

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سعيـدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Automatique

Spécialité : Automatique et Systèmes

Par : KAID ABDELKADER

Sujet

Diagnostic d'un système complexe approche par l'espace de parité

Soutenue publiquement en **29/06/2022** devant le jury composé de :

Dr Sekour M'hamed	MCA	Univ. Saida	Président
Mr bourouina abdelkader	MAA	Univ. Saida	Rapporteur
Dr Mostefai mohamed	MCA	Univ. Saida	Examineur

Année universitaire 2021/2022

Remerciement

Je remercie dieu pour m'avoir donné le courage et la force, et m'avoir aidé tout le long de ce parcours pour réaliser ce modeste travail.

Nous souhaiterions tout d'abord adresser nos sincères remerciements à Monsieur bourouina abdelkader le responsable du projet fin d'étude. Elle m'a fait bénéficier de ses conseils et ses encouragements ont permis à ce travail d'aboutir.

*Mes vifs remerciements vont à ma famille essentiellement mon Père et ma Mère ,
mes*

Frère mes saurs pour son soutien moral.

A tous mes amis et camarades et les filles de notre classe.

*Et je présente un grand remerciement à toute personne ayant contribué, de près ou
de*

*loin à l'aboutissement de ce travail, tout particulièrement tous les enseignants et les
membres des laboratoires d'électrotechnique.*

*Nous tenons également à remercier vivement tous les enseignants qui sont enseignés
nous durant notre formation universitaire.*

Dédicace

*A ma mère ,et mon père mes sœurs, mes frères et toutes mes familles et mes enfants
hamouda –wisal –alaa –khalil-yacine –abdelouadoud -*

A mes amis par tout..

*A mon camarade ABDELKADER –MOKHTAR –ALI- MILOUD et
Personnellement FERHANE MOHAMED AMINE .*

A tous les gens qui sont connue moi.

A mes camarades à la classe de 2ème Master automatique des système

*A tous les enseignants de notre faculté. Personnellement à vous Monsieur
Bourouina Abdelkader*

KAID ABDELKADER

Sommaire

Introduction générale	1
CHAPITRE 1 : Généralité sur le diagnostic du système	
I Introduction.....	3
I.1.1 Formulation du problème.....	3
I.1.2 Diagnostic.....	4
I.1.3 Défaut.....	5
I.1.4 Dégradation.....	5
I.1.5 Panne.....	5
I.1.6 Signe.....	5
I.1.7 Les différents types de défauts.....	5
I.1.7 .1 Les défauts de Capteurs.....	5
I.1.7.2 Les défauts d'actionneurs.....	5
I.1.7 .3 Les défauts composants ou systèmes.....	6
I.1.8 Caractéristiques d'un système de diagnostic.....	7
I.1.9 Performance d'une procédure de diagnostic.....	8
I.1.10 Caractéristiques d'un système de diagnostic.....	9
I.1.11 Les étapes du diagnostic	9
I.2 Présentation des méthodes de diagnostic	10
I.2 .1 Diagnostique par traitement du signal	10
I.2 .2 Méthodes de diagnostic à base de modèles qualitatifs.....	11
I.2. 3 Méthodes de diagnostic à base de modèles quantitatifs.....	11
I.2 .3.1 Méthodes de diagnostic à base de modèle.....	11

I.2 .3.2 Espace de Parité	11
I.2 .3. 3 Méthodes d'estimation paramétrique.....	12
I.2 .3.4 Méthodes de diagnostic à base d'observateurs	12
I.3 Principe du diagnostic	13
I.3 .1 Principe des méthodes de reconnaissance des formes en diagnostic.....	14
I.3 .2 Classification des méthodes de diagnostic.....	16
I.3 .3 Méthodes de diagnostic à base de modèle	16
I.3.4 Les Avantages du diagnostic	17
I.3.5 Les Inconvénients du diagnostic	18

CHAPITRE 2 : Espace De Parité

II-1 Introduction :	20
II.2 Remarques sur l'espace de parité.....	20
II.3 Redondance matérielle.....	21
II.4 Redondance analytique.....	22
II .5 approche espace de parité – cas statique.....	24
II. 6 L'espace de parité de cas dynamique.....	30
II.7 Espace de parité généré par la redondance temporelle	32
II.8 Génération de relations de redondance des résidus par espace de parité.....	34
II. 9 Simulation	37
Conclusion	53

CHAPITRE 3: Diagnostic D'un System électromécanique Approche Par Espace De Parité

introduction	55
III.1. description d'un moteur a courant continu [1]	55
III.2 Modélisation d'un actionneur électrique.....	56
III.3 Modélisation du circuit statorique	57

III.4 Modélisation de circuit rotorique.....	57
III.5 modèle de la partie mécanique	58
III.6 Modélisation de la partie motrice	59
III.7 on reprend ici le modèle du moteur à courant continu à excitation indépendante.....	59
III.8 Génération de relation de redondance des Résidus par espace de parité	61
III.9 Resultats de sumilation	63
Conclusion	78
Conclusion générale.....	81

Liste de figure	
Figure	Page
CHAPITRE 1 : Généralité sur le diagnostic du système	
Fig. 1.1: Différents types de défauts : a) défaut abrupt, b) défaut intermittent, c) défaut graduel	07
Figure I-2 : Les Etapes du Diagnostic	10
Figure I-3: différentes Etapes du Diagnostic	13
Figure I-4 : Principe du diagnostic	14
Figure I-5: classification des méthodes du diagnostic	17
CHAPITRE 2 : Espace De Parité	
Figure II.1 : redondance matérielle double	21
Figure II.2 : redondance matérielle triple	22
Figure II.3 : redondance matérielles et analytique	23
Figure (II- 4) : Bloc de simulation pour synthèse des résidus	37
Figure (II- 5) : influence de la commande u1 bruité sans sur les résidus	38

Figure (II- 6) : influence de la commande u1 sur les résidus	40
Figure (II- 7) : influence de la commande u1 avec défaut sans bruit sur les résidus	42
Figure (II.8) : influence de la commande u2 bruité sans défaut sur les résidus	44
Figure (II- 9) : influence de la commande u2 sur les résidus	46
Figure (II- 10) : influence de la commande u2 avec défaut sans bruit sur les résidus	48
Figure (II- 11) : influence de la commande fY1 avec défaut sans bruit sur les résidus	50
Figure (II- 12) : influence de la commande fy2 avec défaut sans bruit sur les résidus	52

CHAPITRE 3: Génération De Diagnostic D'un System Complexe Approche Par Espace De Parité

Figure III.1 : stator et rotor du moteur courant continu	55
Figure III.2: schéma de principe du moteur à courant continu à excitation indépendante	56
Figure III.3- commande par l'introducteur	60
Figure III.4 – commande par l'induit	60
Figure (III- 5) : Bloc de simulation pour synthèse des résidus	64
Figure (III- 6) influence de la commande u bruité sans sur les résidus	65
Figure (III- 7) influence de la commande u sur les résidus	67
Figure (III- 8) influence de la commande u avec défaut sans bruit sur les résidus	69
Figure (III- 9) influence de défaut de sortie fY1 avec défaut sans perturbation sur les résidus	71
Figure (III- 10) influence de défaut de sortie fY1 avec défaut avec perturbation sur les résidus	73
Figure (III- 11) influence de défaut sur la sortie fYw sans perturbation sur les résidus	75
Figure (III- 12) Zoom R3 ET R4 influence de défaut sur la sortie fYw sans perturbation sur les résidus	76
Figure (III- 13) influence de défaut sur la sortie fYw avec perturbation sur les résidus	77

Introduction générale

Introduction générale [9] :

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité, de reconfigurabilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire. L'Automatique, qui repose sur une notion de système représentant un ensemble d'éléments formant un tout structuré, a permis à l'homme de développer des méthodes de supervision telles le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes.

Le fait de pouvoir effectuer en temps réel un diagnostic de l'outil de production peut également contribuer à prévoir et éviter des pannes voire des casses matérielles, ou graves conséquences sécuritaires ou économiques. Cela permet donc l'amélioration de la production par minimisation des arrêts ainsi que leurs durées.

Cette mémoire est consacré à la mise en œuvre de méthodes de diagnostic des systèmes par espace de parité Cette méthode est utilisable à la fois dans le cas des systèmes déterministes et dans le cas des systèmes stochastiques. Elle s'appuie sur l'élaboration de signaux permettant de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs valeurs calculées à l'aide d'un modèle (on parle aussi de consistance des mesures, de leur parité). D'un point de vue général, la méthode consiste à vérifier les relations algébriques entrées/sorties du modèle en utilisant les mesures réelles. Pour cela, les signaux recueillis sur le système sont injectés dans les relations entrées/sorties et les signaux ainsi créés sont utilisés comme résidus. La méthode a été développée au début pour le cas statique, puis elle été généralisée plus tard pour cas des systèmes dynamiques. Cette généralisation utilise la redondance temporelle, c'est à- dire des relations faisant intervenir les valeurs des sorties des capteurs et les entrées des actionneurs à différents instants.

Notre travail s'articulera autour de trois chapitres :

Dans le premier chapitre-nous exposerons une généralité sur les méthodes de diagnostic

Le deuxième chapitre est consacré au diagnostic par la méthode de l'espace de parité avec une application sur un système linéaire

Dans le troisième chapitre représentera la modélisation d'un moteur à courant continu et le diagnostic par la méthode d'espace de parité, dans la dernière partie ce chapitre représente une simulation des différents résultats et les tests.

CHAPITRE 1 :
Généralité sur le
diagnostic du système

Introduction :

C'est une évidence de constater que la commande des systèmes devient de plus en plus complexe ; cela est dû à la nature des systèmes, mais aussi à la volonté de contrôler tous les paramètres et toutes les perturbations affectant le système. Dans cette dynamique s'est développée la discipline de la sûreté de fonctionnement. Pour un grand nombre d'applications, il est nécessaire d'implanter un système de surveillance afin de détecter, isoler, voire identifier tout dysfonctionnement. Un système de surveillance doit permettre de caractériser le mode de fonctionnement d'un système à partir d'informations préalablement collectées, en reconnaissant et en indiquant les anomalies de comportement. Cette surveillance peut être réalisée en mode exploitation ou en mode hors exploitation.

Chacun des modes présente un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Le mode d'implémentation en exploitation permet de réagir rapidement en cas de problèmes et s'accompagne souvent d'une procédure de maintenance sur site. Il impose un traitement en temps réel des différents signaux. Le mode d'implémentation hors exploitation permet de faire de la maintenance préventive et peut être utilisé en complément du mode d'implémentation en exploitation lorsque celui-ci ne permet pas de préciser la raison du dysfonctionnement du système.

Du fait de la variété des systèmes et des défauts à diagnostiquer ainsi que l'hétérogénéité des informations disponibles, diverses approches ont été développées pour la détection et la localisation de défauts. Ces approches peuvent être classées selon la disponibilité d'un modèle du processus à surveiller. Dans le cas où le modèle n'est pas disponible, c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état. Dans le deuxième cas, les redondances d'information et la connaissance fournie par le modèle sont utilisées pour caractériser le mode de fonctionnement du système. Des signaux indicateurs de défauts, nommés résidus, sensibles aux différents types de défauts, doivent être alors générés. Ils doivent contenir suffisamment d'informations pour que soit possible la localisation d'un ou plusieurs défauts. De plus, ils doivent être insensibles aux différentes perturbations inconnues agissant sur le système ainsi qu'aux incertitudes liées aux imprécisions du modèle. L'évolution de ces résidus permet de décider si le mode de fonctionnement est normal ou non.

Ce chapitre présente des généralités sur le diagnostic. Après une représentation de la terminologie utilisée dans la littérature scientifique dans le domaine du diagnostic, les principales approches de détection seront énoncées. Les méthodes usuelles et avec modèle analytique seront évoquées.

I.1 Formulation du problème

Le problème de la conception des algorithmes de diagnostic peut se formuler comme suit : en utilisant les données disponibles (en ligne ou or ligne), et la connaissance que l'on a du système, il s'agit de produire des décisions les meilleurs possibles relatives à l'état de santé du système. Les données disponibles sont les valeurs des variables mesurées (signaux) et des paramètres connus du système (sorties, valeurs des consignes mesurées, entrées calculées, paramètres nominaux).

I.1.2 Diagnostic

De nombreuses définitions sont proposées pour le terme de diagnostic, celle du dictionnaire Robert est rigoureusement étymologique : « action de déterminer une maladie d'après ses symptômes ». L'origine de ce mot provient de deux mots grecs, « dia » qui signifie « par » et « gnossie » qui signifie « connaissance ». Dans l'industrie, le diagnostic est défini par l'ensemble d'actions visant à évaluer un procédé (système) et identifier la cause probable des défaillances à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test de son fonctionnement.

Le diagnostic est en principe défini comme un processus à trois phases :

- détection du mode de fonctionnement.
- qualification du mode de fonctionnement.
- décision à partir de la reconnaissance du mode de fonctionnement.

La mission pour laquelle le système a été conçu, peut être totalement remplie, partiellement remplie ou non remplie, cela dépend du mode de fonctionnement .

Un système est dit diagnosticable s'il est susceptible d'être soumis à un diagnostic, il doit alors être muni d'organes d'observation (capteurs) et d'un système d'analyse pour étudier les informations fournies. La diagnosticabilité sera l'aptitude d'un système à être diagnostiqué.

I. 1.3 Défaut [9]

Le concept de défaut est fondamental dans les opérations de surveillance pour la conduite et la maintenance des procédés industriels. On appelle défaut tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique théorique. Cet écart est idéalement nul en l'absence de défaut. Les défauts peuvent apparaître au niveau des capteurs, des actionneurs ou au niveau du processus lui-même.

I.1.4 Dégradation

C'est le processus qui amène à état défaillant du système.

I.1.5 Panne

Lorsque plus aucune fonction n'est assurée le terme de panne est employé à la place du terme défaillance. Défaut Défaillance panne

I.1.6 Signe

Un défaut est perceptible au travers d'un signe, caractère manifestant un état comportemental anormal. Un signe est caractérisé par un ensemble d'observations en

I.1.7 Les différents types de défauts

D'une manière générale, un défaut correspond à une déviation du comportement normal du système, de son unité de commande ou de son système d'instrumentation. Les défauts peuvent être purement aléatoires (défauts cataleptiques), ou progressifs, dans le cas du vieillissement ou de l'usure (défauts évolutifs). provenance d'un système physique. Il est révélateur de la présence d'un défaut. Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système, c'est la raison pour laquelle, dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, définissant alors des types de défauts.

I.1.7.1 Les défauts de capteurs

Ce type de défaut est 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.

I.1.7.2 Les défauts d'actionneurs

Ils se traduisent par une incohérence entre la consigne d'un actionneur et sa sortie. Les défauts actionneurs 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. Un exemple de perte totale d'un actionneur est un actionneur qui est resté "collé" sur une position entraînant une incapacité à commander le système par le biais de cet actionneur. Les défauts actionneurs partiels sont des actionneurs réagissant 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, . . .).

I.1.7.3 Les défauts composants des systèmes [10]

Ce type de défaut provient du système 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, . . .) Une autre classification des défauts à partir de leurs évolutions temporelles les définit comme suit:

- **Ponctuels :**

Un défaut ponctuel ou passager se caractérise par une durée brève et un écart significatif par rapport à la moyenne locale. Ses origines sont le plus souvent localisées au niveau des systèmes de collecte et de transport des mesures (parasites électromagnétiques, ...etc.).

- **Abrupts :**

La caractéristique principale de ce type de défauts est la discontinuité dans l'évolution temporelle de la variable. Cette évolution, si elle ne correspond pas aux évolutions dynamiques normales attendues pour la variable (changement de consigne), est caractéristique d'une panne brutale de l'élément en question : arrêt total ou partiel, Intermittents : Il s'agit d'un type de défauts caractéristiques de faux contacts ou de pannes intermittentes de capteurs. C'est un cas particulier de défaut brutal sur un capteur avec perte aléatoire de signal,

- **Graduels :**

Ils apparaissent de manière progressive avec une amplitude croissante. Ils se présentent sous la forme de dérives souvent dues au vieillissement ou à l'usure. Ce type de défauts est caractéristique d'un encrassement ou d'une dérive dans les paramètres caractéristiques du procédé. Il s'agit de défauts très difficiles à détecter, car leurs évolutions temporelles sont les mêmes que celles d'une modification paramétrique lente représentant une non-stationnarité du procédé.

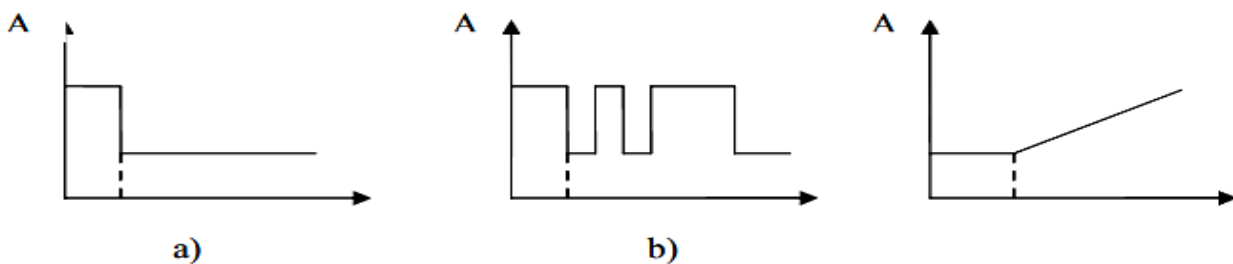


Fig. 1.1: Différents types de défauts : a) défaut abrupt, b) défaut intermittent, c) défaut graduel

- **Les défauts peuvent également avoir un effet additif ou multiplicatif :**

- Défauts à effets additifs : Ils correspondent à des entrées inconnues agissant sur le système. En présence d'un tel défaut, les grandeurs de sortie du système varient indépendamment des entrées connues.

- Les défauts à effets multiplicatifs: Les défauts à effets multiplicatifs correspondent à des modifications des paramètres du modèle représentant le système. Ils engendrent des variations des sorties dont l'amplitude dépend des valeurs des unités connues.

I.1 8 Caractéristiques d'un système de diagnostic

L'ensemble des caractéristiques souhaitées qu'un système de diagnostic devrait posséder [Venkatasubramanian, 2003] est :

- a) Détection rapide.
- b) Isolation : c'est l'habilité pour différencier les défauts.
- c) Robustesse vis-à-vis de certains bruits et d'incertitudes.
- d) Identification de nouveauté : on se réfère à la capacité de décider si le processus est en état normal ou anormal. Dans le cas d'anomalie, il faut identifier s'il s'agit d'un défaut connu ou d'un nouveau défaut.
- e) Estimation de l'erreur de classification du défaut (diagnostic) en vue de sa fiabilité.
- f) Adaptabilité: le système de diagnostic devrait être adaptable aux changements de conditions du processus (perturbations, changements d'environnement).
- g) Facilité d'explication de l'origine du défaut et de la propagation de celui-ci. Ceci est important pour la prise de décision en ligne.
- h) Conditions de modélisation : pour le déploiement rapide et facile des classificateurs de diagnostic en temps réel, l'effort de modélisation devrait être aussi minimal que possible.
- i) Facilité de mise en oeuvre informatique (faible complexité dans les algorithmes et leur implémentation) et capacité de stockage.
- j) Identification de multiples défauts : pour de grands processus, l'énumération combinatoire de multiples défauts est trop importante et ils ne peuvent être explorés de manière exhaustive.

I.1.9 Performance d'une procédure de diagnostic [9]

Comment s'assurer que le système de diagnostic développé soit le plus performant possible ? Pour répondre à une telle question, il convient tout d'abord 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 détection de la manière suivante :

- Détectabilité,
- Isolabilité,
- Sensibilité,

- Robustesse,
- Coût économique,
- Temps de développement.

La notion de détectabilité est l'aptitude du système de diagnostic à pouvoir déceler la présence d'une défaillance sur le procédé. Elle est fortement liée à la notion d'indicateurs de défauts (résidus) : le générateur de résidu doit, d'une certaine manière, être sensible à la défaillance que l'on souhaite détecter.

L'isolabilité est la capacité du système de diagnostic à remonter directement à l'origine du défaut. Une alarme engendre bien souvent de nouvelles alarmes et il devient dès lors difficile de retrouver l'organe défaillant. La propriété d'isolabilité est liée à la structure des résidus et à la procédure de détection elle-même.

La sensibilité caractérise l'aptitude du système à détecter des défauts d'une certaine amplitude. Elle dépend non seulement de la structure des résidus mais aussi 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 (sensibilité du résidu aux défauts et insensibilité vis-à-vis des perturbations). Généralement, la robustesse est définie par rapport à toutes les entrées inconnues.

En pratique, d'autres critères sont à prendre en considération. En phase d'industrialisation, les contraintes ergonomiques et économiques sont essentielles. La rapidité de détection peut être un facteur déterminant. De même, les coûts économiques vont conditionner la stratégie de diagnostic : le système nécessite-t-il des composants trop chers pour sa conception, le temps de développement est-il trop important ? Autant de points à vérifier afin de satisfaire le cahier des charges.

I.1.10 Caractéristiques d'un système de diagnostic

L'ensemble des caractéristiques souhaitées qu'un système de diagnostic devrait posséder [Venkatasubramanian, 2003] est :

- a) Détection rapide.
- b) Isolation : c'est l'habilité pour différencier les défauts.
- c) Robustesse vis-à-vis de certains bruits et d'incertitudes.
- d) Identification de nouveauté : on se réfère à la capacité de décider si le processus est en état normal ou anormal. Dans le cas d'anomalie, il faut identifier s'il s'agit d'un défaut connu ou d'un nouveau défaut.
- e) Estimation de l'erreur de classification du défaut (diagnostic) en vue de sa fiabilité.

- f) Adaptabilité: le système de diagnostic devrait être adaptable aux changements de conditions du processus (perturbations, changements d'environnement).
- g) Facilité d'explication de l'origine du défaut et de la propagation de celui-ci. Ceci est important pour la prise de décision en ligne.
- h) Conditions de modélisation : pour le déploiement rapide et facile des classificateurs de diagnostic en temps réel, l'effort de modélisation devrait être aussi minimal que possible.
- i) Facilité de mise en oeuvre informatique (faible complexité dans les algorithmes et leur implémentation) et capacité de stockage.
- j) Identification de multiples défauts : pour de grands processus, l'énumération combinatoire de multiples défauts est trop importante et ils ne peuvent être explorés de manière exhaustive.

I.1.11 Les étapes du diagnostic :

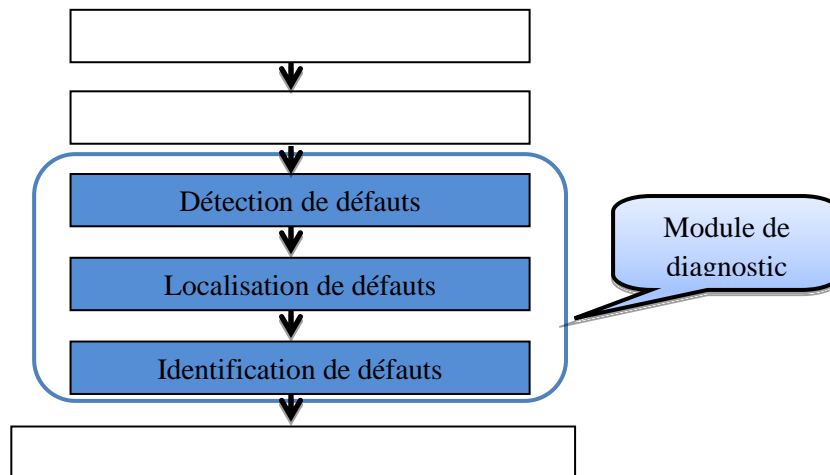


Figure I-2 : Les Etapes du Diagnostic

I.2 Présentation des méthodes de diagnostic [10] :

Selon que l'on dispose, ou pas, d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes classes. Dans le premier cas, on utilise des redondances d'informations et la connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système, puis décider s'il est normal ou anormal. Dans le deuxième cas, c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état.

Les méthodes les plus familières aux automaticiens sont les méthodes basées sur l'utilisation de modèles mathématiques. Celles-ci utilisent la redondance existante entre les différentes variables mesurées en termes de relations statiques ou dynamiques.

