

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

**UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES**



Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie

## **Thèse de Doctorat**

Présentée par

**BEDDEK Karim**

Filière : Génie Electrique  
Option : Automatique appliquée

---

### **Détection et localisation de défauts d'un système de conversion d'énergie éolienne**

---

**Devant le jury :**

HABI	Idir	Professeur	UMBB	Président
HASNI	Mourad	Professeur	USTHB	Examineur
LAGHROUCHE	Mourad	Professeur	UMMTO	Examination
KESRAOUI	Mohamed	Maitre de conférences	UMBB	Encadreur
MERABET	Adel	Professeur Assistant	SMU-Canada	Co-Encadreur

## AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au *Laboratory of Control Systems and Mechatronics (LCSM)* de *Saint Mary's University, Halifax, NS, Canada*. Ce travail a été soutenu en partie par le Ministère Algérien de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique et la Fondation Canadienne pour l'Innovation, projet 30527.

Au terme d'un travail de quatre ans de recherche, je tiens à remercier tout d'abord mes parents, mon épouse, ma sœur et mes frères.

Je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse, tout particulièrement :

- Monsieur Adel MERABET, professeur à *Saint Mary's University, Canada* et directeur du LCSM, qui a co-dirigé ces travaux de recherche. Qu'il soit assuré de ma profonde reconnaissance pour ses conseils précieux et la confiance dont il a témoigné à mon égard tout au long de ce parcours.

- Monsieur Mohamed KESRAOUI, professeur à l'Université de Boumerdès, Algérie, qui a dirigé ce travail. Ses conseils judicieux ont été pour moi une aide précieuse.

- Monsieur Rachid BEGUENANE, professeur au *Royal Military College, Kingston, Canada*, pour sa collaboration dans le domaine des systèmes à temps réel.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur Idir HABI, doyen de la Faculté des Hydrocarbure et de la Chimie (FHC) de l'université de Boumerdès et président de jury de soutenance et à tous les membres de jury, pour leur évaluation de mon travail de recherche.

Je tiens à remercier également tous les membres du LCSM, qui ont contribué à rendre ce cadre de travail agréable, tant d'un point de vue technique qu'humain.

Enfin, un remerciement particulier à tous mes collègues et mes amis de département Automatisation et électrification de la FHC en particulier Monsieur KIFOUCHE Razki, Madame NADJI Becharia et Monsieur MAGLOULI Hocine.

# SOMMAIRE

## CHAPITRE 1

### Introduction

1.1 Contexte .....	1
1.1.1 Systèmes de Conversion d'Energie Eolienne (SCEE).....	1
1.1.2 Eolienne avec GSAP .....	2
1.1.3 Surveillance de l'état .....	3
1.2 Motivation .....	5
1.3 Structure de cette thèse.....	7

## CHAPITRE 2

### Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP)

2.1 Introduction .....	8
2.2 Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents .....	8
2.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents fonctionnement mode génératrice .....	9
2.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	10
2.3.2 Équations électriques de la génératrice synchrone à aimants permanents .....	10
2.3.3 Équations mécaniques .....	12
2.3.4 Modèle de la GSAP dans le repère de Park .....	13
2.3.5 Équations électriques dans le repère de Park ( $d, q$ ).....	14
2.3.6 Équations de flux dans le repère de Park .....	15
2.3.7 Schéma électrique équivalent de la GSAP en régime transitoire .....	16
2.3.8 Équations de la GSAP en régime permanent .....	17
2.3.9 Schéma électrique équivalent de la GSAP en régime permanent .....	18
2.3.10 Diagramme vectoriel de la GSAP .....	19
2.3.11 Calcul de l'angle du rotor .....	19
2.4 Calcul des puissances .....	20
2.4.1 Puissance apparente.....	20
2.4.2 Puissance active et réactive .....	20
2.4.3 Puissance dans le repère de Park.....	20
2.5 Expression du couple électromagnétique .....	21
2.6 Modèle d'état de la GSAP .....	22
2.7 Modèle global de la GSAP développé avec une charge résistive et inductive.....	23

2.7.1	Modèle de la charge dans le repère de Park .....	23
2.7.2	Modèle global la GSAP avec $Z_{ligne} = 0$ .....	25
2.7.3	Modèle global de la GSAP avec $Z_{ligne} \neq 0$ .....	28
2.8	Variation des paramètres de la GSAP .....	29
2.8.1	Variation de résistance .....	29
2.8.2	Variation de l'induité .....	29
2.9	Conclusion.....	30

## CHAPITRE 3

### Outils pour la détection et la localisation des défauts

3.1	Introduction .....	31
3.2	Commande tolérante aux défauts .....	31
3.2.1	Définition et classification des défauts.....	31
3.2.2	Commande tolérante aux défauts: définition et tâches.....	32
3.2.3	Commande tolérante aux défauts: structure .....	34
3.2.4	Diagnostic de défaut pour la commande tolérante aux défauts.....	34
3.3.	Mesure du courant et de la tension .....	35
3.3.1	Caractéristiques de l'instrumentation de mesure .....	35
3.3.2	Technologie des capteurs basée sur l'effet Hall .....	40
3.4	Modélisation des défauts .....	43
3.4.1	Hypothèses .....	44
3.4.2	Modélisation.....	44
3.4.3	Effet d'un seul défaut sur les composants $dq$ .....	46
3.5	Génération résiduelle.....	48
3.5.1	Introduction .....	48
3.5.2	Génération résiduelle pour les défauts de capteurs .....	49
3.6	Système de décision: énoncé du problème.....	52
3.7	Système de décision basé sur l'algorithme CUSUM.....	54
3.7.1	L'algorithme CUSUM pour la détection de défauts .....	55
3.7.2	L'algorithme CUSUM pour la détection et l'isolement des défauts .....	56
3.7.3	L'algorithme multi-CUSUM à des fins de mise en œuvre .....	57
3.8	Système de décision basé sur l'algorithme GLR .....	58
3.8.1	L'algorithme GLR pour la détection des défauts: Concepts de base.....	58
3.8.2	L'algorithme GLR pour la détection des défauts additifs.....	60
3.8.3	L'algorithme GLR pour la détection des défauts multiplicatifs .....	61
3.8.4	L'algorithme GLR pour la détection et l'isolement des défauts .....	64

3.8.5 L'algorithme multi-GLR à des fins de mise en œuvre .....	65
3.9 Conclusion.....	67

## CHAPITRE 4

### Approche FDI pour capteur basée sur le signal

4.1 Introduction .....	68
4.2 Positionnement du problème et défis de FDI du capteur .....	69
4.2.1 Positionnement du problème .....	69
4.2.2 Défis de FDI des capteurs dans une GSAP éolienne.....	70
4.2.3 Effet de la variation des paramètres sur les courants estimés du stator .....	71
4.3 Etat de l'art du système FDI de capteurs pour machines à induction .....	72
4.4 Approche FDI pour capteurs basée sur les signaux .....	74
4.4.1 Introduction .....	74
4.4.2 Modèle de système triphasé équilibré .....	74
4.4.3 Génération résiduelle.....	78
4.4.4 Validation .....	82
4.4.5 Validation: utilisation d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation.....	82
4.5 Conclusion.....	96

## CHAPITRE 5

### Approche FDI pour capteurs à base du signal et de la stratégie de changement maximal

5.1 Introduction .....	97
5.2 Description et limite du système FDI pour capteurs à base de signaux .....	98
5.3 Génération résiduelle.....	104
5.3.1 Premier niveau de génération résiduelle .....	104
5.3.2 Deuxième niveau de génération résiduelle.....	106
5.4 Système de décision .....	107
5.5 Validation: utilisation d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation.....	110
5.5.1 Conception du système FDI pour capteurs .....	110
5.5.2 Montage expérimental à des fins de validation.....	111
5.5.3 Résultats expérimentaux et discussion .....	115
5.6 Conclusions .....	124

## CHAPITRE 6

### Conclusions et orientations futures de la recherche

6.1 Conclusions .....	126
6.1.1 Modélisation.....	126
6.1.2 Détection et localisation des défauts .....	126
6.2 Orientations futures de la recherche .....	128
6.2.1 Contrôle.....	128
6.2.2 Détection et localisation des défauts .....	129

## ANNEXE

Table I .....	130
Table II.....	130
1. OP 8660 HIL Contrôleur et interface d'acquisition de données.....	130
1.1 Spécifications des capteurs de courant et de tension.....	131
Table III.....	131
Liste des publications .....	131

# **CHAPITRE 1**

## **Introduction**

## Introduction

### 1.1 Contexte

#### 1.1.1 Systèmes de Conversion d'Énergie Éolienne (SCEE)

Aujourd'hui, presque tous les systèmes commerciaux de conversion d'énergie éolienne (SCEE) connectés au réseau sont des éoliennes à axe horizontal (EAH) à deux ou trois pales [1], comme le montre la figure 1.1.

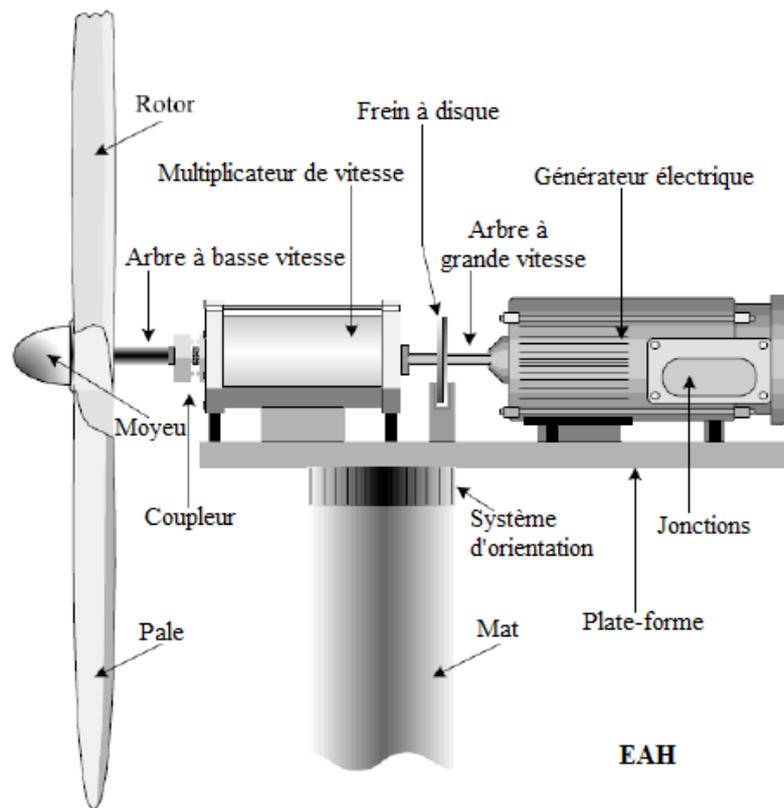


Figure 1.1: Éolienne à axe horizontal [2]

Dans une EAH, l'énergie de vent est transformée dans les pales du rotor en énergie mécanique. Cette énergie mécanique est transmise à son tour à travers la chaîne d'entraînement de l'unité de production où elle est transformée en énergie électrique qui est finalement injectée dans le réseau électrique. Dans les éoliennes modernes, une boîte à vitesses est utilisée dans le but d'amplifier la vitesse de rotation, sauf dans certains types de génératrices telles que les générateurs synchrones à aimants permanents ou GSAP avec un grand nombre de paires de pôles ce qui permet la réduction ou la suppression de la boîte à vitesses.

Il existe différentes technologies pour EAHs. Dans cette thèse, nous nous concentrons sur turbines éoliennes modernes à vitesse variable. Cette technologie, permet de capter l'énergie du vent d'une manière optimale. Ceci est réalisé en modifiant la vitesse de rotation en fonction de la vitesse du vent entrant. En outre, la capacité de faire varier l'angle de calage (l'angle entre le plan de pale et le plan du rotor) des pales permet de limiter la puissance aérodynamique convertie en puissance mécanique, ce qui augmente la plage opérationnelle de l'éolienne.

### 1.1.2 Eolienne avec GSAP

Dans notre étude nous allons nous intéresser à une éolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone à aimants permanents. Ce choix n'est pas fortuit puisqu'il est basé sur les avantages technologiques et économiques qu'offre la GSAP comparée aux autres machines. L'utilisation des aimants permanents a été une vraie révolution dans le domaine de l'utilisation de ces machines, car elle a permis d'éliminer le bobinage rotorique et son excitation ainsi que les balais et les contacts glissants. Ce qui induit moins de maintenance et plus de robustesse pour la machine (voir figure 1.2). Cet avantage a couvert le coût élevé des aimants [3] et [4].

Le progrès technologique dans le domaine de l'électronique de puissance a également conduit vers un progrès important dans les performances globales des entraînements à vitesse variable, ce qui facilite l'autopilotage de la machine synchrone la rendant ainsi très performante comparée à la machine asynchrone et celle à courant continu [5]. Mais l'avantage le plus important de ces machines dans le domaine éolien est l'absence de multiplicateur de vitesse pour des machines de grand nombre de paires de pôles (cette structure permet une variation de vitesse de 0% à 100% de la vitesse nominale de rotation), réduisant ainsi le volume de l'éolienne et la maintenance du système [6].

### Description

L'alternateur est formé d'un stator fixe et d'un rotor tournant. Le stator ou induit se compose d'un noyau feuilleté ayant la forme d'un cylindre vide et comportant des encoches dans lesquelles sont logés les conducteurs d'un enroulement triphasé. Les bobines constituant cet enroulement sont décalées de  $2\pi/3$  et toujours raccordées en étoile et le neutre est accessible pour permettre sa mise à la terre. Le rotor ou inducteur comporte  $p$  pôles nord et  $p$  pôles sud intercalés. Ces pôles sont créés par des bobines alimentées ou par des aimants permanents.

Le nombre de pôles d'un alternateur est imposé par la vitesse du rotor et par la fréquence

du courant à produire. Ainsi, considérons un conducteur de l'induit devant lequel se déplacent les pôles nord et les pôles sud du rotor. Si la tension induite dans ce conducteur rend une série de valeurs positives pendant le passage d'un pôle nord, elle prendra une série de valeurs égales, mais négatives, pendant le passage d'un pôle sud. Chaque fois qu'une paire de pôles se déplace devant un conducteur, la tension induite décrit donc un cycle complet. On en déduit que la fréquence est donnée par l'équation :  $f = \frac{2\pi}{120}$ .

## **Principe de fonctionnement d'une génératrice synchrone**

L'inducteur de la génératrice synchrone, entraîné mécaniquement, crée un champ à répartition spatiale variable dans les bobinages statoriques. Les forces électromotrices (f.e.m) induites dans ces bobinages provoquent la circulation de courants induits qui créent à leur tour un champ statorique dans l'entrefer, qui tourne à la même vitesse que celle du champ inducteur [7].

## **Avantages de la machine synchrone à aimants permanents**

Comparée à la machine asynchrone et à courant continu, la machine synchrone à aimants permanents présente les principaux avantages suivants [8], [3] et [4] :

- Robustesse incontestée par rapport à la machine à courant continu.
- Augmentation de la constante de temps thermique et de la fiabilité grâce à l'élimination des bagues et des balais.
- Facteur de puissance et rendement plus élevés par rapport à la machine asynchrone.
- Cette structure donne à la machine l'avantage de réduire les dimensions et par conséquent un moindre moment d'inertie, ce qui augmente sa fiabilité et sa densité de puissance par unité de volume.
- L'utilisation d'aimants permanents au rotor permet d'éliminer les pertes électriques dans le circuit rotorique.
- Elle possède un couple moteur élevé au démarrage ce qui permet d'éliminer le multiplicateur de vitesse pour les systèmes éoliens.

### **1.1.3 Surveillance de l'état**

Selon [9], les systèmes de surveillance de l'état (également appelés systèmes de surveillance de la santé) jouent un rôle central dans l'établissement d'une maintenance et d'une réparation, basées sur les conditions (ou maintenance prédictive), ce qui est plus avantageux que la

maintenance corrective et préventive. En effet, les systèmes de surveillance de la santé permettent aux propriétaires et aux opérateurs d'économiser financièrement en maximisant la performance de leurs actifs et en ordonnant de manière dynamique l'inspection et la maintenance [10].

