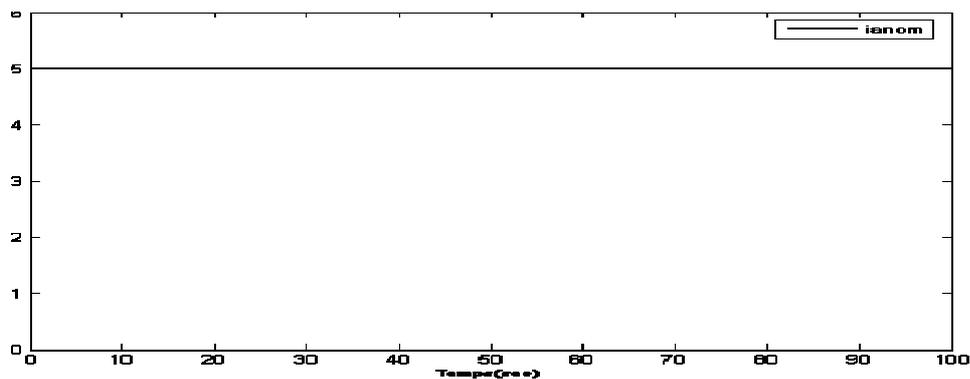


Fig.4.8: La réponse de la boucle du courant pour une entrée en échelon.

Les défauts supposés dans le cadre de cette simulation sont des variations des paramètres;

- De l'actionneur:
- De moteur :
- De capteur de courant :

En supposant que la boucle de commande est affectée par une seule variation à la fois aux niveaux de chaque bloc .L'amplitude des variations de ces paramètres sont égales :

Dans ce qui suit on représente les évolutions temporelles des quatre résidus ; par rapport à des variations des paramètres , , respectivement.

Nous nous intéressons particulièrement au domaine de base fréquences puisque il représente la bande passante du système qui est excité par un échelon.

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures (4.9), (4.10) et (4.11) :

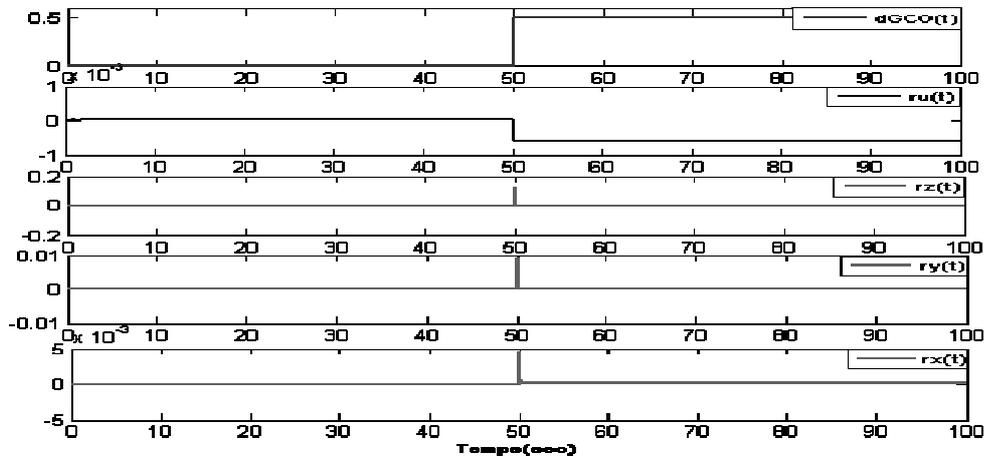


Fig. 4.8: Résidus obtenu pour une variation de gain du variateur de courant;

- La variation du paramètre de l'actionneur (variateur de courant) ; a donné les résultats de la figure (4.8); où on remarque qu'en régime établi, seul le résidu $r_u(t)$ généré à partir de la sortie du contrôleur est non nul, malgré l'existence d'une certaine information aux niveaux des trois résidus; $r_z(t)$, $r_y(t)$ et $r_x(t)$ au moment de l'apparition du défaut. Ce qui est confirmé par la matrice de sensibilité approchée (4.54).
- Sur la figure (4.9), les différentes résidus sont représenté, pour une variation du vecteur des paramètres du mateur : $\Delta \mathbf{a}$. Dans ce cas, Il apparaît clairement qu'en régime établi; seuls les deux résidus $r_u(t)$ et $r_z(t)$ qui sont générés respectivement à partir de la sortie de contrôleur et à partir de la sortie de l'actionneur sont non nuls. Le résidu $r_y(t)$ généré à partir de la sortie du système et $r_x(t)$ qui est généré à partir de la sortie du convertisseur sont peu sensibles aux variations du vecteur des paramètres du moteur, malgré qu'ils donnent une information sur le défaut processus au moment de son apparition. De même cela est confirmé par la matrice de sensibilité approchée (4.54).

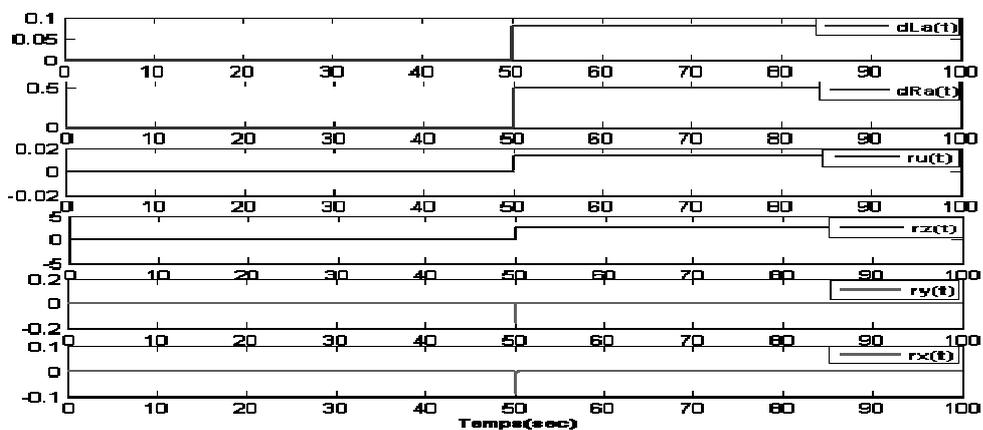


Fig. 4.9: Résidus obtenu pour une variation des paramètres du moteur ; $\Delta \mathbf{a}$ et $\Delta \mathbf{b}$.

- La variation du vecteur des paramètres de capteur de courant donne les résultats qui sont représentés sur la figure (4.10). On voit que, seul le résidu ; généré à partir de la sortie du capteur qui ne contient pas assez d'information sur le défaut capteur, surtout en régime établi. Par contre les résidus générés respectivement à partir de la sortie de la commande, de l'actionneur et du système peuvent être utilisés puisqu'ils ne sont pas nuls après l'apparition du défaut capteur, surtout en régime établi.

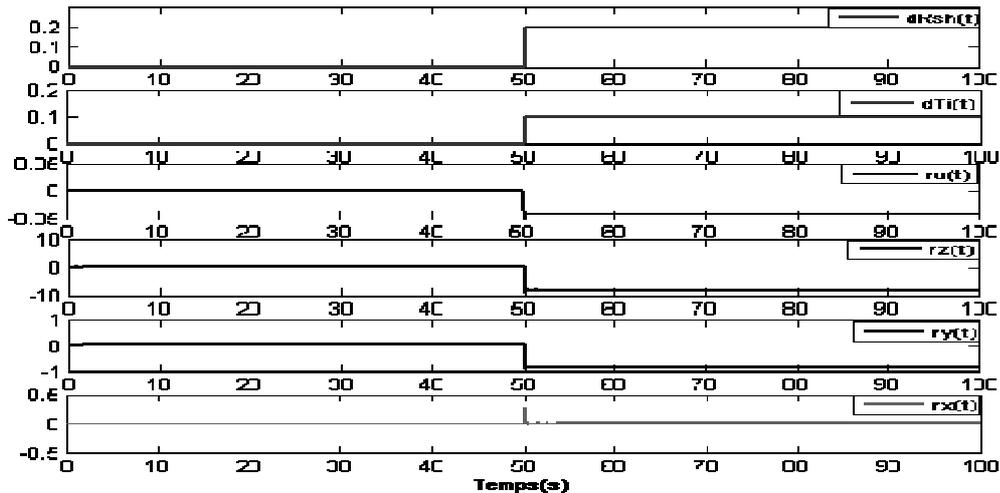


Fig. 4.10: Résidus obtenu pour une variation de la valeur du gain de la rétroaction et le temps de réponse du capteur de courant.

Enfin, d'après les résultats obtenus pour une boucle classique de commande d'un moteur à courant continu, on voit clairement qu'ils sont en parfaite concordance avec l'analyse des différentes fonctions de sensibilités des différents signaux de telle boucle. Ainsi, on peut conclure que pour une boucle classique de commande, le résidu, généré à partir du signal de commande, contient le plus d'information sur les différents défauts paramétriques qui peuvent survenir sur cette boucle, contrairement à celui généré à partir du signal de sortie qui contient seulement des informations sur les défauts qui peuvent survenir au niveau du capteur. Également, si l'on désire surveiller les performances ou détecter des défauts de certains composants, on doit effectuer des mesures en amont de ce composant. Pour détecter le défaut capteur on doit utilisé soit le signal de commande , soit le signal de l'actionneur , soit le signal de la sortie du système . Pour détecter les défauts du processus on doit utilisé soit le signal de commande , soit le signal de l'actionneur . Pour détecter les défauts actionneur; on doit utilisé seulement le signal de commande . Cette observation est différente de la pratique courante pour la détection des défauts paramétriques dans les systèmes en boucle ouverte. D'autre part, on peut confirmer que l'étude de la sensibilité des différents signaux d'une boucle peut être d'un intérêt considérable pour la détection des défauts car elle détermine quels sont les signaux à mesurer pour

mettre en place une procédure de diagnostic économique et performante. En effet, l'emplacement optimal des capteurs pour obtenir des informations pour la détection des différents défauts des composants du système peut être déterminé grâce au critère de sensibilité maximale par rapport aux variations de ce composant afin de placer les capteurs seulement là où ils sont le plus utiles. On peut également envisager de sélectionner les capteurs et les résidus suivant la fréquence du signal d'entrée.

4.6. Placement optimal des capteurs pour la détection des défauts paramétriques dans un système en boucle fermée

En se basant sur l'analyse de la sensibilité, le placement optimal des capteurs pour la détection des défauts paramétriques dans un système linéaire en générale et en particulier un système en boucle fermée peut être accompli en respectant les étapes suivantes:

- Il faut isoler le système surveillé des perturbations.
- Écrire les expressions de tous les signaux de la boucle dans le domaine fréquentiel.
- Calculer les résidus en faisant la différence entre les signaux du système et les signaux correspondants du système sans défaut.
- Pour chaque résidu, évaluer la fonction de sensibilité donnée par la définition (4.1) par rapport à des variations de chaque paramètre du système.
- Suivant la fréquence de signal d'entrée (basses, moyennes ou hautes fréquences), lister les résidus dont la sensibilité est maximal.
- Pour chaque bande de fréquence, le placement optimal des capteurs pour la détection des défauts paramétriques, consiste à mesurer les signaux dont la sensibilité par rapport aux variations des paramètres est maximale.
- Pour la détection, on introduit les perturbations existant, puis on insère aux points prédestinés, des filtres qui doivent être eux aussi bien calculé afin de filtrer les perturbations et localiser les défauts.