Dans l'étude qui suit, il sera question de présenter les différentes méthodes de détection et d'isolation des défauts. L'intérêt portera surtout sur les méthodes à base de modèle mathématique.

I.2.1 Diagnostic par traitement du signal :

Le traitement et l'analyse d'un signal peuvent être parfois utiles dans le domaine de diagnostic en effet, La mesure d'un signal indique des oscillations qui peuvent être harmoniques, de nature stochastique ou les deux simultanément. La variation de ces signaux peut être reliée aux défauts.

Ainsi, d'une manière générale, on peut déterminer les caractéristiques d'un signal relatif à un défaut en déterminant par exemple son amplitude. Il existe toutefois d'autres possibilités qui consistent à déterminer les fonctions d'auto corrélation, les transformées de Fourier ou la densité spectrale.

I.2.2 Méthodes de diagnostic à base de modèles qualitatifs [10] :

Les modèles qualitatifs permettent d'abstraire le comportement du procédé avec un certain degré d'abstraction à travers des modèles non plus mathématiques mais des modèles de type symbolique. Ces modèles décrivent d'une manière qualitative l'espace d'état continu du système. Contrairement aux modèles de type numérique, les modèles qualitatifs ne représentent pas la physique du système, mais ils le décrivent en termes de mode de fonctionnement.

I.2.3 Méthodes de diagnostic à base de modèles quantitatifs :

Ces méthodes reposent sur l'estimation de l'état, des paramètres ou de l'espace de parité en utilisant des modèles mathématiques du système décrivant le comportement du système. Si l'écart entre ces modèles et les variables du système dépasse un certain seuil, une défaillance est alors détectée. A ce moment, un résidu sera généré et comparé avec toutes les signatures des défauts connues, afin d'isoler et d'identifier la défaillance. Parmi les différentes méthodes de détection et de diagnostic utilisant des modèles mathématiques, nous trouvons principalement celles utilisant l'espace de parité, l'estimation paramétrique et celle à base d'observateurs.

I.2.3.1 Méthodes de diagnostic à base de modèle :

Le principe de ces méthodes consiste à comparer le comportement du système avec le comportement du modèle qualitatif et/ou quantitatif établi. Tout écart est alors synonyme d'une défaillance. Il est nécessaire donc d'avoir des connaissances approfondies sur le procédé à diagnostiquer sous la forme

d'un modèle représentatif, qui fournit des grandeurs caractéristiques du procédé qui seront constamment comparées aux grandeurs issues du procédé réel.

Selon le type du modèle (qualitatif et/ou quantitatif), on peut distinguer deux branches de méthodes : les méthodes quantitatives issues de la communauté FDI (Fault Détection and Isolation) et les méthodes qualitatives issues des communautés intelligence artificielle. La dissociation entre les méthodes qualitatives et les méthodes quantitatives n'implique pas que ces deux aspects sont disjoints. En réalité, ces deux types d'approche peuvent coexister au sein d'une même méthode de diagnostic.

I.2.3.2 Espace de parité :

Cette méthode est utilisable à la fois dans le cas des systèmes déterministes et dans le cas des systèmes stochastiques. Elle s'appuie sur l'élaboration de signaux permettant de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs valeurs calculées à l'aide d'un modèle (on parle aussi de consistance des mesures, de leur parité). D'un point de vue général, la méthode consiste à vérifier les relations algébriques entrées/sorties du modèle en utilisant les mesures réelles. Pour cela, les signaux recueillis sur le système sont injectés dans les relations entrées/sorties et les signaux ainsi créés sont utilisés comme résidus. La méthode a été développée au début pour le cas statique, puis elle a été généralisée plus tard pour cas des systèmes dynamiques. Cette généralisation utilise la redondance temporelle, c'est à- dire des relations faisant intervenir les valeurs des sorties des capteurs et les entrées des actionneurs à différents instants. Enfin, la redondance fréquentielle est également utilisée.

I.2.3.3 Méthodes d'estimation paramétrique[10] :

Quand la structure du modèle est connue la détection et la localisation des défauts peuvent être effectuées en utilisant des techniques d'identification. L'idée de base consiste à estimer les paramètres du système en temps réel et de les comparer aux paramètres non affectés par les défauts. Pour cela on doit établir un modèle mathématique du système à diagnostiquer et décrire toutes les relations qui existe entre les constantes physiques et les paramètres du modèle, puis estimer les paramètres du système ainsi que ceux du modèle à partir des entrées et sorties du système. Le vecteur de résidus est obtenu en faisant la différence entre les grandeurs estimées et les valeurs nominales.

I.2.3.4 Méthodes de diagnostic à base d'observateurs [10] :

Cette approche s'appuie sur une bonne connaissance du modèle et de ses paramètres, et nécessite l'intégration des diverses relations qui, contrairement aux relations de parité, sont différentielles. Le diagnostic de défaut à base d'observateurs est basé sur le principe de génération de résidus en

comparant les grandeurs disponibles du système réel aux grandeurs estimées (issues de l'observateur). L'état du système est reconstruit en se recalant à l'aide de certaines mesures, le gain de l'estimateur dépendant des objectifs et des performances désirées. Dans le cas des systèmes linéaires, la structure de base des reconSTRUCTEURS est toujours la même, un modèle parallèle corrigé à l'aide de l'erreur d'estimation multipliée par un gain adéquat, mais dans le cas non linéaires le problème s'avère difficile.

-En diagnostic, la construction d'observateur est beaucoup plus complexe que ce qu'il en est dans le cas de commande dans la mesure où les paramètres d'observateurs jouent un rôle aussi sur la manière dont les défauts vont affecter les résidus. En plus d'assurer la stabilité, ces paramètres doivent permettre de structurer les résidus afin de localiser les défauts. Cependant, pour ce type de stratégie, si une anomalie apparaît, elle affecte en général toutes les composantes du vecteur résidus ; de ce fait, le problème de localisation est plus complexe que ce qu'il en est dans le cadre de l'espace de parité. Pour résoudre ce problème, une solution consiste à construire des bancs d'observateurs où chacun d'entre eux surveille un défaut.

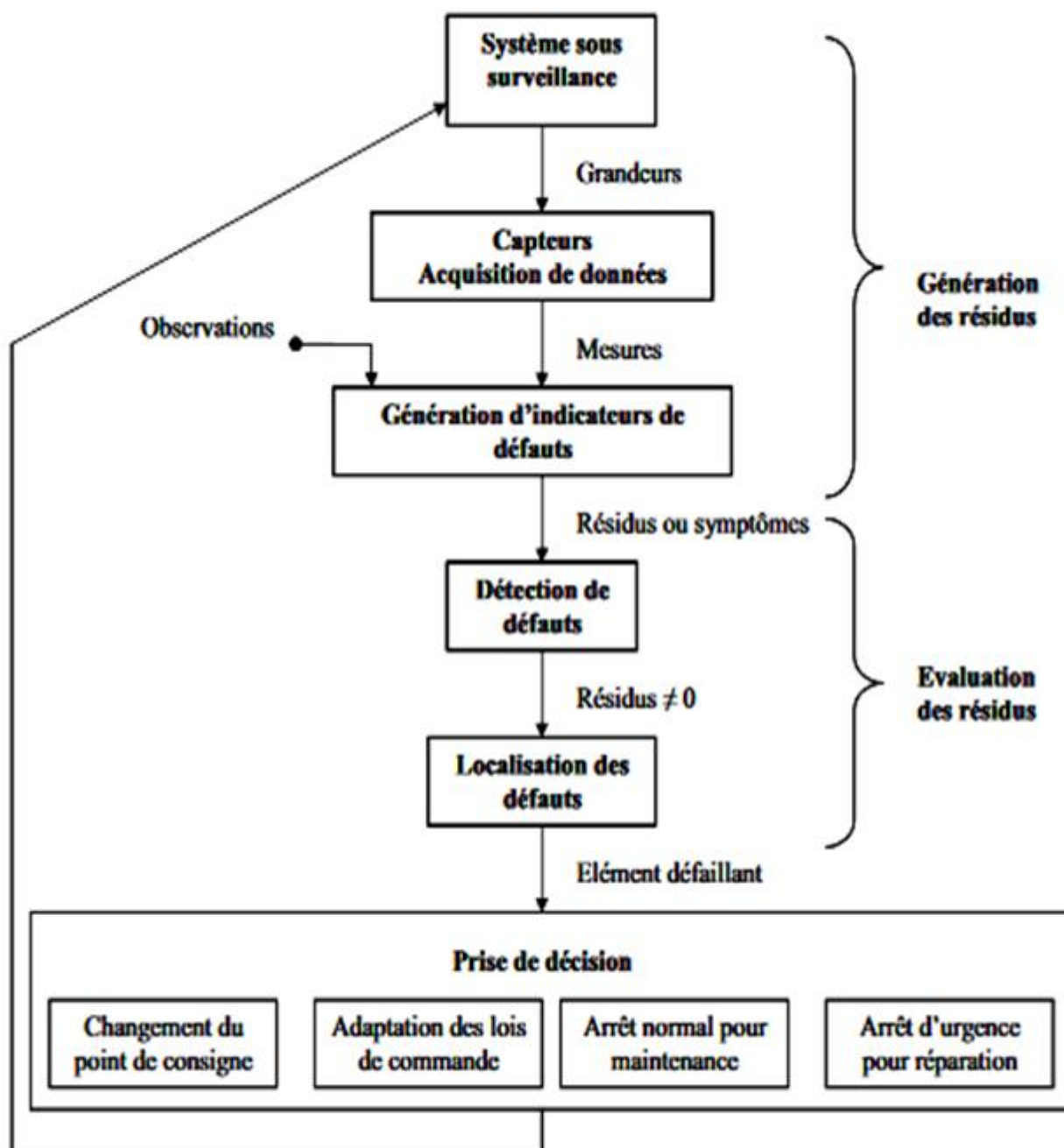


Fig. 1.3 : Différentes étapes du diagnostic

I. 3 Principe du diagnostic :

Le diagnostic détermine comment une faute affecte les sorties du processus. Dans l'approche FDI décrite auparavant, la détection d'erreur et le diagnostic de faute regroupent trois étapes :

- Détecter l'existence d'une erreur.
- Localiser la faute.
- Caractériser l'amplitude de la faute (identifier)

L'étape de détection et de localisation sont toujours mis en œuvre en surveillance. La localisation est introduite lorsqu'aucune décision d'action sur la commande n'est requise. La localisation et l'identification constituent le diagnostic de fautes. La combinaison des trois fonctions présentées est définie par la stratégie de surveillance ou de supervision mis en œuvre. L'algorithme de diagnostic doit être : insensible aux perturbations, rejeter les bruits, robuste par rapport aux erreurs de modélisation, et sensible par rapport aux défauts (Voir figure I.4) [10].

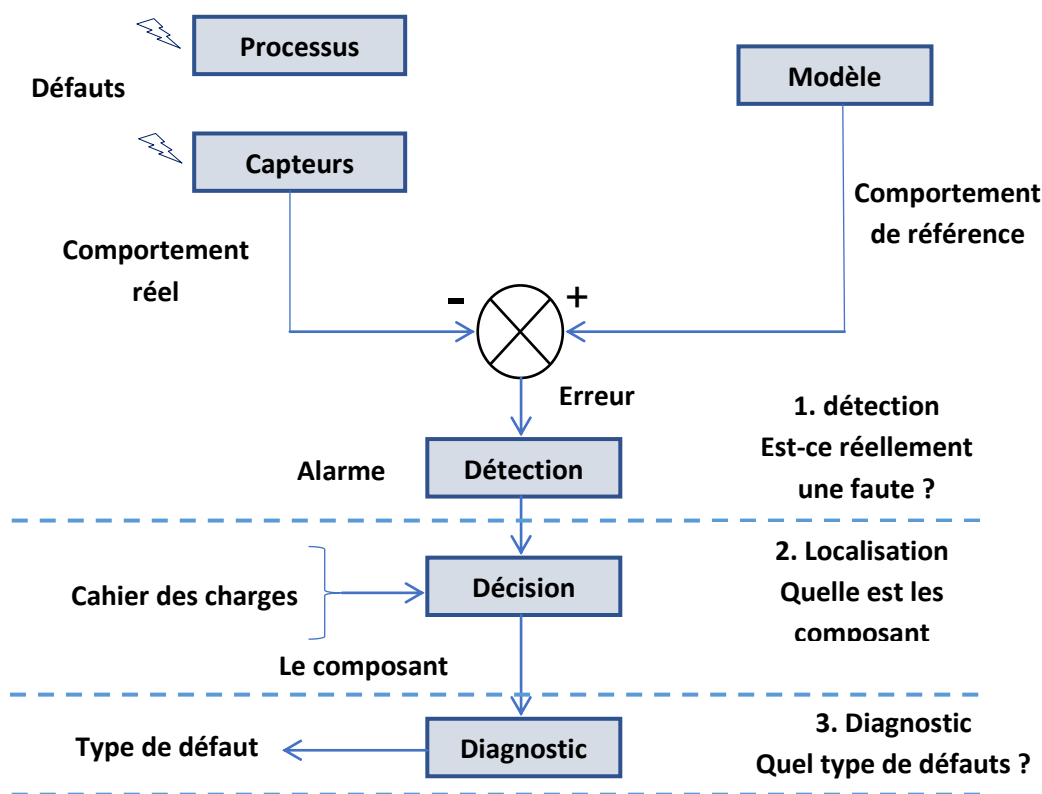


Figure I-4 : Principe du diagnostic

I.3.1 Principe des méthodes de reconnaissance des formes en diagnostic [10]

La reconnaissance des formes (RdF) est un des nombreux aspects de l'intelligence artificielle. A partir d'un ensemble de données ou d'informations apprises, elle offre la possibilité d'interpréter toute nouvelle observation (ou forme). Les observations déjà connues sont regroupées en classes, constituant des prototypes auxquels la nouvelle observation est comparée pour être identifiée. Les algorithmes utilisés permettent donc de classer des observations dont les propriétés ont varié par rapport à une observation type. Il s'agit donc d'un outil qui a, entre autres, la capacité d'apprentissage [Dubuisson, 90].

Il existe deux types de reconnaissance des formes. Le premier, appelé reconnaissance des formes structurale, utilise la grammaire. Les formes y sont essentiellement caractérisées par des propriétés grammaticales. Le second type de reconnaissance des formes, couramment qualifié de reconnaissance des formes statistique, se base sur des propriétés numériques des formes étudiées. C'est dans ce deuxième contexte que se situe notre étude. Une forme est une observation réalisée sur le processus. Elle est caractérisée par un ensemble de paramètres (ou caractères), et représentée par un point dans l'espace de dimension d , défini par les différents paramètres appelé espace de représentation. Comme les paramètres sont souvent des nombres réels, une forme 'i' peut être définie par un vecteur $X_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{id}]$ de (Figure 2.1), appelé vecteur forme.

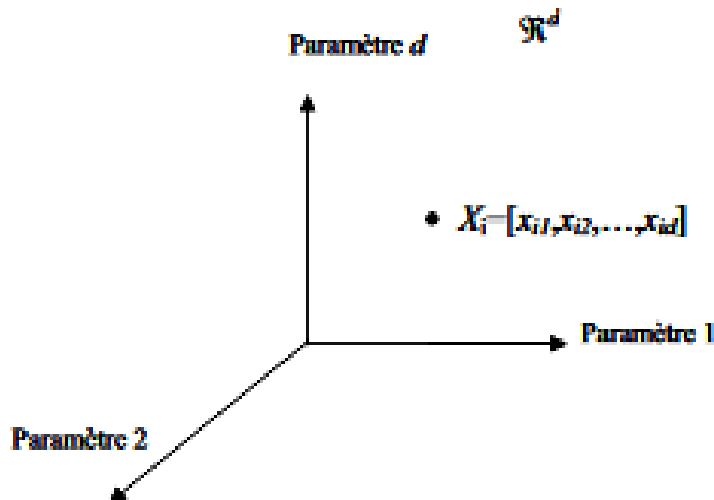


Fig. 2.1 : Représentation d'un point dans un espace de dimension d (avec $d=3$)

Le principe de la reconnaissance est de savoir décider à quelle classe, parmi M classes connues, associer une nouvelle forme, $X_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{id}]$ observée. En termes de diagnostic, les classes correspondent aux modes de fonctionnement connus. Elles constituent notre ensemble de données initiales, appelé ensemble d'apprentissage et noté X_a . Le fait de classer une nouvelle observation, revient à identifier un de ces modes. L'élaboration d'un système de diagnostic par RdF se déroule en trois phases: une phase de perception, une phase d'analyse et une phase d'exploitation.

- La phase de perception constitue la source principale des informations sur le système. Elle n'est pas seulement réservée pour le diagnostic par RF car elle est commune aux autres approches de diagnostic. Elle se compose de deux étapes. Une étape d'acquisition des données qui consiste à déterminer la configuration matérielle (le type, le nombre de capteurs à utiliser et la période d'échantillonnage, etc.) nécessaire pour le recueil des signaux sur le système étudié. Les signaux acquis doivent fournir l'information utile afin de juger de l'état de fonctionnement dans lequel se trouve le système. Cette première étape est suivie d'une phase de prétraitement des signaux (filtrage, débruitage,...).
- La phase d'analyse au cours de laquelle il s'agit d'étudier les informations fournies par les capteurs implantés sur le système. Si ces informations sont sous formes de signaux, il alors est nécessaire d'en extraire des caractéristiques (ou paramètres) numériques. Ces paramètres, qui par ailleurs constituent le vecteur forme, doivent pouvoir décrire le comportement du système. De cette phase d'analyse doit également sortir la définition précise des classes qui représenteront les différents modes de fonctionnement. On dispose alors d'un ensemble de N observations réparties en M classes. C'est l'ensemble d'apprentissage. Les observations d'une classe représentent alors les prototypes de cette classe. Une procédure de classification est alors appliquée à l'ensemble d'apprentissage afin d'établir des frontières entre les différentes classes. Cette procédure permettra de définir une règle pour affecter ou non une nouvelle observation à l'une des classes connues lors de la phase d'exploitation. La phase d'analyse est lourde en termes de calcul et nécessite souvent toute la connaissance du système étudié pour rechercher les paramètres adéquats par les méthodes de traitement adaptées.
- La phase d'exploitation (phase de décision) permet d'associer une nouvelle observation X inconnue, recueillie sur le système à l'une des classes définies lors de la phase de classification en appliquant la règle de décision associée. La bonne exploitation du système décisionnel dépend de la pertinence du vecteur forme et des performances de la règle de décision. Dans les sections suivantes, les différentes étapes nécessaires à la conception du diagnostic par RdF vont être détaillées.

I.3.2 Classification des méthodes de diagnostic [10]

Les premières méthodes de diagnostic furent basées sur la redondance des matériels jugés critiques pour le fonctionnement du système. La redondance matérielle est très répandue dans les domaines où la sûreté de fonctionnement est cruciale pour la sécurité des personnes et de l'environnement, comme dans l'aéronautique ou le nucléaire. Les principaux inconvénients de la redondance matérielle sont liés aux coûts dus à la multiplication des éléments ainsi qu'à l'encombrement et aux poids supplémentaires qu'elle génère. On peut globalement distinguer deux grandes familles de méthodes de diagnostic.

-Les méthodes basées sur une modélisation des systèmes ou sur des signaux, qualifiées de « Méthodes avec connaissance à priori »

-Les méthodes basées sur l'intelligence artificielle également appelées « méthodes sans connaissance à priori ».

Ces deux méthodes coexistent au sein d'un même système de diagnostic. Cette utilisation conjointe des deux approches qualitatives et quantitatives, permet l'exploitation de l'ensemble des connaissances disponibles concernant le fonctionnement du système. La figure 1.5 donne un panorama général des différentes méthodes de diagnostic.

I .3.3 Méthodes de diagnostic à base de modèle [10] :

Le principe de ces méthodes consiste à comparer le comportement du système avec le comportement du modèle qualitatif et/ou quantitatif établi. Tout écart est alors synonyme d'une défaillance. Il est nécessaire donc d'avoir des connaissances approfondies sur le procédé à diagnostiquer sous la forme d'un modèle représentatif, qui fournit des grandeurs caractéristiques du procédé qui seront constamment comparées aux grandeurs issues du procédé réel.

Selon le type du modèle (qualitatif et/ou quantitatif), on peut distinguer deux branches de méthodes : les méthodes quantitatives issues de la communauté FDI (Faut Détection and Isolation) et les méthodes qualitatives issues des communautés intelligence artificielle. La dissociation entre les méthodes qualitatives et les méthodes quantitatives n'implique pas que ces deux aspects sont disjoints. En réalité, ces deux types d'approche peuvent coexister au sein d'une même méthode de diagnostic.

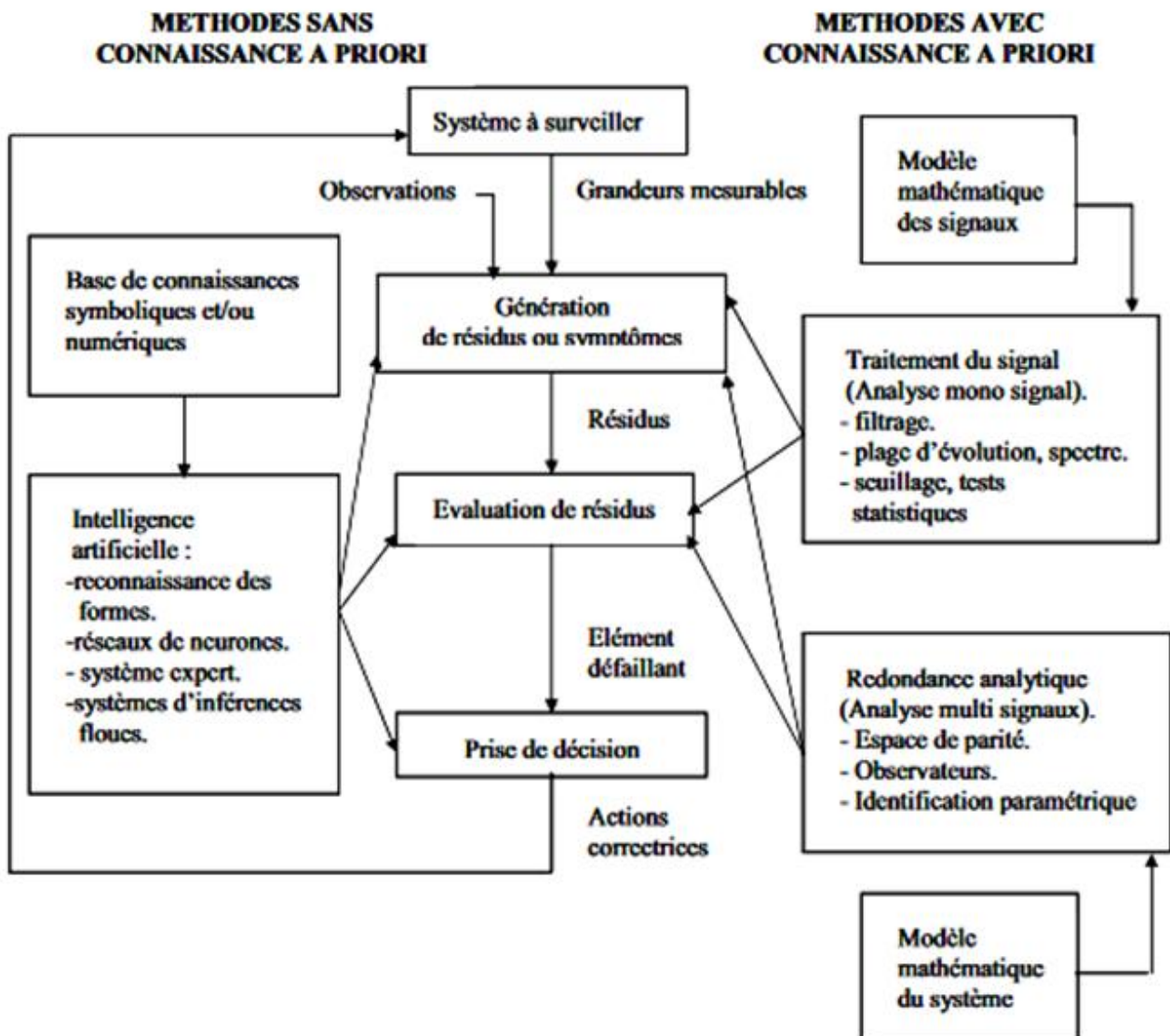


Fig 1.5 : Classification des méthodes du diagnostic

I.3.4 Les Avantages du diagnostic :

- Applicable aux systèmes linaires et non linéaires
- Méthodes très répandues
- Possibilité de découpler les réponses des entrées inconnues
- Méthode plus robuste aux bruits de mesures
- La connaissance sur le système est découplée de la connaissance de diagnostic
- Il s'agit de connaissance de conception plutôt que d'exploitation
- Les fautes et les symptômes ne doivent pas être anticipés
- Le coût de développement et de maintenance est moindre

- Les modèles fournissent un support adéquat pour l'explication (structure du système explicitement représentée).