Les SCEE sont des systèmes complexes et soumis à un environnement et des perturbations difficiles (turbulences du vent, rafales, perturbations du réseau). Ils sont généralement situés dans des régions éloignées, parfois même au large de la côte. L'énergie éolienne représente une quantité importante de la capacité totale installée des systèmes d'alimentation modernes en énergie électrique. En outre, selon les codes de grille modernes, les fermes éoliennes sont destinées à jouer un rôle actif dans le fonctionnement du système d'alimentation en énergie électrique, avec des systèmes de détection de défauts [11]. A ces fins, des systèmes de surveillance doivent être conçus et mis en place pour les éoliennes afin d'éviter des pannes prématurées et de réduire considérablement les coûts de maintenance.

Le cœur de tout système de surveillance est l'algorithme de diagnostic de défauts. Selon [12], un défaut est une déviation de la structure du système ou des paramètres du système par rapport à la situation nominale et qui dégrade les performances en boucle fermée. Les systèmes de diagnostic des défauts doivent fournir des alertes précoces lors de l'apparition de défauts naissant (petite amplitude) afin d'éviter que le défaut ne cause une panne au niveau du système. À cette fin, un système de diagnostic des défauts doit non seulement détecter (identifier l'occurrence des défauts), mais également localiser (identifier le composant défectueux) le défaut, et identifier probablement son type et sa gravité.

SCEE peut être soumis à différents types de défauts. Les défauts peuvent non seulement affecter un composant donné du système lui-même (défauts internes ou défaut du système), mais aussi les actionneurs et les capteurs. Des statistiques intéressantes sur les taux de panne et les temps d'arrêt du système ont été obtenues à partir de [13] et [14], pour les centrales éoliennes en Allemagne et en Suède, respectivement. Les résultats de ces enquêtes ont plusieurs points communs. Par exemple, nous présentons les taux de panne et les temps d'arrêt du système pour le cas suédois dans la figure 1.2. Il est intéressant de constater que la plupart des échecs sont causés par le système électrique, les capteurs et les composants pales / angle de calage. Cependant, le plus grand temps d'arrêt est causé par les défaillances dans la boîte de vitesses, suivie du système de commande et du système électrique.

Notez à la figure 1.2 que les pannes dans les capteurs et dans le générateur sont à 14,1% et 5,5% des pannes totales du SCEE, alors qu'ils représentent 5,4% et 8,9% des temps d'arrêt du SCEE. À partir de ces statistiques, il semble intéressant d'étudier et de concevoir des

systèmes de diagnostic des pannes pour surveiller les capteurs du générateur d'une éolienne. Effectuer un diagnostic de défaut sur les capteurs est en effet très important. D'une part, les informations erronées fournies par un capteur défectueux sont utilisées par le système de contrôle pour calculer la loi de commande. Le signal de commande tentera de compenser le défaut, ce qui est considéré comme une perturbation. Cela produira une dégradation dans les performances en boucle fermée. Ainsi, un système de diagnostic de défaut de capteur est la première étape pour éviter la dégradation des performances en boucle fermée. D'autre part, tout système de surveillance utilise les informations fournies par les capteurs. Pour que le système de surveillance fonctionne correctement, nous devons nous assurer que les capteurs se comportent correctement. Par conséquent, le diagnostic des défauts du capteur doit être le premier niveau de tout système de surveillance de l'état.

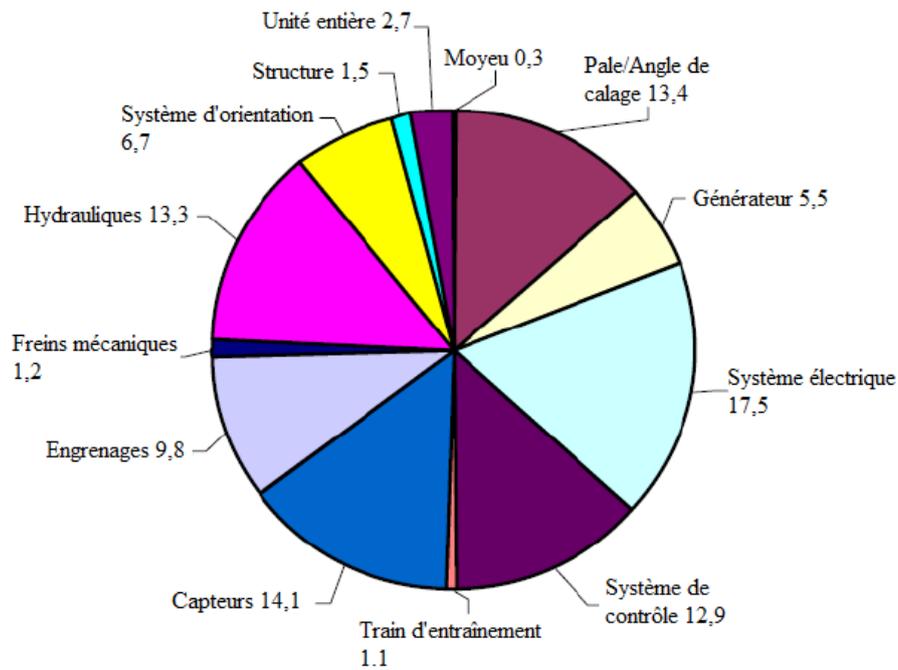
## 1.2 Motivation

Dans les lignes précédentes, nous avons présenté quelques concepts et avantages derrière les systèmes de surveillance, qui sont basés sur des algorithmes de diagnostic des défauts. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à la détection et la localisation de défauts naissants (petites amplitudes) affectant les capteurs des signaux triphasés électriques (courants et tensions) d'une GSAP éolienne contrôlée et avec défaut de rotation. Nous visons à concevoir un système de détection et de localisation des défauts pour capteur capable de fonctionner correctement malgré les changements dans les références et les perturbations, ainsi que les incertitudes de modélisation / paramètre et les défauts de rotations qui sont inévitables dans un système éolien réel.

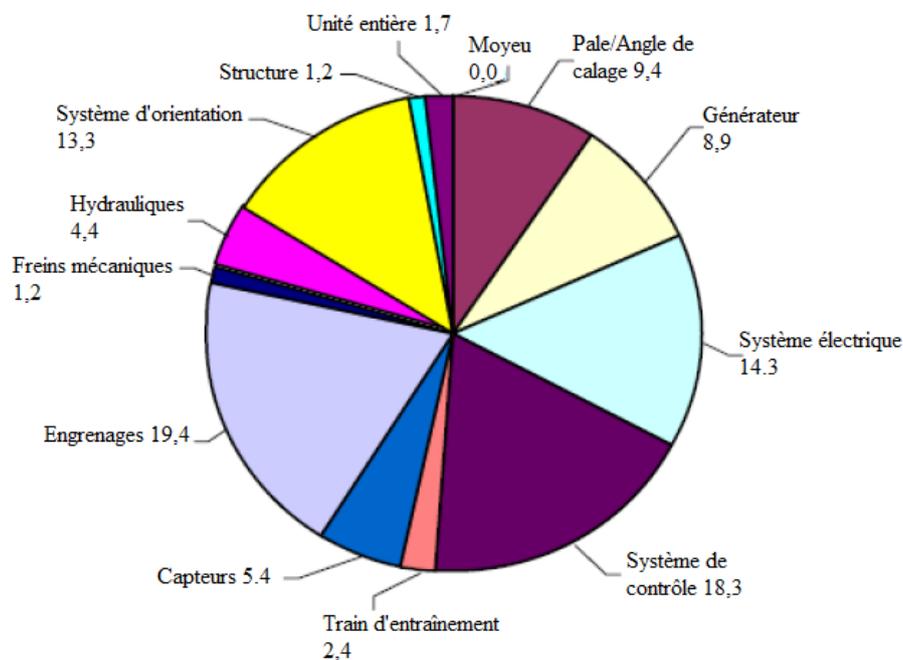
De nombreux auteurs ont travaillé sur la détection des défauts (FD) et la détection et la localisation des défauts (FDI) pour les machines à induction. Parmi eux, [15], [16], [17], [18] et [19] qui effectuent un FDI du capteur pour les moteurs à induction contrôlés, tandis que [20], [21], [22] et [23] appliquent le FDI du capteur à une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) pour les applications d'éoliennes.

Cependant, aucun des travaux antérieurs n'a toutes les caractéristiques suivantes: 1) La performance du système FDI pour capteur est robuste contre les défauts de rotation de génératrice éolienne, qui sont des défauts souvent fréquentables dans un SCEE réel. 2) Le système FDI des capteurs traite les défauts naissants (petite amplitude) (additifs ou multiplicatifs) qui peuvent dégrader les performances en boucle fermée. 3) La performance du système FDI du capteur est robuste contre les changements dans les références / perturbations

ainsi que dans les incertitudes de modélisation / paramètre. 4) La conception des systèmes FDI du capteur est réalisée selon une méthodologie systématique, notamment sur la conception du générateur résiduel et du système décisionnel. Cela constitue une motivation pour proposer différentes approches pour FDI pour capteurs, qui ont toutes les caractéristiques décrites précédemment.



(a)



(b)

Figure 1.2: (a) Répartition des taux de panne, et (b) pourcentage de temps d'arrêt par composante en Suède entre 2000-2004, [14]

### 1.3 Structure de cette thèse

Cette thèse est organisée comme suit:

Le chapitre 2 est consacré à la modélisation de la GSAP. A la fin de ce chapitre nous avons conclu que, les hypothèses simplificatrices et la dépendance des modèles de la GSAP aux paramètres (résistance et inductance) qui ne sont pas parfaitement connus, sont les principaux obstacles pour la construction des systèmes robustes de détection et de localisation de défauts à base de modèles.

Dans le chapitre 3, nous présenterons quelques définitions et outils nécessaires à la conception des systèmes de détection et de localisation des défauts (FDI). La modélisation des défauts du capteur est détaillée dans ce chapitre, ainsi que différents schémas multi-observateurs pour la génération résiduelle. Enfin, le système de décision basé sur l'algorithme de détection de changement statistique, à savoir la somme cumulée (CUSUM) et le GLR (Generalized Likelihood Ratio) est présenté en détail. En particulier, les schémas de décision basés sur des fonctions de décision combinées CUSUM (ou GLR) qui traitent tout le vecteur résiduel à la fois et assurent à la fois la détection et la localisation des défauts sont détaillés.

Les chapitres 4 et 5 sont le noyau de la présente thèse. Dans ces chapitres, nous proposerons de nouvelles approches pour effectuer le FDI pour capteurs mesurant des signaux électriques triphasés (courants ou tensions) d'une GSAP contrôlée et qui présente un défaut de rotation. Deux approches sont proposées pour la conception d'observateurs à des fins de génération résiduelle. La première approche est basée sur le modèle des signaux triphasés. Et la seconde utilise un système de génération résiduelle en deux niveaux et qui exploite les avantages de l'approche à base de signal et les avantages d'une stratégie que nous avons appelée stratégie de changement maximal. Une validation approfondie à temps réel est effectuée sur un système expérimental de conversion d'énergie éolienne, à base d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation pour valider les avantages des systèmes FDI de capteurs proposés face aux défauts additifs et multiplicatifs. La première approche proposée est capable de faire face aux défauts additifs seulement, par contre la deuxième approche est capable de faire face aux défauts additifs et multiplicatifs en même temps.

Et enfin au chapitre 6 des conclusions et orientations futures de la recherche.

## **CHAPITRE 2**

### **Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP)**

## **Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP)**

### **2.1 Introduction**

Afin de limiter l'importante consommation d'énergie et les problèmes d'environnement générés, les solutions d'entrainements électriques plus compactes et à rendement plus élevé sont devenues très recherchées. Ainsi, les génératrices conventionnelles sont de plus en plus remplacées par les génératrices synchrones à aimants permanents (GSAP) à structures spéciales. En effet, de telles structures n'ayant aucun enroulement au rotor, donc engendrant moins de pertes de fer, présentent un rendement plus élevé que celui des machines conventionnelles et moins de maintenance.

La machine synchrone à aimants permanents malgré toutes ces qualités a été handicapée, pendant longtemps par le fait qu'elle est fortement non linéaire et que ses paramètres ne sont pas connus avec certitude. De même, elle produit des perturbations non mesurables. Les modèles des GSAP à paramètres constantes développés, sont insuffisants pour prédire les performances dynamiques du système et de construire des algorithmes de commande tolérante aux défauts. Il existe dans la littérature pas mal de modèles des machines synchrones à aimants permanents à paramètres variables, mais ces modèles sont d'une très grande complexité et ils ne sont pas précis suffisamment pour des algorithmes de détection et de localisation des défauts naissants dans la génératrice. Toutes ces caractéristiques rendent la mise en œuvre d'une loi de commande ou de diagnostic très compliquée, mais grâce à des évolutions intéressantes ces dernières années au niveau des algorithmes de contrôle et de diagnostic, tous ces inconvénients sont devenus faciles à surmonter.

Le but de ce chapitre est de démontrer la dépendance de modèle de GSAP à la variation de ces paramètres et que ces modèles sont construits sur des hypothèses simplificatrices inévitables, comme conséquence ces modèles sont insuffisant pour une stratégie de diagnostic robuste.

### **2.2 Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents**

L'avantage principal des machines synchrones à aimants permanents réside dans la haute vitesse et génèrent des puissances très élevée. Les développements actuels sont dus à la baisse des coûts des composants semi-conducteurs, à l'apparition d'aimants permanents à haute performance et

à faible perte fer. Le stator de la machine à un bobinage conventionnel identique à celui de la machine synchrone usuelle. Le champ magnétique d'excitation du rotor est fourni par des aimants permanents, contrairement à la machine conventionnelle.

La GSAP, permet d'effectuer la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique alternative et plus particulièrement une machine triphasée fournissant un système équilibré de tensions et de courants alternatifs, dans laquelle les champs magnétiques statorique et rotorique sont en rotation synchrone, c'est-à-dire à la même vitesse et un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

L'excitation de la génératrice synchrone à aimants permanents est faite par des aimants permanents liés au rotor (inducteur). Il y a des structures de GSAP à rotor interne et stator externe d'une part, et des structures de GSAP à stator interne et rotor externe, d'autre part (voir figure 2.1). Toutefois, les GSAP avec stator externe sont plus performants en termes de puissance massique et volumique et couple massique et volumique puisque le refroidissement des enroulements statoriques est plus aisé lorsque le stator est en contact avec l'air ambiant.

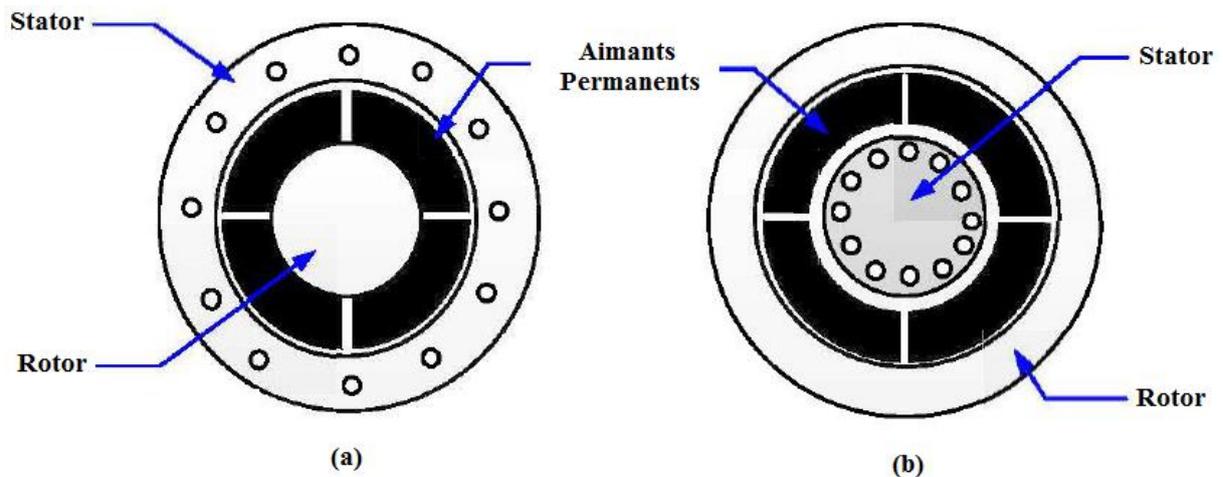


Figure 2.1: Génératrice synchrone à aimants permanents, (a) structure à rotor interne (b) structure a rotor externe

### 2.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents fonctionnement mode génératrice

Actuellement la littérature témoigne d'un grand intérêt pour la MSAP [24], [25], [26] et [27]. En effet, elle a une large utilisation dans le domaine de l'entraînement électrique à vitesse variable. Dans notre travail, nous décrivons la modélisation de la machine synchrone à aimant permanente (MSAP) dans le repère lié au rotor et dans le repère lié au stator (repère de Park).