4.7. Placement optimal des capteurs pour la détection des défauts dans un moteur à courant continu réglé en couple/vitesse

Pour éclairer l'analyse développée précédemment, On va essayer de suivre les étapes mentionnées au paragraphe (4.6) pour détecter les défauts paramétriques dans un moteur à courant continu (DC) réglé en couple/vitesse, comme représenté sur le schéma fonctionnel de la figure (4.11).

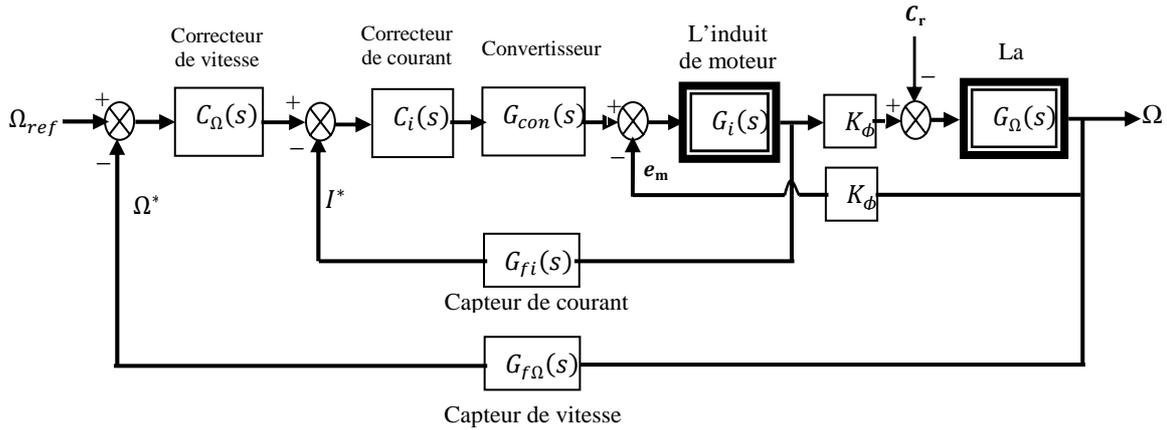


Fig.4.11: Schéma fonctionnel de l'asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu: un asservissement de couple/courant est également nécessaire (régulation cascade de vitesse et couple); le couple électromagnétique $C_m(t)$ n'étant pas aisé à mesurer, on réalise en fait un asservissement du courant d'induit $i_a(t)$. Sachant que le couple $C_m(t)$ développé a pour expression $C_m(t) = k \cdot \phi(t) \cdot i_a(t)$, ainsi que la tension induite (la contre-réaction due à la FEM) $e_m(t)$ a pour expression $e_m(t) = k \cdot \phi(t) \cdot \Omega(t)$, où k est une constante dépendant de la construction du moteur et $\phi(t)$ est le flux inducteur. A flux constant, on peut écrire $C_m(t) = K_\phi \cdot i_a(t)$, et $e_m(t) = K_\phi \cdot \Omega(t)$.

D'après la figure (4.11), on remarque que le système est influencé par des perturbations (mécaniques) de la charge ($C_r(t)$) et électriques ($e_m(t)$). L'isolation des ces derniers permet d'obtenir le schéma fonctionnel de la figure (4.13).

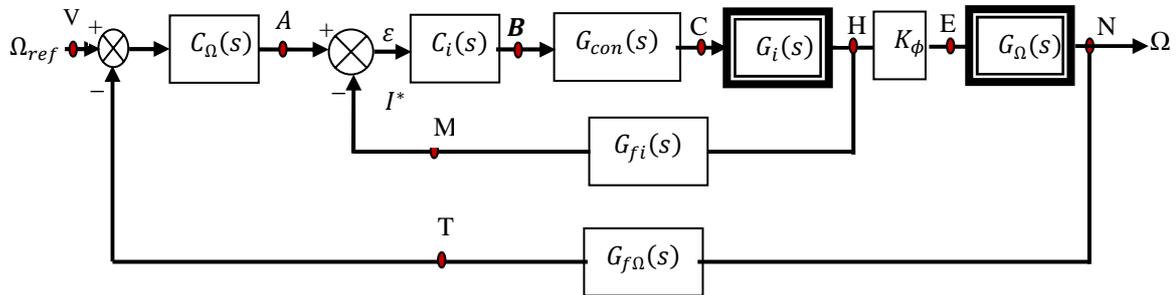


Fig.4.12: Le schéma bloc de régulation cascade du couple / vitesse d'un moteur DC.

En effet le schéma de la figure (4.12) est constitué de deux boucles; l'une pour régler le couple, elle est la même que celle représentée dans l'exemple (4.2).

➤ la deuxième boucle est la boucle de régulation de vitesse, elle est constituée des blocs suivants ;

○ Bloc de régulation de vitesse dont la fonction de transfert $C_\Omega(s)$ est donnée par :

$$C_\Omega(s) = K_\Omega \cdot \frac{1 + \tau_\Omega s}{\tau_\Omega s} \tag{4.50}$$

○ Un bloc pour représenter le capteur de vitesse dont sa fonction de transfert $G_{f\Omega}(s)$, donnée par :

$$G_{f\Omega}(s) = \frac{K_{TG}}{1 + \tau_{f\Omega} s} \tag{4.51}$$

○ Un bloc amplificateur qui permet de convertir le courant i_a à un couple de valeur constant : K_ϕ

○ Le bloc de charge représenté par la fonction de transfert $G_\Omega(s)$ donnée par :

(4.52)

La sortie du système nominal en boucle fermée est donnée par la figure (4.13).

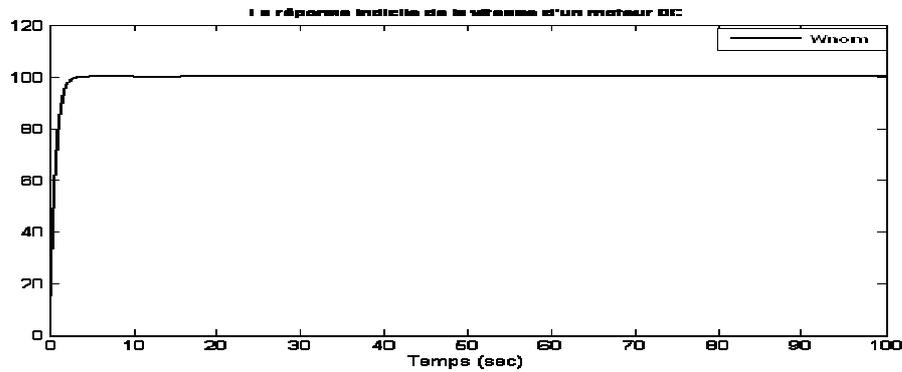


Fig. 4.13: Réponse du système en boucle fermée pour une entrée en échelon

Les défauts paramétriques qui peuvent survenir au niveau de ce système sont les variations des paramètres ;

- De l'actionneur:
- Du vecteur des paramètres du moteur :
- Du vecteur des paramètres du capteur de courant :
- Du vecteur des paramètres de la charge :
- Du vecteur des paramètres du capteur de vitesse :
- Ou de la valeur de la constante du couple;

Les fonctions de transfert des différents signaux de la boucle sont donné par:

_____ (4.53)

_____ (4.54)

_____ (4.55)

_____ (4.56)

_____ (4.57)

_____ (4.58)

_____ (4.59)

$$T(s) = \frac{C_\Omega C_i G_{co} G_i K_\Phi G_\Omega G_{f\Omega}}{D(s)} V(s) = T_{VT}(s) \quad (4.60)$$

Avec ;

$$D(s) = 1 + C_i G_{co} G_i G_{fi} + C_\Omega C_i G_{co} G_i K_\Phi G_\Omega G_{f\Omega} \quad (4.61)$$

La matrice des fonctions de sensibilité de ces différents signaux par rapport aux variations des paramètres des différents blocs de la boucle de la figure (4.12) est donnée par ;

$$S(s) = \begin{bmatrix} S_{G_{co}}^A(s) & S_{G_{co}}^B(s) & S_{G_{co}}^C(s) & S_{G_{co}}^H(s) & S_{G_{co}}^M(s) & S_{G_{co}}^E(s) & S_{G_{co}}^N(s) & S_{G_{co}}^T(s) \\ S_{G_i}^A(s) & S_{G_i}^B(s) & S_{G_i}^C(s) & S_{G_i}^H(s) & S_{G_i}^M(s) & S_{G_i}^E(s) & S_{G_i}^N(s) & S_{G_i}^T(s) \\ S_{G_{fi}}^A(s) & S_{G_{fi}}^B(s) & S_{G_{fi}}^C(s) & S_{G_{fi}}^H(s) & S_{G_{fi}}^M(s) & S_{G_{fi}}^E(s) & S_{G_{fi}}^N(s) & S_{G_{fi}}^T(s) \\ S_{K_\Phi}^A(s) & S_{K_\Phi}^B(s) & S_{K_\Phi}^C(s) & S_{K_\Phi}^H(s) & S_{K_\Phi}^M(s) & S_{K_\Phi}^E(s) & S_{K_\Phi}^N(s) & S_{K_\Phi}^T(s) \\ S_{G_\Omega}^A(s) & S_{G_\Omega}^B(s) & S_{G_\Omega}^C(s) & S_{G_\Omega}^H(s) & S_{G_\Omega}^M(s) & S_{G_\Omega}^E(s) & S_{G_\Omega}^N(s) & S_{G_\Omega}^T(s) \\ S_{G_{f\Omega}}^A(s) & S_{G_{f\Omega}}^B(s) & S_{G_{f\Omega}}^C(s) & S_{G_{f\Omega}}^H(s) & S_{G_{f\Omega}}^M(s) & S_{G_{f\Omega}}^E(s) & S_{G_{f\Omega}}^N(s) & S_{G_{f\Omega}}^T(s) \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Les différentes fonctions de cette matrice peuvent être définies comme suite ;

- La fonction de sensibilité de Bode de la sortie du régulateur de vitesse $A(s)$ par rapport aux variations du gain du variateur de courant G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{co}}^A(s) &= S_{G_{co}}^{TVA(s)}(s) = \left(\frac{\partial TVA(s)}{\partial G_{co}} \Big|_{TVA_0} \right) \times \left(\frac{G_{co_0}}{TVA_0} \right) \\ &= - \frac{n_0(s)}{(1+C_i G_{co_0} G_{i_0} G_{fi_0}) \times (D_0(s))} = \mathbb{T}_0(s) \end{aligned} \quad (4.63)$$

- La fonction de sensibilité de Bode de la sortie du régulateur de vitesse $A(s)$ par rapport aux variations de la fonction de transfert du courant $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_i}^A(s) &= S_{G_i}^{TVA(s)}(s) = \left(\frac{\partial TVA(s)}{\partial G_i} \Big|_{TVA_0} \right) \times \left(\frac{G_{i_0}}{TVA_0} \right) \\ &= - \frac{n_0(s)}{(1+C_i G_{co_0} G_{i_0} G_{fi_0}) \times (D_0(s))} = \mathbb{T}_0(s) \end{aligned} \quad (4.64)$$