I.3.5 Les Inconvénients du diagnostic :

- Nécessité d'avoir un modèle précis et complet
- Mal adaptée au processus complexe
- Erreur de diagnostic due aux perturbations
- Pas de garantie de détection si le type de défaut n'a pas été modélisé
- Adaptabilité difficile aux changements de processus et manque de méthode générale dû au caractère
- Local du modèle (appliqué au système étudié).

CHAPITRE 2 :
Espace De Parité

II-1 Introduction :

Cette méthode est utilisable à la fois dans le cas des systèmes déterministes et dans le cas des systèmes stochastiques. Elle s'appuie sur l'élaboration de signaux permettant de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs valeurs calculées à l'aide d'un modèle (on parle aussi de consistance des mesures, de leur parité). D'un point de vue général, la méthode consiste à vérifier la fermeture algébrique des relations entrées/sorties du modèle en utilisant les mesures réelles. Pour cela, les signaux recueillis sur le système sont injectés dans les relations entrées/sorties et les signaux ainsi créés sont utilisés comme résidus. La méthode a été développée dans le cas statique par (Potter and Sumen, 1977). Les travaux de (Chow and Willsky, 1984) et (Lou et al. 1986) constituent une généralisation dans le cas des systèmes dynamiques. Cette généralisation utilise la redondance temporelle, c'est-à-dire des relations faisant intervenir les valeurs des sorties des capteurs et les entrées des actionneurs à différents instants. Enfin, la redondance fréquentielle est également utilisée (Ding and Frank, 1990) et (Ragot et al. 1993).

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.

II.2 Remarques sur l'espace de parité

Bien que la matrice de parité définissant l'espace de parité (temporel) puisse exister du point de vue théorique, il est possible que l'on ne puisse pas trouver numériquement une matrice qui élimine complètement les variables inconnues pour former les équations de redondance. La détermination du noyau d'une matrice de grande dimension est très sensible numériquement aussi une faible erreur de mesure ou de modélisation peut entraîner un résidu non nul. Dans la pratique, on est le plus souvent amené à chercher une matrice approchée, c'est-à-dire que l'orthogonalité sera parfaitement satisfaite pour certaines variables et de façon approchée pour d'autres. La conséquence pour les résidus est la perte de robustesse, le résidu n'étant plus nul en absence de défauts. Pour plus de détails sur les travaux utilisant l'espace de parité, on se référera à (Desai and Ray, 1981) (Chow and Willsky, 1984) (Frank, 1990) (Patton, 1994) (Gertler and Kunwer, 1995).

II.3 Redondance matérielle [11]

L'idée première, pour s'assurer de la validité d'une mesure, est de doubler (système duplex), tripler (système triplex), ..., multiplier les chaînes de mesure. Cette redondance, dite matérielle, permet une détection voire une localisation des capteurs défectueux. La fiabilité et la simplicité de la méthode ont, pour contrepartie, un surcoût de l'installation et une diminution du temps moyen de bon fonctionnement.

La redondance matérielle double (figure II- 1) ne permet que la détection d'une panne simple.

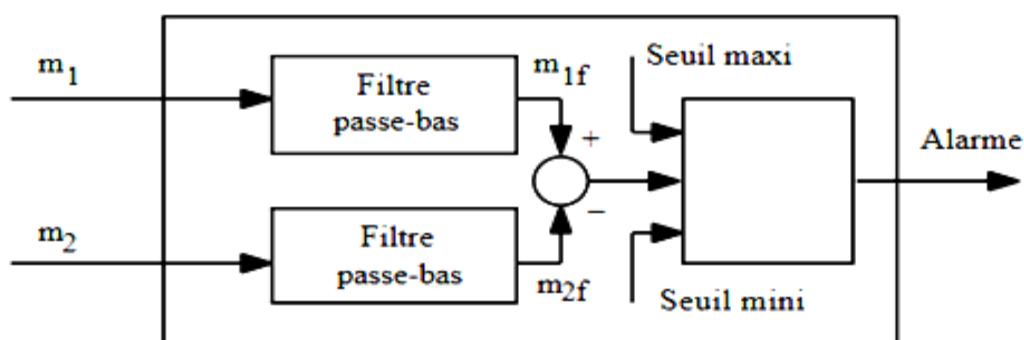


Figure II.1 : redondance matérielle double

Si m_1 et m_2 sont les mesures issues de deux capteurs identiques soumis au même mesurande, m_1 et m_2 , ces mêmes valeurs filtrées, la différence $m_1 - m_2$ est comparée à un seuil fonction des tolérances et des caractéristiques statistiques des bruits de mesure. Cette méthode détecte une panne de capteur mais ne localise pas le capteur en panne.

Les systèmes triplex (figure II-2) ou plus, permettent la détection et la localisation de la panne capteur en utilisant, en cascade, un détecteur.

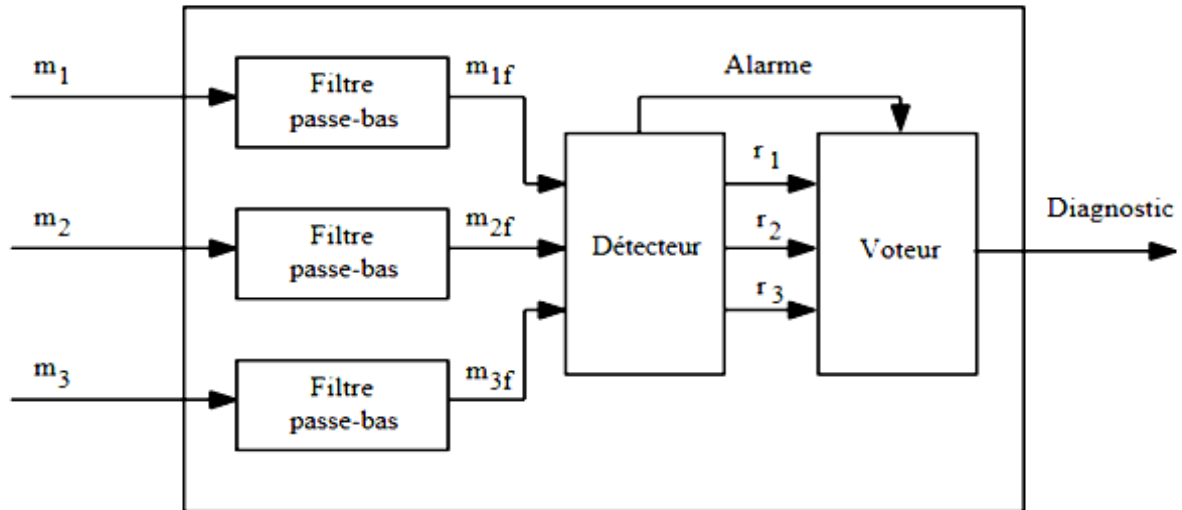


Figure 2.2 : redondance matérielle triple [11]

Le détecteur calcule trois "résidus"

r_1, r_2 et r_3 : $r_1 = m_1 f - m_2 f$, $r_2 = m_1 f - m_3 f$ et $r_3 = m_2 f - m_3 f$.

Le rôle du voteur est de déterminer le capteur en panne. Cette décision peut être prise en prenant en compte les caractéristiques statistiques précédentes et en analysant la dispersion des trois mesures. L'approche redondance matérielle est très efficace bien qu'elle ne couvre pas les pannes de mode commun : panne d'alimentation électrique, panne de masse etc... Le coût et l'encombrement ainsi qu'un champ d'application strictement limité aux pannes capteurs constituent les inconvénients majeurs de cette méthode.

II.4 Redondance analytique

Une autre solution consiste à utiliser les relations qui existent entre les mesures de grandeurs dépendantes qu'elles soient ou non de même nature. Cette méthode, appelée redondance analytique, ne peut être mise en œuvre que si l'indispose d'un modèle statique ou dynamique, linéaire ou non linéaire, déterministe ou stochastique du système ou du sous-système reliant les entrées et les sorties mesurées. La technique de redondance analytique permet une exploitation optimale de toutes les informations acquises dans le cadre d'une configuration d'instrumentation donnée. Elle vient en complément de la redondance matérielle et peut permettre d'en réduire le degré de redondance.

La redondance analytique consiste à utiliser des informations supplémentaires issues de modèles générant des grandeurs homogènes à celles provenant de capteurs.

Elle exploite la redondance informationnelle contenue implicitement dans un ensemble de mesures. L'utilisation des techniques de redondance analytique repose sur la disponibilité d'un modèle de connaissance ou de représentation ; elle augmente fortement l'ordre de la redondance et a pour conséquences d'augmenter la fiabilité et la sûreté d'un système de détection, de remplacer un capteur matériel par un "capteur mathématique" ou "capteur informationnel" et de permettre l'implantation pour un système de redondance matérielle double.

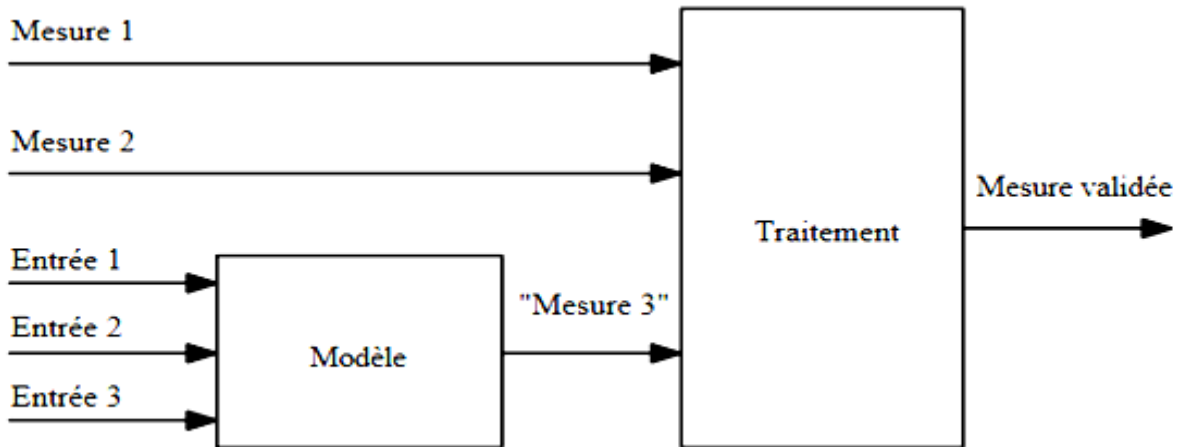


Figure II.3 : redondance matérielles et analytique

C'est une technique de base pour la conception de systèmes de diagnostic et pour l'établissement d'un cahier des charges incluant la définition de l'instrumentation minimale requise et celle des performances du système de diagnostic (robustesse, précision, sûreté,...). La redondance analytique dont l'utilisation permet la détection et la reconnaissance de défauts de fonctionnement de façon à effectuer des actions correctives appropriées, repose sur des relations de cause à effet, statiques ou dynamiques, qui existent entre les entrées et les sorties observées d'un système.

Son champ d'application ne se limite donc pas aux pannes de capteurs mais s'étend aux pannes des actionneurs ou à celles du procédé lui-même. L'approche utilisant la redondance analytique se décompose généralement en deux phases distinctes. La première concerne la génération de résidus caractéristiques de la panne. Ils représentent les écarts entre le comportement observé du système et le comportement de référence attendu en fonctionnement "normal". Ces résidus sont généralement à moyenne nulle et ont une variance déterminée en l'absence de défauts de fonctionnement. Le problème qui se pose au concepteur du système de diagnostic est de sélectionner les résidus satisfaisant le compromis : sensibilité maximum aux pannes que l'on cherche à détecter - sensibilité minimum aux erreurs de modélisation et aux bruits de mesure. Ces résidus sont donc obtenus principalement à l'aide des deux approches suivantes

- soit par une approche physique qui se fonde sur l'utilisation d'un modèle de connaissance. Les résidus traduisent alors le degré de satisfaction des lois de la physique, en particulier les lois de conservation de la masse, de l'énergie ou de la quantité de mouvement. Les résidus ont alors une signification physique évidente et constituent des résidus de bilan
- soit par une approche mathématique autour d'un formalisme de représentation du type "représentation d'état" qui conduit au concept d'espace de parité simple et généralisé (ou autre méthode liée directement).

Le formalisme d'état est puissant et bien adapté à une grande classe de problèmes régis par des équations différentielles. La seconde étape concerne la prise de décision qui a trait à la détection et éventuellement

à la localisation d'un élément défaillant. Elle met en œuvre des techniques de détection de ruptures et de tests multi-hypothèses. Ces deux phases sont intimement liées et elles doivent être adaptées et étudiées ensemble lors de la résolution du problème.

II.5 approche espace de parité – cas statique

L'objet de cette méthode ne concerne pas uniquement la génération des relations de redondance, elle explicite également leur utilisation pour la détection et la localisation des défaillances de capteurs. Cette méthode a été développée initialement dans le cadre de l'étude des centrales inertielles à composants liés appelées "strap-down" utilisées en avionique. Elle a permis de montrer qu'un système trois axes quadruplex (capteurs quadruplés pour des raisons de sécurité) nécessitant douze accéléromètres, peut être réduit à un système n'utilisant que six accéléromètres correctement orientés.

II.5.1 Espace de parité généré par la redondance directe

Dans le cas statique, on suppose que le système est décrit par l'équation suivante :

$$y(k) = Cx(k) + f(k) \quad (\text{II.1})$$

où $x(k)$ est l'état du système de dimension n , $y(k)$ est la mesure de dimension p et $f(k)$ désigne les défauts capteurs (de dimension p). On forme alors le résidu $r(k)$ (vecteur de parité) par combinaison linéaire des mesures de sortie :

$$r(k) = W y(k) \quad (\text{II.2})$$

Où la matrice W est choisie pour assurer, en absence de défauts, un résidu nul et ceci indépendamment de l'état $x(k)$ inconnu. A partir des deux expressions précédentes, on déduit la condition sur W :

$$W C = 0 \quad (\text{II.3})$$

En présence de défauts, $r(k)$ est non nul si W est de plein rang colonne. Il s'agit bien donc d'un résidu.

$$r(k) = W f(k) \quad (\text{II.4})$$

Une condition suffisante d'existence de W soit satisfaite.

Autrement dit, le noyau à gauche de C ne doit pas être de dimension nulle, donc les mesures sont linéairement dépendantes. Cette condition statique traduit l'existence de redondance directe entre les sorties des capteurs à tout instant. La matrice W se trouve alors facilement à l'aide des conditions supplémentaires de Potter et Suman (Potter and Suman, 1977) :

$$W^T W = I_p - C(C^T C)^{-1} C^T \quad (\text{II.5})$$

$$W W^T = I_p - n \quad (II.6)$$

Les vecteurs colonnes de la matrice W définissent une base orthogonale de l'espace que l'on nomme espace de parité. Cette formulation peut être généralisée au cas où l'équation de sortie (II.1) est décrite par :

$$y(k) = Cx(k) + Lf(k) \quad (II.7)$$

Montrant l'influence des défauts sur les sorties dans des directions privilégiées données par les colonnes de la matrice L .

II.5.2 Calcul du vecteur parité

Considérons le cas général d'une équation de mesure à l'instant k :

$$y(k) = Cx(k) + \varepsilon(k) + Fd(k) \quad (II.8)$$

$$x \in R^n, y \in R^m, d \in R^p, \varepsilon \in R^m \quad C \in R^{m \times n}, F \in R^{m \times p}$$

Où $y(k)$ est le vecteur de mesure, $x(k)$ le vecteur des variables à mesurer, $d(k)$ le vecteur des défauts pouvant affecter certains capteurs et $\varepsilon(k)$ le vecteur des bruits de mesure ; C est la matrice caractérisant le système de mesure et F est la matrice qui traduit la direction des défauts. Dans la suite, on considère le cas où le nombre de mesures m est supérieur au nombre de variables n de façon à se placer dans une situation de redondance (cette condition est suffisante mais non nécessaire).

On souhaite analyser la consistance des mesures et détecter la présence des défauts ; pour cela on cherche à établir des relations entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défauts. On définit le vecteur parité $p(k)$ projection du vecteur des mesures $y(k)$:

$$p(k) = Wy(k) \quad (II.9)$$

où W est une matrice de projection. Parmi les propriétés de cette matrice, son orthogonalité avec C entraîne en particulier :

$$p(k) = W\varepsilon(k) + WFd(k) \quad (II.10)$$

On note, que dans le cas idéal – absence d'erreurs de mesure $\varepsilon(k)$ et de défauts $d(k)$ - le vecteur parité est nul. Par conséquent, l'équation (II.9) traduit l'ensemble des redondances qui lient les mesures $y(k)$

$$Wy(k) = 0 \quad (\text{II.11})$$

On peut noter que l'expression (2.9) permet le calcul numérique du vecteur parité à partir des mesures, c'est la forme de calcul du vecteur parité, alors que l'expression (II.10) explique l'influence des erreurs de mesure et des défauts, c'est sa forme d'évaluation. De nombreuses méthodes peuvent être employées pour la détermination de cette matrice W. On peut, par exemple, effectuer une élimination directe par substitution des inconnues. La matrice C, de rang m, peut être décomposée sous la forme :

$$C = \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Où C1 est régulière. Une matrice orthogonale à C s'écrit alors simplement :

$$W = (C_2^T C_1^T - I - I) \quad (\text{II.13})$$

II.5. 3 Extension aux systèmes avec contraintes

Le formalisme précédent s'étend aisément au cas de systèmes de mesure dont les variables sont contraintes. Cette situation apparaît quand on considère un processus caractérisé par un modèle et une équation de mesure :

$$\begin{cases} y(k) = Cx(k) + \varepsilon(k) + Fd(k) \\ Ax(k) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On retrouve la structure du cas non contraint en écrivant ce système sous la forme agrégée :

$$\begin{pmatrix} I \\ 0 \end{pmatrix} y(k) = \begin{pmatrix} C \\ A \end{pmatrix} x(k) + \begin{pmatrix} I \\ 0 \end{pmatrix} \varepsilon(k) + \begin{pmatrix} F \\ 0 \end{pmatrix} d(k) \quad (\text{II.15})$$

Comme précédemment, la génération du vecteur parité et des équations de redondance qui lui sont associées repose sur l'élimination des variables inconnues x(k). Il suffit donc de chercher une matrice W telle que :

$$W \begin{pmatrix} C \\ A \end{pmatrix} = 0 \quad (\text{II.16})$$

Le vecteur parité est alors défini par ses formes calcul (II.17) et "explication" (II.18) :

$$p(k) = W \begin{pmatrix} I \\ 0 \end{pmatrix} y(k) \quad (\text{II.17})$$

$$p(k) = W \begin{pmatrix} I \\ 0 \end{pmatrix} \varepsilon(k) + W \begin{pmatrix} F \\ 0 \end{pmatrix} d(k) \quad (\text{II.18})$$

Comme précédemment le vecteur d(k) peut être décomposé en composantes vis-à-vis desquelles on souhaite être sensible et en composantes vis-à-vis desquelles on souhaite être insensible.

II.5.4 Décomposition systématique

Les résultats issus de la classification des variables par l'analyse d'observabilité peuvent être utilisés pour l'extraction des équations de redondance. Les systèmes contraints et non contraints peuvent être traités de la même manière sous réserve de transformations préalables (élimination de la contrainte). Considérons en effet le système, les colonnes de la matrice des contraintes A peuvent être permutées de façon à faire apparaître la partie régulière A_1 de A . La contrainte s'écrit alors :

$$(A_1 \ A_2) \begin{pmatrix} x^1(k) \\ x^2(k) \end{pmatrix} = 0 \quad (\text{II.19})$$

La matrice A_1 étant régulière, on peut alors exprimer une partie de l'état en fonction de l'autre. Le vecteur d'état s'écrit alors :

$$x(k) = \begin{pmatrix} -A_1^{-1} & A_2 \\ I & \end{pmatrix} x_2(k) \quad (\text{II.20})$$

Le report de cette expression dans l'équation de mesure de permet d'écrire :

$$y(k) = C \begin{pmatrix} -A_1^{-1} & A_2 \\ I & \end{pmatrix} x_2(k) + \varepsilon(k) + Fd(k) \quad (\text{II.21})$$

Cette expression revêt une forme tout à fait identique à la description des systèmes non contraints. De manière générale, les deux types de systèmes peuvent donc être décrits par l'équation :

$$(-I \ C) \begin{pmatrix} y(k) \\ x(k) \end{pmatrix} = \varepsilon(k) + Fd(k) \quad (\text{II.22})$$

Ou encore, avec une écriture plus "compacte" :

$$M_z(k) = b(k) \quad (\text{II.23})$$

L'analyse d'observabilité d'un tel système peut être conduite de la manière suivante. La matrice de contrainte M est tout d'abord partitionnée en accord avec le partitionnement de z en composantes mesurées et non mesurées :

$$z(k) = \begin{pmatrix} -Z_m(k) \\ z_{\bar{m}}(k) \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$M = (M_m \ M_{\bar{m}}) \quad (\text{II.25})$$

Des permutations de lignes et de colonnes permettent ensuite de faire apparaître la partie régulière M_{m11} de la matrice M_m :

$$M = \begin{pmatrix} \text{Variables} & \text{Variables non} \\ \text{mesurées} & \text{mesurées} \\ \hline \widehat{M}_{m1} & \widehat{M}_{M11} \widehat{M}_{M12} \\ M_{m2} & M_{\bar{m}21} M_{\bar{m}22} \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$T = \begin{pmatrix} M_{\bar{m}11}^{-1} & 0 \\ -M_{\bar{m}21} M_{\bar{m}11}^{-1} & I \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$M = \begin{pmatrix} \text{Variables} & \text{Variables non} \\ \text{mesurées} & \text{mesurées} \\ \hline \widehat{M}_1 & \widehat{I} \widehat{M}_2 \\ M_r & 0 \quad 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 28})$$

La matrice Mr décrit alors les équations de redondance recherchées.

II.5.5 Analyse du vecteur parité

En pratique, comme l'indique l'expression (II.10), le vecteur parité est la somme de deux termes, le premier $W\varepsilon(k)$ apporte une contribution aléatoire de statistique connue si celle du bruit $\varepsilon(k)$ est connue, la seconde $WF_d(k)$ est une composante déterministe dont la direction est fixée par le rang du capteur en défaut et l'amplitude est fonction de celle de la défaillance du capteur. Lors d'une défaillance d'un capteur, l'amplitude du vecteur parité évolue et s'oriente dans la "direction de défaillance" associée au capteur concerné.

On peut préciser ce point en étudiant les propriétés statistiques de $p(k)$.

On suppose que ε suit une loi normale. En l'absence de défaillance ($d(k) = 0$) le carré de la norme du vecteur parité suit alors une loi du chi-2. On peut donc comparer cette norme à un seuil qui est fixé à partir d'un niveau de confiance associé à la loi de distribution du chi-2. Cette phase de détection de la présence d'une défaillance doit être complétée de façon à localiser la défaillance. Une solution simple repose sur l'analyse de la corrélation entre le vecteur parité et les différentes directions de défaillance matérialisées par les vecteurs formés par les colonnes de la matrice W et la détermination de la corrélation la plus grande. Une autre solution consiste à normaliser chaque composante du vecteur parité afin de pouvoir comparer leurs amplitudes ou à prendre en compte la précision des mesures lors de la phase de génération.