### 2.3.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la MSAP est beaucoup plus complexe que celui de la machine à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commande de plus en plus performantes et par voie de conséquence, leur commande est plus compliquée du fait que:

1. Les grandeurs sont alternatives, à fréquences fixes ou variables.
2. Le système est non linéaire à coefficients variables à entrées et sorties multiples.

Les modèles des GSAP établis sont basés sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte, le modèle sera simple pour un nombre d'hypothèses plus grand. Dans ce cas, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes [24], [28], [29] et [30] :

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Le circuit magnétique est supposé non saturé.
- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.

### 2.3.2 Équations électriques de la génératrice synchrone à aimants permanents

Les équations électriques régissant le fonctionnement de la GSAP dans le repère fixe lié au stator ( $a, b, c$ ) de la génératrice s'écrivent sous la forme suivante :

$$[V_s] = [-R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Psi_s] \quad (2.1)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix}, \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$[V_s]$  : Vecteur des tensions statoriques.

$[R_s]$  : Matrice des résistances statoriques.

$[i_s]$  : Vecteur des courants statoriques.

$[\Psi_s]$  : Vecteur des flux statoriques.

Les flux totalisés  $[\Psi_s]$  des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante :

$$[\Psi_s] = [-L_{ss}][i_s] + [\Psi_{sf}] \quad (2.3)$$

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Où:

$L_{sa}, L_{sb}$  et  $L_{sc}$  : Des inductances propres aux phases  $(a, b, c)$  respectivement.

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$ : Des inductances mutuelles aux phases  $(a, b, c)$  respectivement.

$[\Psi_{sf}] = [\Psi_{af} \quad \Psi_{bf} \quad \Psi_{cf}]^T$ : Représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases  $(a, b, c)$ .

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les aimants permanents dépend de la position angulaire électrique  $\theta_r$  du rotor.

$$L_{sf} = \hat{\Psi}_{fd} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

D'après la figure 2.2, la forme matricielle des inductances statoriques en fonction de la position du rotor  $\theta_r$  est donnée par la forme suivante :

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} l_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & -\frac{L_{os}}{2} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{os}}{2} - L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{os}}{2} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & l_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{os}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{os}}{2} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{os}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) & l_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$l_{ls}$  : Inductance de fuite.

$L_{os}$  : Terme constante de l'inductance propre d'une phase.

$L_{2s}$  : Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase.

$\theta_r$  : Position électrique du rotor.

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.7)$$

Pour l'étude du fonctionnement de la machine dans tous les régimes, nous allons utiliser le système d'équations électriques suivant :

$$[V_s] = [-R_s][i_s] + \frac{d\{[-L_{ss}][i_s]\}}{dt} + \frac{d\{[L_{sf}]\}}{dt} \quad (2.8)$$

Il est possible d'aboutir à l'expression des tensions en fonction des courants, du flux et de la vitesse de rotation.

$$[V_s] = [-R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d[i_s]}{dt} - \omega_r \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + \omega_r \frac{d[\Psi_{sf}]}{d\theta_r} \quad (2.9)$$

### 2.3.3 Équations mécaniques

Si on néglige le frottement sec, le couple électromécanique fourni est transmis à la charge. Selon la loi de Newton, l'équation fondamentale est:

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + J\Omega \quad (2.10)$$

où

$$\omega_r = p\Omega \quad (2.11)$$

Avec:

$p$  : Nombre de paires de pôles.

$J$  : Le moment d'inertie total ramené sur l'arbre.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique délivré par la machine.

$C_r$  : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

D'une façon générale, le couple électromécanique délivré par la machine, obtenu à partir de la dérivée de l'énergie mécanique par rapport à la position électrique du rotor, est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} p [i_s]^T \left[ \frac{d[i_s]}{d\theta_r} \right] [i_s] \quad (2.12)$$

En faisant apparaître les grandeurs statoriques et rotoriques dans l'équation (2.12), on aboutit à la formule du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} p \left[ \frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} + [i_s]^T \frac{d[\Psi_{sf}]}{dt} \right] \quad (2.13)$$

À partir des équations précédentes, nous remarquons que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficient variables. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser des transformations mathématiques (repère de Park), qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles dans un repère moins difficile. Ainsi, nous allons présenter la modélisation de la GSAP dans le repère lié au rotor puis au stator en utilisant la transformation de Park.

### 2.3.4 Modèle de la GSAP dans le repère de Park

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et elle permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements  $a$ ,  $b$  et  $c$ . Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé  $(a, b, c)$  à une représentation dans le repère cartésien  $(d, q)$  comme la montre la figure 2.2.

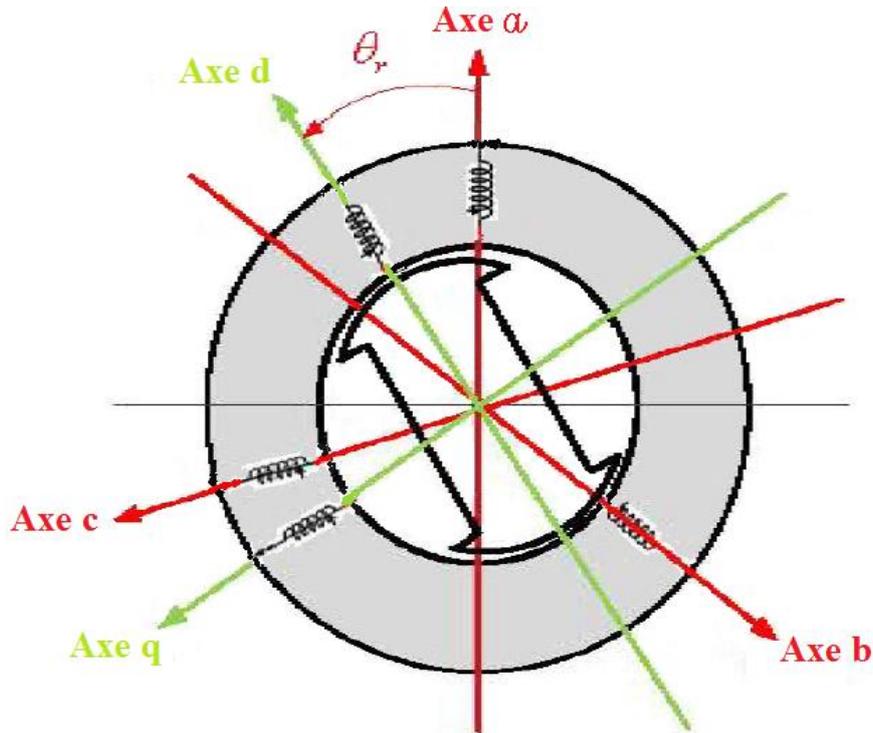


Figure 2.2 : Représentation de la GSAP dans le repère de Park

Pour exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère, nous allons appliquer la transformation orthogonale au stator et au rotor, en nous basant sur les hypothèses simplificatrices. La transformation de Park utilisée, conserve l'expression de la puissance instantanée.

### 2.3.5 Équations électriques dans le repère de Park ( $d, q$ )

Avec un système biphasé ( $d, q$ ) obtenu par deux bobines décalées de  $\frac{\pi}{2}$  dans l'espace, on peut créer un champ tournant identique à celui créé par un triphasé ( $a, b, c$ ) déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$ . Par la suite, nous utiliserons également des transformations orthogonales, dont l'inverse de la matrice de passage est égal à sa transposé.

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

L'inverse de la matrice  $[P(\theta_r)]$  est calculé comme suit :

$$[P(\theta_r)]^{-1} = [P(\theta_r)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Soit  $[P(\theta_r)]$  la matrice de transformation de Park, cette transformation fait correspondre les vecteurs  $[V_{dq0}]$ ,  $[i_{dq0}]$  et  $[\Psi_{dq0}]$ . Le vecteur  $V_0$  représente la composante homopolaire et les vecteurs  $V_d$  et  $V_q$  représentent les vecteurs déphasés des tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ .

Après transformation et simplification, le système d'équations des tensions dans le repère de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d + \left(\frac{d\Psi_d}{dt}\right) - p\omega_r \Psi_q \\ V_q = -R_s i_q + \left(\frac{d\Psi_q}{dt}\right) - p\omega_r \Psi_d \\ V_0 = -R_s i_0 + \left(\frac{d\Psi_0}{dt}\right) \end{cases} \quad (2.16)$$

Ce système représente le modèle électrique dynamique de la GSAP dans le référentiel de Park, dans le cas où le système est équilibré, la troisième équation est nulle.

Dans le système  $(d, q)$  tournant à la vitesse du rotor, les grandeurs électriques et magnétiques sont de type continu, ce qui rend sa commande similaire à la commande des machines à courant continu. Ce système est généralement utilisé dans la commande vectorielle de la GSAP.

### 2.3.6 Équations de flux dans le repère de Park

De même, pour le flux, en appliquant la transformée de Park à l'équation (2.3) nous obtenons l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = -[P(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + [P(\theta_r)] i_f \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Les flux totalisés dans chaque phase s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \Psi_d = -L_d i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = -L_q i_q \end{cases} \quad (2.18)$$

Où  $L_d$  et  $L_q$  sont respectivement les inductances directe et quadrature. Elles sont supposées indépendantes de la position  $\theta_r$ ,  $\Psi_f$  valeur crête du flux généré par les aimants lorsque son axe longitudinal est aligné avec celui de l'un des enroulements statoriques.

En remplaçant l'équation (2.18) dans l'équation (2.16), on obtient:

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d + \frac{d(-L_d i_d + \Psi_f)}{dt} - p\omega_r (-L_q i_q) \\ V_q = -R_s i_q + \frac{d(-L_q i_q)}{dt} + p\omega_r (-L_d i_d + \Psi_f) \end{cases} \quad (2.19)$$

Après transformation et arrangement des équations en faisant les manipulations et les transformations nécessaires, on aboutit aux équations électriques de la GSAP exprimées dans le repère lié au rotor donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d - L_d \frac{d(i_d)}{dt} + p\omega_r L_q i_q \\ V_q = -R_s i_q - L_q \frac{d(i_q)}{dt} - p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \Psi_f \end{cases} \quad (2.20)$$

On peut aussi écrire l'équation (2.20) comme suite :

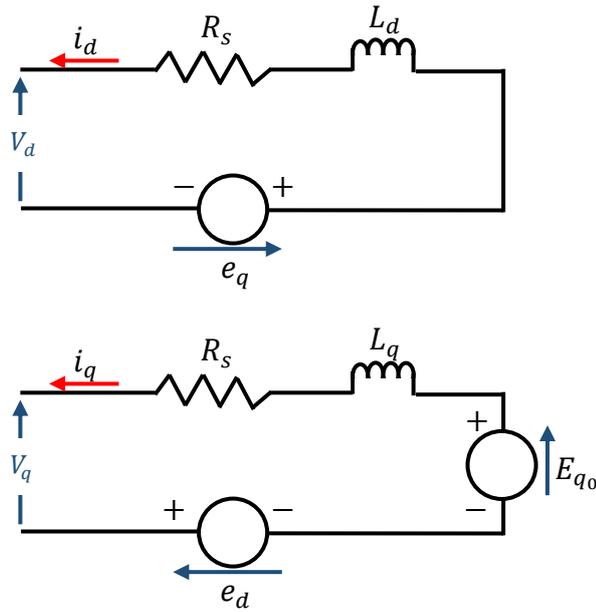
$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d - L_d \frac{d(i_d)}{dt} + e_q \\ V_q = -R_s i_q - L_q \frac{d(i_q)}{dt} - e_d + E_{q0} \end{cases} \quad (2.21)$$

Tel que :

$$e_q = p\omega_r L_q i_q, \quad e_d = p\omega_r L_d i_d, \quad E_{q0} = p\omega_r \Psi_f \quad (2.22)$$

### 2.3.7 Schéma électrique équivalent de la GSAP en régime transitoire

La figure 2.3, montre le schéma équivalent en régime transitoire de la GSAP dans le repère de Park.


 Figure 2.3: Circuit équivalent de la GSAP dans le repère de  $d$  et  $q$ 

Traditionnellement, le circuit équivalent par phase de la GSAP de la figure 2.3 est exploité pour l'analyse et la simulation numérique des entraînements de ce type de machine en régime transitoire.

### 2.3.8 Équations de la GSAP en régime permanent

On suppose qu'en régime permanent, les dérivées des courants sont nulles ( $\frac{di_d}{dt} = 0, \frac{di_q}{dt} = 0$ ).

Donc, on peut écrire le système d'équations (2.21) comme suit:

$$\begin{cases} V_d = -R_s I_d + e_q = -R_s I_d + p\omega_r L_q I_q \\ V_q = -R_s I_q - e_d + E_{0q} = -R_s I_q - p\omega_r L_d I_d + p\omega_r \Psi_f \end{cases} \quad (2.23)$$

On a aussi:

$$\begin{cases} \bar{I}_t = I_d + jI_q \\ \bar{V}_t = V_d + jV_q \end{cases} \quad (2.24)$$

On substitue l'équation (2.23) dans (2.24), on obtient :

$$\begin{aligned} \bar{V}_t &= V_d + jV_q = -R_s I_d + p\omega_r L_q I_q + j(-R_s I_q - p\omega_r L_d I_d + p\omega_r \Psi_f) \\ &= -R_s (I_d + jI_q) + (p\omega_r L_q I_q - jp\omega_r L_d I_d) + jp\omega_r \Psi_f \end{aligned} \quad (2.25)$$

En régime permanent, on peut déterminer les termes des courants  $(p\omega_r L_q I_q - jp\omega_r L_d I_d)$  comme suit:

$$\begin{aligned} (p\omega_r L_q I_q - jp\omega_r L_d I_d) &= (p\omega_r L_q I_q - jp\omega_r L_d I_d) + (jp\omega_r L_q I_d - jp\omega_r L_q I_d) \\ &= -jp\omega_r L_q (I_d + jI_q) - jp\omega_r (L_d + L_q) I_d \end{aligned} \quad (2.26)$$

On obtient:

$$(p\omega_r L_q I_q - jp\omega_r L_d I_d) = -jp\omega_r L_q \bar{I}_t - jp\omega_r (L_d + L_q) I_d \quad (2.27)$$

En remplaçant l'équation (2.27) dans (2.25) on obtient :

$$\bar{V}_t = -R_s \bar{I}_t - jp\omega_r L_q \bar{I}_t - jp\omega_r (L_d + L_q) I_d + jE_{0q} \quad (2.28)$$

Après simplification on obtient l'équation suivante :

$$\bar{V}_t = -(R_s + jp\omega_r L_q) \bar{I}_t + \bar{E}_t \quad (2.29)$$

Tel que :

$$\bar{E}_t = j(E_{0q} - P\omega_r (L_d + L_q) I_d) \quad (2.30)$$

### 2.3.9 Schéma électrique équivalent de la GSAP en régime permanent

La figure 2.4, montre le schéma équivalent en régime permanent de la GSAP dans le repère de Park.