- La fonction de sensibilité de Bode de la sortie du régulateur de vitesse $A(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{fi}}^A(s) &= S_{G_{fi}}^{TVA(s)}(s) = \left(\frac{\partial TVA(s)}{\partial G_{fi}} \Big|_{TVA_0} \right) \times \left(\frac{G_{fi_0}}{TVA_0} \right) \\ &= - \frac{n_0(s) \cdot C_i(s) \cdot G_{co_0} \cdot G_{i_0}(s) \cdot G_{fi_0}(s)}{(1+C_i G_{co_0} G_{i_0} G_{fi_0}) \times (D_0(s))} = \mathbb{T}_1(s) \end{aligned} \quad (4.65)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de vitesse $A(s)$ par rapport aux variations due la constante du couple K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{K_\phi}^{A(s)}(s) &= S_{G_{K_\phi}}^{T_{VA}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VA}(s)}{\partial K_\phi} \Big|_{T_{VA0}} \right) \times \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VA0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.66)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de vitesse $A(s)$ par rapport aux variations de la fonction de transfert de la charge $G_\Omega(s, \delta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned} S_{G_\Omega}^{A(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VA}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VA}(s)}{\partial G_\Omega} \Big|_{T_{VA0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VA0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.67)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de vitesse $A(s)$ par rapport aux variations du paramètres de capteur de vitesse $G_{f\Omega}(s, \theta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned} S_{G_{f\Omega}}^{A(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VA}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VA}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \Big|_{T_{VA0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VA0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.68)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de courant $B(s)$ par rapport aux variations du gain du convertisseur G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{co}}^{B(s)}(s) &= S_{G_{co}}^{T_{VB}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VB}(s)}{\partial G_{co}} \Big|_{T_{VA0}} \right) \times \left(\frac{G_{co_0}}{T_{VB_0}} \right) \\ &= -\frac{C_i(s).G_{co_0}(s).G_{i_0}(s).G_{f\Omega_0} + n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_3(s) \end{aligned} \quad (4.69)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de courant $B(s)$ par rapport aux variations des paramètres de la fonction de transfert de l'induit du moteur $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_i}^{B(s)}(s) &= S_{G_i}^{T_{VB}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VB}(s)}{\partial G_i} \Big|_{T_{VA0}} \right) \times \left(\frac{G_{i_0}}{T_{VB_0}} \right) \\ &= -\frac{C_i(s).G_{co_0}(s).G_{i_0}(s).G_{f\Omega_0} + n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_3(s) \end{aligned} \quad (4.70)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de courant $B(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{fi}}^{B(s)}(s) &= S_{G_{fi}}^{T_{VB}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VB}(s)}{\partial G_{fi}} \Big|_{T_{VB_0}} \right) \times \left(\frac{G_{fi_0}}{T_{VB_0}} \right) \\ &= -\frac{C_i(s).G_{co_0}(s).G_{f\Omega_0}(s).G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_4(s) \end{aligned} \quad (4.71)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de courant $B(s)$ par rapport aux variations de la constante du couple K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{K_\phi}^{B(s)}(s) &= S_{G_{K_\phi}}^{T_{VB}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VB}(s)}{\partial K_\phi} \Big|_{T_{VA_0}} \right) \times \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VB_0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.72)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de courant $B(s)$ par rapport aux variations des paramètres de la charge $G_\Omega(s, \delta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned} S_{G_\Omega}^{B(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VB}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VA}(s)}{\partial G_\Omega} \Big|_{T_{VB_0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VB_0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.73)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du régulateur de courant $B(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de vitesse $G_{f\Omega}(s, \theta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned} S_{G_{f\Omega}}^{B(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VB}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VA}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \Big|_{T_{VB_0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VB_0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.74)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du variateur de courant $C(s)$ par rapport aux variations du gain du convertisseur G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{co}}^{C(s)}(s) &= S_{G_{co}}^{T_{VC}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VC}(s)}{\partial G_{co}} \Big|_{T_{VC_0}} \right) \times \left(\frac{G_{co_0}}{T_{VC_0}} \right) \\ &= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s) \end{aligned} \quad (4.75)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du variateur de courant $C(s)$ par rapport aux variations des paramètres du moteur $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_i}^{C(s)}(s) &= S_{G_i}^{T_{VC}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VB}(s)}{\partial G_i} \Big|_{T_{VC_0}} \right) \times \left(\frac{G_{i_0}}{T_{VC_0}} \right) \\ &= -\frac{c_i(s).G_{co_0}(s).G_{i_0}(s).G_{f\Omega_0}(s)+n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_3(s) \end{aligned} \quad (4.76)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du variateur de courant $C(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur du courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{fi}}^{C(s)}(s) &= S_{G_{fi}}^{T_{VC}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VC}(s)}{\partial G_{fi}} \Big|_{T_{VC_0}} \right) \times \left(\frac{G_{fi_0}}{T_{VC_0}} \right) \\ &= -\frac{c_i(s).G_{co_0}(s).G_{i_0}(s).G_{f\Omega_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_4(s) \end{aligned} \quad (4.77)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du variateur de courant $C(s)$ par rapport aux variations de K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{K_\phi}^{C(s)}(s) &= S_{K_\phi}^{T_{VC}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VC}(s)}{\partial K_\phi} \Big|_{T_{VC0}} \right) \times \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VC0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.78)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du variateur de courant $C(s)$ par rapport aux variations des paramètres de la charge $G_\Omega(s, \delta)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_\Omega}^{C(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VC}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VC}(s)}{\partial G_\Omega} \Big|_{T_{VC0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VC0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.79)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du variateur de courant $C(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de vitesse $G_{f\Omega}$ est donnée par ;

$$\begin{aligned} S_{G_{f\Omega}}^{C(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VC}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VC}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \Big|_{T_{VC0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VC0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.80)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de courant $D(s)$ par rapport aux variations de gain de variateur de courant G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{co}}^{D(s)}(s) &= S_{G_{co}}^{T_{VD}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VD}(s)}{\partial G_{co}} \Big|_{T_{VD0}} \right) \times \left(\frac{G_{co0}}{T_{VD0}} \right) \\ &= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s) \end{aligned} \quad (4.81)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de courant $D(s)$ par rapport aux variations des paramètres du moteur $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_i}^{D(s)}(s) &= S_{G_i}^{T_{VD}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VD}(s)}{\partial G_i} \Big|_{T_{VD0}} \right) \times \left(\frac{G_{i0}}{T_{VD0}} \right) \\ &= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s) \end{aligned} \quad (4.82)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de courant $D(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{fi}}^{D(s)}(s) &= S_{G_{fi}}^{T_{VD}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VD}(s)}{\partial G_{fi}} \Big|_{T_{VD0}} \right) \left(\frac{G_{fi0}}{T_{VD0}} \right) \\
&= - \frac{C_i(s) G_{co0} \cdot G_{i0}(s) \cdot G_{fi0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_4(s)
\end{aligned} \tag{4.83}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de courant $D(s)$ par rapport aux variations de K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{K_\phi}^{D(s)}(s) &= S_{K_\phi}^{T_{VD}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VD}(s)}{\partial K_\phi} \Big|_{T_{VD0}} \right) \times \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VD0}} \right) \\
&= - \frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.84}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de courant $D(s)$ par rapport aux variations des paramètres de la charge $G_\Omega(s, \delta)$ est donnée par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_\Omega}^{D(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VD}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VD}(s)}{\partial G_\Omega} \Big|_{T_{VD0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VC_0}} \right) \\
&= - \frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.85}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de courant $D(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de vitesse $G_{f\Omega}(s, \theta)$ est donnée par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_{f\Omega}}^{D(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VD}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VD}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \Big|_{T_{VD0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VD0}} \right) \\
&= - \frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.86}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $E(s)$ par rapport aux variations du gain du variateur de courant G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{co}}^{E(s)}(s) &= S_{G_{co}}^{T_{VE}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VE}(s)}{\partial G_{co}} \Big|_{T_{VE0}} \right) \times \left(\frac{G_{co0}}{T_{VE0}} \right) \\
&= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s)
\end{aligned} \tag{4.87}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $E(s)$ par rapport aux variations des paramètres du moteur $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_i}^{E(s)}(s) &= S_{G_i}^{T_{VE}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VE}(s)}{\partial G_i} \Big|_{T_{VE_0}} \right) \times \left(\frac{G_{i_0}}{T_{VE_0}} \right) \\
&= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s)
\end{aligned} \tag{4.88}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $E(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur du courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{fi}}^{E(s)}(s) &= S_{G_{fi}}^{T_{VE}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VE}(s)}{\partial G_{fi}} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{fi_0}}{T_{VE_0}} \right) \\
&= -\frac{C_i(s)G_{co_0} \cdot G_{i_0}(s) \cdot G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_4(s)
\end{aligned} \tag{4.89}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $E(s)$ par rapport aux variations du K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{K_\phi}^{E(s)}(s) &= S_{K_\phi}^{T_{VE}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VE}(s)}{\partial K_\phi} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VE_0}} \right) \\
&= \frac{1+C_i(s)G_{co_0}(s) \cdot G_{i_0}(s) \cdot G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_6(s)
\end{aligned} \tag{4.90}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de capteur de courant $E(s)$ par rapport aux variations des paramètres de la charge $G_\Omega(s, \delta)$ est donnée par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_\Omega}^{E(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VE}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VE}(s)}{\partial G_\Omega} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VE_0}} \right) \\
&= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.91}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de capteur de courant $E(s)$ par rapport aux variations des paramètres de capteur de vitesse $G_{f\Omega}(s, \theta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_{f\Omega}}^{E(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VE}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VE}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VE_0}} \right) \\
&= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.92}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de vitesse $N(s)$ par rapport aux variations de gain du variateur de vitesse G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{co}}^{N(s)}(s) &= S_{G_{co}}^{T_{VN}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VN}(s)}{\partial G_{co}} \Big|_{T_{VN_0}} \right) \times \left(\frac{G_{co_0}}{T_{VN_0}} \right) \\
&= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s)
\end{aligned} \tag{4.93}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de vitesse $N(s)$ par rapport aux variations des paramètres du moteur $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_i}^{N(s)}(s) &= S_{G_i}^{T_{VN}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VN}(s)}{\partial G_i} \Big|_{T_{VN_0}} \right) \times \left(\frac{G_{i_0}}{T_{VN_0}} \right) \\ &= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s) \end{aligned} \quad (4.94)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de vitesse $N(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur du courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{G_{fi}}^{N(s)}(s) &= S_{G_{fi}}^{T_{VD}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VD}(s)}{\partial G_{fi}} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{fi_0}}{T_{VN_0}} \right) \\ &= -\frac{C_i(s).G_{co_0}G_{i_0}(s).G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_4(s) \end{aligned} \quad (4.95)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de vitesse $N(s)$ par rapport aux variations du gain de convertisseur K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{K_\phi}^{N(s)}(s) &= S_{K_\phi}^{T_{VN}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VN}(s)}{\partial K_\phi} \Big|_{T_{VN_0}} \right) \times \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VN_0}} \right) \\ &= \frac{1+C_i(s).G_{co_0}G_{i_0}(s).G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_6(s) \end{aligned} \quad (4.96)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de vitesse $N(s)$ par rapport aux variations de fonction de transfert de vitesse $G_\Omega(s, \delta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned} S_{G_\Omega}^{N(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VN}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VN}(s)}{\partial G_\Omega} \Big|_{T_{VN_0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VC_0}} \right) \\ &= \frac{1+C_i(s).G_{co_0}G_{i_0}(s).G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_6(s) \end{aligned} \quad (4.97)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de la boucle de vitesse $N(s)$ par rapport aux variations de fonction de transfert de capteur de vitesse $G_{f\Omega}(s, \theta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned} S_{G_{f\Omega}}^{N(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VN}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VN}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \Big|_{T_{VN_0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VN_0}} \right) \\ &= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s) \end{aligned} \quad (4.98)$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie de capteur de courant $M(s)$ par rapport aux variations de gain de variateur de courant G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{co}}^{M(s)}(s) &= S_{G_{co}}^{T_{VM}(s)}(s) = \left. \frac{\partial T_{VM}(s)}{\partial G_{co}} \right|_{T_{VD_0}} \frac{G_{co_0}}{T_{VM_0}} \\
&= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s)
\end{aligned} \tag{4.99}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $M(s)$ par rapport aux variations des paramètres du moteur $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_i}^{M(s)}(s) &= S_{G_i}^{T_{VM}(s)}(s) = \left(\left. \frac{\partial T_{VM}(s)}{\partial G_i} \right|_{T_{VM_0}} \right) \times \left(\frac{G_{i_0}}{T_{VM_0}} \right) \\
&= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s)
\end{aligned} \tag{4.100}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $M(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{fi}}^{M(s)}(s) &= S_{G_{fi}}^{T_{VM}(s)}(s) = \left(\left. \frac{\partial T_{VM}(s)}{\partial G_{fi}} \right|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{fi_0}}{T_{VM_0}} \right) \\
&= \frac{1+n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_7(s)
\end{aligned} \tag{4.101}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $M(s)$ par rapport aux variations de K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{K_\phi}^{M(s)}(s) &= S_{K_\phi}^{T_{VM}(s)}(s) = \left(\left. \frac{\partial T_{VM}(s)}{\partial K_\phi} \right|_{T_{VD_0}} \right) \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VM_0}} \right) \\
&= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.102}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $M(s)$ par rapport aux variations des paramètres de la charge $G_\Omega(s, \delta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_\Omega}^{M(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VM}(s)}(s) = \left(\left. \frac{\partial T_{VM}(s)}{\partial G_\Omega} \right|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VM_0}} \right) \\
&= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.103}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de courant $M(s)$ par rapport aux variations des paramètres de capteur de vitesse $G_{f\Omega}(s, \theta)$ est donné par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_{f\Omega}}^{M(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VM}(s)}(s) = \left(\left. \frac{\partial T_{VM}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \right|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VM_0}} \right) \\
&= -\frac{n_0(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_2(s)
\end{aligned} \tag{4.104}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de vitesse $T(s)$ par rapport aux variations du gain du variateur de vitesse G_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{co}}^{T(s)}(s) &= S_{G_{co}}^{T_{VT}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VT}(s)}{\partial G_{co}} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{co_0}}{T_{VT_0}} \right) \\
&= \frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s)
\end{aligned} \tag{4.105}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de vitesse $T(s)$ par rapport aux variations des paramètres du moteur $G_i(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_i}^{T(s)}(s) &= S_{G_i}^{T_{VT}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VT}(s)}{\partial G_i} \Big|_{T_{VT_0}} \right) \times \left(\frac{G_{i_0}}{T_{VT_0}} \right) \\
&= -\frac{1}{D_0(s)} = \mathbb{T}_5(s)
\end{aligned} \tag{4.106}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de vitesse $T(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de courant $G_{fi}(s, \alpha)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{G_{fi}}^{T(s)}(s) &= S_{G_{fi}}^{T_{VT}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VT}(s)}{\partial G_{fi}} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{fi_0}}{T_{VT_0}} \right) \\
&= -\frac{C_i(s)G_{co_0}G_{i_0}(s)G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_4(s)
\end{aligned} \tag{4.107}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de vitesse $T(s)$ par rapport aux variations du K_ϕ est donnée par :