On présente ici le calcul du vecteur parité, en tenant compte de ces précisions. Considérons, à un instant donné k (non représenté afin de simplifier l'écriture) un ensemble de mesures redondantes liées par l'équation :

$$y = C_x + \varepsilon \quad (\text{II.29})$$

où : $y \in Rm, x \in Rn, \varepsilon \in Rm, C \in Rm.n$

On note V la matrice de variance des erreurs de mesure. Pour normaliser le vecteur des mesures on utilise la variable réduite :

$$y = V - 1/2 y \quad (\text{II.30})$$

Les colonnes de la matrice C définissent un sous-espace vectoriel de dimension n dans l'espace de mesure Rm. Le sous-espace vectoriel orthogonal à l'espace engendré par C est appelé espace de parité. Cet espace est de dimension m – n. On peut alors définir le vecteur parité p, projection de y sur l'espace de parité :

$$p = Wy \quad (\text{II.31})$$

W est la matrice de projection de dimension (m – n).m devant satisfaire les conditions suivantes :

$$p = Wy = WV - 1/2Cx + WV - 1/2\varepsilon \quad (\text{II.32})$$

$$p = WV - 1/2\varepsilon \quad (\text{II.33})$$

La deuxième relation (II .33) exprime juste une condition de normalité ; les vecteurs définis par les lignes de la matrice W doivent être orthonormés. Pour prouver la nécessité de (II.34), on peut remarquer que, compte tenu de (II.32), les colonnes de la matrice C et les lignes de la matrice W définissent une base de RM. Le vecteur de mesure y s'écrit donc en fonction de C et W :

$$y = V - 1/2Ca + WT b \quad (\text{II.34})$$

Les valeurs de a et b s'obtiennent aisément en multipliant respectivement (A) par $CT V - 1/2$ et par

$$W: CT V - 1/2 y = CT V - 1Ca + CT V - 1/2WT b \quad (\text{II.35})$$

$$Wy = WV - 1/2Ca + WWT b \quad (\text{II.36})$$

Compte tenu des propriétés (II.32) et (II.33), ces équations permettent d'extraire facilement les valeurs de a et b que l'on peut ensuite reporter dans l'équation (A) :

$$y = V - 1/2C CT V - 1C(a) - 1CT V - 1/2 y + WT Wy \quad (\text{II.37})$$

D'où :

$$WT Wy = I - V - 1/2C CT V - 1C(a) - 1CT V - 1/2 \quad (\text{II.38})$$

On constate, en pratique, que les relations (B) sont insuffisantes pour déterminer W de manière unique. Les auteurs de cette méthode ont alors imposé que les éléments wii soient positifs. La matrice W peut alors être calculée à l'aide de la relation (II.34), en utilisant par exemple une factorisation de Chole ski.

On peut ensuite déterminer les directions de panne dans l'espace de parité. Dans le cas de capteurs parfaits et en l'absence de bruits, on vérifie que le vecteur de parité (C) est nul. Dans la réalité, le bruit est non nul et il faut considérer la superposition de bruits aléatoires et de biais systématiques. Supposons par exemple, que l'on ait un biais d'amplitude δ sur le j^{ième} capteur. On définit le vecteur e_j de dimension v, tel que toutes ses composantes sont nulles à l'exception de la j^{ième} égale à 1. L'équation de mesure s'écrit alors :

$$y = Cx + \varepsilon + \delta ej \quad (\text{II.39})$$

D'où l'expression du vecteur de parité :

$$p = WV - 1/2\varepsilon + \delta w.jvjj - 1/2 \quad (\text{II.40})$$

Avec $w.j$ $j^{\text{ième}}$ colonne de la matrice W , définissant la $j^{\text{ième}}$ direction de panne Dj dans l'espace de parité et $v.jj$ élément diagonal de la matrice V . le vecteur de parité est donc la somme de deux termes, le premier, $WV - 1/2\varepsilon$ apporte une contribution aléatoire de statistique connue si l'on connaît celle du bruit (le plus généralement considéré comme gaussien), le second, $\delta w.jvjj - 1/2$ est une composante déterministe, sa direction est fixée par le rang du capteur en défaut et son amplitude dépend de l'amplitude du biais. Il suffit alors de reconnaître la plus grande projection. Appelons p_k , la projection du vecteur de parité p sur la direction de panne Dk , c'est-à-dire :

$$P_k = \frac{w_k^T P}{|W_k|} \quad (\text{II.41})$$

Une forme matricielle permet aussi d'avoir l'ensemble des projections du vecteur p sur toutes les directions de panne possibles ; ce vecteur est défini par :

$$Proj(p / W) = diag(W^T W) - 1/2 W^T p \quad (\text{II.42})$$

Il suffit alors de repérer la projection la plus grande pour détecter la composante de y affectée par le biais.

II. 6 L'espace de parité de cas dynamique :

Une représentation discrète est utilisée, mais l'ensemble des résultats de ce paragraphe se transcrit sans difficulté au cas continu. A un instant donné, la redondance directe entre capteurs peut exister si certaines sorties y sont liées d'un point de vue algébrique ; physiquement, cela correspond à la situation où une variable mesurée par un capteur peut être déduite instantanément à partir d'autres mesures.

Cette redondance directe (encore appelée massive ou matérielle) est très utile pour la détection de défauts de capteurs ; elle peut s'avérer coûteuse mais reste utilisée pour les systèmes à haut risque technologique. Elle offre cependant peu d'intérêt pour la surveillance des actionneurs du système. Dans ce cas, la redondance temporelle, qui lie les informations de capteurs et d'actionneurs à différents instants, peut être d'un grand secours.

II.6.1 Principe de la génération d'équations de redondance :

Considérons le modèle déterministe d'un système (E) où x est l'état inconnu, u et y les entrées et sorties connues. Dans tout ce qui suit et sans atteinte à la généralité, les mesures y dépendent seulement de l'état x et ne font pas intervenir l'entrée u :

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + F_1 d(k) \\ y(k) = Cx(k) + F_2 d(k) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

$$x \in \mathbb{R}^n, y \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^n, d \in \mathbb{R}^p$$

$$A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B \in \mathbb{R}^{n \times r}, C \in \mathbb{R}^{m \times n}, F_1 \in \mathbb{R}^{n \times p}, F_2 \in \mathbb{R}^{m \times p}$$

II.6.2 Relations d'auto-redondance

La notion d'auto-redondance ou de redondance directe est importante car elle est liée à la génération de relations exprimant au cours du temps la sortie d'un seul capteur. Pour cela, il suffit d'extraire la $j^{\text{ième}}$ composante du vecteur d'observations en sélectionnant dans C la ligne Cj. L'équation (G) se réduit alors à :

$$Y_j(k, s) - G_j(s)U(k, s) = H_j(s)x(k) + F_j D(k, s) \quad (\text{II.44})$$

où H_j , G_j et F_j se déduisent des définitions de H, G et F en remplaçant C et F2 par leur $j^{\text{ième}}$ ligne. Dans ce cas, si Ω_j est une matrice orthogonale à $H_j(s)$, l'unique relation de parité relative au $j^{\text{ième}}$ capteur est définie par :

$$P_j(k) = \Omega_j(Y_j(k, s) - G_j(s)U(k, s)) \quad (\text{II.45})$$

Précisons maintenant la valeur de la largeur de la fenêtre d'observation et cherchons en particulier sa valeur. Hamilton implique l'existence d'une valeur s_j telle que :

$$\begin{aligned} \text{si } s < s_j \text{ rang}(H_j(s)) &= 1 + s \\ \text{et } s \geq s_j \text{ rang}(H_j(s)) &= s_j \end{aligned}$$

Comme la ligne $(s_j + 1)$ de la matrice $H_j(s_j)$ est une combinaison linéaire des s_j autres lignes, alors il existe un vecteur Ω_j tel que :

$$\Omega_j \begin{pmatrix} C_j \\ C_j A \\ \dots \\ C_j A^{s_j} \end{pmatrix} = 0 \quad (\text{II.46})$$

On obtient alors l'équation de redondance relative au $j^{\text{ième}}$ capteur ou équation d'auto-redondance :

$$P_j(k) = \Omega_j(Y_j(k, s_j) - G_j(s_j)U(k, s_j)) \quad (\text{II.47})$$

Cette équation, qui ne fait intervenir qu'une seule sortie du système, explicite la redondance temporelle entre les entrées et la $j^{\text{ième}}$ sortie et fournit ainsi un moyen de test du bon fonctionnement du $j^{\text{ième}}$ capteur si on fait l'hypothèse du bon fonctionnement des actionneurs. Cependant, en présence de défauts simultanés des capteurs et de l'actionneur, l'occurrence des défauts pourra être détectée, mais la localisation précise des composants défaillants sera en général impossible à réaliser uniquement à partir de (K).

II.6.3 Relations d'inter-redondance :

La redondance temporelle existe aussi entre plusieurs capteurs. Pour chaque matrice d'observation H_i construite à partir d'une seule sortie et de toutes les entrées, retenons uniquement les si premières

lignes indépendantes (si a été défini par le théorème de Cayley-Hamilton). A partir de (F), on obtient donc, pour $i = 1, \dots, m$:

$$Y_i(k, s_i - 1) - G_i(s_i - 1)U(k, s_i - 1) = H_i(s_i - 1)x(k) + F_i D(k, s_i - 1) \quad (\text{II.48})$$

Pour obtenir une formulation unique regroupant toutes les sorties, on peut introduire des vecteurs communs $U(k, s)$ et $D(k, s)$ (où $s = \max(s_1, s_2, \dots, s_m)$) pour toutes les entrées $U(k, s_i - 1)$ et $D(k, s_i - 1)$; dans certains cas, cela ne peut être possible qu'en complétant les matrices G_i avec des colonnes de "zéros". Avec des définitions évidentes, le système peut s'écrire de façon condensée :

$$Y(k, s_1, \dots, s_m) - G(s_1, \dots, s_m)U(k, s) = H(s_1, \dots, s_m)x(k) + E(s_1, \dots, s_m)D(k, s) \quad (\text{II.49})$$

Avec :

$$Y(k, s_1, \dots, s_m) = \begin{pmatrix} Y_1(k, s_1 - 1) \\ \vdots \\ Y_m(k, s_m - 1) \end{pmatrix}$$

Comme dans le cas précédent, définissons une matrice Ω , orthogonale à $H(s_1, \dots, s_m)$. Les équations de parité sont alors données par l'expression :

$$P(k) = \Omega (Y(k, s_1, \dots, s_m) - G(s_1, \dots, s_m)U(k, s)) \quad (\text{II.50})$$

II.7 Espace de parité généré par la redondance 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. Considérons le système dont la représentation temporelle discrète est :

$$x(k + 1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (\text{II.51})$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (\text{II.52})$$

Si on considère un horizon d'observation de taille $(L + 1)$ à l'instant k (relatif aux mesures passées entre $k - L$ et k), cet horizon en fonction de $x(k - L)$ comme

$$Qx(k - L) = Y(k) - HU(k) \quad (\text{II.53})$$

à l'aide des vecteurs étendus suivants, de dimensions respectives $p(L+1) \times 1$ et $m(L+1) \times 1$:

$$Y(k) = \begin{bmatrix} y(k - L) \\ y(k - L + 1) \\ \vdots \\ y(k) \end{bmatrix}, U(k) = \begin{bmatrix} u(k - L) \\ u(k - L + 1) \\ \vdots \\ u(k) \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

et les matrices H et Q de dimensions respectives $p(L + 1) \times m(L + 1)$ et $p(L + 1) \times n$:

$$H = \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB & D & D & \ddots & \vdots \\ CAB & CB & D & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{L-1}B & \dots & CAB & CB & D \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^L \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

L'équation (II.55) est dite "forme statique" du système (Chow and Willsky, 1984). Cette relation est satisfaite en absence de défauts. On projette la relation (II.56) au moyen d'une matrice W afin d'éliminer la grandeur inconnue $x(k - L)$. On obtient la relation de parité d'ordre $L + 1$ (puisque'elle relie les $L + 1$ mesures entrées sorties du système) :

$$W (Y(k) - HU(k)) = 0 \quad (\text{II.56})$$

Sous réserve que W satisfasse :

$$WQ = 0 \quad (\text{II.57})$$

On peut ainsi définir le résidu par le vecteur de parité suivant :

$$r(k - L) = W (Y(k) - HU(k)) \quad (\text{II.58})$$

Ce vecteur est nul en absence de défauts et diffère de cette valeur quand un défaut survient si W est de plein rang colonne. On apprend dans (Patton and Chen, 1991b) que la condition (II.56) constitue l'exacte définition de l'espace de parité dans le cadre du diagnostic puisque le choix du vecteur W permet de s'affranchir de l'état du système et permet de concevoir des résidus de directions privilégiées. L'existence de l'espace de parité (défini par W) ne repose que sur l'existence d'une solution de l'équation (II.57). Une condition suffisante de l'existence du vecteur W est que Q ne soit pas de plein rang ligne. Il suffit d'augmenter la dimension de la fenêtre temporelle L pour que cette condition soit vérifiée (théorème de Cayley-Hamilton). Cette valeur minimale de L peut ainsi être recherchée par simple incrément du nombre de mesures prises en compte. Cependant, le degré minimal des relations de parité doit satisfaire la double inégalité suivante (Patton and Chen, 1991b) :

$$\frac{\text{rang}(\tilde{O})}{\text{rang}(C)} \leq L_0 \leq \text{rang}(\tilde{O}) - \text{rang}(C) + 1 \quad (\text{II.59})$$

Où \tilde{O} est la matrice d'observabilité de la paire (A, C). La matrice W sera donc choisie de manière à garantir l'égalité pour la borne minimale. L'espace de parité peut également être défini à partir des redondances fréquentielles entre les entrées et sorties du système (Ragot et al., 1993). Plus généralement, on parle de redondance symbolique conduisant à l'espace de parité généralisé, il suffit de prendre l'opérateur adéquat en fonction de type de représentation utilisée (continue/discrète). Dans le cas discret, le système linéaire peut s'écrire en fonction de l'opérateur avance q :

$$\begin{pmatrix} qI_n & -A \\ C & 0 \end{pmatrix} X(q) = \begin{pmatrix} B & 0 \\ -D & I_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U(q) \\ Y(q) \end{pmatrix} \quad (\text{II.60})$$

Pour éliminer les variables inconnues, soit l'état $X(q)$, on considère une matrice polynomiale de projection $\Omega(q)$, dite de parité, telle que :

$$\Omega(q) \begin{pmatrix} qI_n & -A \\ C & \end{pmatrix} = 0 \quad (\text{II.61})$$

La condition suffisante d'existence d'une telle matrice est que : ne soit pas de plein rang ligne. Si la matrice de projection existe, alors les équations de redondance symbolique (relations de parité généralisée) qui donnent le vecteur résidu sont définies par :

$$R(q) = \Omega(q) \begin{pmatrix} B & 0 \\ -D & I_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U(q) \\ Y(q) \end{pmatrix} \quad (\text{II.62})$$

Qui est nul en absence de défauts et non nul dans le cas contraire si $\Omega(q)$ est de plein rang colonne.

II.8 Génération de relations de redondance des résidus par espace de parité

L'idée de base de l'approche par espace de parité est de vérifier la cohérence entre les relations mathématiques du système et les mesures (relations de redondance analytique). Reposent sur une modélisation du système dans l'espace d'état. Cette représentation permet d'obtenir une forme de calcul et une forme d'évaluation des résidus. L'approche par espace de parité suppose donc la connaissance d'un modèle mathématique du système. Il existe deux types de relation de redondance analytique :

- La redondance statique
- La redondance dynamique

Soit le système défini par la représentation d'état discrète suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = Fx(k) + Gu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases}$$

Avec :

$$F = \begin{bmatrix} 0.5 & 1 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k)], \quad y(k) = [y_1(k) \ y_2(k)]^T, \quad u(k) = [u_1(k) \ u_2(k)]^T$$

II.8. 1 La redondance de ce système est donnée par :

II.8.1.1 Auto –redondance pour C_1 : La matrice d'observabilité réduite par rapport à $y_1(t)$ est égale à $(C_1 \ C_1 F)^T$, à laquelle on rajoute la ligne $C_1 F^2$ pour obtenir la redondance s'écrit :

$$\begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_1(k+1) \\ y_1(k+2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1 \\ C_1 F \\ C_1 F^2 \end{pmatrix} x(k) + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ C_1 G & 0 \\ C_1 FG & C_1 G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u(k) \\ u(k+1) \end{pmatrix}$$

Après calcul, on obtient :

$$\begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_1(k+1) \\ y_1(k+2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0.5 & 1 & 0.5 \\ 0.25 & 0.6 & 0.25 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ u_1(k+1) \\ u_2(k+1) \end{pmatrix}$$

En éliminant les variables d'état entre ces équations (annexes A), on obtient la relation d'auto-redondance sur le premier capteur

$$r_1(k) = y_1(k) - 0.6y_1(k-1) + 0.05y_1(k-2) - u_1(k-2) - u_2(k-2)$$

II.8.1.2 Auto –redondance pour C_2 : La matrice d'observabilité réduite par rapport à $y_2(t)$ est égale à $(C_2 \ C_2 F)^T$, à laquelle on rajoute la ligne $C_2 F^2$ pour obtenir la redondance s'écrit :

$$\begin{pmatrix} y_2(t) \\ y_2(k+1) \\ y_2(k+2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_2 \\ C_2 F \\ C_2 F^2 \end{pmatrix} x(k) + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ C_2 G & 0 \\ C_2 FG & C_2 G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u(k) \\ u(k+1) \end{pmatrix}$$

Après calcul, on obtient :

$$\begin{pmatrix} y_2(t) \\ y_2(k+1) \\ y_2(k+2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0.1 & 0.5 \\ 0 & 0.01 & 0.25 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1 & -0.4 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ u_1(k+1) \\ u_2(k+1) \end{pmatrix}$$

En éliminant les variables d'état entre ces trois équations, on obtient la relation d'auto redondance sur le premier capteur

$$r_2(k) = y_2(k) - 0.6y_2(k-1) + 0.05y_2(k-2) - u_1(k-1) + 0.5u_1(k-2) + 0.4u_2(k-2)$$

II.8.2 Inter- redondance :

La matrice d'observabilité réduite est la suivante :

$$\begin{pmatrix} y_1(k) \\ y_1(k+1) \\ y_2(k) \\ y_2(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1 \\ C_1 F \\ C_2 \\ C_2 F \end{pmatrix} x(k) + \begin{pmatrix} 0 \\ C_1 G \\ 0 \\ C_2 G \end{pmatrix} u(k)$$

On obtient finalement :

$$\begin{pmatrix} y_1(k) \\ y_1(k+1) \\ y_2(k) \\ y_2(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0.5 & 1 & 0.5 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0.1 & 0.5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \end{pmatrix}$$

D'où la relation d'inter-redondance :

$$r_3(k) = 0.4y_1(k) - 0.2y_1(k-1) + y_2(k) - 0.5y_2(k-1) - u_1(k-1)$$

Table de signature de défauts obtenue à partir des vecteurs des résidus

III.9 Tble de signature :

	y_1	y_2	u_1	u_2
r_1	1	0	1	1
r_2	0	1	1	1
r_3	1	1	1	0

II. 9 Simulation : soit le fichier Matlab réalisé pour la simulation d'un générateur de résidus.

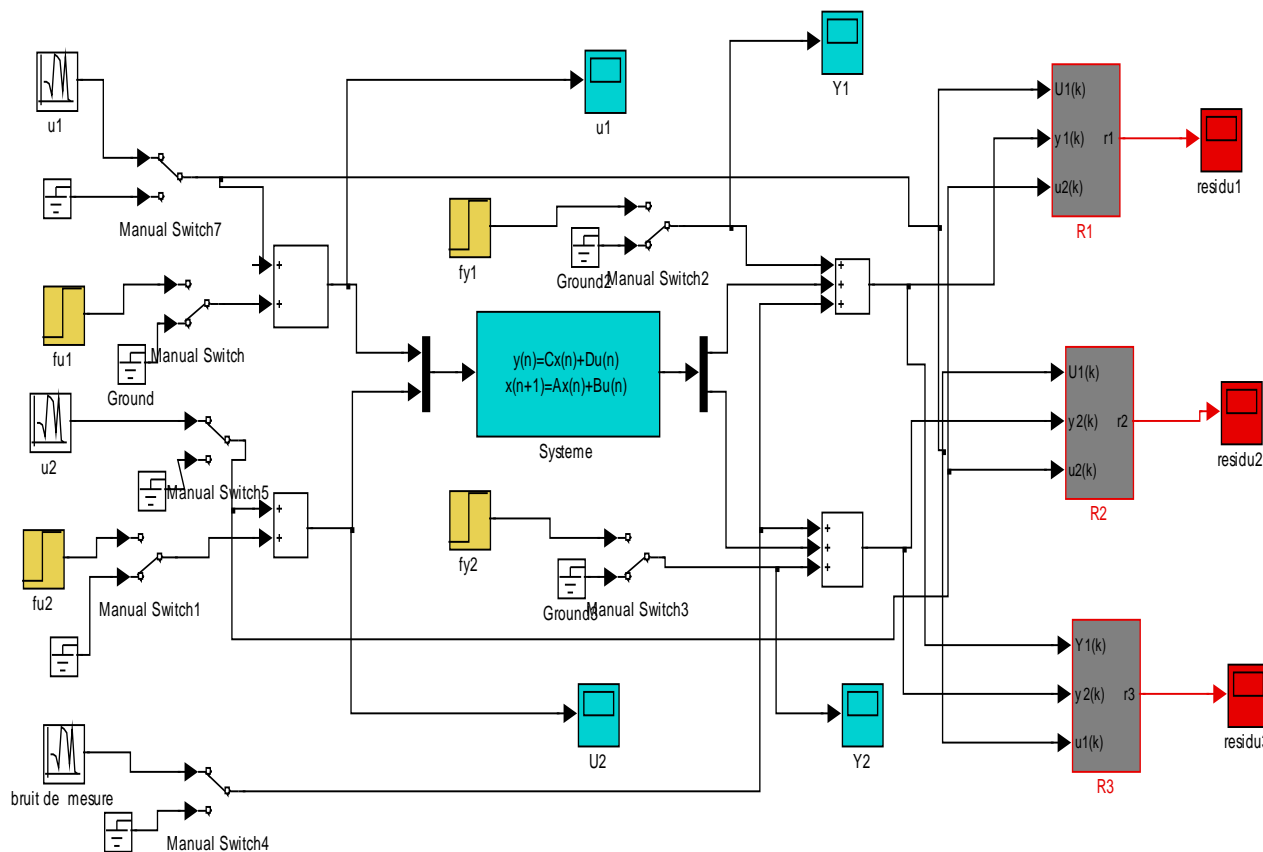


Figure (II- 4) Bloc de simulation pour synthèse des résidus

II. 9. 1 Résultats de simulation

Pour l'entrée $f(U1)$ sans défaut avec bruit :

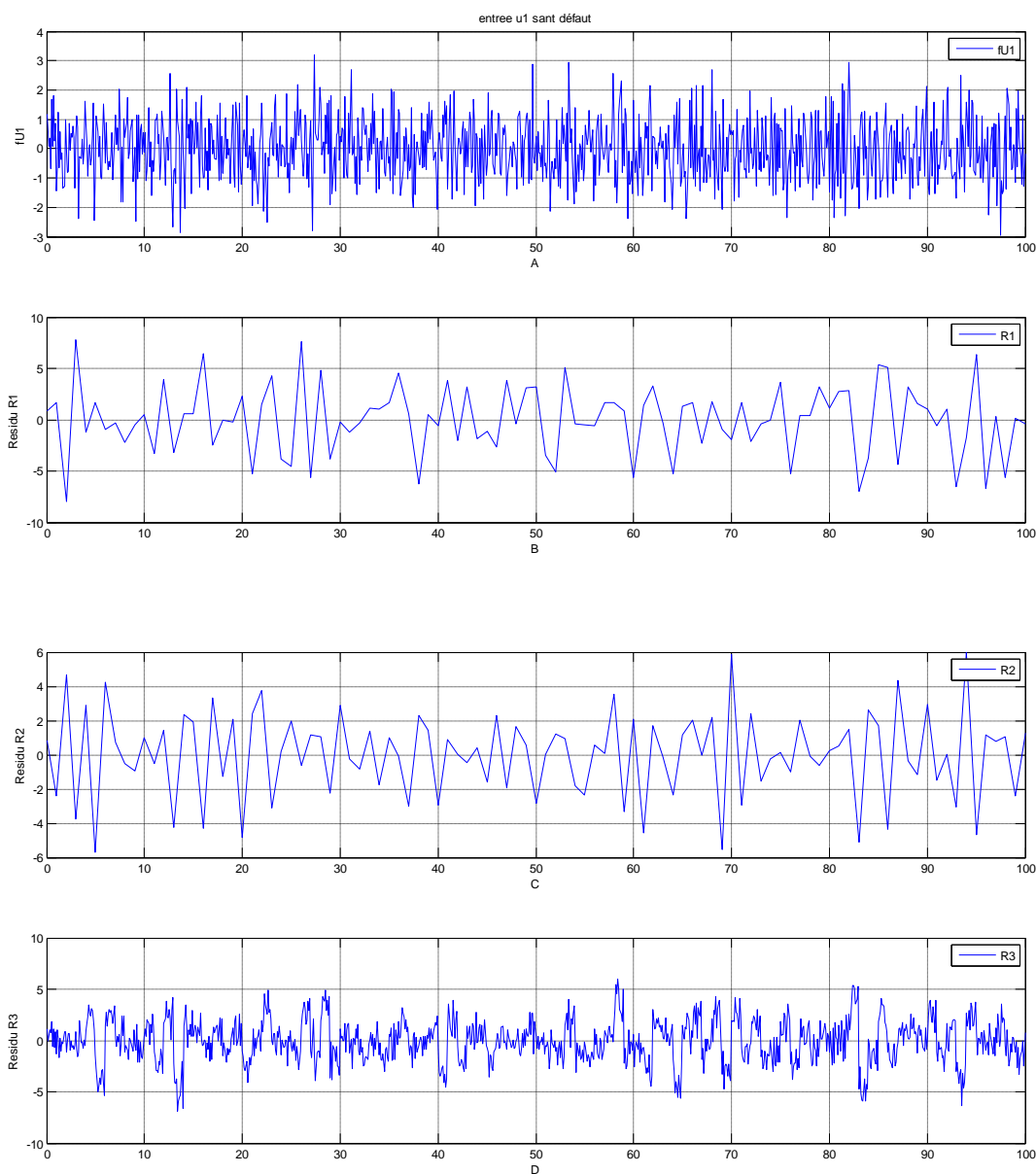


Figure (II- 5) influence de la commande $u1$ bruité sans sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-5) représente les simulations suivantes :

- **A :** Une entrée **U1** sous forme d'un bruit a une valeur moyenne 0, est Variance 1 et pas d'échantillonnage 0.1 on obtenus les résultats suivantes
- **B :** Résidu R1 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 7 à -7. En a remarque que le Résidu R1 n'est pas influé par cette commande.
- **C :** Résidu R2 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 4 à -4. En a remarque que le Résidu R1 n'est pas influé par cette commande.
- **D :** Résidu R3 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 5 à -5. En a remarque que le Résidu R1 n'est pas influé par cette commande.