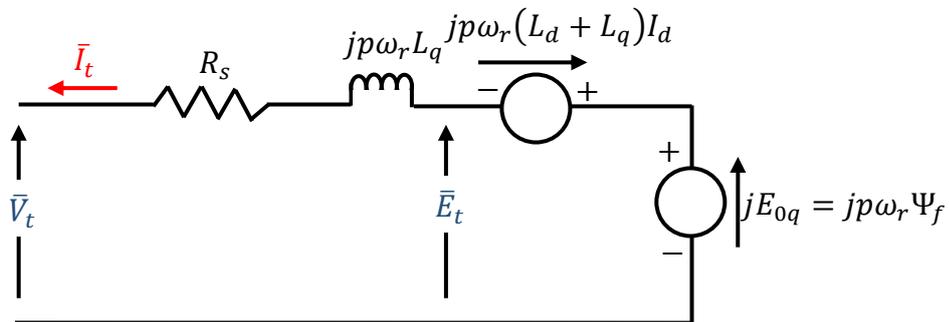


Figure 2.4 : Circuit équivalent de la GSAP en régime permanent

### 2.3.10 Diagramme vectoriel de la GSAP

Le diagramme vectoriel nous permis d'analyser le fonctionnement de la GSAP en régime permanent, il est représenté sur la figure 2.5.

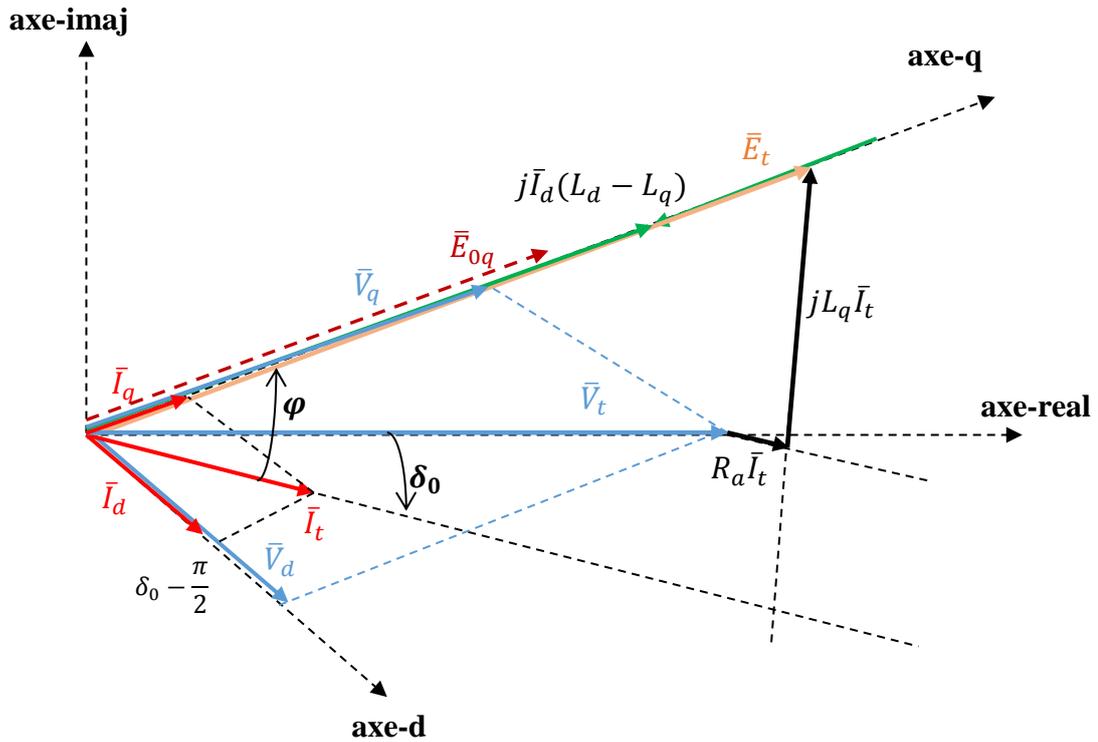


Figure 2.5 : Diagramme vectoriel de la GSAP

D'après de la figure 2.5 on peut déterminer les équations des tensions et des courants:

$$\begin{cases} V_d = V_t \sin \delta_0 \Rightarrow \bar{V}_d = V_t \sin \delta_0 \angle \left( \delta_0 - \frac{\pi}{2} \right) \\ V_q = V_t \cos \delta_0 \Rightarrow \bar{V}_q = V_t \cos \delta_0 \angle \delta_0 \end{cases} \quad (2.31)$$

$$\begin{cases} I_d = I_t \sin(\delta_0 + \varphi) \Rightarrow \bar{I}_d = I_t \sin(\delta_0 + \varphi) \angle \left( \delta_0 - \frac{\pi}{2} \right) \\ I_q = I_t \cos(\delta_0 + \varphi) \Rightarrow \bar{I}_q = V_t \cos(\delta_0 + \varphi) \angle \delta_0 \end{cases} \quad (2.32)$$

### 2.3.11 Calcul de l'angle du rotor

L'angle de rotation est calculé par l'équation suivante :

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{L_q I_t \cos(\varphi) - R_s I_t \sin(\varphi)}{V_t + R_s I_t \cos(\varphi) + L_q I_t \sin(\varphi)} \right) \quad (2.33)$$

Pour  $R_s = 0$

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{L_q I_t \cos(\varphi)}{V_t + L_q I_t \sin(\varphi)} \right) \quad (2.34)$$

## 2.4 Calcul des puissances

### 2.4.1 Puissance apparente

La puissance apparente totale  $S_{3\phi}$  fournie par la génératrice dans les trois phases du stator est donnée par :

$$\begin{cases} S_{3\phi} = 3\bar{S}_{1\phi} = 3(\bar{V}_t \bar{I}_t^*) = 3(V_a \angle 0^\circ)(I_a \angle -\varphi) \\ S_{3\phi} = P_{3\phi} + jQ_{3\phi} = 3V_a I_a \cos(\varphi) + j3V_a I_a \sin(\varphi) \end{cases} \quad (2.35)$$

### 2.4.2 Puissance active et réactive

$$\begin{cases} P_{3\phi} = 3V_a I_a \cos(\varphi) = 3P_{1\phi} \\ Q_{3\phi} = 3V_a I_a \sin(\varphi) = 3Q_{1\phi} \end{cases} \quad (2.36)$$

### 2.4.3 Puissance dans le repère de Park

$$\begin{cases} P_{3\phi} = 3(V_d I_d + V_q I_q) = 3P_{1\phi} \\ Q_{3\phi} = 3(V_d I_d - V_q I_q) = 3Q_{1\phi} \end{cases} \quad (2.37)$$

$$S_{3\phi} = 3(V_d I_d + V_q I_q) + j3(V_d I_d - V_q I_q) \quad (2.38)$$

Une bonne simulation exige avant tout la détermination des paramètres de simulation à partir des données du constructeur et de poser des bonnes conditions initiales. On peut ajouter à ces conditions initiales la position initiale du rotor (l'angle interne), la puissance électrique et la puissance mécanique disponible sur l'arbre de la génératrice.

La tension et le courant à la sortie de la machine dans le repère de Park pour le système équilibré sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = V_t \sin \delta_0 \\ V_q = V_t \cos \delta_0 \end{cases} \quad (2.39)$$

$$\begin{cases} I_d = I_t \sin(\delta_0 + \varphi) \\ I_q = I_t \cos(\delta_0 + \varphi) \end{cases} \quad (2.40)$$

Les grandeurs connues sont les puissances ( $P_t$  active,  $Q_t$  réactive), les tensions et les courants ( $V_t$  et  $I_t$ ) au niveau de la sortie de la génératrice.

Les grandeurs souhaitées se calculent comme suit :

$$\varphi = \arctan\left(\frac{Q_t}{P_t}\right) \quad (2.41)$$

À partir des équations (2.33), (2.39) et (2.40) et de la trigonométrie dans la figure 2.5, on trouve les tensions  $V_d$  et  $V_q$  et les courants  $I_d$  et  $I_q$

## 2.5 Expression du couple électromagnétique

Pour définir la nouvelle expression du couple dans le nouveau référentiel, nous effectuons le bilan énergétique de la GSAP. Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suite :

$$C_{em} = -\frac{dw_e}{d\theta_{géo}} p \frac{dw_e}{d\theta_r} \quad (2.42)$$

$w_e$  : Énergie emmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{géo}$  : Écart angulaire de la partie mobile par rapport à la partie fixe (rotor par rapport au stator).

$p$  : Nombre de pair de pôles.

L'expression de la puissance transmise est donnée par :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (2.43)$$

En remplaçant  $V_d$  et  $V_q$  par leurs expressions, on obtient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[ -R_s (i_d^2 - i_q^2) - \left( i_d \frac{d\Psi_d}{dt} + i_q \frac{d\Psi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta_r}{dt} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \right] \quad (2.44)$$

$\frac{3}{2} R_s (i_d^2 - i_q^2)$  : représente la puissance dissipée par l'effet de Joule.

$\frac{3}{2} \left( i_d \frac{d\Psi_d}{dt} + i_q \frac{d\Psi_q}{dt} \right)$  : La variation de l'énergie emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \frac{d\theta_r}{dt} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$  : Puissance électromagnétique ( $P_{em}$ ).

Sachant que :

$$\begin{cases} P_{em} = C_{em} \Omega \\ \omega_r = p \Omega \end{cases} \quad (2.45)$$

Alors,  $C_{em} = \frac{3}{2} p [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d]$

Après l'affectation des valeurs de flux on aura:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_q - L_d) i_d i_q + i_q \Psi_f] \quad (2.46)$$

## 2.6 Modèle d'état de la GSAP

Le modèle général d'état de la GSAP est lié au choix de vecteur d'état. Dans le cas des équations de la GSAP, dans le repère lié au rotor, les composantes des vecteurs d'entrées de la génératrice sont les tensions  $V_d$  et  $V_q$ , les courants  $i_d$  et  $i_q$  statoriques sont les composantes du vecteur de sortie. Notre objectif dans ce qui suit est de mettre les équations sous la forme d'équations d'état suivant:

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ y = CX + DU \end{cases} \quad (2.47)$$

Où:

$X$  : Représente le vecteur d'état du système.

$y$  : Le vecteur des sorties (les grandeurs mesurables).

$A$  : La matrice d'état du système.

$B$  : La matrice de la commande d'état.

$C$  : La matrice de sortie d'état.

$D$  : La matrice de commande de la sortie.

Après simplifications, la GSAP peut être modélisées par une représentation d'état sous

la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{p\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Psi_f \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Psi_f \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.48)$$

A partir des équations (2.48) on peut déterminer les matrices de tout le système

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{p\omega_r}{L_q} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

## 2.7 Modèle global de la GSAP développé avec une charge résistive et inductive

### 2.7.1 Modèle de la charge dans le repère de Park

#### Équations de flux

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\Psi_{abc} = L(\theta_r) i_{abc} \quad (2.50)$$

Les inductances de la charge en fonction de la position  $\theta_r$  du champ tournant créé par ces inductances sont données par l'équation précédente (2.6).

#### Équations des tensions

$$V_{abc} = R_{ch} i_{abc} + \frac{d}{dt} ([L_{ch\_abc}(\theta_r)] i_{abc}) \quad (2.51)$$

$$[R_{ch}] = \begin{bmatrix} R_{ch} & 0 & 0 \\ 0 & R_{ch} & 0 \\ 0 & 0 & R_{ch} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

### Équations des courants

$$[I_{dq0}] = P[I_{abc}] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$[V_{dq0}] = P[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

### Équations des Flux

$$[\Psi_{dq0}] = P[\Psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\Psi_{dq0} = P\Psi_{abc} = PL_{abc}(\theta_r)i_{abc} \quad (2.56)$$

$$\Psi_{dq0} = PL_{abc}(\theta_r)(P^{-1}i_{dq0}) \quad (2.57)$$

$$\Psi_{dq0} = (PL_{abc}(\theta_r)P^{-1})(i_{dq0}) \quad (2.58)$$

$$PL_{abc}(\theta)P^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(L_{aa0} + L_{aa2}) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}(L_{aa0} - L_{aa2}) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}(L_{aa0} - 2L_{ab2}) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{dd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{qq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{00} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Les équations de flux peuvent maintenant s'écrire plus simplement dans l'axes  $(d, q, o)$  comme suit :

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d \\ \Psi_q = L_q i_q \\ \Psi_0 = L_0 i_0 \end{cases} \quad (2.60)$$

$$V_{ch} = PV_{abc} = (PR_{ch}P^{-1})i + P \left[ \frac{d}{dt} (P^{-1}\Psi_{dq0}) \right] \quad (2.61)$$

$$(PR_{ch}P^{-1})i = R_{ch}i \quad (2.62)$$

$$P \left[ \frac{d}{dt} (P^{-1}\Psi_{dq0}) \right] = P \left[ \frac{d}{dt} (P^{-1})\Psi_{dq0} + P^{-1} \frac{d}{dt} (\Psi_{dq0}) \right] \quad (2.63)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (P^{-1}) &= \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \\ &= \omega \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.64)$$

$$P \left( \frac{d}{dt} P^{-1} \right) \Psi_{dq0} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Psi_{dq0} = \omega_r \Xi \Psi_{dq0} \quad (2.65)$$

Tel que :

$$\Xi = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.66)$$

On a donc :

$$V_{ch} = (PR_{ch}P^{-1})i + P \left[ \frac{d}{dt} (P^{-1}\Psi_{dq0}) \right] = R_{ch}i_{dq0} + \omega_r \Xi (\Psi_{dq0}) + \frac{d}{dt} (\Psi_{dq0}) \quad (2.67)$$

Les équations des tensions se résument alors comme suit :

$$\begin{cases} V_d = R_{ch}i_d + L_{ch} \frac{di_d}{dt} - \omega_r \Psi_d \\ V_q = R_{ch}i_q + L_{ch} \frac{di_q}{dt} - \omega_r \Psi_q \end{cases} \quad (2.68)$$

### 2.7.2 Modèle global la GSAP avec $Z_{ligne} = 0$

D'une part, nous avons les équations (2.68) et d'autre part, on a les équations différentielles (2.20) des tensions de la GSAP à vide. Si l'impédance de ligne est nulle, on peut dire que les tensions de la génératrice et de la charge sont représentées par la figure 2.6 [31], [32].