$$\begin{aligned}
S_{K_\phi}^{E(s)}(s) &= S_{K_\phi}^{T_{VE}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VE}(s)}{\partial K_\phi} \Big|_{T_{VE_0}} \right) \times \left(\frac{K_{\phi_0}}{T_{VE_0}} \right) \\
&= \frac{1+C_i(s).G_{co_0}G_{i_0}(s)G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_6(s)
\end{aligned} \tag{4.108}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de vitesse $T(s)$ par rapport aux variations des paramètres de la charge $G_\Omega(s, \delta)$ est donnée par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_\Omega}^{T(s)}(s) &= S_{G_\Omega}^{T_{VT}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VT}(s)}{\partial G_\Omega} \Big|_{T_{VD_0}} \right) \times \left(\frac{G_{\Omega_0}}{T_{VT_0}} \right) \\
&= \frac{1+C_i(s).G_{co_0}G_{i_0}(s)G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_6(s)
\end{aligned} \tag{4.109}$$

- La fonction de sensibilité de *Bode* de la sortie du capteur de vitesse $T(s)$ par rapport aux variations des paramètres du capteur de vitesse $G_{f\Omega}(s, \theta)$ est donnée par ;

$$\begin{aligned}
S_{G_{f\Omega}}^{T(s)}(s) &= S_{G_{f\Omega}}^{T_{VT}(s)}(s) = \left(\frac{\partial T_{VT}(s)}{\partial G_{f\Omega}} \Big|_{T_{VT_0}} \right) \times \left(\frac{G_{f\Omega_0}}{T_{VT_0}} \right) \\
&= \frac{1+C_i(s).G_{co_0}G_{i_0}(s)G_{fi_0}(s)}{D_0(s)} = \mathbb{T}_6(s)
\end{aligned} \tag{4.110}$$

Avec ;

$$D_0(s) = 1 + C_i G_{co_0} G_{i_0} G_{fi_0} + C_\Omega C_i G_{co_0} G_{i_0} K_{\Phi_0} G_{\Omega_0} G_{f\Omega_0} \quad (4.111)$$

$$n_0 = C_\Omega(s) \cdot C_i(s) \cdot G_{i_0}(s) \cdot G_{co_0} \cdot K_{\Phi_0} \cdot G_{\Omega_0}(s) \cdot G_{f\Omega_0}(s) \quad (4.112)$$

A l'aide des expressions des différentes fonctions de sensibilité FSB calculée au paravent (4.63-4.112), la matrice de sensibilité peut être écrite sous forme:

$$S(s) = \begin{bmatrix} \mathbb{T}_0(s) & \mathbb{T}_3(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) \\ \mathbb{T}_0(s) & \mathbb{T}_3(s) & \mathbb{T}_3(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) & \mathbb{T}_5(s) \\ \mathbb{T}_1(s) & \mathbb{T}_4(s) & \mathbb{T}_4(s) & \mathbb{T}_4(s) & \mathbb{T}_7(s) & \mathbb{T}_4(s) & \mathbb{T}_4(s) & \mathbb{T}_4(s) \\ \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_6(s) & \mathbb{T}_6(s) & \mathbb{T}_6(s) \\ \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_6(s) & \mathbb{T}_6(s) \\ \mathbb{T}_2(s) & \mathbb{T}_6(s) \end{bmatrix} \quad (4.113)$$

Comme il été indiquer au paragraphe (4.3.2), pour évaluer ces douze fonctions de sensibilité, il faut utiliser leurs modules et c'est ainsi qu'on a défini la matrice de sensibilité approximée $\mathcal{S}(s)$;

$$\mathcal{S}(s) = \begin{bmatrix} |\mathbb{T}_0(s)| & |\mathbb{T}_3(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| \\ |\mathbb{T}_0(s)| & |\mathbb{T}_3(s)| & |\mathbb{T}_3(s)| & |\mathbb{T}_4(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| & |\mathbb{T}_5(s)| \\ |\mathbb{T}_1(s)| & |\mathbb{T}_4(s)| & |\mathbb{T}_4(s)| & |\mathbb{T}_4(s)| & |\mathbb{T}_7(s)| & |\mathbb{T}_4(s)| & |\mathbb{T}_4(s)| & |\mathbb{T}_4(s)| \\ |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_6(s)| & |\mathbb{T}_6(s)| & |\mathbb{T}_6(s)| \\ |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_6(s)| & |\mathbb{T}_6(s)| \\ |\mathbb{T}_2(s)| & |\mathbb{T}_6(s)| \end{bmatrix} \quad (4.114)$$

La caractérisation de la sensibilité des différents signaux par rapport aux variations paramétriques des six blocs qui sont caractérisés par les fonctions; $G_{co}(\beta)$, $G_i(jw, \alpha)$, $G_{fi}(jw, \gamma)$, K_Φ , $G_\Omega(jw, \delta)$ et $G_{f\Omega}(jw, \theta)$ se fait alors par l'analyse des gains de $\mathbb{T}_0(jw)$, $\mathbb{T}_1(jw)$, $\mathbb{T}_2(s)$, $\mathbb{T}_3(s)$, $\mathbb{T}_4(s)$, $\mathbb{T}_5(s)$, $\mathbb{T}_6(s)$ et $\mathbb{T}_7(s)$ dans le domaine des basses fréquences définies par \mathcal{D} tel que :

$$\mathcal{D} = \{w / |C(jw)K(jw, \beta_0)G_p(jw, \alpha_0)H(jw, \gamma_0)| \geq \ell\} \quad (4.114)$$

Où ℓ est un seuil réglable. Comme il faut noter que l'on peut pour la même analyse pour les deux autres domaines de fréquences ; hautes et moyennes fréquences, et cela ce fait suivant la fréquence d'excitation du système à surveiller.

La matrice des fonctions de sensibilité approximée $\mathcal{S}(s)$ devient dans le domaine de fréquence \mathcal{D} choisie;

$$\mathcal{S}(s) = \begin{matrix} & \text{A} & \text{B} & \text{C} & \text{H} & \text{M} & \text{E} & \text{N} & \text{T} \\ \begin{matrix} G_{co} \\ G_i \\ G_{ri} \\ K_\Phi \\ G_\Omega \\ G_{f\Omega} \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (4.115)$$

Cette matrice montre bien que :

- La sortie du régulateur de vitesse $A(s)$ peut donner des informations sur tous les défauts paramétriques qui peuvent survenir aux niveaux de chaque bloc de la boucle sauf ceux qui peuvent survenir au niveau du variateur de courant ou au niveau du moteur.
- La sortie du régulateur de courant $B(s)$ peut donner des informations sur tous les défauts paramétriques qui peuvent survenir aux niveaux de chaque bloc de la boucle sauf celle qui peuvent survenir au niveau du capteur de courant.
- La sortie du variateur de courant $C(s)$ peut donner des informations sur tous les défauts paramétriques qui peuvent survenir aux niveaux de chaque bloc de la boucle de commande sauf celle qui peuvent survenir au niveau du variateur de courant et ceux qui peuvent survenir au niveau du capteur de courant.
- La sortie de la boucle de courant $H(s)$ ainsi que celle du capteur de courant $M(s)$ peuvent prévenir sur tous les défauts paramétriques qui peuvent survenir aux niveaux de chaque bloc de la boucle de commande sauf celle qui peuvent survenir au niveau de la boucle d'asservissement de courant.
- La sortie du bloc $K_\phi ; E(s)$ peut avertir uniquement sur les défauts paramétriques qui peuvent survenir aux niveaux de la boucle de vitesse ou du capteur de vitesse.
- La sortie de la boucle de vitesse $N(s)$ peut aussi informer uniquement sur les défauts paramétriques qui peuvent survenir aux niveaux des deux capteurs; de vitesse ou de courant.
- La sortie du capteur de vitesse $T(s)$ ne peut prévenir sur aucun défaut paramétrique qui peut survenir aux niveaux de la boucle.