Pour l'entrée $f(U1)$ avec défaut :

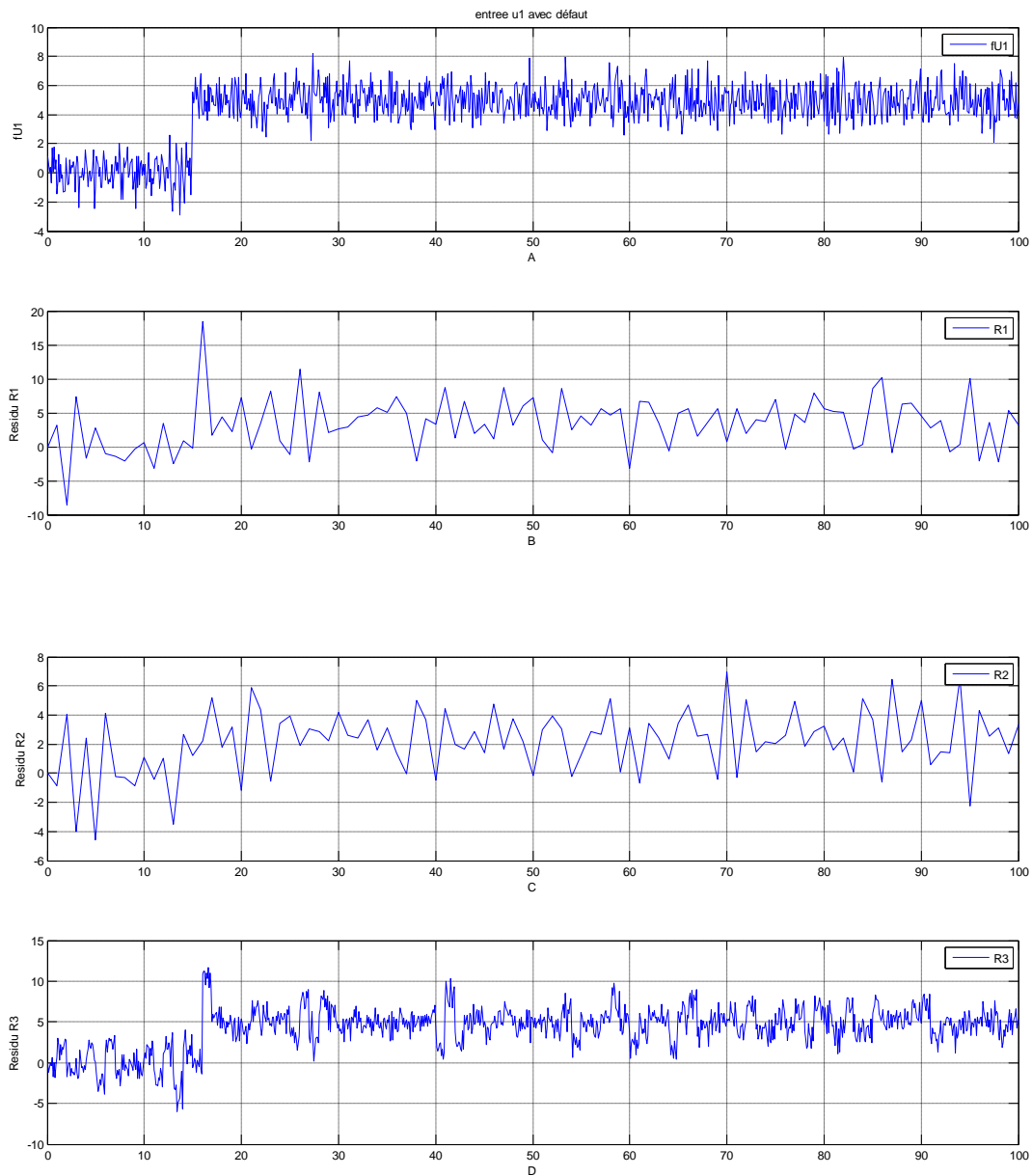


Figure (II- 6) influence de la commande $u1$ sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-6) représente les simulations suivantes :

- **A :** Une entrée **U1** sous forme d'un bruit a une valeur moyenne 0, est Variance 1 et pas d'échantillonnage 0.1 on obtenus les résultats suivantes plus défaut sous forme d'un échelon de retard 15s un niveau de 5 V
- **B :** Résidu R1 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de -7 à 7. Après l'instant 15s sa valeur moyenne devient 5 est intervalle de variation 0 à 10 , remarquons que le Résidu R1 est influée par le défaut sur la commande **fU1** comme signifié dans le tableau de signature .
- **C :** Résidu R2 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 4 à -4. . Après l'instant 15s sa valeur moyenne devient 2 est intervalle de variation 0 à 6 , remarquons que le Résidu R2 est influée par le défaut sur la commande **fU1** comme signifié dans le tableau de signature .
- **D :** Résidu R3 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 5 à -5. Après l'instant 15s sa valeur moyenne devient 5 est intervalle de variation 1 à 9 , remarquons que le Résidu R3 influée par le défaut sur la commande **fU1** comme signifié dans le tableau de signature .

Les résultats sont exprimer si que ne trouve dons les analyse de redondance par espace de parité même chose la table de signature

Pour l'entrée $f(U1)$ avec défaut est sans bruit :

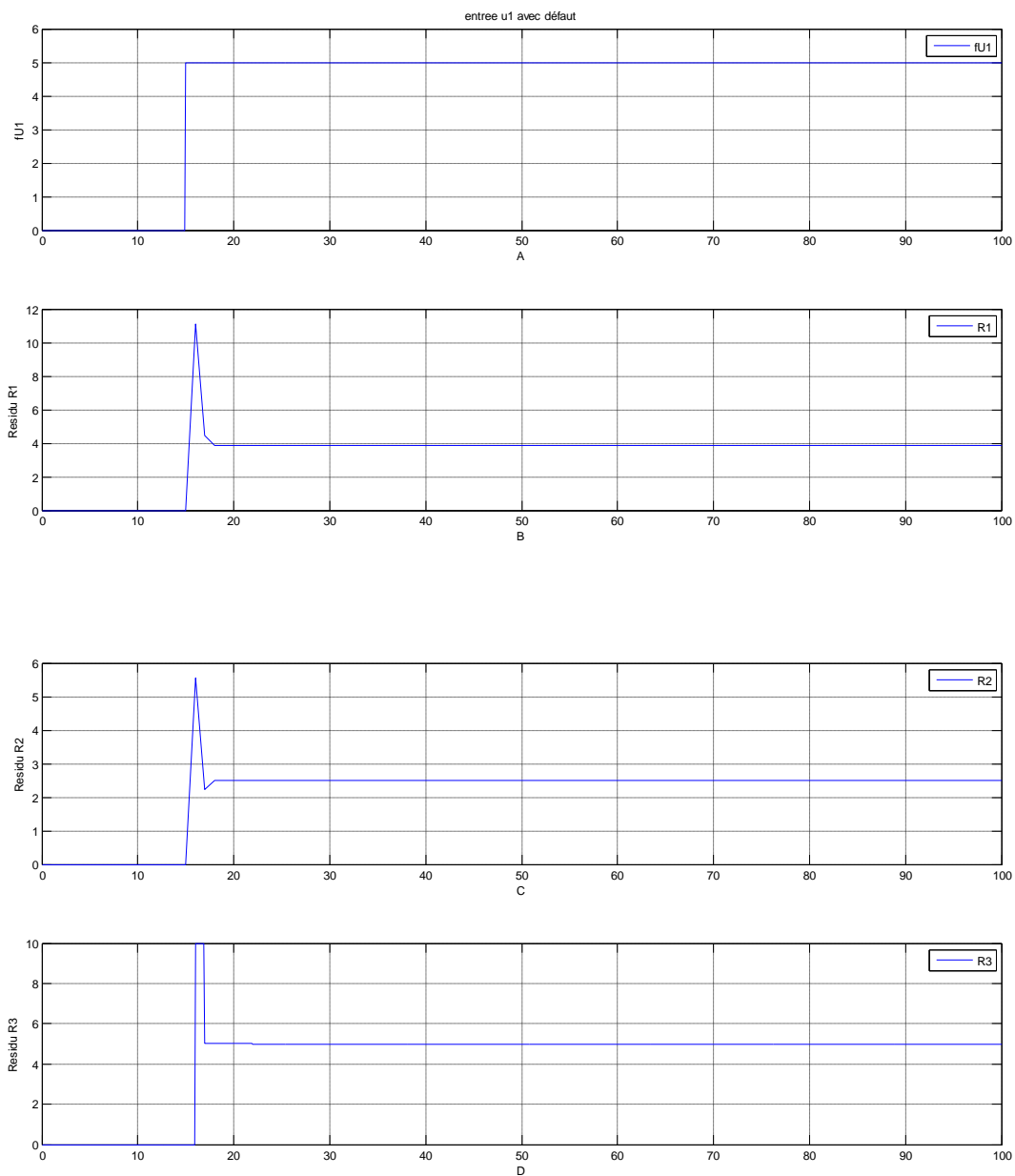


Figure (II- 7) influence de la commande $u1$ avec défaut sans bruit sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-7) représente les simulations suivantes :

- **A :** Une entrée f_{U1} un défaut sous forme d'un échelon de retard 15s un niveau de 5
- **B :** Résidu R1 fait un pic à l'instant 15s puis prend un niveau de 4 on remarque que le Résidu R1 est influé par le défaut sur la commande f_{U1} comme signifié dans le tableau de signature .
- **C :** Résidu R2 fait un pic à l'instant 15s puis prend un niveau de 2.5 on remarque que le Résidu R2 est influé par le défaut sur la commande f_{U1} comme signifié dans le tableau de signature.
- **D :** Résidu R3 fait un pic à l'instant 15s puis prend un niveau de 4.5 on remarque que le Résidu R3 est influé par le défaut sur la commande f_{U1} comme signifié dans le tableau de signature .

A l'absence de bruit Les résultats sont exprimés bien si que ne trouve dans l'analyse de redondance par espace de parité même avec la table de signature

Pour une l'entrée bruitée $f(U2)$ sans défaut :

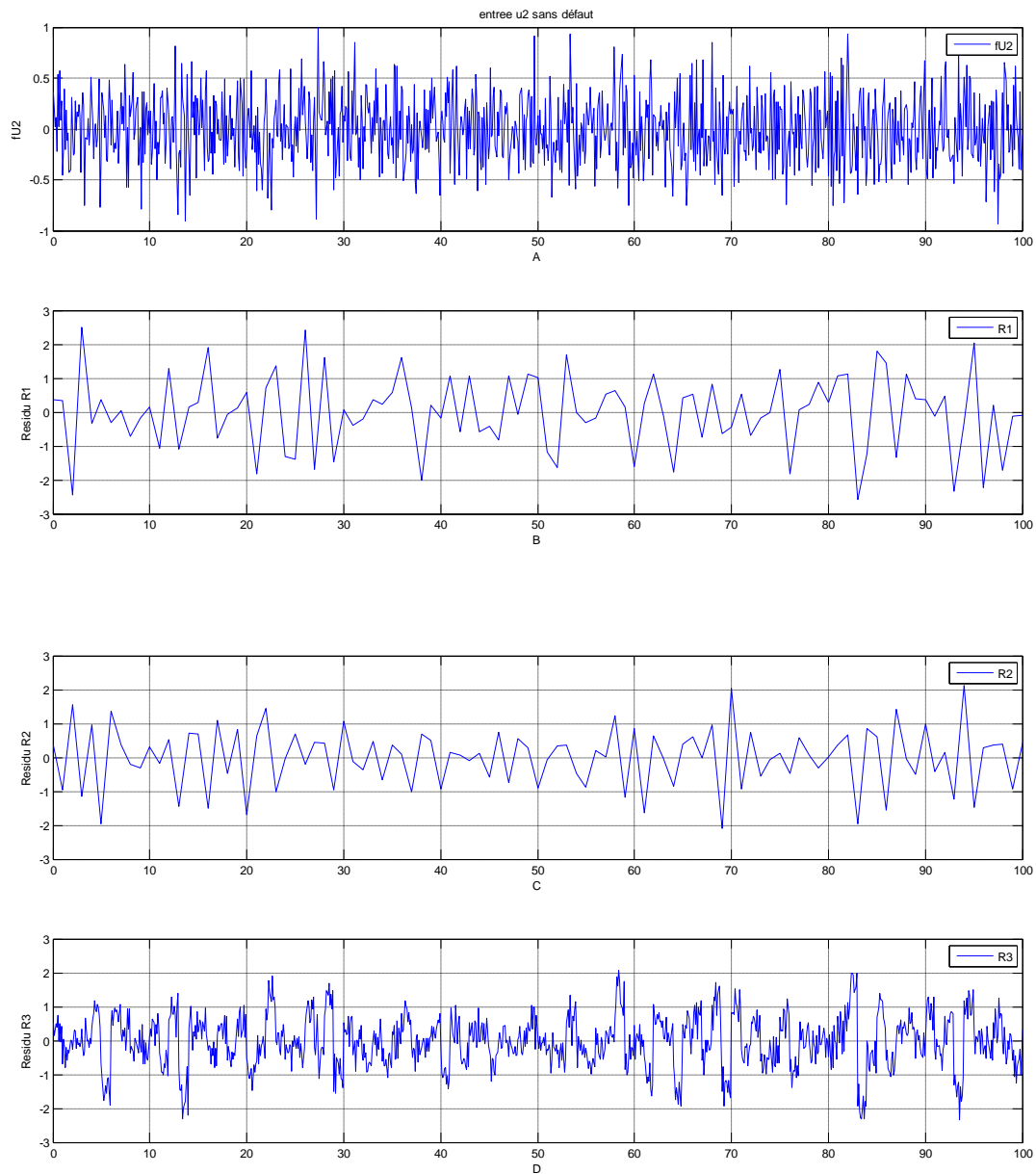


Figure (II.8) : influence de la commande $u2$ bruité sans défaut sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-8) représente les simulations suivantes :

- **A :** Une entrée **U2** sous forme d'un bruit a une valeur moyenne 0, est Variance 0.1 et pas d'échantillonnage 0.1 on obtenus les résultats suivantes
- **B :** Résidu R1 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de -2.2 à 2.2. En a remarque que le Résidu R1 n'est pas influé par cette commande.
- **C :** Résidu R2 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de -1.5 à 1.7. En a remarque que le Résidu R1 n'est pas influé par cette commande.
- **D :** Résidu R3 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de -2 à 2. En a remarque que le Résidu R1 n'est pas influé par cette commande.

Pour l'entrée $f(U2)$ avec défaut :

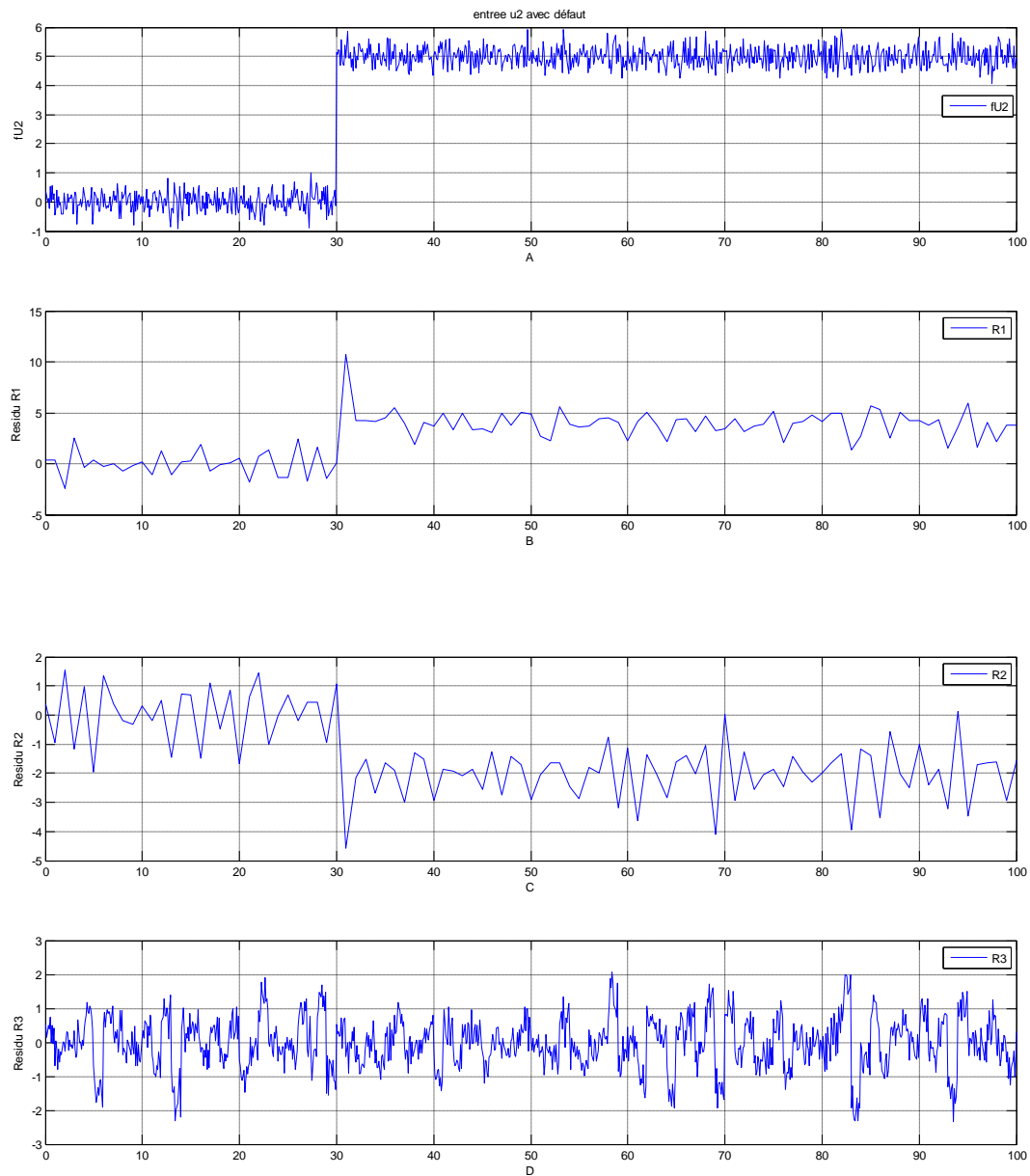


Figure (II- 9) influence de la commande $u2$ sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-9) représente les simulations suivantes :

- **A :** Une entrée **U2** sous forme d'un bruit a une valeur moyenne 0, est Variance 0.1 et pas d'échantillonnage 0.1 on obtenus les résultats suivantes plus défaut sous forme d'un échelon de retard 30s un niveau de 5 V
- **B :** Résidu R1 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de -2.2 à 2.2. Après l'instant 30s un pic de 10 puis prendre une valeur moyenne de 4.5 est intervalle de variation 3.5 à 5.5 , remarquons que le Résidu R1 est influée par le défaut sur la commande **fU2** comme signifié dans le tableau de signature .
- **C :** Résidu R2 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de -1.5 à 1.7. Après l'instant 30s un pic de -4 puis prendre une valeur moyenne de -2 est intervalle de variation 3.5 à 5.5 sa valeur moyenne devient 2 est intervalle de variation -4 à 0 , remarquons que le Résidu R2 est influée par le défaut sur la commande **fU2 avec un signe négative** comme signifié dans le tableau de signature .
- **D :** Résidu R3 a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de -2 à 2. Après l'instant 30 s sa valeur moyenne reste 0 est intervalle de variation presque le meme , remarquons que le Résidu R3 n'est pas **influé** par le défaut sur la commande **fU2** comme signifié dans le tableau de signature .