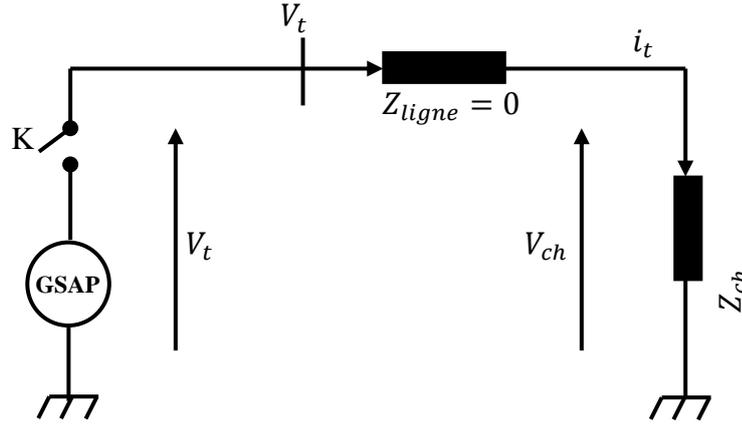


Figure 2.6 : GSAP accordée à une charge avec impédance de ligne nulle [31], [32]

Donc :

$$\begin{cases} -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + p\omega_r L_q i_q = R_{ch} i_d + L_{ch} \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_{ch} i_q \\ -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \Psi_f = R_{ch} i_q + L_{ch} \frac{di_q}{dt} - p\omega_r L_{ch} i_d \end{cases} \quad (2.69)$$

$$\begin{cases} -(R_{ch} + R_s) i_d - (L_{ch} + L_d) \frac{di_d}{dt} + p\omega_r (L_{ch} + L_q) i_q = 0 \\ -(R_{ch} + R_s) i_q - (L_{ch} + L_q) \frac{di_q}{dt} + p\omega_r (L_{ch} + L_d) i_d + p\omega_r \Psi_f = 0 \end{cases} \quad (2.70)$$

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\left(\frac{R_{ch}+R_s}{L_{ch}+L_d}\right) i_d + p\left(\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_d}\right) \omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} = -\left(\frac{R_{ch}+R_s}{L_{ch}+L_q}\right) i_q - p\left(\frac{L_{ch}+L_d}{L_{ch}+L_q}\right) \omega_r i_d + p\left(\frac{1}{L_{ch}+L_q}\right) \omega_r \Psi_f \end{cases} \quad (2.71)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{ch}+R_s}{L_{ch}+L_d}\right) & p\left(\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_d}\right) \omega_r \\ -p\left(\frac{L_{ch}+L_d}{L_{ch}+L_q}\right) \omega_r & -\left(\frac{R_{ch}+R_s}{L_{ch}+L_q}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{p}{L_{ch}+L_q}\right) \omega_r \Psi_f \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

D'après les équations différentielles de l'équation (2.20) :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p\omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} p\omega_r \Psi_f - \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (2.73)$$

En remplaçant (3.73) dans (3.70), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} (R_{ch} + R_s)i_d + (L_{ch} + L_d) \left( -\frac{R_s}{L_d} i_d + p\omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} V_d \right) - p\omega_r (L_{ch} + L_d) i_q = 0 \\ (R_{ch} + R_s)i_q + (L_{ch} + L_q) \left( -\frac{R_s}{L_q} i_q - p\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} p\omega_r \Psi_f - \frac{1}{L_q} V_q \right) - p\omega_r (L_{ch} + L_d) i_d - p\omega_r \Psi_f = 0 \end{cases} \quad (2.74)$$

Après les simplifications, on obtient les valeurs des tensions  $V_d$  et  $V_q$  donnés par l'équation (2.75) suivante :

$$\begin{cases} V_d = \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} \right) - R_s \right] i_d + \left[ L_q - \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) L_d \right] p\omega_r i_q \\ V_q = \left[ \left( \frac{L_{ch} + L_d}{L_{ch} + L_q} \right) - L_d \right] p\omega_r i_d + \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_q} \right) L_q - R_s \right] i_q + \left[ \left( p - \frac{pL_d}{L_{ch} + L_q} \right) \right] \omega_r \Psi_f \end{cases} \quad (2.75)$$

Nous pouvons écrire l'équation (2.75) comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} \right) - R_s \right] & \left[ L_q - \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) L_d \right] p\omega_r \\ \left[ \left( \frac{L_{ch} + L_d}{L_{ch} + L_q} \right) - L_d \right] p\omega_r & \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_q} \right) L_q - R_s \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left( p - \frac{pL_d}{L_{ch} + L_q} \right) \right] \omega_r \Psi_f \quad (2.76)$$

À partir des équations (2.72) et (2.76), on peut écrire le modèle d'état global de la GSAP avec une charge résistive et inductive comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} \right) & p \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) \omega_r \\ -p \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) \omega_r & -\left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_q} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left( \frac{p}{L_{ch} + L_q} \right) \right] \omega_r \Psi_f \\ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} \right) - R_s \right] & \left[ L_q - \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) L_d \right] p\omega_r \\ \left[ \left( \frac{L_{ch} + L_d}{L_{ch} + L_q} \right) - L_d \right] p\omega_r & \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_q} \right) L_q - R_s \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left( p - \frac{pL_d}{L_{ch} + L_q} \right) \right] \omega_r \Psi_f \end{cases} \quad (2.78)$$

D'où:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -\left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} \right) & p \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) \omega_r \\ -p \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) \omega_r & -\left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_q} \right) \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} 0 \\ \left( \frac{p}{L_{ch} + L_q} \right) \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} \right) - R_s \right] & \left[ L_q - \left( \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \right) L_d \right] p\omega_r \\ \left[ \left( \frac{L_{ch} + L_d}{L_{ch} + L_q} \right) - L_d \right] p\omega_r & \left[ \left( \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_q} \right) L_q - R_s \right] \end{bmatrix} & D &= \begin{bmatrix} 0 \\ \left( p - \frac{pL_d}{L_{ch} + L_q} \right) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

### 2.7.3 Modèle global de la GSAP avec $Z_{ligne} \neq 0$

Considérant l'impédance de ligne  $Z_{ligne} \neq 0$ , composée d'une résistance  $R_l$  et une inductance  $L_l$ , branchée en série avec l'impédance de charge  $Z_{ch}$ , comme montre la figure 2.7.

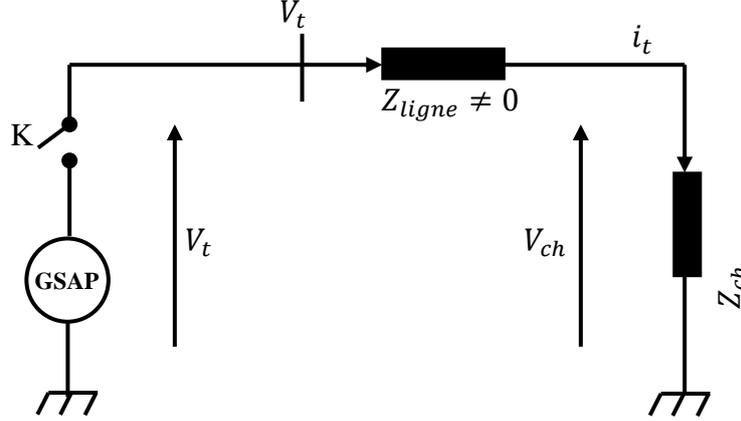


Figure 2.7 : GSAP accordée à une charge avec impédance de ligne non nulle [31], [32]

Avec :

$$Z_{ligne} = R_l + j\omega L_l \quad (2.79)$$

Donc le modèle global de GSAP développé avec une charge résistive et inductive devient comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_d}\right) & p\left(\frac{L_{ch}+L_l+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)\omega_r \\ -p\left(\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)\omega_r & -\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{p}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix} \omega_r \Psi_f \\ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_d}\right) - R_s\right] & \left[L_q - \left(\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)L_d\right]p\omega_r \\ \left[\left(\frac{L_{ch}+L_d}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) - L_d\right]p\omega_r & \left[\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_q}\right)L_q - R_s\right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left(p - \frac{pL_d}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix} \omega_r \Psi_f \end{cases} \quad (2.80)$$

Donc les matrices de modèle d'état global (charge avec impédance de ligne) deviennent comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_d}\right) & p\left(\frac{L_{ch}+L_l+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)\omega_r \\ -p\left(\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)\omega_r & -\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{p}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \left[ \left( \frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_d} \right) - R_s \right] & \left[ L_q - \left( \frac{L_{ch}+L_d}{L_{ch}+L_l+L_d} \right) L_d \right] p\omega_r \\ \left[ \left( \frac{L_{ch}+L_d}{L_{ch}+L_l+L_q} \right) - L_d \right] p\omega_r & \left[ \left( \frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_q} \right) L_q - R_s \right] \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ \left( p - \frac{pL_d}{L_{ch}+L_l+L_q} \right) \end{bmatrix}$$

## 2.8 Variation des paramètres de la GSAP

### 2.8.1 Variation de résistance

En raison des fluctuations de la vitesse du vent, la GSAP génère une puissance qui produit une variation du courant circulant dans les enroulements statorique. Ce dernier induit une variation de leur température. En raison de la variation de température, la variation de résistance se produit.

Plusieurs travaux ont décrit les changements de température dans les machines à induction au moyen de modèles à paramètres variables, représentant le stator et le rotor par des résistances et des capacités thermiques équivalentes. Parmi eux, [33] et [34] présentent des modèles de premier ordre pour le changement de température du rotor, et ils supposent que le stator et le rotor connaissent la même température. Avec cette simplification, le nombre de paramètres thermiques est limité. Une approche plus rigoureuse consiste à considérer différents changements de température pour le stator et le rotor, comme décrit dans [35].

### 2.8.2 Variation de l'induité

Dans une machine électrique, en raison de la saturation magnétique, les inductances de magnétisation et de fuite varient de manière non linéaire par rapport au courant de magnétisation. Comme expliqué dans [36], l'addition de la saturation de fuite à la saturation principale (magnétique) affecte le comportement transitoire lors du fonctionnement normal d'une machine électrique. Il a un impact important lors de conditions de fonctionnement défectueuses (renversements de tension, court-circuit), mais son effet sur les valeurs de courant stables est négligeable [37].

## 2.9 Conclusion

Les modèles de la GSAP élaborés dans ce chapitre montrent bien qu'ils sont fortement liés aux paramètres de la génératrice électrique (résistances et inductances). Ces paramètres ne sont pas parfaitement connus. Il y a au moins deux raisons à cela. Tout d'abord, les paramètres sont estimés à partir des données expérimentales, qui sont sujettes à un bruit de mesure et à une erreur d'étalonnage des instruments. Deuxièmement, les conditions de fonctionnement de la génératrice sont sujettes à des variations, et elles peuvent différer significativement des conditions dans lesquelles les paramètres ont été initialement estimés. Les changements de température induisent des variations importantes de la résistance, et la saturation magnétique affecte les inductances.

Plus loin que ça, ces modèles sont élaborés sur des hypothèses simplificatrices importantes, comme la négligence de la saturation du circuit magnétique, de l'hystérésis et des courants de Foucault, le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté. Toutes ces hypothèses sont aussi une source d'écart entre la génératrice physique et son modèle mathématique élaboré.

Comme résultat, on peut s'attendre que les variations des paramètres et les hypothèses simplificatrices dégradent la performance d'un système de diagnostic basé sur le modèle nominal de la GSAP, et que le système de diagnostic aura une performance sensible aux variations de paramètres.

## **CHAPITRE 3**

### **Outils pour la détection et la localisation des défauts**

**CHAPITRE 3****Outils pour la détection et la localisation des défauts****3.1 Introduction**

En cas d'apparition d'un défaut, la performance en boucle fermée d'une GSAP éolienne peut être dégradée et le défaut peut provoquer une défaillance du système. Par conséquent, les systèmes de détection et de localisation des défauts en Anglais FDI (fault detection and isolation) doivent être conçus non seulement pour détecter la présence d'un défaut, mais aussi pour identifier le composant défectueux.

Les différents sous-systèmes d'une éolienne, dont l'unité génératrice, peuvent être soumis à des défauts tels que présentés dans [9]. Pour notre application spécifique, nous avons considéré une GSAP, comme génératrice éolienne. Comme décrit dans [38], différents types de défauts peuvent affecter une GSAP, parmi lesquelles des défauts de capteur. Dans ce travail, nous nous concentrerons sur la détection et la localisation des défauts affectant les mesures électriques (courant et tensions) d'une GSAP contrôlée.

Dans ce chapitre, nous présenterons les définitions et les outils nécessaires pour effectuer la détection et la localisation des défauts dans une GSAP contrôlée. Le chapitre commencera par une présentation des principes qui sous-tendent la stratégie de contrôle tolérante aux défauts en 3.2. Dans les paragraphes 3.4 et 3.5, nous expliquerons respectivement, comment modéliser les défauts de capteur et comment produire des signaux résiduels aux fins de FDI de capteur. Enfin, les paragraphes 3.6 à 3.8 portent sur l'évaluation résiduelle effectuée par un système de décision. La section 3.7 décrit la somme cumulée (cumulative sum) ou l'algorithme CUSUM, tandis que le rapport de probabilité généralisé (generalized likelihood ratio) ou l'algorithme GLR est présenté dans la section 3.8.

**3.2 Commande tolérante aux défauts****3.2.1 Définition et classification des défauts**

Selon [12], un défaut est une déviation de la structure du système ou des paramètres du système par rapport à la situation nominale qui dégrade la performance en boucle fermée. Il est important de faire la différence entre les défauts et les perturbations ou les incertitudes du modèle. Les

perturbations et les incertitudes du modèle sont des nuisances qui sont connues pour exister et qui peuvent être prises en compte avec un filtrage approprié et / ou des techniques de conception robuste. Cependant, un défaut produit des changements dans un composant ou un dispositif donné qui peut dégrader les performances du système global.

Différents types de défauts peuvent affecter un système, tel que présenté dans la figure 3.1:

- **Défauts de l'installation ou du process:** Ces défauts affectent les composants ou les dispositifs dans un processus, avec les changements consécutifs dans les propriétés dynamiques d'entrée / sortie du système.
- **Défauts de l'actionneur:** Constituent des changements dans l'actionneur qui interrompent ou modifient l'influence du système de commande sur le processus.
- **Défauts du capteur:** affecter la lecture du capteur de sorte que des informations erronées soient renvoyées au système de commande.

Il est important de dire que les défauts de l'actionneur et du capteur n'affectent pas les propriétés de système contrôlé. En présence d'un défaut, des actions adéquates doivent être effectuées car un défaut peut éventuellement se transformer en panne du système. Ce dernier produit non seulement la perte de fonction et / ou la production, mais peut être nocif pour le système lui-même ainsi que pour les personnes et l'environnement. Les idées qui sous-tendent la commande tolérante aux défauts (CTD) sont expliquées dans les lignes suivantes.

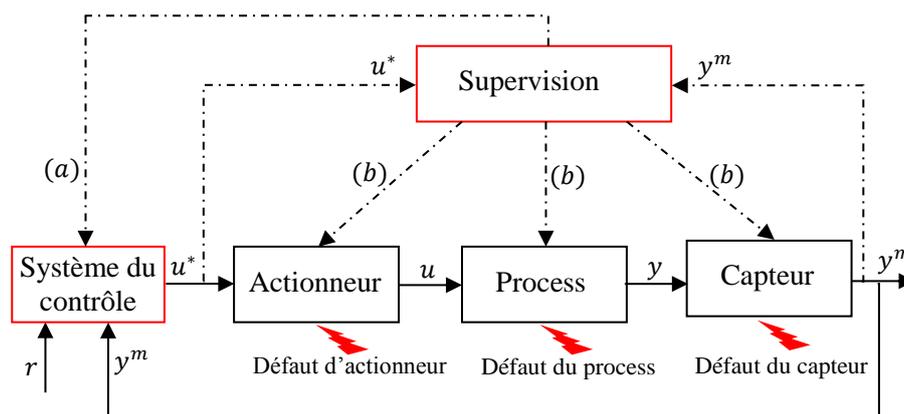


Figure 3.1 : Contrôle tolérante aux défauts. Adaptation (a) et reconfiguration (A) + (b)

### 3.2.2 Commande tolérante aux défauts: définition et tâches

La tâche principale d'une commande tolérante aux défauts (CTD) est d'éviter qu'un défaut ne

provoque une défaillance au niveau du système. Différentes propriétés, telles que la sécurité, la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, sont liées à la notion de tolérance aux défauts. La sécurité fait référence à l'absence de danger. La fiabilité est la probabilité qu'un système accomplisse sa fonction prévue pendant une période de temps dans des conditions normales, alors que la disponibilité est la probabilité qu'un système soit opérationnel au besoin. Enfin, la sûreté de fonctionnement cumule au total ces trois propriétés [12], [39].

Comme présenté dans d'introduction, le système de commande est conçu sur la base d'un modèle de processus nominal et sain afin d'obtenir la performance requise malgré la présence de perturbations et d'incertitudes du modèle. La présence d'un défaut conduit d'abord à un comportement où la performance requise n'est pas satisfaite, mais le système peut effectuer toujours la plupart de ses tâches initiales. Cela correspond à la région de performance dégradée. La commande tolérante aux défauts devrait commencer à effectuer des actions correctives dans cette région pour permettre la récupération de la configuration saine du système, soit pour maintenir le fonctionnement du système dans un mode dégradé. En d'autres termes, la CTD devrait éviter la région des performances inacceptables. Au-delà de la région des performances inacceptables, se trouve la région de danger qui ne devrait jamais être atteinte. Par conséquent, un système de sécurité est nécessaire pour interrompre le fonctionnement du système avant que la zone de danger ne soit atteinte. La figure 3.2 résume les idées précédemment expliquées en supposant que la performance d'un système générique peut être définie par les variables  $z_1$  et  $z_2$ .