Pour confirmer cette étude théorique, on a effectué des simulations tout en supposant que la boucle de commande est affectée par une seule variation à la fois aux niveaux de chaque bloc .L'amplitude des variations de ces paramètres sont égales :

$$\Delta G_{co} = 0.5, \Delta L_\alpha = 0.08[\text{H}], \Delta R_\alpha = 0.5[\Omega], \Delta \tau_i = 0.1[\text{ms}], \Delta R_{sh} = 0.2 [\Omega], \Delta K_\phi = 0.2 \left[\frac{\text{V}}{\text{A}} \right],$$

$$\Delta f = 5 \times 10^{-3} \left[\frac{\text{N.m}}{\frac{\text{rad}}{\text{s}}} \right], \Delta J = 0.02 [\text{Kg. m}^2], \Delta \tau_\Omega = 0.03[\text{ms}], \Delta K_{TG} = 0.015[\text{SI}] .$$

Dans ce qui suit, les évolutions temporelles des huit résidus ; $r_1, r_2, r_3, r_4, r_5, r_6, r_7$ et r_8 relevés respectivement aux points: A, B, C, D, E, N, M et T , par rapport à des variations des différents paramètres cités précédemment, seront présentés: La variation du gain du variateur de courant G_{co} permet d'obtenir les résultats de simulation de la figure (4.14)

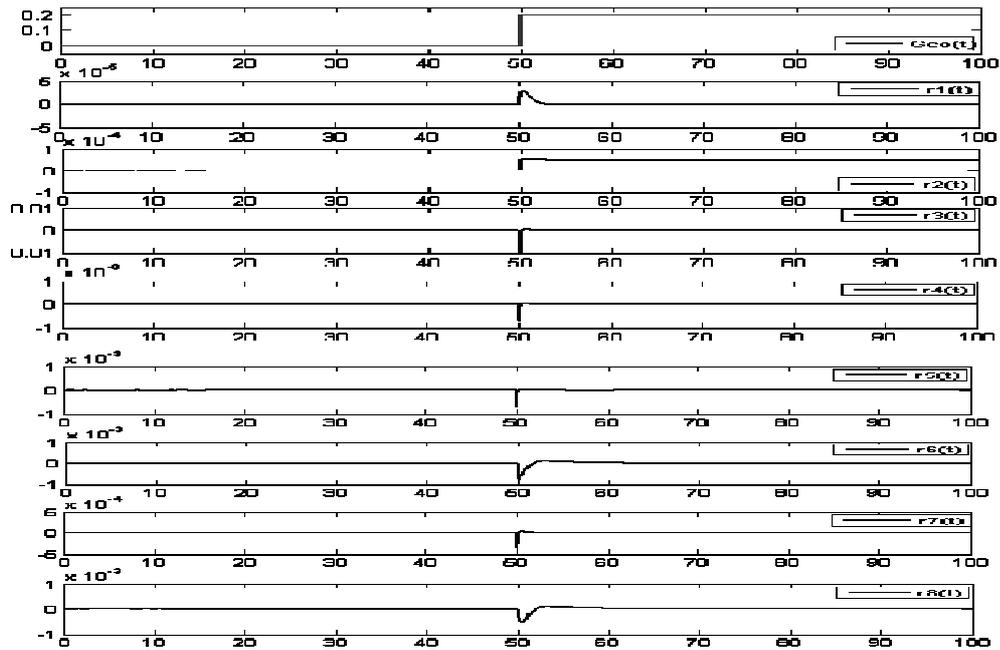


Fig. 4.14: Résidus obtenu pour une variation de la valeur du gain de convertisseur

- A travers la figure (4.14), on remarque qu'en régime permanent, seulement le résidu généré à partir de la sortie du régulateur de courant peut être utilisé.

Pour des variations du paramètre ω , on obtient les résultats représentés sur la figure (4.15), où on remarque que les résidus générés à partir de la sortie du régulateur de courant et de la sortie de l'actionneur peuvent être utilisés.

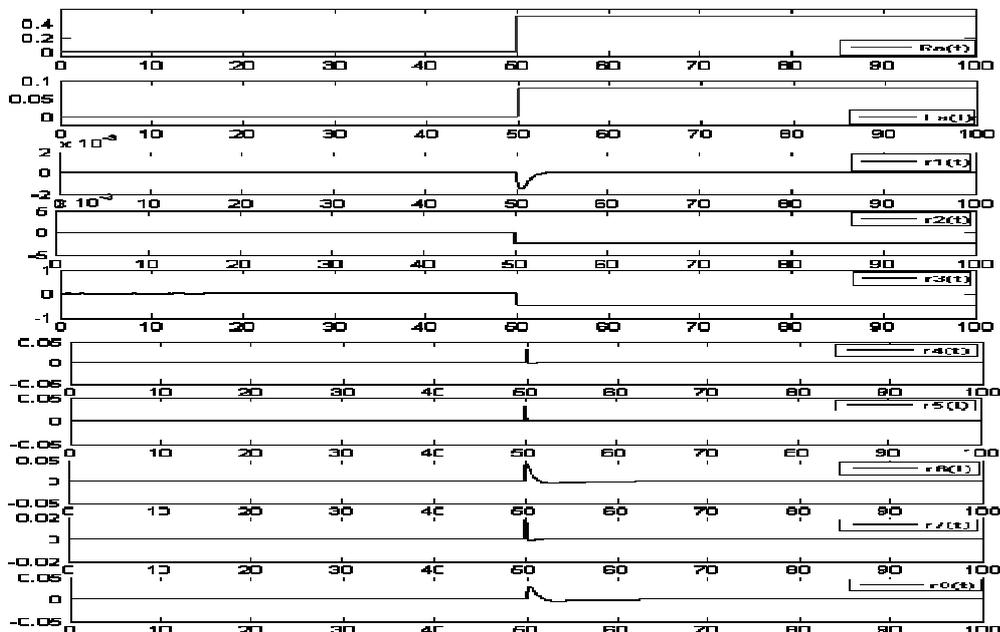


Fig. 4.15: Résidus obtenu pour une variation des paramétriques de moteur;

- La figure (4.16) montre les différents résidus dans la situation où le paramètre ω est en défaut. Pour ce cas, en régime établi, seulement le résidu $r_1(t)$ généré à partir de la sortie du régulateur de vitesse et le résidu $r_2(t)$ généré à partir de la sortie du capteur de courant sont non nuls.

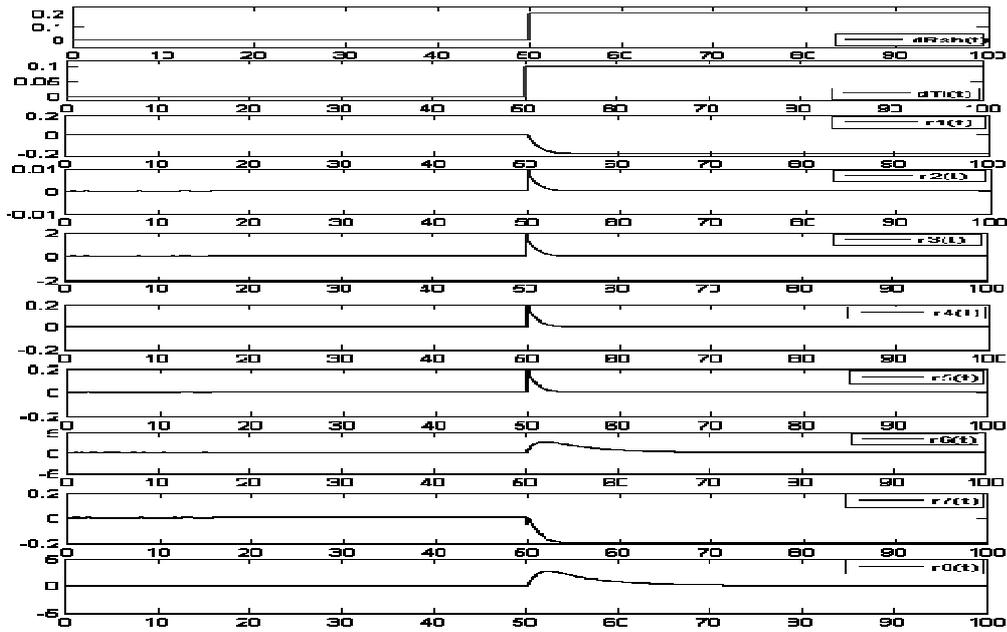


Fig. 4.16: Résidus obtenu pour une variation de la valeur

- Il apparaît clairement à travers la figure (4.17) que pour détecter une variation du constant de couple, les $r_1(t)$ générés à partir de la sortie du régulateur de vitesse $A(t)$, $r_2(t)$ généré à partir de la sortie du régulateur de courant $B(t)$, $r_3(t)$ généré à partir de la sortie du variateur de courant $C(t)$ et $r_4(t)$ généré à partir de la sortie de la boucle de courant $D(t)$ sont utiles. Les autres résidus sont peu sensibles aux variations du paramètre K_φ . Autrement dit, la mesure des signaux ; $M(t)$, $E(t)$, $N(t)$ et $T(t)$, n'améliore pas la qualité du diagnostic de défauts affectant K_φ .

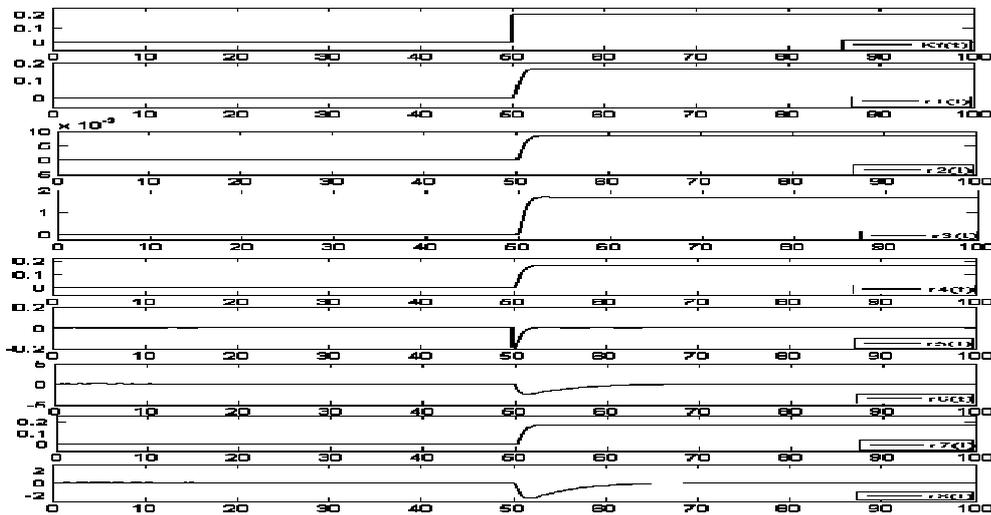


Fig. 4.17: Résidus obtenu pour une variation de la valeur

- La figure (4.18) montre que seuls les résidus $r_6(t)$ généré à partir de la sortie du système $N(t)$ et $r_8(t)$ généré à partir de la sortie du capteur de vitesse qui sont nul, en régime permanent; ils ne donnent pas assez d'information sur les défauts qui peuvent survenir au niveau de la charge. Pour ce cas, en régime établi, tous les autres résidus peuvent être utilisés.