Les résultats sont exprimer si que ne trouve dons les analyse de redondance par espace de parité même avec la table de signature

Pour l'entrée $f(U2)$ avec défaut est sans bruit :

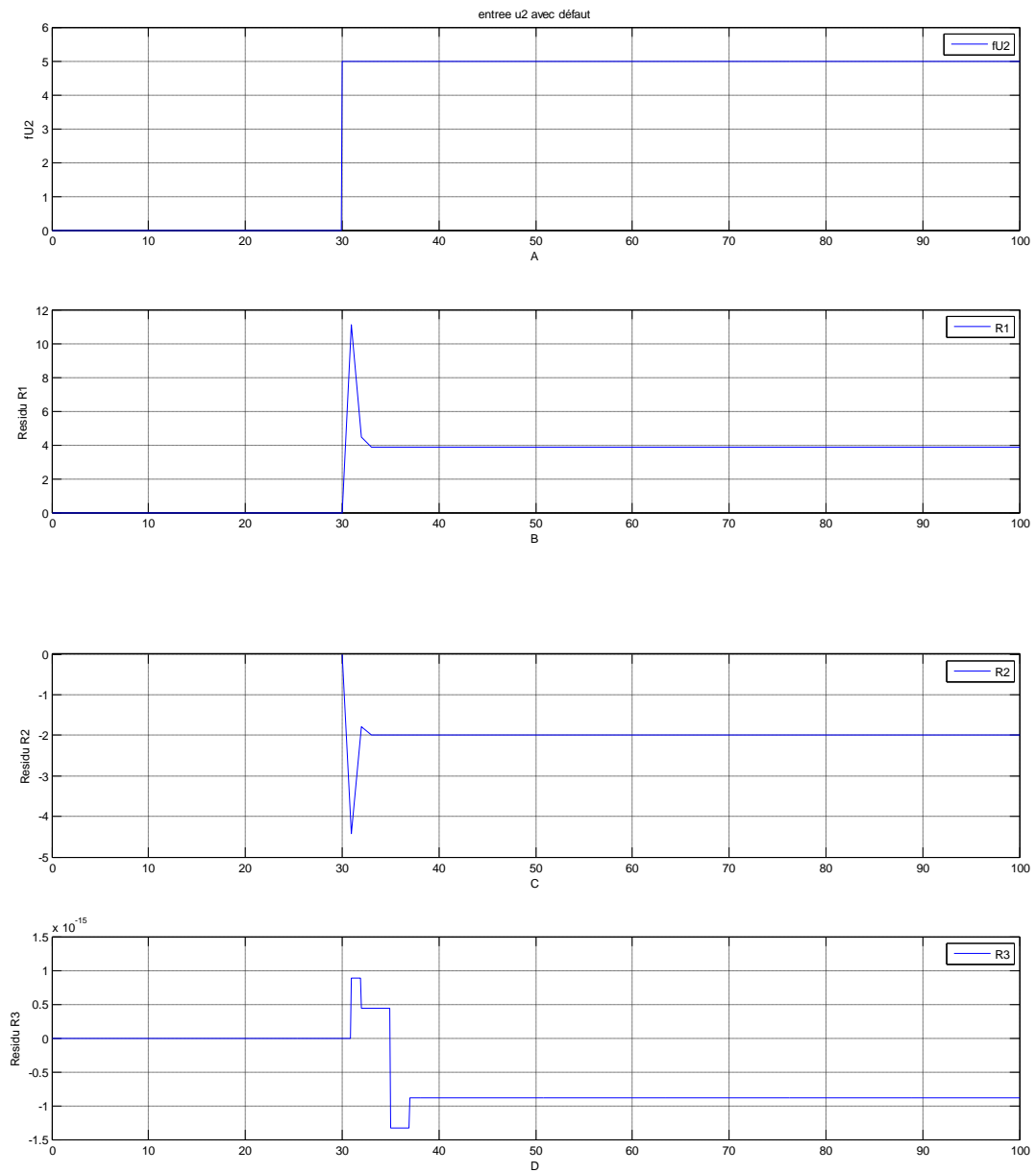


Figure (II- 10) influence de la commande u2 avec défaut sans bruit sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-10) représente les simulations suivantes :

- **A :** Une entrée $fU2$ un défaut sous forme d'un échelon de retard 30s de niveau de 5
- **B :** Résidu R1 fait un pic à l'instant 30s puis prend un niveau de 4 on remarque que le Résidu R1 est influé par le défaut sur la commande $fU2$ comme signifié dans le tableau de signature .
- **C :** Résidu R2 fait un pic négatif à l'instant 30s puis prend un niveau de -2 on remarque que le Résidu R2 est influé par le défaut sur la commande $fU2$ comme signifié dans le tableau de signature.
- **D :** Résidu R3 fait une alternance à l'instant 30s jusqu'à 37 puis prend un niveau de $-1 \cdot 10^{-15}$ on peut dire il est négligeable .on remarque que le Résidu R3 n'est influé pas par le défaut sur la commande $fU2$ comme signifié dans le tableau de signature .

A l'absence de bruit Les résultats sont exprimés bien si que ne trouve dans l'analyse de redondance par espace de parité même avec la table de signature.

Pour la sortie $f(Y1)$ avec défaut sans bruit:

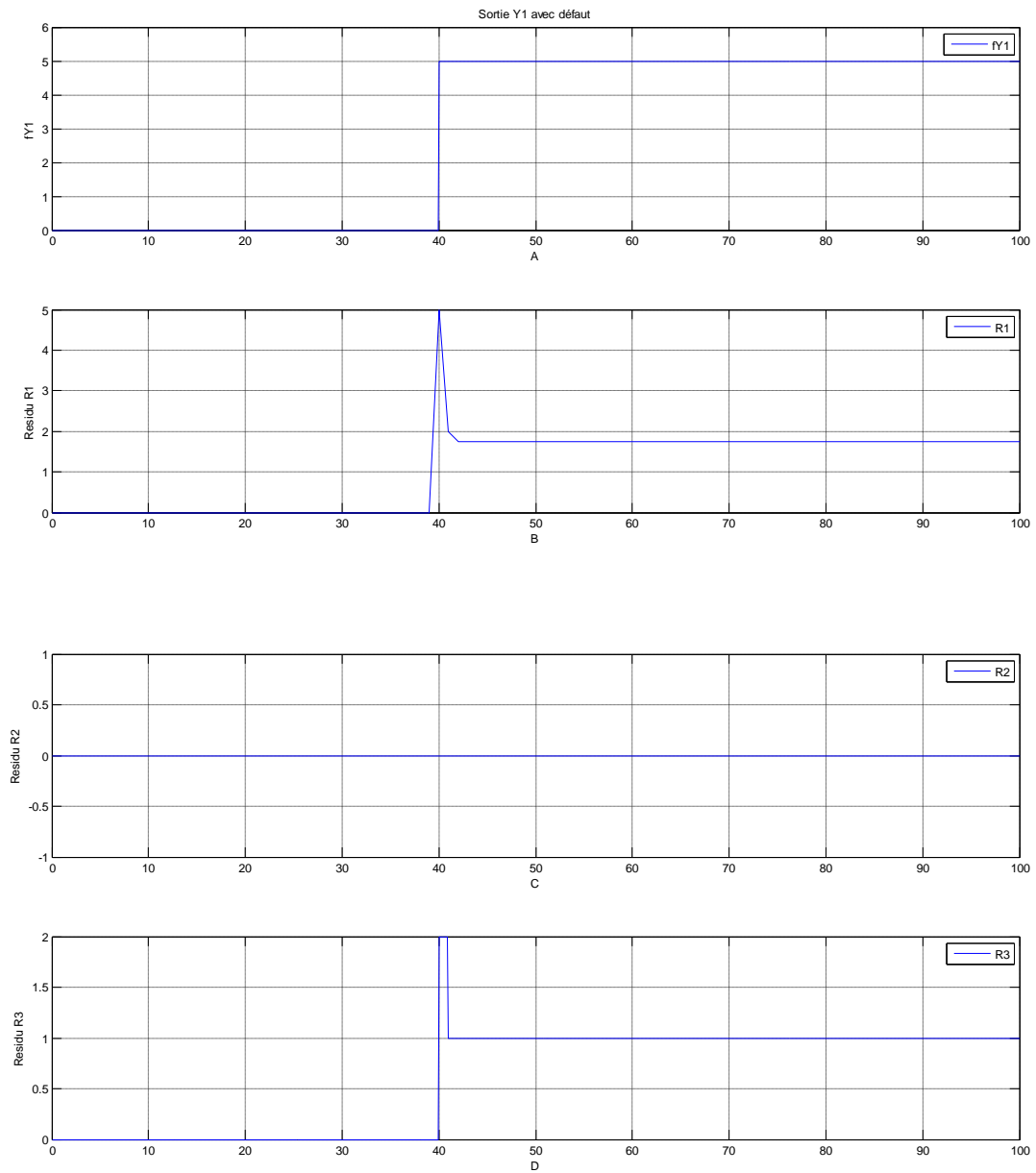


Figure (II- 11) influence de la commande $fY1$ avec défaut sans bruit sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-11) représente les simulations suivantes :

- **A :** Une sortie $fY1$ un défaut sous forme d'un échelon de retard 40s et niveau de 5
- **B :** Résidu R1 fait un pic à l'instant 40s puis prendre un niveau de 1.8 on remarque que le Résidu R1 est influé par le défaut sur la commande $fY1$ comme signifié dans le tableau de signature .
- **C :** Résidu R2 n'influé avec le défaut sur la sortie $fY1$ si le même comme signifié dans le tableau de signature.
- **D :** Résidu R3 faire un pic à l'instant 40s puis prendre un niveau de 1, remarquons que le Résidu R3 est influé par le défaut sur la sortie $fY1$ comme signifié dans le tableau de signature.

A l'absence de bruit Les résultats sont à Réduire si que ne trouve dans les analyse de redondance par espace de parité même avec la table de signature.

Pour la sortie $f(Y2)$ avec défaut sans bruit:

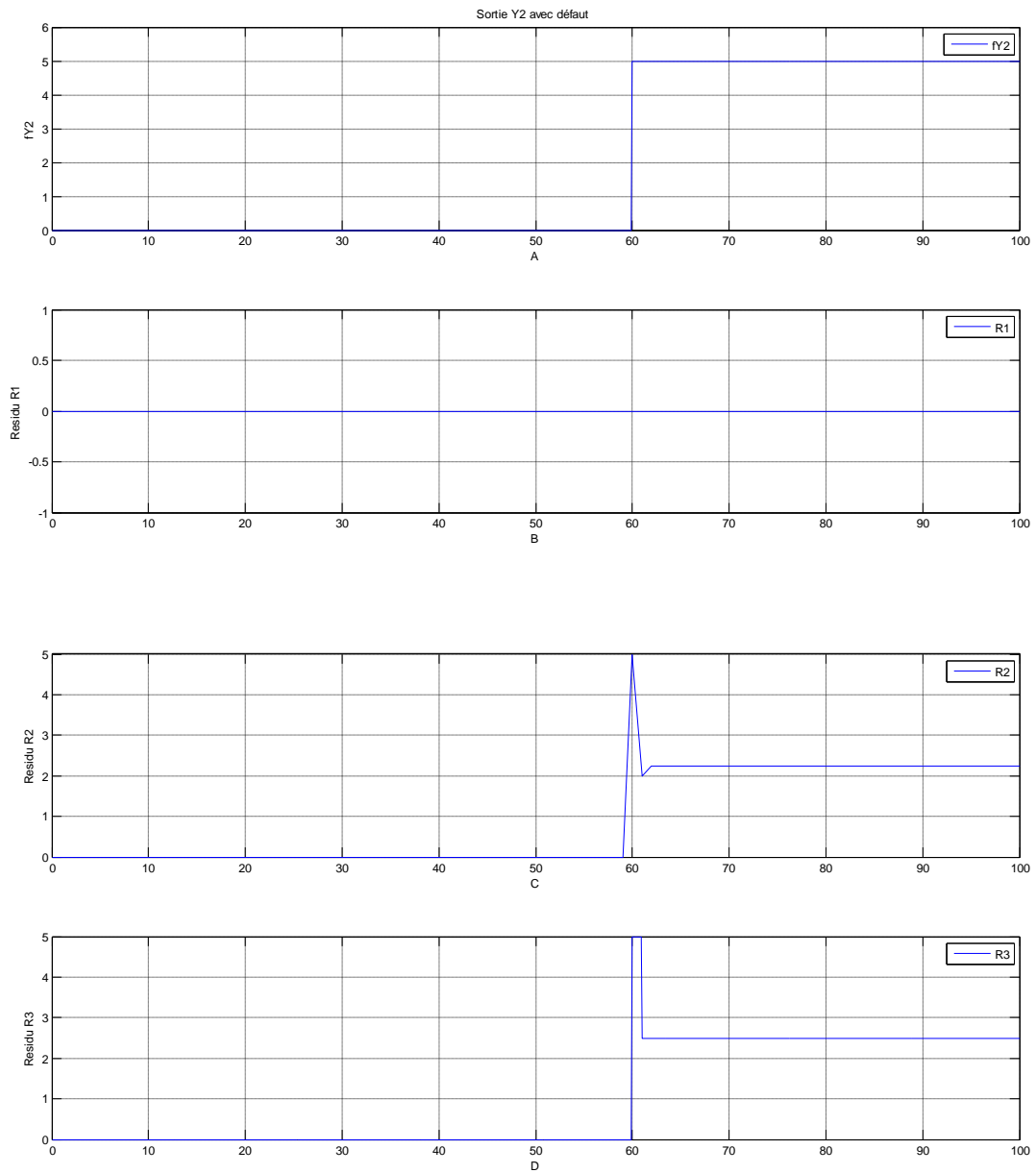


Figure (II- 12) influence de la commande $fy2$ avec défaut sans bruit sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-12) représente les simulations suivantes :

- **A** : Une sortie f_{Y2} à un défaut sous forme d'un échelon de retard de 60s et un niveau de 5
- **B** : Résidu R1 n'est pas influé par le défaut sur la sortie f_{Y2} si le même comme signifié dans le tableau de signature.
- **C** : Résidu R2 fait est un pic à l'instant 60s puis prendre un niveau de 2.2 on remarque que le Résidu R2 est influé par le défaut sur la commande f_{Y2} comme signifié dans le tableau de signature .
- **D** : Résidu R3 fait un pic à l'instant 60s puis prendre un niveau de 2.5, remarquons que le Résidu R3 est influé par le défaut sur la sortie f_{Y2} comme signifié dans le tableau de signature.

A l'absence de bruit Les résultats sont traduits bien si que ne trouve dans l'analyse de redondance par espace de parité même avec la table de signature.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la méthode de diagnostic par espace de parité puis en appliquant sur un système linéaire discret après l'analyse de redondance puis génération des résidus par la redondance dynamique et à la fin une simulation avec logiciel Matlab pour observer l'influence des défauts des entrées et des sorties sur les résidus.

Chapitre 03

Diagnostic d'un system complexe approche espace de parité

INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, nous allons décrire les principes de fonctionnement de la machine à C.C. Ensuite, nous présenterons la modélisation de la machine C.C à excitation séparée, qui le sujet de notre étude. L'analyse des performances de la machine en termes de stabilité et dynamique de réponse en boucle ouverte sont présentées à la fin de ce chapitre.

III.1. DESCRIPTION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU [1] :

Un moteur à courant continu est une machine électrique. Il s'agit d'un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie à partir d'une installation électrique, parcourue par un courant continu, en énergie mécanique. Un moteur électrique à courant continu est constitué:

- D'un stator qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé soit par des enroulements statoriques (bobinage) soit par des aimants permanents à stator, se trouve la partie porte balais et les balais assurant les contacts électriques avec le rotor. Il est aussi appelé inducteur.
- D'un rotor bobiné relié à un collecteur rotatif inversant la polarité dans chaque enroulement rotorique au moins une fois par tour de façon à faire circuler un flux magnétique transversal en quadrature avec le flux statorique. Les enroulements rotorique sont aussi appelés enroulements d'induits, ou communément induit.

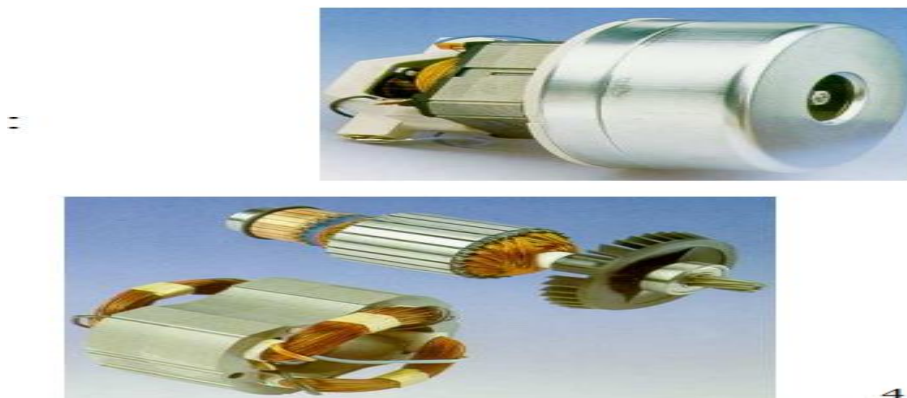


Figure III.1 : stator et rotor du moteur courant continu

III.2 Modélisation d'un actionneur électrique

On considère le moteur à courant continu à excitation indépendante, dont le schéma de principe est présenté à la figure III.2. Cette machine comporte deux parties : une fixe et est appelée l'inducteur ou stator, destiné à produire un flux magnétique ϕ , l'autre est mobile et est appelée l'induit ou rotor, destiné à la production d'un couple électromagnétique C_e , cette machine entraîne en relation une charge mécanique dont le moment d'inertie global vu de l'arbre moteur est noté J . la charge entraînée exerce un couple résistant C_r .

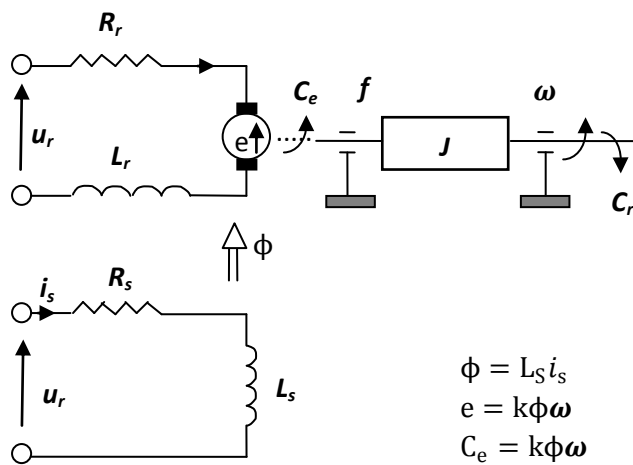


Figure III.2: schéma de principe du moteur à courant continu à excitation indépendante

R_s résistance de l'enroulement statorique

L_s inductance de l'enroulement statorique (H)

I_s courant statorique (A)

U_s tension statorique (v)

ϕ Flux d'excitation magnétique (Wb)

R_r résistance de l'enroulement rotorique

L_r inductance de l'enroulement rotorique

I_r courant rotorique (A)

U_r tension rotorique (V)

e force contre électromotrice, fcm(V)

K constantes du moteur

F coefficient du frottement visqueux (N_m /rd/s)

J moment d'nertie totale (k.g.m)

ω vitesse angulaire (rd/s)

C_e couple électromagnétique (N_m)

C_r couple de charge (N_m)

III.2.1 Les' hypothèses simplificatrice : sont les suivantes :

1. la machine est non saturée (le flux magnétique est proportionnel au courant),
2. la réaction magnétique d'induit est négligeable (le flux magnétique inducteur) ,
3. le frottement sec est négligeable (il ya du rotation du rotor pour un courant d'induit aussi petit soit-il).

III.3 Modélisation du circuit statorique :

L'application de la loi des mailles, de la loi d'Ohm et de la loi de faraday permet d'écrire :

$$u_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (\text{III.1})$$

III.4 Modélisation de circuit rotorique

On obtient de la même façon

$$u_r = R_r i_r + L_r \frac{di_r}{dt} + e \quad (\text{III.2})$$

Ou e représente la force contre électromotrice (fcem) due a la rotation des enroulements rotorique dans le champ magnétique inducteur. Cette fcem est proportionnelle au flux d'excitation magnétique

ϕ est à la variation de flux magnétique a travers les enroulements rotorique donc a la vitesse angulaire ω on a :

$$e = k\Phi\omega \quad (\text{III.3})$$

La constante de proportionnalité ϕ dépend du moteur utilisé la machine étant non saturée, le flux d'excitation magnétique est proportionnel au courant $\Phi = l_s i_s$

III.5 modèle de la partie mécanique :

L'application de principe fondamental de la dynamique aux corps en relation conduit à l'équation différentielle suivant :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_f - C_r \quad (\text{III.4})$$

Où C_f est le couple de frottement visqueux qui est proportionnel à la vitesse angulaire $C_f = f\omega$ l'expression du couple électromagnétique peut être déterminée en écrivant qu'il y a identité entre la puissance électrique utile P_u absorbée par la machine et la puissance mécanique totale :

$$P_u = e i_r = C_e \omega \quad K\Phi\omega i_r = C_e \omega \rightarrow$$

D'où l'expression du couple électromagnétique

$$C_e = k\Phi i_r \quad (\text{III.5})$$

Compte tenu de (III.1) , (III.2), (III.3) , (III.4) et (III.5) on obtient le modèle mathématique suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{1}{L_s} u_s \\ \frac{di_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} i_r - \frac{KL_s}{L_r} i_s \omega + \frac{1}{L_r} u_r \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{f}{J} \omega + \frac{KL_s}{J} i_s i_r - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le modèle ainsi obtenu est non linéaire du troisième ordre d'entrée de commande U_s et U_r d'entrée de perturbation C_r , les grandeurs i_s , i_r et ω sont les variables d'état du système.

III.6 Modélisation de la partie motrice

Les déférences solides composant ce système sont entrainés en notation au moyen de motoréducteur (moteur +réduction) On a :

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} + b\omega = ki - C_r & (a) \\ L \frac{di}{dt} + Ri = u - k\omega & (b) \\ \omega = N \frac{d\theta}{dt}, NC_r = Q & (c) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

- ω : le vecteur bidimensionnel des vitesses angulaires des moteurs
- C_r le vecteur bidimensionnel des couples résistants.
- i le vecteur bidimensionnel du courant moteur .
- u le vecteur bidimensionnel des tension moteur.
- J la matrice 2 x 2 diagonale des inerties des moteurs
- b la matrice 2 x 2 diagonale des coefficients frottement visqueux
- K la matrice 2 x 2 diagonale des constante de couple
- N la matrice 2 x 2 diagonale des rapports de réduction
- L matrice 2 x 2 diagonale des inductances moteurs
- R matrice 2 x 2 diagonale des résistances moteurs

III.7 on reprend ici le modèle du moteur à courant continu à excitation indépendante:

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{1}{L_s} u_s \\ \frac{di_r}{dt} = -\frac{R_s}{L_r} i_r - \frac{KL_s}{L_r} i_s \omega + \frac{1}{L_r} u_r \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{f}{J} \omega + \frac{KL_s}{J} i_s i_r - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

On applique une tension rotorique permettant de maintenir constant le courant rotorique $i_r = i_{r0} = C_{rte}$ donné représentation d'état du système résultant de ce modèle de commande. On applique à présent une tension statorique permettant de maintenir constant le courant statorique

$i_s = i_{s0} = C^{rte}$ donné la représentation d'état du système résultant de ce nouveau mode de commande. Dans le cas courant rotorique ($i_r = i_{r0}$), le modèle d'état du système s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{1}{L_s} u_s \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{f}{J} \omega + \frac{KL_S i_{r0}}{J} i_s - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

En prenant la transformée de la place, on obtient le schéma boc de la figure III .3

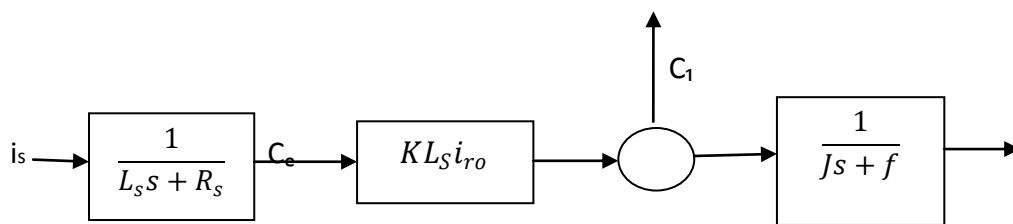


Figure III.3- commande par l'inducteur

On appelle commande par l'introducteur ce mode de commande. On peut constater qu'il a permes de linéaires et d'abaisser le degré du système. Dans le cas d'un courant statorique constant ($i_s = i_{s0}$), le modèle de l'état devient :

$$\begin{cases} \frac{di_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} i_r + \frac{KL_S i_{r0}}{L_r} \omega + \frac{1}{L_r} u_r \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{f}{J} \omega + \frac{KL_S i_{r0}}{J} i_s - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

En prenant la transformée de la place, on obtient le schéma boc suivant :

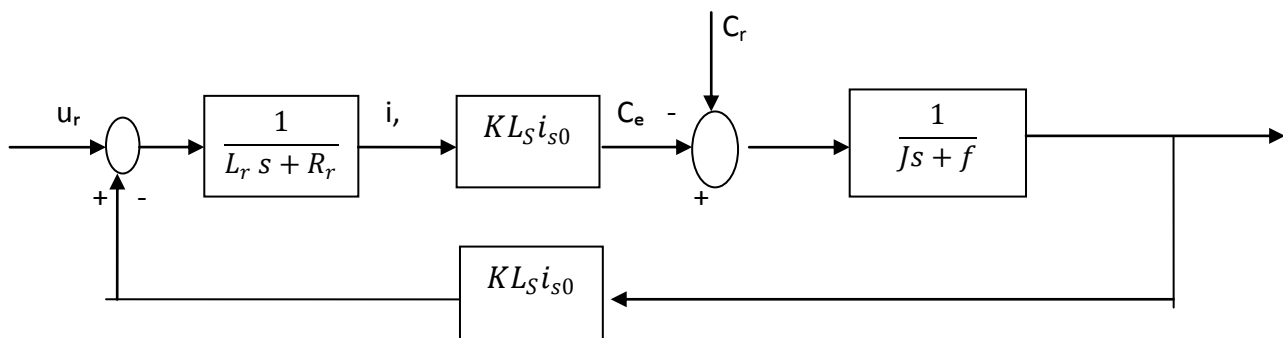


Figura III.4 – commande par l'induit

On appelle commande par l'induit ce mode de commande .ici aussi le modèle obtenu est linéaire. Ce mode de commande intervient naturellement dans le cas des moteurs à aimants permanents (excitation magnétique constante).