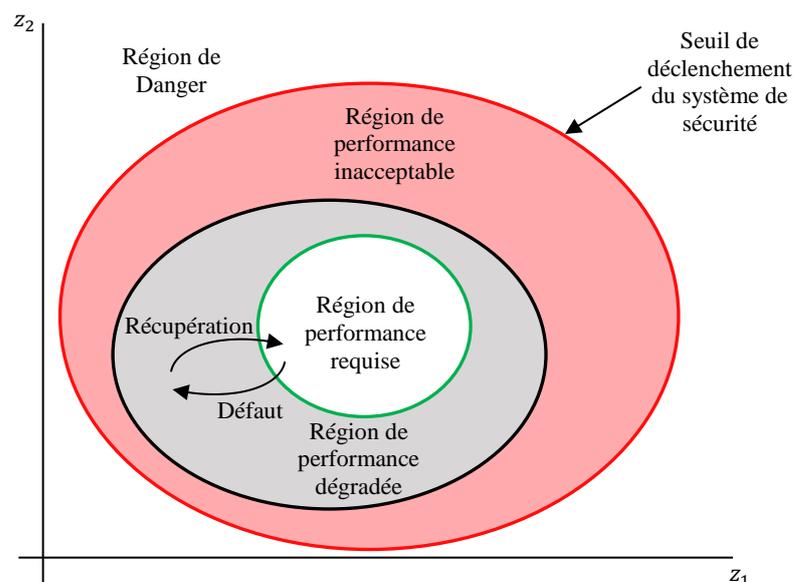


Figure 3.2 : Régions de performance et de danger [40]

### 3.2.3 Commande tolérante aux défauts: structure

Afin d'effectuer une commande tolérante aux défauts, deux étapes doivent être mises en œuvre. Ceux-ci sont normalement accomplis par un système de supervision, qui a été représenté dans la figure 3.1.

- **Diagnostic de défaut:** Pour effectuer le diagnostic de défaut, nous avons besoin de l'information des entrées calculées  $u^*$  et des sorties mesurées  $y_m$ , ainsi qu'un modèle du système en fonctionnement sain et défectueux. La *détection des défauts* consiste à décider si un défaut s'est produit ou non, ainsi que le moment de l'apparition du défaut. L'*isolation ou la localisation des défauts* consiste à localiser le composant défectueux. L'*identification et l'estimation des défauts* consistent à identifier le type de défaut et à estimer son amplitude.
- **Reconfiguration:** L'étape de reconfiguration consiste à décider quelle action corrective à effectuer. L'action corrective à effectuer dépend de la stratégie de commande tolérante aux défauts. L'*adaptation des défauts* consiste à modifier la loi de commande pour que le système fournisse soit les performances requises ou dégradées. La consigne originale des actionneurs et capteurs est maintenue. La *reconfiguration du système* consiste à désactiver le composant défectueux (l'actionneur ou le capteur). Elle comprend aussi la sélection d'une nouvelle configuration de commande avec des actionneurs et capteurs alternatifs / redondants.

### 3.2.4 Diagnostic de défaut pour la commande tolérante aux défauts

Dans ce travail, nous nous concentrerons sur le diagnostic de défauts basé sur la cohérence. Pour mettre en œuvre cette méthodologie, les informations sur l'entrée calculée  $u^*$  et la sortie mesurée  $y^m$  sont utilisées avec un modèle du système à la fois en situation saine (modèle nominal) et défectueuse pour générer une sortie estimée  $\hat{y}$ . Selon la cohérence entre l'entrée calculée  $u^*$  et la sortie estimée  $\hat{y}$ , et soit le comportement nominal ou le comportement défectueux, on peut effectuer la détection et l'isolement du défaut.

Le diagnostic de défaut pour la commande tolérante aux défauts se compose à son tour de deux étapes: la *génération résiduelle* et l'*évaluation résiduelle* réalisée par un système de décision. Dans ce travail, nous nous concentrons sur la détection et la localisation des défauts des capteurs. Par conséquent, pour une meilleure compréhension, nous divisons la description du système de diagnostic de défauts dans les sections suivantes. En premier lieu, nous décrivons

la modélisation des variables de sortie en présence de défauts. Ensuite, le processus de génération résiduelle pour les défauts de capteur est abordé. Enfin, le système de décision est présenté en détail. Le système de décision présenté ici n'est pas spécifique aux défauts de capteur comme elles sont, la modélisation et à la génération résiduelle.

### **3.3. Mesure du courant et de la tension**

Différents types de technologies sont utilisés pour mesurer le courant et la tension dans les systèmes électriques. Afin d'avoir une idée des origines des défauts dans les capteurs de courant et de tension, nous expliquerons en détail la technologie des capteurs qui utilise l'effet Hall. Ce type de capteur est utilisé dans [15], et la détection de défaut du capteur de courant est achevée. Avant d'entrer dans les détails de cette technologie spécifique, il est intéressant de présenter quelques caractéristiques sur les composants du processus de mesure.

#### **3.3.1 Caractéristiques de l'instrumentation de mesure**

##### **Composantes du processus de mesure**

Selon [40], un instrument est un dispositif qui transforme une variable physique (le mesurande) en une forme qui convient à l'enregistrement (la mesure). L'élément clé du processus de mesure est le capteur, qui a pour fonction de convertir l'entrée physique variable en un signal de sortie variable. Cependant, dans la plupart des cas, la sortie du capteur est faible et il est nécessaire de l'amplifier. De plus, si le capteur ne fournit pas de façon inhérente une sortie numérique, la sortie analogique est convertie par un convertisseur analogique-numérique (CAN) comme illustré à la figure 3.3, inspiré de [40]. Le signal numérique est envoyé à un afficheur et / ou à une unité de traitement (c'est-à-dire un ordinateur).

##### **Étalonnage**

La relation entre la mesure physique (entrée  $u$ ) et le signal variable (sortie  $y$ ) d'un capteur spécifique est appelée calibrage du capteur [40]. Un exemple de courbe d'étalonnage est représenté sur la figure 3.4, où le capteur a une réponse linéaire pour des valeurs inférieures à  $u_0$ . Pour des valeurs de l'entrée physique supérieures à  $u_0$ , la courbe d'étalonnage devient moins sensible jusqu'à ce qu'elle atteigne une valeur limite du signal de sortie  $y$ . Un tel comportement est connu sous le nom de saturation. Pour la plage linéaire, la sensibilité de l'appareil est la pente de la courbe d'étalonnage.

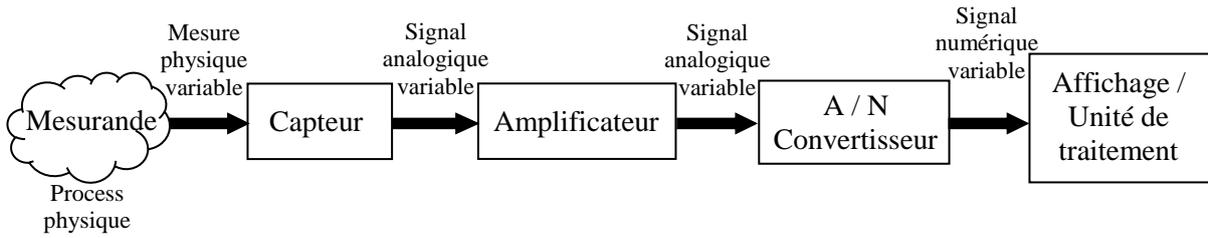


Figure 3.3 : Modèle d'instrument: capteur, amplificateur et convertisseur analogique / numérique

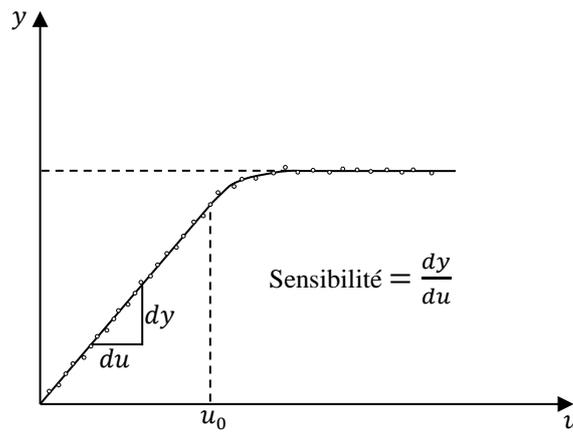


Figure 3.4 : Exemple de courbe d'étalonnage du capteur [40]

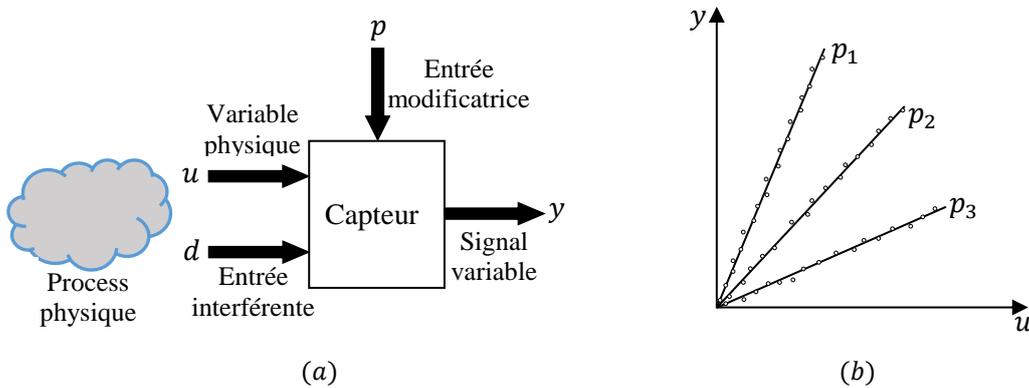


Figure 3.5 : (a) Entrées, interférente et modificatrice. (b) Effet d'entrée modificatrice sur la courbe d'étalonnage [40]

Des valeurs physiques externes autres que le mesurant prévu peuvent influencer la sortie du capteur, comme illustré à la figure 3.5 (a). D'une part, les variables interférentes amènent le capteur à réagir de la même manière que la superposition linéaire entre la variable interférente (d) et la mesurant visé (u). D'autre part, la modification des variables (p) peut modifier la

relation entrée / sortie et l'étalonnage de l'appareil. Ceci est illustré à la figure 3.5 (b), où la pente de la courbe d'étalonnage change avec la valeur de  $p$ . La température est un exemple courant de modification de l'entrée [40].

### Exactitude et précision

Des concepts tels que l'exactitude et la précision d'un instrument peuvent être expliqués comme suit. Imaginez que la cible de l'œil de taureau sur la figure 3.6 représente la valeur réelle du mesurande. A des instants de temps différents, on prend plusieurs mesures de la même valeur de mesure, qui sont représentées dans la figure sous forme de taches (points noirs). On peut voir qu'il existe une erreur entre les mesures obtenues et la valeur réelle du mesurande, qui sont causées par des sources d'erreur systématique (biais) et aléatoire (bruit) [40], le bruit peut être filtré par un filtre neuronal comme indiqué dans [41]. A partir de cet ensemble de mesures, on peut calculer la valeur moyenne (la moyenne) de l'ensemble et la propagation associée des valeurs (variance) [42]. La moyenne ou le biais est une mesure de l'exactitude de l'instrument, tandis que la taille du groupement est une mesure de sa précision.

Il existe différentes sources d'erreurs systématiques. Parmi eux, on peut considérer les entrées perturbatrices et modificatrices qui provoquent une erreur d'étalonnage du capteur. Par exemple, si la température est une entrée de modification, l'utilisation du capteur à une température autre que la température calibrée entraînera une erreur systématique. D'autres sources incluent le vieillissement des composants, les dommages ou l'abus du capteur. Des erreurs systématiques peuvent être introduites dans le chemin du signal du processus de mesure

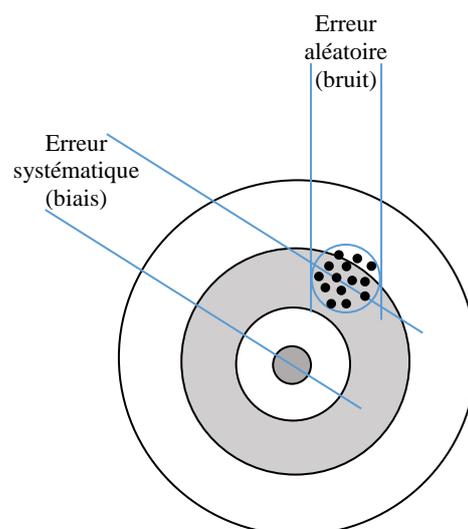


Figure 3.6 : Lien entre l'exactitude de mesure et précision [40]

représenté à la figure 3.3. Par exemple, dans les circuits électriques, la résistance ou l'atténuation peut modifier le signal, ce qui entraîne une erreur systématique [40].

Une erreur aléatoire est parfois appelée bruit, qui est définie comme un chapeau de signal qui ne contient aucune information utile. Si une mesure avec erreur aléatoire vraie est répétée un grand nombre de fois, elle présentera une distribution gaussienne. La précision de la mesure est normalement quantifiée par l'écart-type ( $\sigma$ ) de la distribution gaussienne. Pour de nombreuses applications, il est fréquent de se référer à la valeur ( $2\sigma$ ) pour signaler la précision d'une mesure. Il existe différentes sources d'erreur aléatoire, à commencer par la répétabilité du mesurand lui-même. Des erreurs aléatoires peuvent être introduites à chaque étape du processus de mesure (voir figure 3.3). Les entrées parasites aléatoires entraîneront un bruit provenant de l'environnement, qui est introduit avant le capteur. Le bruit peut également affecter le capteur. Par exemple, dans un capteur très sensible, les variations thermiques peuvent provoquer un mouvement aléatoire des électrons (en raison de la température) qui apparaîtront comme des signaux de tension qui sont apparemment dus à la haute sensibilité du dispositif. Le bruit peut également être introduit dans le trajet de transmission entre le capteur et l'amplificateur [40]. Un exemple courant est l'interférence des champs magnétiques voisins due aux circuits électriques à proximité de l'instrumentation.

### **Caractéristiques statiques et dynamiques**

Comme présenté dans [42], chacun des blocs (composants) du processus de mesure illustré dans la figure 3.3 peut être caractérisé par une relation entre l'entrée et la sortie du bloc. Chacun de ces blocs a un comportement statique et dynamique, qui est souvent supposés linéaires, de sorte que la réponse statique et dynamique de la cascade de blocs est simplement la multiplication des caractéristiques de tous les blocs individuels.

Un exemple de caractéristique statique d'un bloc (composant) du processus de mesure est illustré à la figure 3.7. Sur cette figure, on peut voir qu'à la température nominale  $\vartheta_n$ , il y aura une caractéristique statique entre le signal d'entrée  $u$  et le signal de sortie  $y(\vartheta_n)$ , avec un décalage donné  $y_0(\vartheta_n)$  et un gain (la pente de la courbe) égal à  $G(\vartheta_n)$  [43].

Cependant, un problème majeur de la performance de l'instrument est appelé la dérive de l'instrument. Cela est dû aux variations qui se produisent dans certaines parties de l'instrumentation dans le temps. Les dérives peuvent être causées par la variation des paramètres environnementaux (paramètres d'influence) comme la température, la pression et l'humidité [42]. Ceci est illustré à la figure 3.7 où pour une température  $\vartheta$  différente de la température

nominale, il existe une autre caractéristique statique entre le signal d'entrée  $u$  et le signal de sortie  $y(\vartheta)$ , avec un décalage  $y_0(\vartheta)$  et un gain  $G(\vartheta)$  [43].