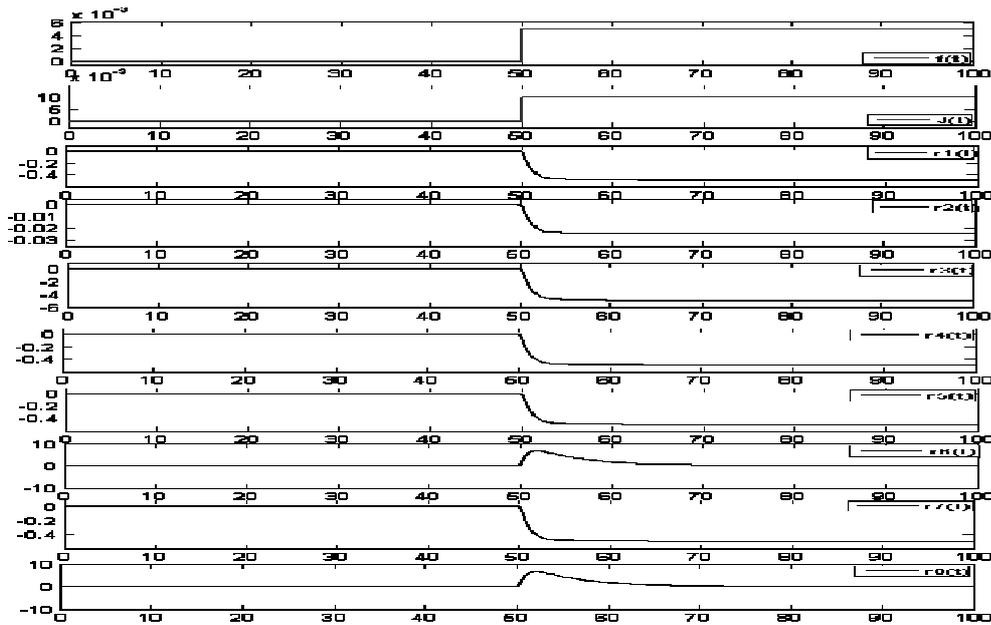


Fig. 4.18: Résidus obtenu pour une variation des paramètres de la charge;

- D'après la figure (4.19), Il apparaît clairement que pour détecter une variation de l'un des paramètres du vecteur θ , seul le résidu r_{100} généré à partir de la sortie du capteur de vitesse qui est nul ; il ne peut donner aucune information sur le défaut qui peut survenir au niveau du capteur de vitesse. Les autres résidus, r_{101} à r_{109} ne sont pas nuls, alors ils sont utiles et on peut utiliser l'un d'entre eux pour s'informer sur le défaut qui peut affecter le capteur de vitesse

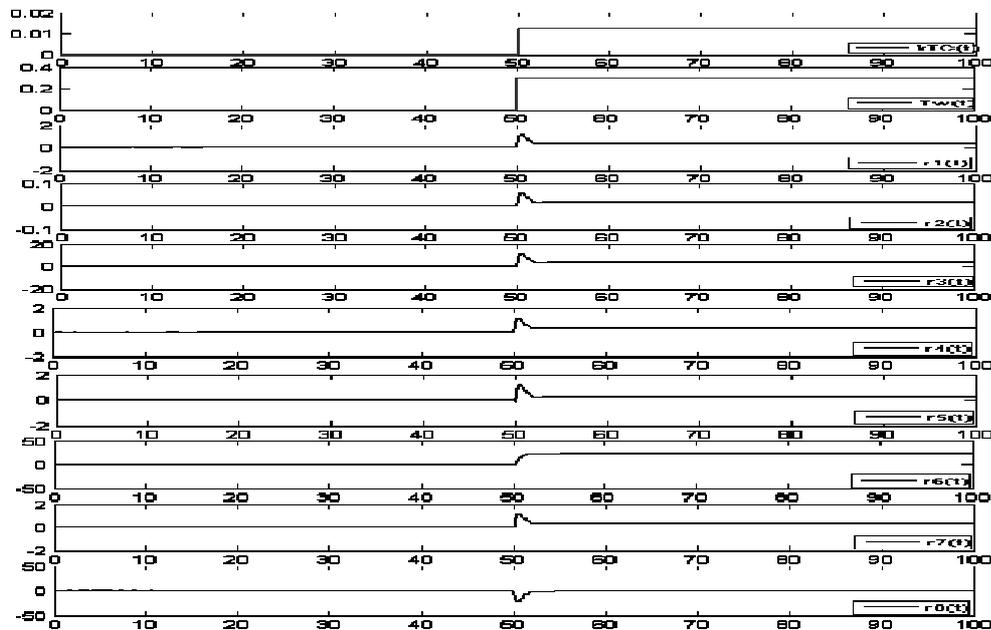


Fig. 4.19: Résidus obtenu pour une variation des valeurs des paramètres de capteur de vitesse

Enfin, comme le montrent les simulations, le résidu r_{100} généré à partir de la sortie du capteur de vitesse, est nettement moins sensible que les autres. Il ne peut pas apporter un plus pour le diagnostic.

D'après ces résultats de simulation, on remarque qu'ils sont en parfaite adéquation avec l'analyse de sensibilité présentée au par avant. On peut voir que les informations fournies par la matrice de sensibilité approchée $\mathcal{S}(s)$ dans le cas où le signal d'entrée est de faible fréquence confirment ces résultats. On peut vérifier cela aussi pour les moyennes et les hautes fréquences. Il est intéressant de noter que la sortie du système en boucle fermée n'est pas le signal idéal pour le diagnostic. En effet, il apparaît clairement à travers cette étude que le signal de commande est le signal qui contient plus d'informations qui peuvent survenir au niveau de n'importe quel bloc de la boucle. Mais dans le cas d'un asservissement cascade, le signal de commande de la boucle interne, est le plus utile pour la détection des différents défauts. Ceci peut s'expliquer par le fait, qu'en présence de défaut, le contrôleur de la boucle interne compense l'écart entrée-sortie de cette boucle, à cet effet, le signal de commande de la boucle externe ne contient pas d'information sur les défauts qui peuvent apparaître dans cette boucle.

Il faut noter que l'ajoute des perturbations a donné les résultats, sauf que les différents résidus ont écarté de leurs valeurs obtenues sans perturbations. Pour filtrer ces dernières, il suffit d'ajouter un filtre à sortie choisie pour le placement optimal du capteur.

4.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on s'est intéressés au placement optimal des capteurs pour la détection des défauts dans une boucle de régulation, pour les deux cas, défauts non paramétriques (additionnel) et défauts paramétriques (multiplicative). Puis on s'est penché sur le deuxième cas, où l'utilisation de la fonction de sensibilité de Bode a permis d'aboutir au but recherché. Le choix de la fonction de sensibilité fréquentielle et particulièrement celle de Bode est aussi justifiée. On a montré que dans le cas d'une boucle de régulation classique, le signal qui contient le plus d'information sur les défauts paramétriques est la commande. En effet, le résidu généré à partir de la sortie du contrôleur est sensible aux variations des paramètres des différents sous-systèmes. Cependant, dans une boucle de commande cascade, le signal de commande de la boucle interne contient plus d'information que celui de la boucle externe. Ceci est dû au fait de l'apparition du défaut aux niveaux du bloc de la boucle interne, la commande de cette dernière agit de façon plus énergique pour compenser l'effet du défaut sur la sortie de cette boucle. Le signal pris à la sortie du filtre de rétroaction de la boucle externe est très peu sensible aux défauts et pas assez intéressant pour le diagnostic. Egalement, pour la localisation, la matrice de sensibilité approximée, pour une plage fréquentielle donnée, peut être utilisée comme table de signature des défauts.

CONCLUSION GENERALE

Dans le contexte du diagnostic des systèmes automatisés de nombreuses approches sont développées, au cours de ces dernières années. Les entraînements électriques qui peuvent être modélisés par des modèles linéaires (si non ils seront linéarisés), sont généralement, réglés en boucle fermée. De ce fait, Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur la détection et la localisation des défauts dans les systèmes linéaires en boucle fermée.

Le premier chapitre est consacré à un survol sur le diagnostic des défauts, où l'intérêt du diagnostic dans le domaine industriel est amplement abordé. Ainsi que, les différentes terminologies, utilisées dans ce domaine, ont été proposées. Une étude (non exhaustive) de classification des différentes méthodes de diagnostic a été présentée. Deux grandes catégories ont été dégagées: méthodes externes et internes. Les méthodes externes sont basées sur les connaissances de l'expert. Tandis que les méthodes internes sont représentées par des modèles quantitatifs et/ou qualitatifs. Vu la nature de l'application visée on a choisi de travailler avec les méthodes interne et en particulier les méthodes à base des modèles analytique.

Si ainsi que le deuxième chapitre est dédié à l'étude du diagnostic des systèmes linéaires à base de modèle analytique. Pour cela les principaux modèles des défauts qui peuvent affecter un système industriel, ont été décrits pour pouvoir distinguer entre un défaut paramétrique (multiplicatif) et un autre

non paramétrique (additifs). Les différentes étapes méthodologiques à suivre pour mener à terme une démarche de diagnostic ont été dégagées. Ainsi que les différentes méthodes de génération des résidus indicateurs de défauts (identification, observateurs et espace de parité ainsi que l'analyse directe) ont été exposés. Ces méthodes s'appuient exclusivement sur l'analyse de la cohérence des signaux d'entrées et de sorties du système réel en les comparant à ceux issus d'un modèle de fonctionnement sain. Un exemple d'un système en boucle ouvert a été traité par la méthode d'analyse directe, où on a constaté que cette méthode est très efficace pour la détection et la localisation des défauts actionneur dans un système en boucle ouvert, même en présence des perturbations et d'un bruit blanc. L'application de cette méthode doit passer par quatre étapes, l'étape de choix de filtre de détection est très important afin d'obtenir un vecteur de résidus structuré. Ce choix dépend essentiellement de la fréquence de travail.