III.8 Génération des Résidus par la redondance analytique dans espace de parité :

On considère le modèle d'un moteur à courant continu à commande par l'induit (III .14) , dont le modèle est suivant :

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{1}{L} u - \frac{K}{L} \omega - \frac{R}{L} i \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{K}{J} i - \frac{f}{J} \omega \end{cases} \quad (\text{III .11})$$

avec $J = 0.05 \text{ kgm}^2$, $f = \frac{0.005 \text{ Nm}}{\text{rd}}/\text{s}$, $k = 0.1$, $R = 1 \Omega$

Après la discrétiser ce système à l'aide de l'approximation d'Euler.

$$\dot{x} = (x(k+1) - x(k))/T_e$$

On a trouvé le model discret suivant :

$$\begin{cases} x(k+1) = Fx(k) + Gu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec:

$$F = \begin{bmatrix} 0.9 & -0.01 \\ 0.02 & 0.99 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0 \end{bmatrix}, x(k) = \begin{bmatrix} i(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

II.8. 1 La redondance de ce système est donne par :

III.8.1.1 La relation d'auto-redondance sur le premier capteur :

La sortie y_i s'écrit $y_i(k) = C_1 = (1 \ 0)$, la matrice d'observabilité réduite par rapport a la sortie y_i est égale a $(C_1 - C_1 F)^T$ ($N_1 = 2$), la laquelle on Ajoute la ligne $C_1 F^2$ pour obtenir de la redondance on obtient donc pour la sortie y_i :

$$\begin{bmatrix} y_i(k) \\ y_i(k+1) \\ y_i(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_1 F \\ C_1 F^2 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ C_1 G & 0 \\ C_1 F G & C_1 G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \end{bmatrix}$$

Après les calculs les matrice devient :

$$\begin{bmatrix} y_i(k) \\ y_i(k+1) \\ y_i(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.9 & -0.01 \\ 0.8098 & -0.0189 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.1 & 0 \\ 0.09 & 0.1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \end{bmatrix}$$

Alors on éliminant les variables d'état entre ces trois équations on obtient :

$$r_i(k) = y_i(k) - 1.89y_i(k-1) + 0.8912y_i(k-2) - 0.1u(k-1) + 0.99u(k-2)$$

III.8.1.2 La relation d'auto-redondance sur le deuxième capteur :

La sortie $y_\omega(k)$ s'écrit $y_\omega(k) = C_2^T x(k)$, avec $C_1 = (0 \ 1)$, la matrice d'observabilité réduite par rapport a la sortie $y_\omega(k)$ est égale a $(C_2 \ C_2 F)^T$ ($n^2 = 2$) a la quelle on rajoute la ligne $C_2 F^2$ pour obtenir de la redondance. On obtient donc la sortie y_ω :

$$\begin{bmatrix} y_\omega(k) \\ y_\omega(k+1) \\ y_\omega(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_2 \\ C_2 F \\ C_2 F^2 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ C_2 G & 0 \\ C_2 F G & C_2 G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \end{bmatrix}$$

Après les calculs les matrice devient :

$$\begin{bmatrix} y_\omega(k) \\ y_\omega(k+1) \\ y_\omega(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0.02 & 0.99 \\ 0.0378 & 0.9799 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0. & 0 \\ 0.002 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \end{bmatrix}$$

Obtient comme précédemment, par substitution de façon à obtenir une relation indépendante des variables d'état .On obtiennent :

$$r_w(k) = y_w(k) - 1.89y_w(k-1) + 0.8912y_w(k-2) - 0.002u(k-2)$$

III.8.1.3 La relation d'inter-redondance entre les deux capteurs :

Le rang de la matrice d'observabilité réduite par rapport a y_i et y_w est de deux, ce qui permet d'écrire quatre relations indépendantes et donc deux relations d'inter-redondance on a :

$$\begin{bmatrix} y_i(k) \\ y_i(k+1) \\ y_w(k) \\ y_w(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_1 F \\ C_2 \\ C_2 1F \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ C_1 G \\ 0 \\ C_2 G \end{bmatrix} u(k)$$

Soit finalement :

$$\begin{bmatrix} y_i(k) \\ y_i(k+1) \\ y_w(k) \\ y_w(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.9 & -0.01 \\ 0 & 1 \\ 0.02 & 0.19 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k)$$

Que l'on peut aussi écrire :

$$\begin{cases} x(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0.02 & 0.99 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y_w(k) \\ y_w(k+1) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} y_i(k) \\ y_i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.9 & -0.01 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.1 \end{bmatrix} u(k) \end{cases}$$

Par substitution de façon à obtenir une relation indépendante des variables d'état On obtenir finalement, les relations d'inter-redondance suivant :

$$r_3(k) = 50y_w(k) - 49.5y_w(k-1) - y_i(k-1)$$

$$r_4(k) = y_i(k) - 45y_w(k) + 44.56y_w(k-1) - 0.1u(k-1)$$

III.8.1.4 Table signature de défauts :

	y_i	y_w	u_1
r_i	1	0	1
r_w	0	1	1
r_3	1	1	0
r_4	1	1	1

III.9 Resultats de sumilation :

III.9.1 Block de simulation : soit le fichier **MATLAB** réalisé pour la simulation d'un générateur de résidus

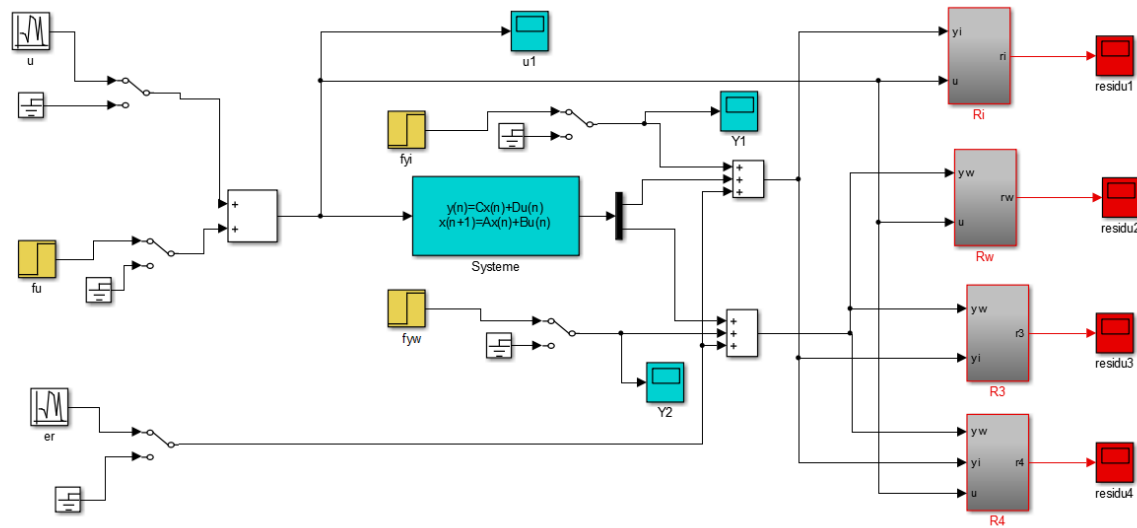


Figure (III- 5) Bloc de simulation pour synthèse des résidus

II. 9. 2 Résultats de simulation

1. Pour l'entrée $f(U)$ sans défaut avec bruit :

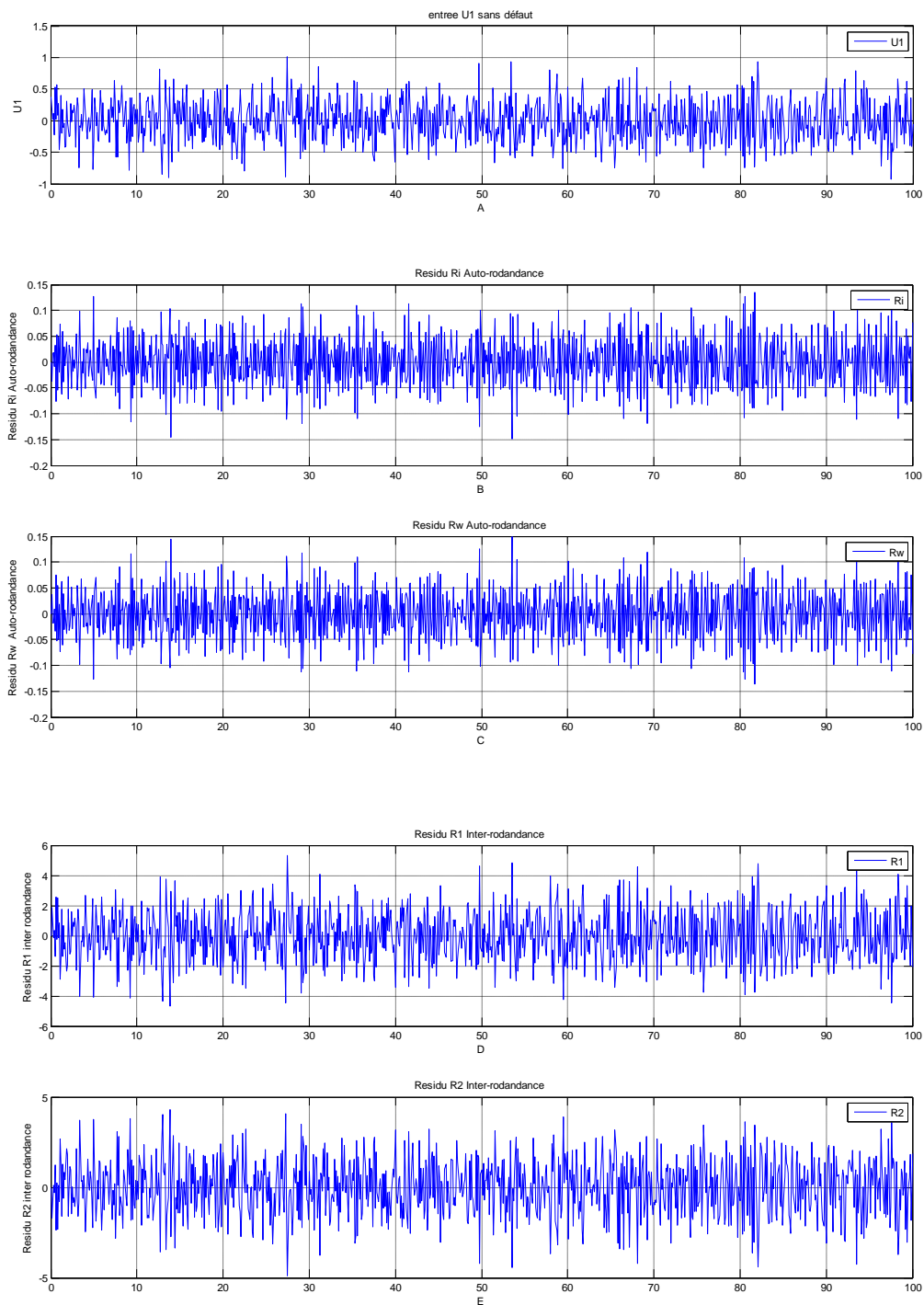


Figure (III- 6) influence de la commande u bruité sans sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (II-6) représente les simulations suivantes :

- **(A) :** a une entrée U1 sous forme d'un bruit a une valeur moyenne 0.est Variance 0.1 et pas d'échantillonnage 0.1
- **(B) : Résidu Ri :** a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 0.7 à -0.7. En a remarque que le **Résidu Ri** n'est pas influé par cette commande.
- **(C) : Résidu Rw :** a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 0.15 à -0.15 En a remarque que le **Résidu Rw** n'est pas influé par cette commande.
- **(D) Résidu R1 :** a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 4 à -4 En a remarque que le **Résidu R1** n'est pas influé par cette commande.
- **(E) Résidu R2 :** a une valeur moyenne 0. Un intervalle de variation de 4 à -4. En a remarque que le **Résidu R2** n'est pas influé par cette commande.

2. Pour l'entrée f(U) avec défaut :

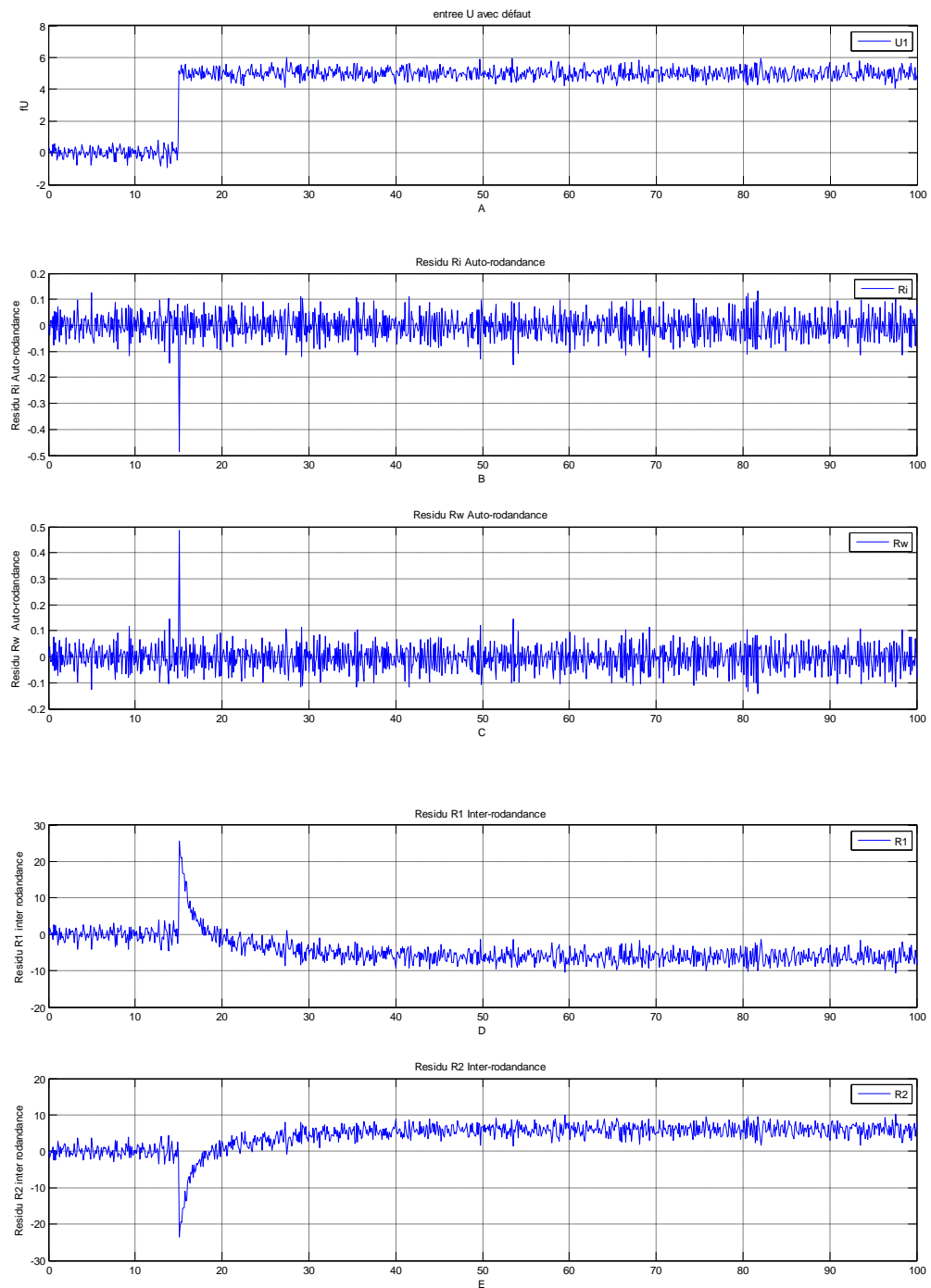


Figure (III- 7) influence de la commande u sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (III-7) représente la simulation suivante

(A) : une entrée U sous forme d'un bruit a une valeur moyenne 0. est Variance 0.1 et pas d'échantillonnage 0.1 on obtient les résultats suivant avec défaut avec forme d'un échelon de retarde 15s d'un niveau 5

(B) : Résidu R_1 fait un pic de -0.5 a l'instant 15s puis revenus a une valeur nulle.

Remarque le Résidus R_1 est influée par le défaut sur la commande $f(u)$ comme signifie dans le tableau de signature

(C) : Résidus R_w : fait un pic de -0.5 a l'instant 15s puis revient a une valeur nulle.

Remarque le Résidus R est 1influeé par le défaut sur la commande $f(u)$ comme signifie dans le tableau de signature

(D) : Résidus R_1 a une valeur moyenne 0. le défaut appliquée a l'instant 15 a une valeur positive 25 puis diminue et un niveau -5 . on Remarque le Résidus R_3 est influée par le défaut sur le commande $f(u)$ comme signifié dans le tableau de signature

(E) : Résidus R_2 a une valeur moyenne 0. le défaut appliquée a l'instant 15 a une valeur négative -25 puis augmenté a 5 .on Remarque le Résidus R_2 est influée par le défaut sur le commande $f(u)$ comme signifié dans le tableau de signature

3. Pour l'entrée f(U) avec défaut est sans bruit :

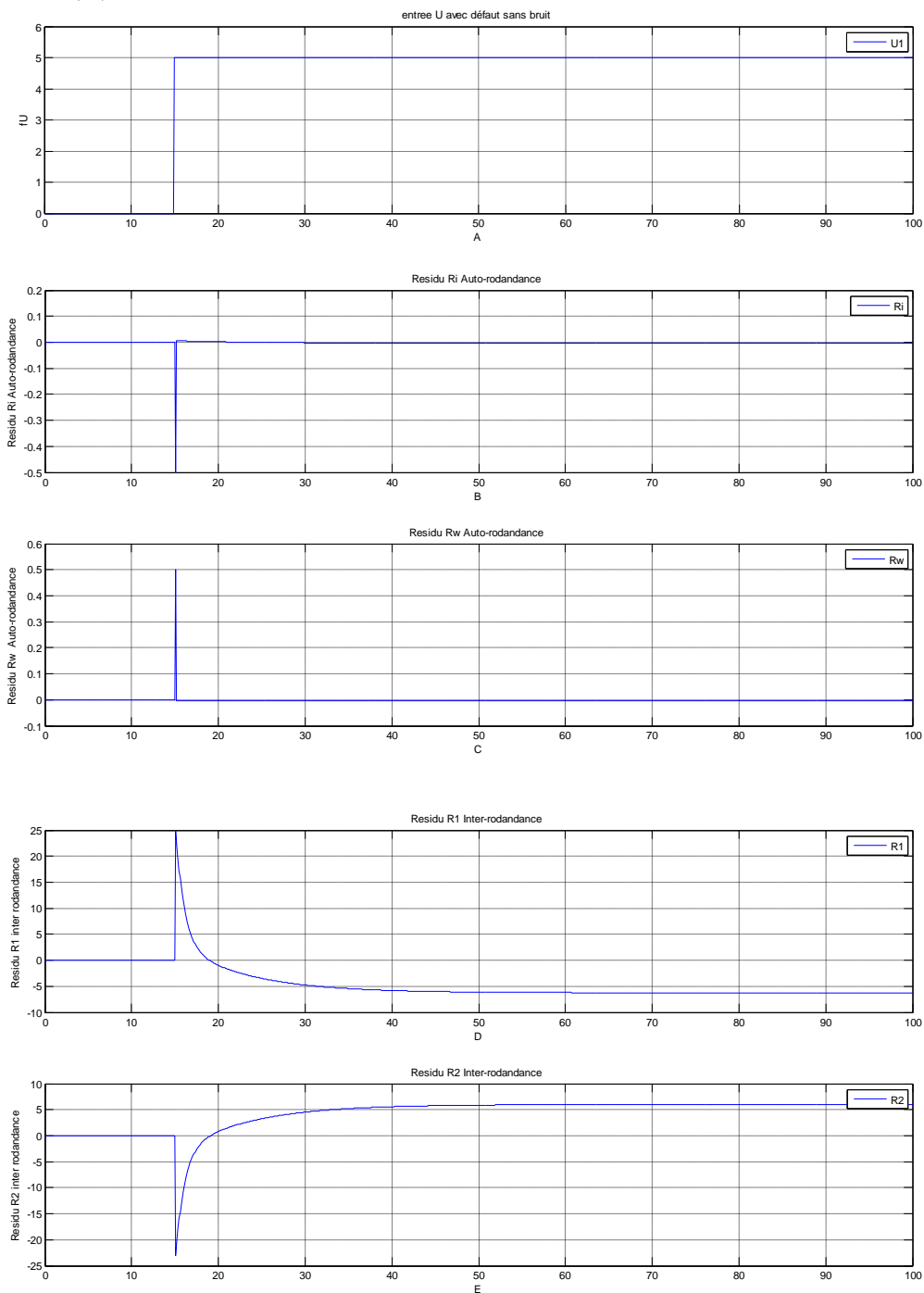


Figure (III- 8) influence de la commande u avec défaut sans bruit sur les résidus

Interprétation du résultat : la figure (III-8) représente les simulations suivantes

- (A) : Une entrée $f(u)$ sous forme d'un échelon de retard 15 s et un a niveau 5
- (B) **Résidu Ri** a une valeur nulle 0. Le défaut appliqué à l'instant 15s produit un pic négative - 0.5. on remarque que le Résidu Ri est influé par le défaut sur la commande $f(u)$ comme signifie dans le tableau de signature
- (C) : **Résidu Rw** : a une valeur nulle 0. Le défaut appliqué à l'instant 15s produit un pic positive 0.5. remarque que le Résidu Rw est influé par le défaut sur la commande $f(u)$ comme signifie dans le tableau de signature
- (D) **Résidu R1** : à une valeur nulle 0. le défaut appliquée à l'instant 15s produit une valeur positive 25 puis diminue à un niveau -5. Remarque le Résidu R1 est influé par le défaut sur la commande $f(u)$ comme signifié dans le tableau de signature
- (E) : **Résidu R2** : à une valeur nulle 0. le défaut appliqué à l'instant 15s produit une valeur négative - 25 puis augmente à un niveau 5. Remarque le Résidu R1 est influé par le défaut sur la commande $f(u)$ comme dans le tableau de signature.