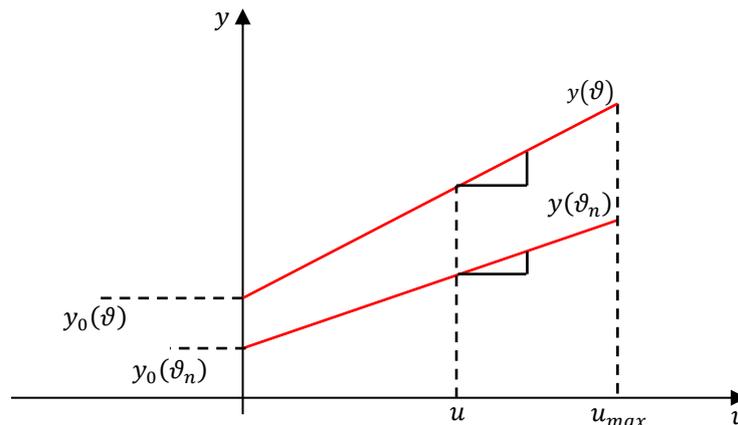


Figure 3.7 : Exemple de caractéristique statique pour un bloc d'instrument

D'autres sources de changement dans la relation entrée / sortie d'un bloc sont causées par l'hystérésis, qui se produit lorsqu'un champ magnétique est inversé dans un matériau magnétique. Enfin, parfois les composants réels ont des niveaux de signal d'entrée plus grands que permis. Dans ce cas, la saturation se produit, comme déjà illustré dans la figure 3.4. Par exemple, dans les amplificateurs électroniques non compensés, les amplitudes les plus grandes sont généralement moins amplifiées que dans les points médians. À des niveaux très bas, deux effets indésirables peuvent survenir. Le premier est que les petits signaux sont souvent amplifiés plus qu'à des niveaux médians. La deuxième erreur se produit dans les amplificateurs électroniques car les éléments semi-conducteurs possèdent une zone morte dans laquelle aucune sortie ne se produit jusqu'à ce qu'un petit seuil soit dépassé. Cet effet provoque une distorsion croisée dans les amplificateurs [42].

La caractéristique dynamique d'une composante du processus de mesure peut être exprimée en fonction de sa caractéristique de fréquence et de ses caractéristiques temporelles. La caractéristique de fréquence exprime la relation entre une entrée sinusoïdale  $u(t)$  et la sortie  $y(t)$ . Une caractéristique intéressante de la caractéristique de fréquence est la largeur de bande ou l'intervalle de fréquence pour lequel la variation relative du gain est inférieure à  $\varepsilon$ , habituellement 3 dB. La réponse temporelle d'un composant est généralement évaluée avec une entrée échelon  $u(t)$ . A partir de cette caractéristique, on s'intéresse par exemple au temps d'établissement ( $t_{tab}$ ), qui est le temps requis pour que le signal de sortie  $y(t)$  atteigne  $(1 - \varepsilon)\%$  de sa valeur finale ou présente des variations inférieures à  $\varepsilon\%$  par rapport à sa valeur finale.

### 3.3.2 Technologie des capteurs basée sur l'effet Hall

La technologie des capteurs basée sur l'effet Hall pour la mesure des courants et des tensions se compose d'un circuit magnétique, d'une sonde Hall et d'un circuit électronique pour amplifier la sortie de la sonde Hall.

#### Circuit magnétique

Le circuit magnétique est constitué d'un noyau en matériau à haute perméabilité à travers lequel passe un conducteur porteur. Le noyau est fait de matériau stratifié afin de diminuer les courants de Foucault et les pertes par hystérésis. Par exemple, considérant le circuit magnétique comme un noyau toroïdal comme illustré à la figure 3.8 (a). Dans ce cas particulier, comme présenté dans [44], un enroulement secondaire de  $n$  tours est présent. Une telle configuration est communément appelée transformateur de courant ou TC.

Le courant primaire produit un champ magnétique qui crée une force électromotrice (fem), et le courant apparaît sur l'enroulement secondaire, qui tente d'annuler le champ magnétique original. Pourvu que la résistance secondaire soit nulle, le courant secondaire annule le champ magnétique et c'est exactement le courant primaire divisé par  $n$ . Le circuit secondaire peut être connecté à un dispositif de détection de courant ou de puissance à faible résistance. Cependant, la résistance secondaire n'est jamais nulle et le couplage magnétique n'est jamais parfait. Considérons maintenant un espace dans le chemin magnétique. Dans cette fente, une sonde Hall peut être placée, comme illustré à la figure 3.8 (b).

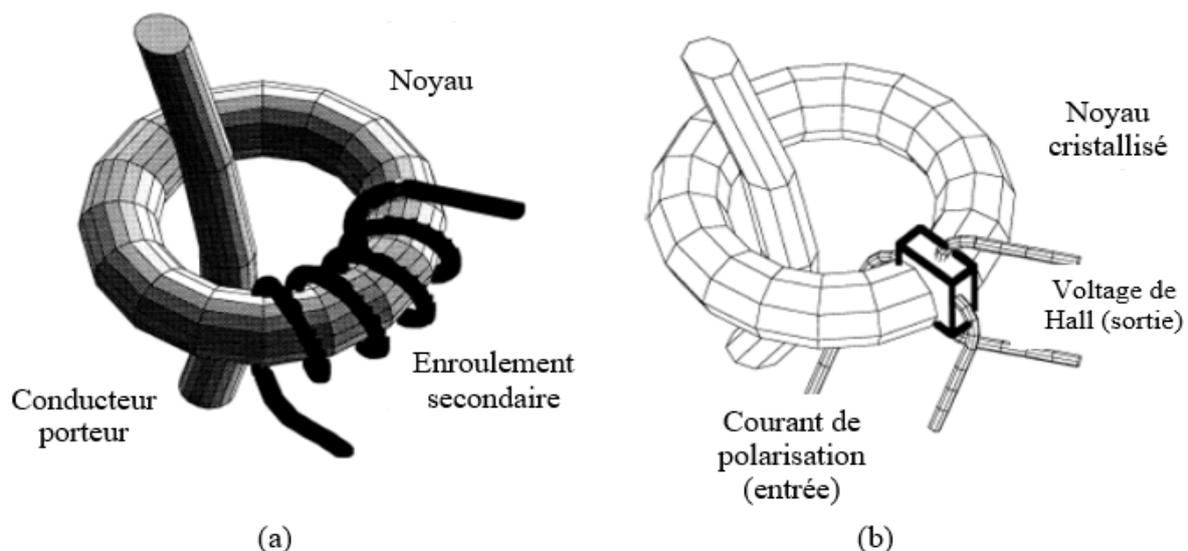


Figure 3.8 : (a) Un transformateur de courant idéal, (b) Mesure utilisant un Hall sonde [44]

## Appareil de Hall

L'effet Hall, découvert par Edwin H. Hall en 1897 est une conséquence de la loi de force de Lorentz [45]. Cette loi indique qu'une densité de flux magnétique  $\vec{B}$  affectant une charge  $q$  se déplaçant à la vitesse  $\vec{v}$  produira une force  $\vec{F}$  orthogonale à la fois à  $\vec{B}$  et  $\vec{v}$ . La sonde à effet Hall est constituée d'un conducteur régulier mince plat ou semi-conducteur avec deux paires d'électrodes orthogonales comme illustré à la figure 3.9 (a). Des matériaux semi-conducteurs tels que l'arséniure d'indium (InAs) sont favorisés par les fabricants commerciaux en raison de leur coefficient de sensibilité combiné à basse température ( $< 0,1\%/C^0$ ), faible résistance et relativement bonne sensibilité.

Lorsqu'un champ magnétique  $\vec{H}$ , où  $\vec{B} = \mu\vec{H}$  avec  $\vec{B}$  la densité de flux magnétique et  $\mu$  la perméabilité du matériau, est appliqué perpendiculairement à sa surface, la charge libre qui s'écoule suivant l'axe  $x$  est le résultat du champ électrique  $E_x$  sera dévié vers l'axe de tension  $y$  ou l'axe de voltage du Hall. Comme l'axe  $y$  est en boucle ouverte, une accumulation de charge est créée le long de cet axe, produisant un champ électrique  $E_y$ . La tension aux bornes de l'axe  $y$  est l'intégrale de ce champ électrique le long de l'axe  $y$ .

## Circuit électronique

La tension Hall est de quelques millivolts et l'amplification donc est toujours nécessaire. Un schéma d'un capteur Hall est représenté à la figure 3.9 (b). La tension Hall peut être conditionnée et amplifiée par n'importe quel amplificateur différentiel à impédance d'entrée élevée ( $> 1 k\Omega$ ). Un amplificateur à précision élevée est un bon choix puisqu'il a une impédance d'entrée adéquate, son gain peut être déterminé par une résistance stable et la résistance de compensation d'offset de l'amplificateur peut être utilisée pour annuler le décalage d'origine du dispositif Hall.

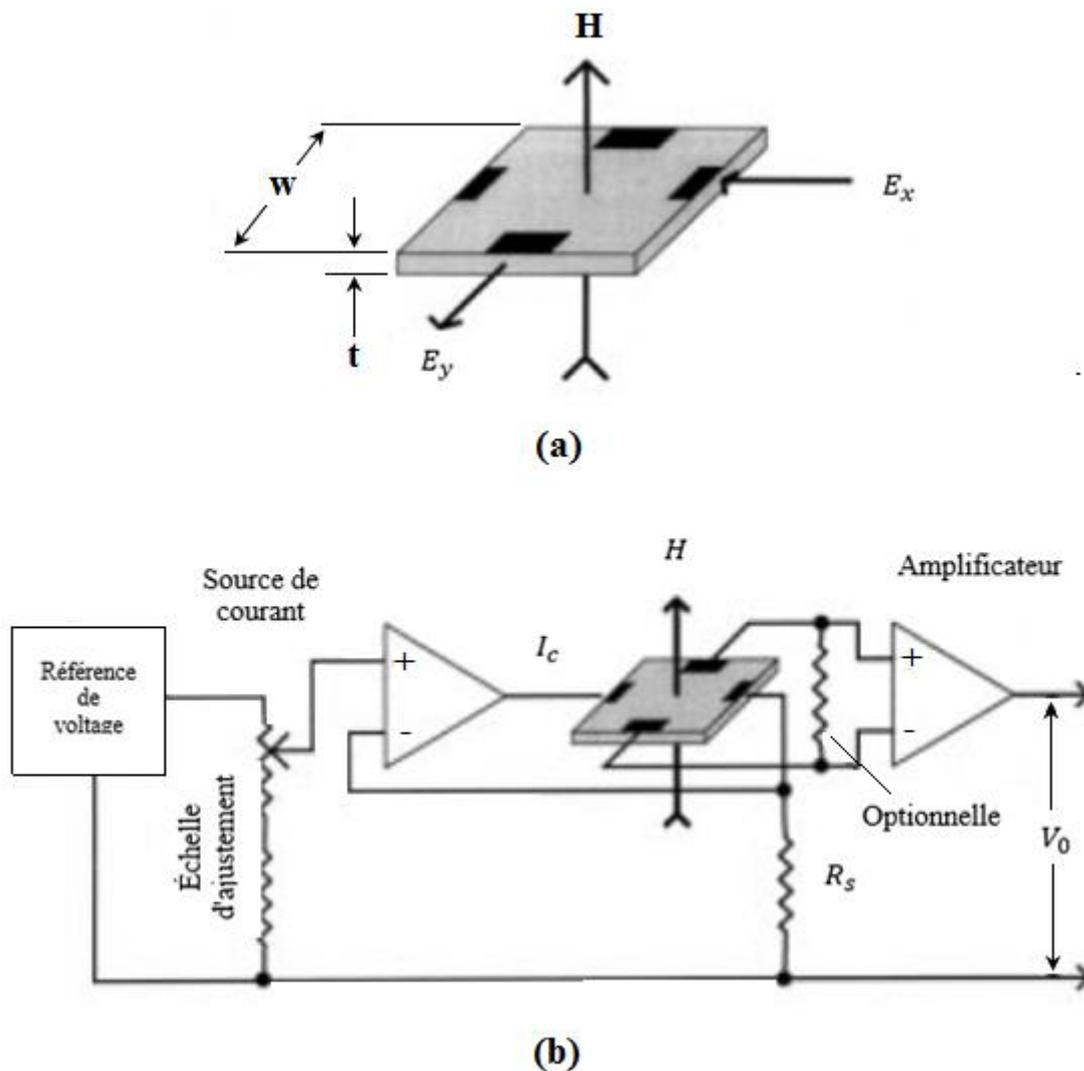


Figure 3.9 : (a) Sonde à effet Hall, (b) Schéma d'un gaussmètre à effet Hall [45]

La précision et la linéarité peuvent être améliorées en mode boucle fermée [41]. Dans ce cas particulier, un enroulement de contre-réaction est ajouté au noyau magnétique et entraîné par un servo-amplificateur [44]. La fem du dispositif Hall est utilisée pour entraîner le servo-amplificateur jusqu'à ce que le champ magnétique soit nul. Ceci est illustré aux figures 3.10 (a) et 3.10 (b) pour mesurer le courant et la tension, respectivement. Pour la mesure du courant (mesure de tension), le courant secondaire  $I_s$  est proportionnel au courant primaire  $I_p$ . Le courant  $I_s$  peut être transmis à travers une résistance de mesure  $R_M$  telle que la tension  $V_M$  à travers cette résistance est proportionnelle au courant primaire  $I_p$  (tension primaire  $U_p$ ). Pour la mesure de tension, comme illustré à la figure 3.10 (b), une résistance  $R_E$  est placée en série avec l'enroulement primaire pour limiter le courant primaire.

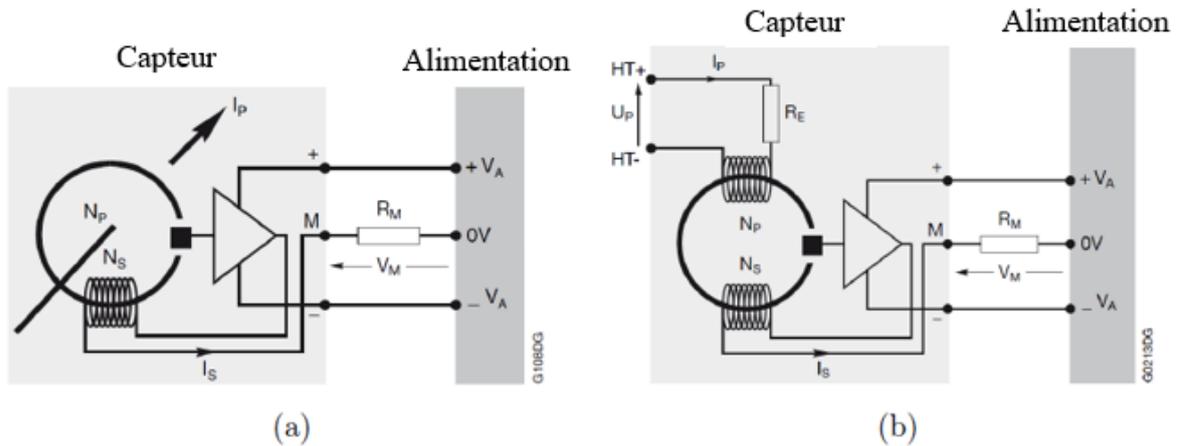


Figure 3.10 : Schéma du capteur à effet Hall en boucle fermée pour (a) mesure de courant, (b) mesure de tension [46]

Jusqu'à présent, les différents éléments du capteur pour mesurer le courant et la tension ont été présentés. Comme indiqué dans la section 3.3.1, chaque composant utilisé dans le processus de mesure peut être soumis à des erreurs (erreur d'étalonnage) qui affectent le gain et le décalage de sa caractéristique sortie / entrée. Pour notre cas particulier, tel que présenté dans les lignes ci-dessus, une erreur d'étalonnage peut apparaître à cause de la saturation magnétique, du décalage dans le dispositif Hall, de la dérive de température dans le gain et du décalage de l'amplificateur, entre autres causes. En outre, dans le convertisseur analogique / numérique, des changements de gain peuvent survenir en raison d'erreurs de quantification (voir [43] et chapitre 10 de [47] pour des informations plus détaillées). Enfin, une erreur d'étalonnage peut être causée par le vieillissement des composants, les dommages ou l'abus du capteur.

Dans ce qui suit, toute erreur qui entraîne une variation dans le gain ou un décalage résultant dans la cascade de composants, supérieure à un seuil spécifié sera considérée comme un défaut de capteur. Dans ce qui suit, la modélisation des défauts est présentée.

### 3.4 Modélisation des défauts

Dans la section introduction nous avons mentionné que dans ce travail nous nous concentrerons sur la détection et la localisation des défauts de capteur dans une GSAP commandée, spécifiquement des fautes affectant la mesure de signaux électriques (courant et tensions). Dans les lignes suivantes, nous présenterons les hypothèses et les modèles pour les défauts de capteur.