Dans le troisième chapitre, une étude des particularités du diagnostic du système en boucle fermée est abordée. Tout d'abord, la nécessité de la boucle fermée pour les systèmes industriels en générale et les entraînements électrique, a été montrée. Puis, l'influence de la commande sur la qualité du diagnostic, selon le type de défaut, a été approuvée. Il est ainsi montré que, dans le cadre d'un système linéaire à paramètres invariants dans le temps affectés par les défauts de type non paramétriques, le générateur de résidus est indépendant de la loi de commande utilisée; ce qui permet de profiter de l'avantage de diagnostiquer le système en boucle fermée à partir du système en boucle ouverte. Par contre, si les défauts considérés sont paramétriques, la loi de commande influence considérablement la qualité du diagnostic. De ce fait, le diagnostic d'un système en boucle fermé peut se faire par deux approches. L'approche séquentielle qui possède l'avantage de simplifier de façon significative la synthèse du module de diagnostic, en imposant les performances de la commande puis par la suite, optimiser les performances du diagnostic, elle peut être utilisée pour détecter et localiser les défauts non paramétriques. L'approche intégrée qui consiste à synthétiser simultanément les deux modules; de commande et de diagnostic. Son utilisation pour la détection et la localisation des défauts paramétriques, dans les systèmes bouclés est très bénéfique. Une méthode de l'approche intégrée a été appliquée sur un système du second ordre puis sur un moteur à courant continu régulé en vitesse. Par cette approche si simple, on a détecté des défauts additifs (d'actionneur et de capteur) dans le moteur; la séparation du problème de commande de celui du diagnostic a été réalisée, le changement du gain de retour de sortie a influé, seulement, sur la vitesse sans affecté l'indicateur de défaut. Cette méthode a permis d'obtenir un résidu qui est non seulement sensible aux défauts, mais aussi robuste vis-à-vis les perturbations. Le diagnostic de ce même moteur a été réalisé par la méthode de synthèse directe qui appartient à l'approche

séquentielle, ce qui permet de détecter et de localiser des défauts de même nature. Les résidus générés par cette méthode ont les mêmes caractéristiques que celles générées par la première approche.

Dans le but de faire un diagnostic robuste et économique d'un système dynamique, on s'est intéressé au choix des points optimaux de placement des capteurs pour la détection des défauts de type paramétrique, dans le dernier chapitre. Le principe de l'étude menée est basé sur l'étude de la sensibilité des différents signaux de la boucle de régulation par rapport aux défauts. En effet, l'analyse méthodique des fonctions de sensibilité des différents signaux par rapport aux défauts permet de sélectionner les points de mesures qui contiennent le plus d'information sur les défauts. A cet effet, nous nous sommes particulièrement intéressés à l'analyse des fonctions de sensibilité dans le domaine fréquentiel selon la présence dans la boucle d'une action dérivée ou intégrale. Ainsi, on a pu montrer que les signaux sensibles aux défauts dans une plage de fréquences ne le sont pas forcément pour une autre fréquence du signal d'entrée. Ceci peut constituer une indication pour la mise en place d'une stratégie de placement optimal des capteurs pour la surveillance du fonctionnement du système selon la fréquence du signal d'excitation. Ainsi, l'analyse des fonctions de sensibilité des signaux par rapport aux défauts permet d'une part de construire une matrice nommée matrice à proximité de sensibilité qui permet en plus du choix des points optimaux le placement des capteurs pour la détection des défauts, la localisation de ces derniers, pour chaque plage de fréquence. D'autre part, on a pu conclure que la détection d'un défaut dans une boucle fermée exige le placement du capteur en aval du composant sujet de défaut contrairement aux boucles ouvertes où le capteur est placé en amont. Une application de tout ce là sur un moteur à courant continu réglé en couple, nous a permis de conclure que, dans le cas d'une boucle de régulation classique, le signal qui contient le plus d'information sur les défauts paramétriques est la commande. Pour un développement plus large, une autre application sur le même moteur, réglée en couple et en vitesse qui est soumise à des défauts paramétriques (actionneurs, moteur et capteurs) ainsi qu'à des perturbations, a été faite, on a pu conclure que pour une boucle de commande cascade, le signal de commande de la boucle interne contient plus d'information que celui de la boucle externe. Ceci est dû au fait que l'apparition d'un défaut aux niveaux d'un bloc de la boucle interne, la commande de cette dernière agit de façon plus énergique pour compenser l'effet du défaut sur la sortie de cette boucle. Le signal pris à la sortie du filtre de rétroaction de la boucle externe est très peu sensible aux défauts et pas assez intéressant pour le diagnostic. Le signal d'excitation utilisé pour ces deux applications est de faible fréquence.

Dans ce mémoire, une idée générale sur les différentes méthodes de diagnostic des systèmes industriels peut être notée mais notre étude a été centrée sur les trois approches des méthodes à bases des modèles analytiques (espace parcouru, observateur et analyse directe).

Comme perspectives à ce travail, L'utilisation des outils modernes tels que la norme H_∞ , peut conduire à des résultats intéressants cela peut être le prolongement de ce mémoire pour la détection et la localisation des défauts pour des entraînements électriques avec un moteur asynchrone. Ainsi que, l'extension des méthodes, développées dans ce mémoire, pour faire le diagnostic des entraînements électriques qui ont des caractères non linéaires. Enfin la réalisation d'un contrôleur robuste pour un entraînement électrique avec moteur asynchrone, qui n'influe pas sur les performances de module de diagnostic peut être intéressante.

BIBLIOGRAPHIE

- [ALA 06]: Tarik ALANI, « Introduction au diagnostic des défaillances », A2SI-ESIEE–Paris, 2006.
- [AKH 04]: Abdelkader AKHENAK, « Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodale: application au diagnostic ; Thèse présentée et soutenue publiquement le 16 décembre 2004 pour l'obtention du Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine.
- [ANI 00]: K.J. ANIL, P.W.ROBERT, J.MAO, « Statistical Pattern Recognition»: A review, IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence 1 (22), pp.4-36, 2000.
- [BAI 05]: H.BAÏKECHE, B.MARX, D.MAQUIN, J.RAGOT. « Placement de capteurs pour le diagnostic des systèmes linéaires en boucle fermée ». In Journées Doctorales Modélisation, Analyse et Conduite des Systèmes dynamiques, JDMACS, Lyon, France, 2005.
- [BAI 06]: H.BAÏKECHE, B.MARX, D.MAQUIN, and J. RAGOT (2006). « *On parametric and non parametric fault detection in linear closed-loop systems* ». In Proceedings of the 4th Workshop on Advanced Control and Diagnosis, Nancy, France.
- [BAS 99]: M.BASSEVILLE, (1999). « *On fault detectability and isolability* ». In Proceedings of the 5th European Control Conference, Karlsruhe, Allemagne.
- [BEN 99]: S. M. Bennett, R. J. Patton et S. Daley, « *Sensor fault-tolerant control of a rail traction drive* », Control Engineering Practice, Vol. 7 (2), pp. 217-225, 1999.
- [BOU 96]: N.BOUDAUD, M.H.MASSON, B. DUBUISSON, « One line diagnosis of a technological system: a fuzzy pattern recognition approach ». In 13th IFAC congress, San Francisco, USA, August 1996.
- [BOU 00]: N.BOUDAUD, M.H. MASSON, « *Diagnosis of transient states: A pattern recognition approach* ». APII-JESA, Vol. 34, no. 5, pp. 689-708, 2000.
- [BOU 03]: A. BOUFAÏED, « Contribution à la Surveillance Distribuée Des Systèmes à Événements Discrets Complexes », Thèse de l'université Paul Sabatier, Toulouse, 2003.
- [BRU 90]: J. Brunet, D. Jaume, M. Labarrère, A. Rault, and M. Vergé. « Détection et Diagnostic de Pannes: Approche par Modélisation ». Paris : Hermès.1990.
- [DUB 90]: Dubuisson B., « Diagnostic et reconnaissance des formes », Traité des Nouvelles Technologies, série Diagnostic et Maintenance, Hermès, 1990.
- [CAS 03]: M. Fabien CASTANG. « Synthèse robuste de filtres de diagnostic pour la surveillance a base de modèle des systèmes multi variables et incertains ». Thèse présentée et soutenue publiquement le 24 janvier 2003 pour l'obtention du Doctorat de l'université BORDEAUX I.
- [CHA 04]: PHILIPPE CHARBONNAUD. « Supervision, surveillance et diagnostic ». Chapitre 2. Surveillance et supervision, Professeur des Universités, Ecole Nationale d'ingénieurs de Tarbes.47, Avenue d'Azereix - BP 1629 - 65016 TARBES Cedex. 30 novembre 2004.
- [CHE 99]: J. CHEN, and R. PATTON (1999). « *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems. London* ». Kluwer Academic Publishers.
- [CHO 84]: E.Y. CHOW and A.S. WILLISKY, « *Analytical redundancy and the design of robust detection systems* », IEEE Transactions On Automatic Control 29(7) (1984), 603-614.
- [CHR 02]: C.CHOHRISTOPHE, V. COCQUEMPOT, and B.JIANG, « *Link between high gain observer- based residual and parity space one* », Proceeding of the American Control Conference pp 2100-2125 , Anchorage, AK, May 8-10,2002.

- [COM 00a]: M. COMBACAU, P. BERRUET, F. CHARBONNAUD, A. KHATAB, E. ZAMAI, «Super vision and monitoring of production systems», Proceeding of MCPL'2000, Grenoble, 4-6 juillet 2000.
- [COM 00b]: M.COMBACAU, P.BERRUET, F.CHARBONNAUD, A.KHATAB, «Réflexions sur la terminologie: Surveillance – Supervision», Groupement pour la Recherche en Productique, Systèmes de Production Sûrs de Fonctionnent, <http://www.laas.fr/~combacau/SPSF/sursup.html>, 03 mars 2000.
- [COC 04]: V. COCQUEMPOT and C.CHRISTOPHE, «On the equivalence between observer-based and parity space approaches for FDI in non-linear systems», IFAC Safe process Symposium, Budapest, Hungary, 2000, pp. 232-237.
- [DAN 97]:N.DANGOUMAU, «Commande et Surveillance des Systèmes à Evénements Discrets, Approche par Réseaux de Pétri», DEA Automatique et Informatique Appliquée, Ecole central de Nantes, 1997.
- [DAR 03]:B.DARKHOVSKI, M.STAROSWIECKI, «Theoretic Approach to Decision in FDI», IEEETransactions on automatic control, Vol. 48, N°5, 2003.
- [DEB 05] : Alexandra. DEBIOLLES, «Diagnostic de systèmes complexes à base de modèle interne, reconnaissance des formes et fusion d'informations. Application au diagnostic des Circuits de Voie ferroviaires». Thèse présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'UTC. Université de Technologie; Compiègne, Soutenue le : 19 février 2007.
- [DEN 97]: T.DENOEUX, «Analysis of evidence-theoretic decision rules for pattern classification». *Pattern recognition*, Vol. 30, no.7, pp. 1095-1107, 1997.
- [DEN 98]: T.DENOEUX, «Application du modèle des croyances transférables en reconnaissance de formes». *Traitement du signal (In press)*, 1998.
- [DIN 90]: Ding, X. and P. M. Frank (1990); « Fault detection via factorization approach ». *Systems & Control Letters* 14 (5), pp. 431–436.
- [BOR 90]: P.BORNE, G.DAUPHIN-TANGUY, J.P.RICHARD, F.ROTELLA, I.ZAMBETTAKIs, «Automatique: commande et optimisation des processus», Editions Technip, Méthodes et Techniques de l'Ingénieur, 1990.
- [DUB 01]: B.DUBUISSON, «Automatique et statistiques pour le diagnostic», *Traité IC2 Information, commande, communication*. Hermes Sciences, 2001.
- [DUD 01]: R.O.DUDA, P.E.HART, D.E. STORK, «*Pattern Classification*», Wiley, New York, second edition, 2001.
- [FRA 90]: P. M.FRANK, «Fault Diagnosis in Dynamic Systems Using Analytical and Knowledge-based Redundancy-A Survey and Some New Results», *Automatica*, Vol. 26, N° 3, pp. 459-474, 1990.
- [FRA 94]: P.M. FRANK, «*Enhancement of robustness in observer based fault detection*», *Int.J.of Cont.*, 59, 1994, p. 955-981.
- [FEL 07]: Rabah FELLOUAH, «Contribution au Diagnostic de Pannes pour les Systèmes Différentielle ment Plats», THESE présentée en vue de l'obtention du grade de Docteur de l'Université de Toulouse, délivré par l'INSA de Toulouse. Décembre 2007.
- [GAR 97]: E. A. GARCIA and P. M. FRANK (1997). Deterministic nonlinear observer-based approaches to fault diagnosis : A survey. *Control Engineering Practice* 5 (5), pp. 663–760.
- [GRA 05] : Guillaume GRATON, « Diagnostic des systèmes à l'aide d'observateurs à mémoire finie. Application au Common Rail », thèse présentée à l'université d'ORLÉANS pour obtenir le grade de docteur de l'université d'ORLÉANS, Discipline : automatique et traitement du signal, Soutenue publiquement le 14 décembre 2005.