4. Pour la sortie $f(y_i)$ avec défaut sans perturbation :

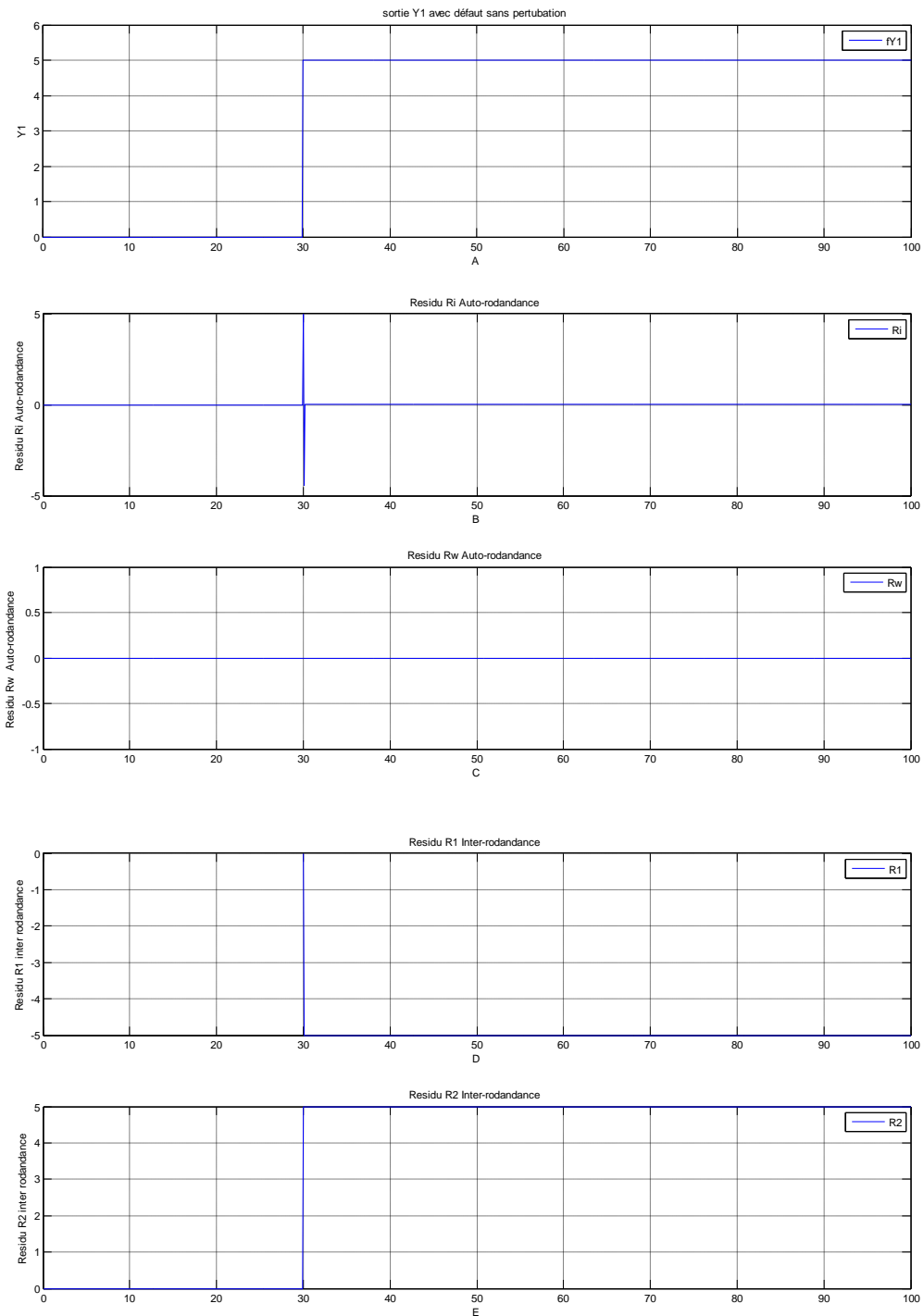


Figure (III- 9) influence de défaut de sortie fY_i avec défaut sans perturbation sur les résidus

Interprétation des résultats : la figure (III-9) représente les simulations suivantes

- (A) : **un défaut de sortie f_{Yi}** sous forme échelon sans perturbation d'un retard de 30 et niveau 5
- (B) : **Résidus R_i** est nul. Est à l'instant 30s un pic de 5 puis il continue nul. en remarque le **Résidus R_i** est influé par le défaut par la sortie **f_{Yi}** comme signifie dans le tableau signature
- (C) : **Résidus R_w** a une valeur nulle aucune réaction avec le défaut **f_{yi}**
- (D) : **Résidus R_1** sous forme d'un échelon a retard 30 s a une valeur final -5 , en remarque le **Résidus R_1** influé par le défaut par la sortie **f_{Yi}** comme dans le tableau signature
- (E) **Résidus R_2** sous forme d'un échelon a retard 30 s a une valeur final 5 , on remarque le **Résidus R_2** est influé par le défaut par la sortie **f_{Yi}** comme signifie dans le tableau signature

5. Pour la sortie $f(y_i)$ avec défaut et avec perturbation

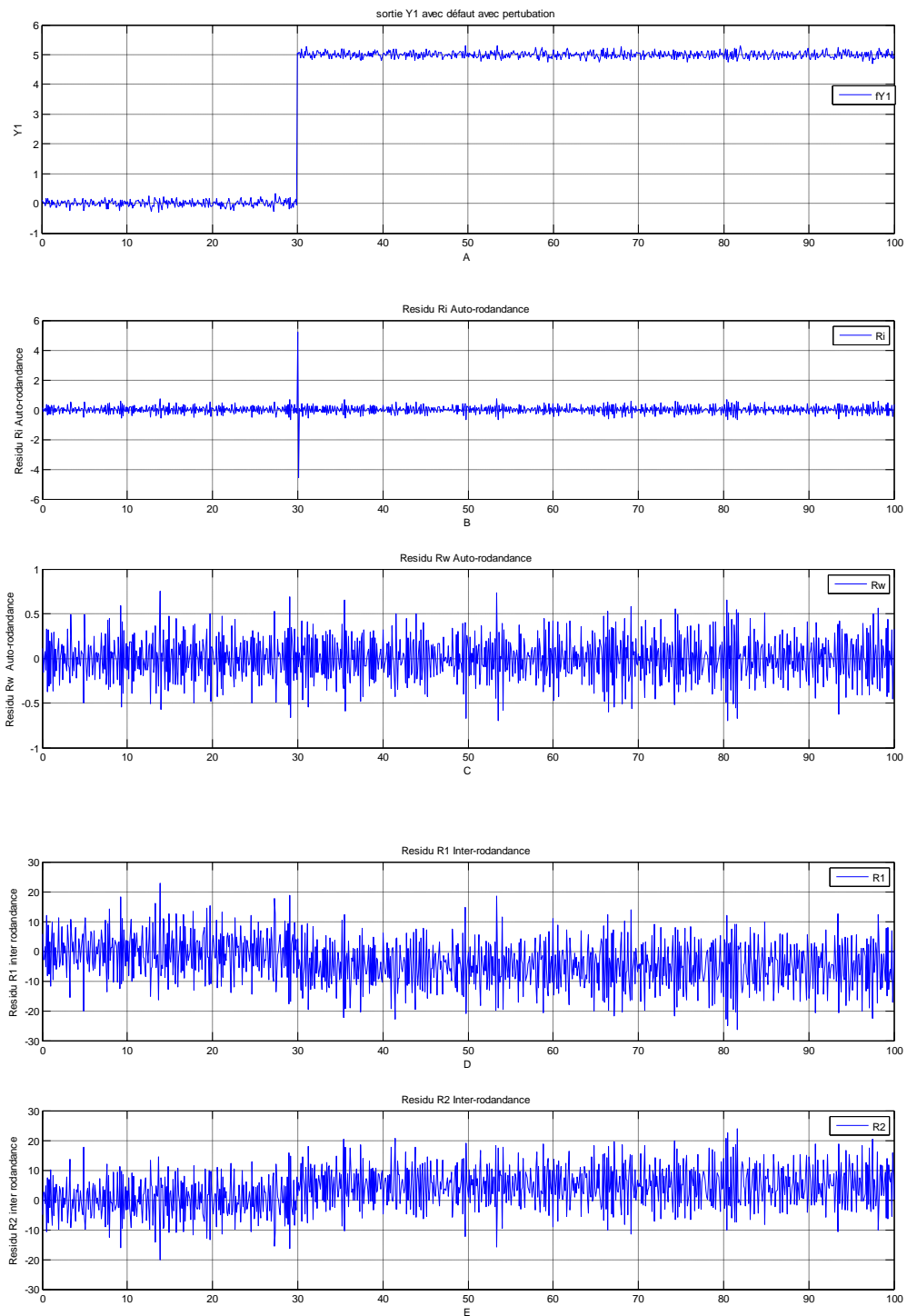


Figure (III- 10) influence de défaut de sortie $fY1$ avec défaut avec perturbation sur les résidus

Interprétation des résultats : la figure (III-10) représente la simulation suivante

- (A) : **un défaut de sortie f_{Yi}** sous forme échelon avec perturbation d'un retard de 30 et un niveau 5
- (B) : **Résidus R_i** : à une valeur moyenne 0. Le défaut est appliqué à l'instant 30s fait un pic de 5 et -5 puis reste une valeur moyenne nulle est une variation négligeable, remarquons le **Résidus R_i** est influé par le défaut sur la sortie **f_{yi}** comme signifie dans le tableau de signature
- (C) : **Résidus R_w** : à une valeur moyenne 0. Et un intervalle de variation de 0.7 à -0.7 . Le **Résidu R_w** n'est influé pas par ce défaut.
- (D) : **Résidus R_1** : a une valeur moyenne 0 jusqu'à l'application de défaut a l'instant 30 s il prend une valeur moyenne -5 est un intervalle de variation de -17 à 7. on a remarqué le **Résidus R_1** est fortement influée par le défaut sur la sortie **f_{yi}** comme dans le tableau de signature
- (E) : **Résidus R_2** : a une valeur moyenne 0 jusqu'à l'application de défaut a l'instant 30 s il prendre une valeur moyenne 5 est un intervalle de variation de -10 à 21. on a remarque le **Résidus R_2** est fortement influée par le défaut sur la sortie **f_{yi}** signifie dans le tableau de signature.

6. Pour la sortie $f(y_\omega)$ avec défaut sans perturbation :

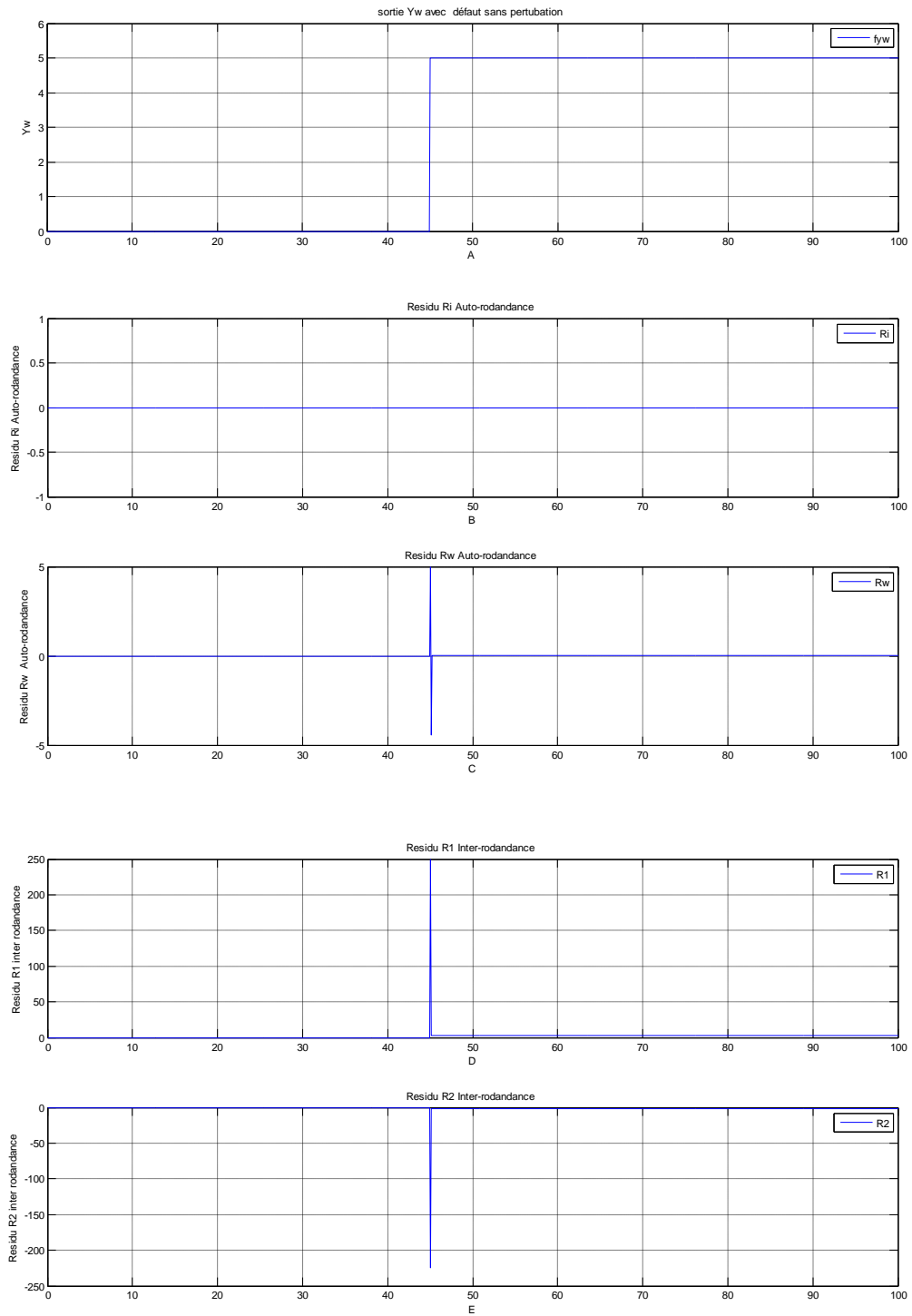


Figure (III- 11) influence de défaut sur la sortie fYw sans perturbation sur les résidus

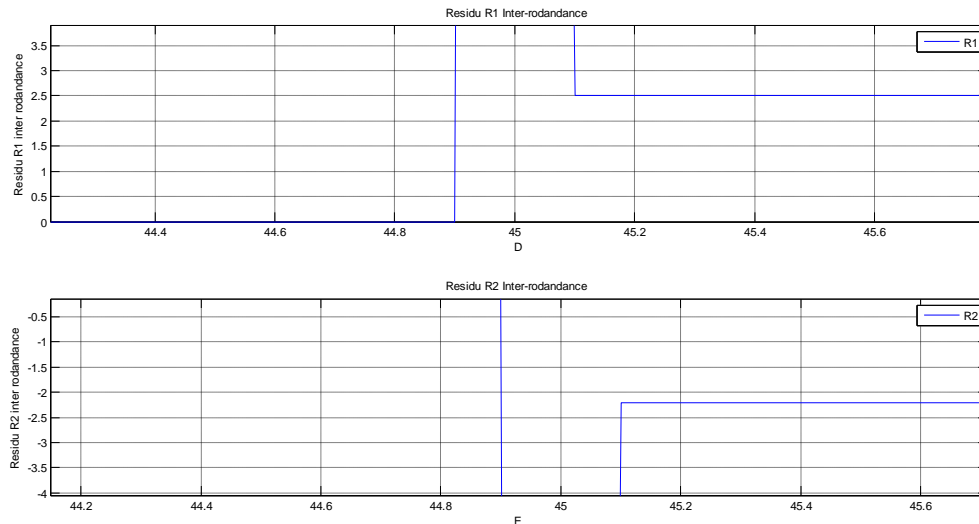


Figure (III- 12) Zoom R3 ET R4 influence de défaut sur la sortie fYw sans perturbation sur les résidus

Interprétation des résultats : les figure (III-11) et (III-12) représente la simulation suivante

- (A) : **un défaut de sortie fYw** sous forme échelon sans perturbation d'un retard de 45 s et niveau 5
- (B) : **Résidu Ri** a une valeur nulle . Remarque le **Résidus Ri n'est** pas influée par le défaut sur la sortie fyw comme dans le tableau de signature.
- (C) : **Résidu Rw** : à valeur 0. Le défaut est appliqué à l'instant 30s fait un pic de 5 et -5 puis reste une valeur moyenne nulle est une variation négligeable, remarquons le **Résidus Rw** est influé par le défaut sur la sortie fyw comme signifie dans le tableau de signature.
- (D) : **Résidus R1** : à une valeur 0. L'application de défaut a l'instante 45 à un pic 250 pour quelque instant bien claire dans la figure (III-12) le résidus pendre une valeur 2.5 . remarque le Résidus R1 fortement influé par le défaut sur la sorties fyw comme signifie dans le tableau de signature
- (E) : **Résidus R2** : à une valeur 0. L'application de défaut a l'instante 45 à un pic - 240 pour quelque instant bien claire dans la figure (III-12) le résidus R2 pendre une valeur -2.2 . on remarque le Résidus R2 fortement influée par le défaut sur la sorties fyw comme dans le tableau de signature

7. Pour la sortie $f(y_\omega)$ avec défaut avec perturbation :

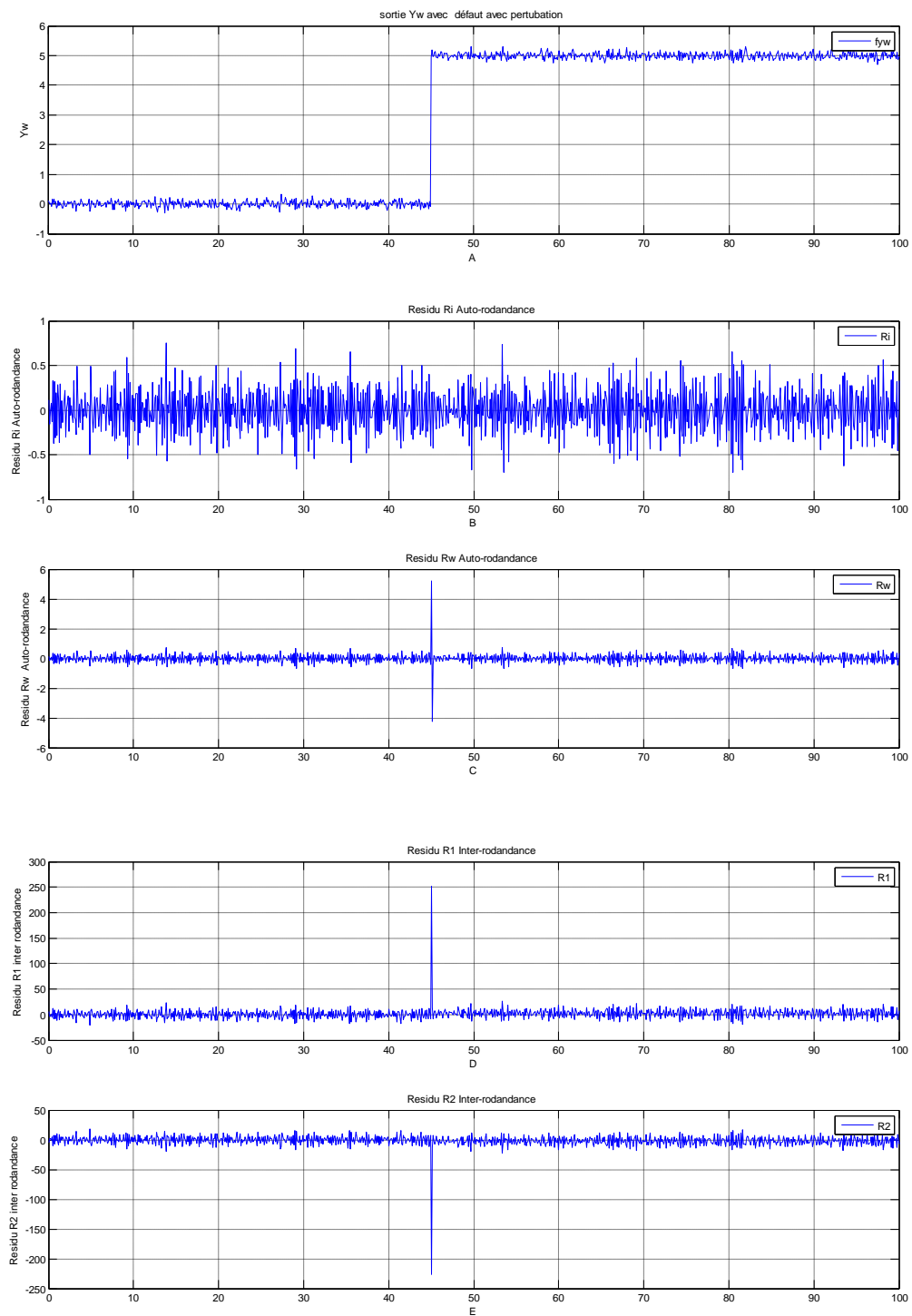


Figure (III- 13) influence de défaut sur la sortie fYw avec perturbation sur les résidus

Interprétation de résultats : figure (III-13) représente les simulations suivante

- (A) : **un défaut de sortie f_{Yw}** sous forme échelon avec perturbation d'un retard de 45 et niveau 5
- (B) : **Résidu R_i** : **Résidu R_i** : à une valeur moyenne 0. Et un intervalle de variation de 0.7 à -0.7 . Le **Résidu R_i** est influé pas par ce défaut.
- (C) **Résidu R_w** à une valeur moyenne 0. Le défaut est appliqué à l'instant 45s fait un pic de 5 et -4 puis reste une valeur moyenne nulle est une variation négligeable, remarquons le **Résidu R_w** est influé par le défaut sur la sortie f_{yw} comme signifie dans le tableau de signature
- (D) : **Résidu R_1** a une valeur moyenne 0. Le défaut et appliqué a l'instant 45 s produit un pic de 250 puis revient a sa valeur moyenne 0 est une variation négligeable. en remarque ou **Résidu R_1** influée par le défaut sur la sortie f_{yw} comme signifie dans le tableau de signature.
- (E) : **Résidu R_2** a une valeur moyenne 0. Le défaut est appliqué a l'instant 45 s produit un pic de -250 puis revient a un niveau de valeur moyenne 0 est une variation négligeable. Le **Résidu R_2** est influé par le défaut sur la sortie f_{yw} comme dans le tableau de signature.

Conclusion :

Dans ce chapitre avons étudié la Méthode de diagnostic par espace de partie d'un système électromécanique (moteur courant continu). En a fait la modélisation dans espace d'état discret puis on calcule la redondance analytique pour générer des résidus. En fin on a fait la simulation par logiciel Matlab pour voir influence des défauts sur les différents capteur.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE :

Dans la majeure partie des travaux effectués dans le domaine de diagnostic des systèmes, les outils servant à la détection et à la localisation des défauts sont synthétisés à partir d'une représentation en d'état en boucle ouvert du système. Les travaux présentés dans cette thèse se scindent en trois chapitres.

Dans le chapitre 1 un état de l'Art sur le diagnostic avec des quelques notion est des définitions sur les termes de diagnostic puis on a cité les avantage et inconvénients de différentes méthodes de diagnostic.

Dans le deuxième chapitre on a étudié le diagnostic par l'approche d'espace de parité dans les défèrent système puis une application sur un système discret linéaire dans le cas dynamique d' auto redondance et inter redondance finaliser par une génération des résidus un test de simulation sur Matlab pour avoir l'influence des défaut d'entrée et de sortie sur les résidus.

Dans le dernière chapitre on a étudié un système complexe moteur a courant continu avec une linéarisation puis nous avons calculer la représentation d'état discret qui permet de l'appliquée la méthode de diagnostic par l'espace de parité (redondance analytique) pour la génération des résidus. En fin un test fait par la simulation avec logiciel Matlab pour voir influence des défauts sur le différent capteur

L'objectif final dans notre travaille est de faire un diagnostic stochastique sur un système dans une représentation discret, on souhaite bien la continuité de notre travaille avec la prochaine promotion d'automatique dans les perspective d'utilisation de l'intelligence artificielle pour le diagnostic des systèmes.

Référentielle :

- [1] : J. Richelet .pratique l'indentification, Hermes, paris, 2002
- [2] : Y. Thomas, signar et systèmes linéaire, 2 end Edition, Masson, 1994
- [3] : H.Unbehaueand G.P .Rao .contious-tines aprouch to system unification a survery – Automatic a, (26):23-35, 1990
- [4] : L.zadeh, outline of anew approche to the analysis of complex systems and decision processes.IEEEtrans, on systems, Man and cybernetics (31):28-44, 1973
- [5] : G.zwingelstiein.diagnostic des défaillances .Hermes, paris, 1995
- [6] : G.zwingelstiein.la maintenance basée sur la fabilité, Hermes, paris, 1996
- [7] : J: Chen and K.J.patton. Robust model- based fault diagnostic for dynamic system
Kluwer Academic publishers ,1999
- [8] : P.M Frank.Fault detection in dynamic systemes using analytical and and know
Ledge-based redundancy .a survery and some new résultats .Automatica.26 (3):459- 474,
, 1990
- [9] : MREHI KAMEL- Estimation d'état et diagnostic de Fonctionnement des system- thèse
Magister en Université Baji Mokhtare ANNABA –Année 2010
- [10] : GAOUAOUI Mohamed –Automatique des systèmes continus Et productiques-Application
a la machine asynchrone thèse Magister en Université Mouloud MAMMERI DE TZI- OUZOU
Automatique 2001.
- [11] : Didier MAQWIN- Module surveillance des processus -- L'INPL- Veindoeuvre-les –
Nancy, janvier 2001
- [12] : Commande et diagnostic des systèmes dynamiques -Modélisation, analyse, commande
par PID et par retour d'état, diagnostic ellipses 2011