- [ISE 84]: R. ISERMANN, (1984). "Process fault detection based on modelling and estimation. Automatica" 20 (4), pp. 387–404.
- [ISE 91]: R. ISERMANN, B. FREYERMUTH, «Process fault diagnosis based on process knowledge- part I: principles for fault diagnosis with parameter estimation», Trans. Of ASME, 113, 991, p. 620-626.
- [ISE 97]: R. ISERMANN and P. BALLÉ, «Terminology in the field of supervision, fault detection and diagnosis», Technical Committee of Safeprocess'97 (August, 1997).
- [ISE 04]: Rolf ISERMANN. «Model-based fault detection and diagnosis- status and applications -» Institute of Automatic Control, .
- [JIA 02]: Bin JIANG et J. L. Wang, «Actuator fault diagnosis for a class of bilinear systems with uncertainty», Journal of the Franklin Institute, Vol. 339, pp. 361-374, 2002.
- [KIM 05]: F. KIMMICH, A. SCHWARTE et R. ISERMANN, «Fault detection for modern Diesel engines using signal- and process model-based methods», Control Engineering Practice, Vol. 13, pp. 189- 203, 2005.
- [LOS 03]: YANNICK LOSSER, MOUYON PHILIPPE. «Définition d'un système de diagnostic dépannes par les outils de synthèse robuste». RS - JESA – 37/2003. Analyse et commande systèmes, pages 257 à 274.
- [MAQ 00]: J. Ragot et D. Maquin, «Diagnostic des systèmes linéaires», Hermès Science Publication, 2000.
- [MOK 07]: AIMED MOKHTARI, «Diagnostic des systèmes hybrides : développement d'une méthode associant la détection par classification et la simulation dynamique», thèse préparée au laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes du CNRS, en vue de l'obtention du titre de docteur de l'université de Toulouse délivré par l'institut national des sciences appliquées de Toulouse. Soutenue le 23 octobre 2007.
- [MOU 02]: M.SAYED MOUCHAWEH, «Conception d'un système de diagnostic adaptatif et prédictif basé sur la méthode Fuzzy Pattern Matching pour la surveillance en ligne des systèmes évolutifs: Application à la supervision et au diagnostic d'une ligne de peinture au trempé», Thèse soutenue à l'Université de Reims, 11 Décembre 2002.
- [MUR 03]: D. J. MURRAY-SMITH, J. KOCIJAN, and M.GONG. «A signal convolution method for estimation of controller parameter sensitivity functions for tuning of feedback control systems by an iterative process». Control Engineering Practice 11 (9), pp. 1087–1094. (2003).
- [NAI 08]: Prof. Mohamed-Saïd NAÏT-SAÏD, «note de cours de module de diagnostic pour magister» 08 /09.
- [PAT 91]: R. J. PATTON et J.CHEN, «A review of parity space approaches to fault diagnosis for aerospace systems», J.of Guid, and Dyn., 17, 1991,p.278.285.
- [PAT 89]: R. J. PATTON, P. M. FRANK, and R. N. CLARK (1989). Fault Diagnosis in Dynamic Systems. Englewood Cliffs : Prentice Hall.
- [PAT 94]: R. J Patton, (1994). Robust model-based fault diagnosis: the state of the art. In Proceedings of the IFAC SAFEPROCESS, Espoo, Finland, pp. 1–24.
- [PAT 97]: R. J. PATTON et J. CHEN, «Observer-based fault detection and isolation: Robustness and applied», Control Engineering Practice, Vol. 5 (5), pp. 671-682, 1997.
- [PAT 99]: R.J. Patton and J. Chen. An review of parity space approaches to fault diagnosis. In 1e IFAC Symposium on Fault Detection Supervision and Safety for Technical Processes SAFEPROCESS, Baden Baden, Germany, vol. 1, 239-255, 1991.
- [PAT 00]: R. J. PATTON, P. M. FRANK, and R. N. CLARK (2000). «Issues in Fault Diagnosis of Dynamic Systems». London: Springer Verlag.

- [PHI 06]: A. PHILIPPOT, «contribution au diagnostic décentralisé des systèmes à événements discrets: application aux systèmes manufacturiers». Thèse Présentée pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Reims Champagne Ardenne. Soutenue publiquement le 18 juillet 2006.
- [RAU 01]: S.RAUDYS, «Statistical and Neural classifiers»: An integrated approach to design. Springer Verlag, London, 2001.
- [RIP 99]: Patrick RIPOLL; «Conception d'un système de diagnostic flou appliqué au moteur automobile», thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de l'université de Savoie, en 1999.
- [ROS 00]: ROSENWASSER, E.and R. YUSUPOV. «*Sensitivity of Automatic Control Systems*». Florida : CRC Press. (2000).
- [SAM 94]: M.SAMPATH,R.SUNGUPTA, S.LAFORTUNE, K.SINNAMOHIDEEN, D.TENEKETZIS, «Diagnosability of discrete event systems», In 11th International Conference Analysis Optimization of Systems: Discrete Event Systems, Sophia-Antipolis, France, 1994.
- [STA 01]: M. STAROSWIECK, «Surveillance : le cadre linéaire et quelque extension.», LAIL-CNRS EPRESA 8021.EUDIL, Université Lille 1. 59655 Villeneuve d'Ascq cedex. 2001.
- [THE 03]: Didier THEILLIOL, «Contribution à l'étude et au développement des systèmes tolérants aux défauts: diagnostic et accommodation à base de modèles linéaires et au-delà». Habilitation à diriger des recherches de l'Université de Henri Poincaré, Nancy 1, soutenue publiquement le 10 décembre 2003.
- [TOU 05]: S.TOUAF, «Diagnostic logique des systèmes complexes dynamiques dans un contexte multi-agent», Thèse Université Joseph Fourier, Grenoble 1, 2005.
- [VAL 89]: R.VALETTE, J. CARDOSO, D. DUBOIS, «Monitoring manufacturing systems by means of Petri nets with imprecise markings» In Proceeding IEEE Conference Intelligent Control, Albany, NY, pp.233-238, Sept. 1989.
- [VIS 87]: N .VISWANADHAM, and R. SRICHANDER (1987). Fault detection using unknown input observers. Control Theory and Advanced Technology 3 (2), pp. 91–101.
- [WAL 79]: K.WALKERB; E.GAI,«Fault detection threshold determination techniques using Markov theory, » Int. J. Guidance, Control and Dynamics, vol. 2, n°4, pp. 313-319, 1979.
- [WIL 76a]: Willsky A.S., «A survey of design methods for failure detection in dynamic systems», Automatica 12, pp. 601-611, 1976.
- [WIL 76b]: A.S.WILLSKY, H.L.JONES, «A generalized likelihood ratio approach to the detection and estimation of jumps in linear systems», IEEE Trans. on Automatic Control, pp.108-112, 1976.
- [ZHA 00]: G.P.ZHANG, «Neural Networks for classification»: A survey. IEEE Trans.on systems, Man, and Cybernetics, part C: Applications and reviews, 30(4), 2000.
- [ZOL 01]: A. ZOLGHADRI, F. CASTANG, D. HENRY, et M. MONSION. « An iterative approach to the design of robust fdi filters». European Control Conference, Septembre 2001.
- [ZWI 95]: G.ZWINGELSTEIN, «Diagnostic des défaillances», Traité des Nouvelles Technologies, er- i.e. Diagnostic et Maintenance, Hermès, 1995.

Résumé: La plupart des entraînements électriques sont commandés en boucle fermée. Cependant, le rôle de ce contrôleur est d'atténuer l'effet de tout-ce que perturbe le fonctionnement du système, donc de masquer l'effet des différents défauts qui peuvent survenir au niveau des différents sous-systèmes; ce qui engendre une difficulté pour la détection de ces derniers dès leur premier stade de développement. D'autre part, les entrées du système réglé sont corrélées avec les sorties à cause de retour d'information, ce qui conduit à exciter le système avec un signal déjà imprégné par les défauts ; ce qui a pour conséquence une difficulté pour la localisation et parfois la détection.

Le travail présenté dans ce mémoire est réparti en deux parties, dont la première a pour but d'étudier les méthodes à base des modèles analytiques pour détecter et localiser les deux types de défauts (paramétrique et non paramétrique) dans un entraînement électrique avec un moteur à courant continu à savoir l'utilisation de l'approche séquentielle et intégrée. La seconde partie a pour but de faire un choix optimal des points de mesure pour prendre celui qui nous informe le plus sur les défauts paramétriques qui peuvent survenir sur les différents sous-systèmes de cet entraînement donc de réaliser un diagnostic robuste et économique.

Abstract: The majority of the electric drives are controlled in loop closed. However, the role of the controller is to attenuate the effect of all this which the operation of this system disturbs, therefore to mask the effect of the different faults which can occur on the level of different subsystems; what generates a difficulty for the detection of this last as of the first stage of development of the faults. On the other hand, the system inputs are correlated with the system outputs since of the information feedback, which results in exciting the system with a signal already impregnated by the faults; which can complicate the faults isolation and sometimes the detection for the faults.

The works presented in this memory is divided into two parts. The first one is to study methods at analytical base of the models to detect and locate both type of the defects (parametric and non parametric) in a drive electric with an engine with D.C. current with the use of the sequential approach and integrated. The purpose of the second part is to make a best alternative of the points of measurement for takes that which informs us more on the parametric defects which can occur on the various subsystems of this drive, therefore to realize robust and economic diagnosis.