### 3.4.1 Hypothèses

Avant d'entrer dans les détails de la modélisation de défaut de capteur, les hypothèses suivantes sont en considération:

- Les courants ou tensions à mesurer constituent un système de signaux triphasé équilibré. Cela signifie que tous les signaux ont la même fréquence, l'amplitude et sont décalés de  $2\pi/3$  les uns aux autres.
- Il existe trois capteurs pour chaque système de signaux triphasé équilibré.
- Il n'y a qu'un seul capteur défectueux à la fois.

### 3.4.2 Modélisation

Selon [15], différents types de défauts peuvent affecter les capteurs des signaux triphasés dans les machines à induction. Néanmoins, ils peuvent être classés en deux types de défauts: les défauts additifs et les défauts multiplicatifs. A titre d'exemple, la figure 3.11 représente la présence de défauts sous forme additive dans les capteurs de courant de stator d'une GSAP commandée (le lecteur peut consulter [48] pour des informations concernant la conception du système de commande).

#### Défauts additifs

Les principaux exemples de défauts additifs sont l'apparition de biais et de dérives dans les mesures. Les modifications des propriétés (moyenne, variance) du bruit du capteur peuvent également être considérées comme des défauts additifs.



$$y_{abc}^m(k) = \varepsilon(k)y_{abc}(k) + V(k) \quad (3.2)$$

Dans l'expression (3.2), la matrice  $\varepsilon(k) = \text{diag}\{\varepsilon_a(k), \varepsilon_b(k), \varepsilon_c(k)\}$  contient les gains des capteurs. Nous considérons qu'un défaut multiplicatif est présent dans le  $i$ -ème capteur, pour  $i \in \{a, b, c\}$ , lorsque  $\varepsilon_i(k) \neq 1$ . La présence d'un défaut multiplicatif peut être réécrite en utilisant un formalisme additif de fautes comme suit :

$$y_{abc}^m(k) = y_{abc}(k) + V(k) + \frac{(\varepsilon(k) - I_3)y_{abc}(k)}{f(k)} \quad (3.3)$$

Dans ce qui suit, nous utiliserons le formalisme de défaut additif pour représenter les défauts additifs et multiplicatifs.

### 3.4.3 Effet d'un seul défaut sur les composants $dq$

Les défauts affectent des signaux triphasés (courants ou tensions) qui sont généralement transformés en composantes  $dq$  grâce à la transformation du *Parc*. Ces courants et tensions dans le repère  $dq$  sont utilisés pour le calcul de la loi de commande, pour estimer l'état, ainsi que pour le calcul des variables contrôlées telles que le couple du générateur et la puissance active / réactive. Il est donc intéressant de comprendre comment un seul défaut sur les signaux  $abc$  affecte les composantes  $dq$ . Rappelons qu'un signal électrique (courant ou tension) d'un système triphasé équilibré peut être exprimé comme suit:

$$y_i(t) = M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1) + \phi\right) \quad (3.4)$$

Où  $M$ ,  $\omega$  et  $\phi$  désignent respectivement, l'amplitude, la fréquence et la phase initiale du signal, et  $i \in \{1, 2, 3\} = \{a, b, c\}$ . Dans les lignes suivantes, on considère  $\phi = 0$  et la fréquence angulaire  $\omega$  constante.

Le modèle des signaux triphasés avec un défaut de capteur sous forme additive a été présenté dans l'équation (3.1) et pour les défauts du type multiplicatifs, le modèle a été présenté dans l'équation (3.3). L'application de la transformation du parc à (3.1) ou à (3.3) conduit à l'équation suivante:

$$y^m = \underbrace{P(\theta)y_{abc}}_y + \underbrace{P(\theta)V}_{V_{dq}} + \underbrace{P(\theta)f}_{f_{dq}} \quad (3.5)$$

Où  $y^m = [y_d^m, y_q^m]^T$  et  $y = [y_d, y_q]^T$  désignent respectivement les composantes  $dq$  des signaux triphasés mesurés et des signaux originaux (réels).  $V_{dq} = [v_d, v_q]^T$  représente le bruit résultant

dans le repère  $dq$ . Le vecteur  $f = [f_d, f_q]^T$  représente l'effet du défaut sur les composantes  $dq$  du signal affecté.  $P(\theta)$  est la matrice de transformation du *Parc*, définie par:

$$P(\theta) = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Où  $k = \sqrt{2}/\sqrt{3}$  pour une transformation *invariante de puissance* et  $k = 2/3$  pour une transformation *invariante en amplitude*. L'angle  $\theta = \omega t$  est l'angle de rotation de repère, ce qui concerne un repère stationnaire c'est-à-dire, lorsque  $\omega$  est constant.

Par conséquent, l'expression (3.5) peut être réécrite comme suit:

$$y^m = y + V_{dq} + f_{dq} \quad (3.7)$$

Dans les lignes suivantes, nous allons voir quelle est la forme de  $f_{dq}$  pour les défauts additifs et multiplicatifs.

### Défauts additif

Pour les défauts additifs,  $f_{dq}$  a la forme suivante:

$$f_{dq} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Puisque nous avons supposé qu'un seul défaut  $f_i \neq 0$  pour  $i \in \{1, 2, 3\} = \{a, b, c\}$  peut se produire à la fois, (3.8) devient:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = k f_i \begin{bmatrix} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right) \\ -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Par conséquent, l'apparition d'un seul défaut additif produit des oscillations dans les composantes  $dq$  qui ont la même fréquence des signaux triphasés.

### Défaut multiplicatif

Pour les défauts multiplicatives,  $f_{dq}$  a la forme suivante:

$$f_{dq} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\varepsilon_a - 1)y_a \\ (\varepsilon_b - 1)y_b \\ (\varepsilon_c - 1)y_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Comme nous avons supposé qu'un seul capteur peut avoir un changement dans le gain  $\varepsilon_i \neq 1$  pour  $i \in \{1, 2, 3\} = \{a, b, c\}$  (3.10) devient:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = k(\varepsilon_i - 1)M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right) \begin{bmatrix} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right) \\ -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

En utilisant des expressions trigonométriques, l'équation (3.11) peut être réécrite comme suit:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2}k(\varepsilon_i - 1)M \begin{bmatrix} \sin\left(2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right)\right) \\ \cos\left(2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right)\right) - 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Par conséquent, un défaut multiplicatif produit des oscillations dans les composantes  $dq$  avec une fréquence égale au double de la fréquence du signal électrique affecté.

## 3.5 Génération résiduelle

### 3.5.1 Introduction

Jusqu'à présent, le modèle des signaux triphasés équilibrés soumis à des défauts de capteur a été présenté. En général, les signaux triphasés équilibrés précédents peuvent être produits par le modèle d'état suivant:

$$x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \quad (3.13)$$

$$y_{abc}^m(k) = \underbrace{h(x(k))}_{y_{abc}(k)} + V(k) + f(k) \quad (3.14)$$

La dynamique du modèle (3.13) représente soit, la dynamique du modèle à temps discret (2.80) de la GSAP (voir chapitre 2) soit, la dynamique d'un modèle des signaux triphasés équilibrés, qui sera présenté en détail dans le chapitre suivant.  $x(k)$ ,  $u(k)$  et  $y_{abc}^m(k)$  sont respectivement, le vecteur d'état, le vecteur d'entrée (contenant à la fois les entrées de commande et les perturbations mesurées) et le vecteur de mesure. L'équation de sortie (3.14) montre que le vecteur d'état  $x(k)$  puisse contenir les signaux électriques dans le repère  $dq$ , les courants et les tensions sont mesurés comme des signaux triphasés.  $w(k)$  et  $V(k)$  sont des bruits blanc Gaussien avec des moyennes nulles et des matrices de covariance  $R_w$  et  $R_V$ , respectivement.  $f(k) = [f_a(k), f_b(k), f_c(k)]^T$  est le vecteur de défauts sous forme additive,

avec un seul élément  $f_i$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$  non nul à la fois.

### 3.5.2 Génération résiduelle pour les défauts de capteurs

Dans notre travail, nous étudions la génération de résidus à l'aide d'observateurs, qui sont conçus sur la base du modèle d'état (3.13)–(3.14). Pour la génération résiduelle, deux type de schémas basés sur des observateurs peuvent être utilisés: le schéma d'observation généralisé GOS (Generalized Observer Scheme) et le schéma d'observation dédié DOS (Dedicated Observer Scheme) [49], [12]. Dans les deux cas (GOS et DOS), le nombre d'observateurs à construire est le même que le nombre de défauts possibles  $n_f$  et qui correspond au nombre de capteurs disponibles.

En général, le  $i$ -ème observateur, pour  $i \in \{1, 2, \dots, n_f\}$  utilise le vecteur mesuré  $\tilde{y}_i$ , défini par:

$$\tilde{y}_i(k) = \tilde{h}_i(x(k)) + \tilde{V}_i(k) + \tilde{f}_i(k) \quad (3.15)$$

Où  $\tilde{h}_i(x(k))$  dépend du type de modèle utilisé en (3.13)–(3.14).  $\tilde{f}_i$  est le vecteur  $f$  sans la  $i$ -ème composante.  $\tilde{V}_i(k)$  est une séquence de bruit blanc Gaussien de moyenne nulle et d'une matrice de covariance  $R_{\tilde{V}_i}$ .

En utilisant le modèle défini par les expressions (3.13) et (3.15), le  $i$ -ème observateur produira la sortie estimée  $\hat{y}_i(k)$ . Par conséquent, le  $i$ -ème résiduelle  $r_i$  est définie comme la différence entre le vecteur mesuré  $\tilde{y}_i(k)$  et la sortie estimée  $\hat{y}_i(k)$ :

$$r_i(k) = \tilde{y}_i(k) - \hat{y}_i(k) \quad (3.16)$$

Puisque (3.13) et (3.15) sont de nature stochastique, l'observateur est conçu en utilisant la théorie du filtre de Kalman (KF). Dans les lignes suivantes, les caractéristiques du GOS et du DOS sont décrites.

#### Système d'observation généralisé (GOS)

Dans le schéma d'observateur généralisé (GOS), le  $i$ -ème observateur, pour  $i \in \{1, 2, \dots, n_f\}$  utilise toutes les mesures sauf la  $i$ -ème mesure. Pour mettre en œuvre le GOS, le système d'équations (3.13)–(3.14) doit être observable en utilisant seulement  $(n_f - 1)$  sorties mesurées. Les signaux résiduels obtenus à l'aide du GOS ne peuvent être utilisés que pour la détection et la localisation d'un seul défaut de capteur à la fois.

Dans la section 3.4.1 nous avons supposé que trois capteurs sont disponibles pour le système du signaux triphasés, dans ce cas la  $n_f = 3$ . Un système de FDI pour capteur avec un générateur résiduel basé sur le schéma GOS est représenté sur la figure 3.12.

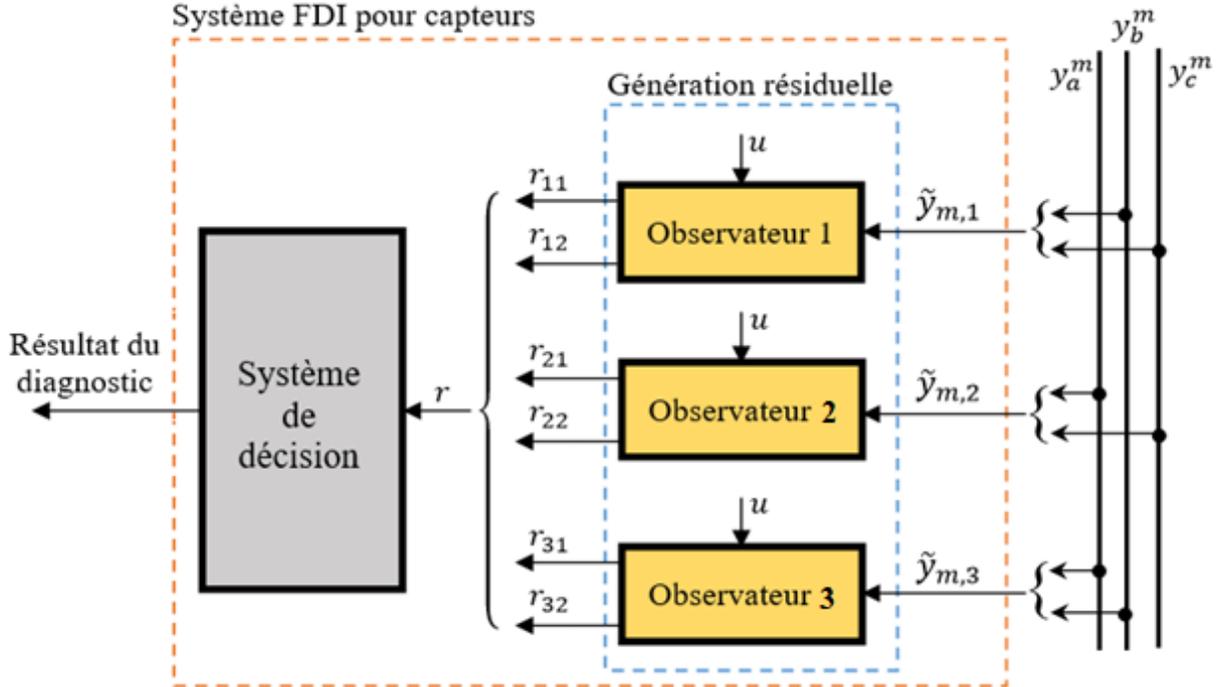


Figure 3.12: Système FDI pour capteurs basé sur GOS

Dans le GOS, la conception du  $i$ -ème observateur, pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ , est basée sur le modèle défini par les expressions (3.13) et (3.15), où  $\tilde{y}_i \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$  est le vecteur  $y_{abc}^m$  sans la  $i$ -ème composante. Par conséquent, à partir de l'équation (3.16), le  $i$ -ème résidu  $r_i$  est un vecteur bidimensionnel c'est-à-dire,  $r_i(k) = [r_{i,1}(k), r_{i,2}(k)]^T$ , pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ . L'effet d'un seul défaut à la fois produits par le GOS, sur les résidus, est présenté dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1: Table d'incidence pour GOS

$r$	$f_1$	$f_2$	$f_3$
$r_{11}$	0	1	0
$r_{12}$	0	0	1
$r_{21}$	1	0	0
$r_{22}$	0	0	1
$r_{31}$	1	0	0
$r_{23}$	0	1	0

Dans le tableau 3.1, un '1' dans la ligne  $i$  et la colonne  $j$  indique que le résidu  $r_i$  change significativement lors de la survenance du défaut  $f_j$ , tandis qu'un '0' signifie que le résidu présente une très faible sensibilité au défaut  $f_j$ , pour  $j \in \{a, b, C\} = \{1, 2, 3\}$ . Puisque la mesure  $y_i^m(k)$ , pour  $i \in \{1, 2, 3\}$  n'a pas d'influence sur le  $i$ -ème observateur,  $r_i$  est censé être insensible au défaut  $f_i$ . Ceci explique les '0' dans la diagonale du tableau 3.1 qui sont inhérents au GOS. Les matrices de covariance  $R_\omega$  et  $R_{\tilde{v}_i}$  sont utilisées pour ajuster la réponse résiduelle transitoire et sa sensibilité aux défauts. Il s'avère que pour l'application considérée, ces matrices doivent être réglées d'une façon que chaque composant résiduel soit sensible seulement à un défaut.

### Schéma d'observateur dédié (DOS)

Dans le schéma d'observateur dédié (DOS), le  $i$ -ème observateur, pour  $i \in \{1, 2, \dots, n_f\}$  n'utilise que la  $i$ -ème mesure. Pour mettre en œuvre le DOS, le système d'équations (3.13)–(3.14) doit être observable en utilisant une seule sortie mesurée. Les signaux résiduels obtenus à l'aide du DOS peuvent être utilisés pour détecter et isoler des défauts de capteur uniques (un seul défaut à la fois) et multiples (plusieurs défauts à la fois).

Dans la section 3.4.1 nous avons supposé que trois capteurs sont disponibles pour le système du signaux triphasés, dans ce cas la  $n_f = 3$ . Un système de FDI pour capteur avec un générateur résiduel basé sur le schéma DOS est représenté sur la figure 3.13

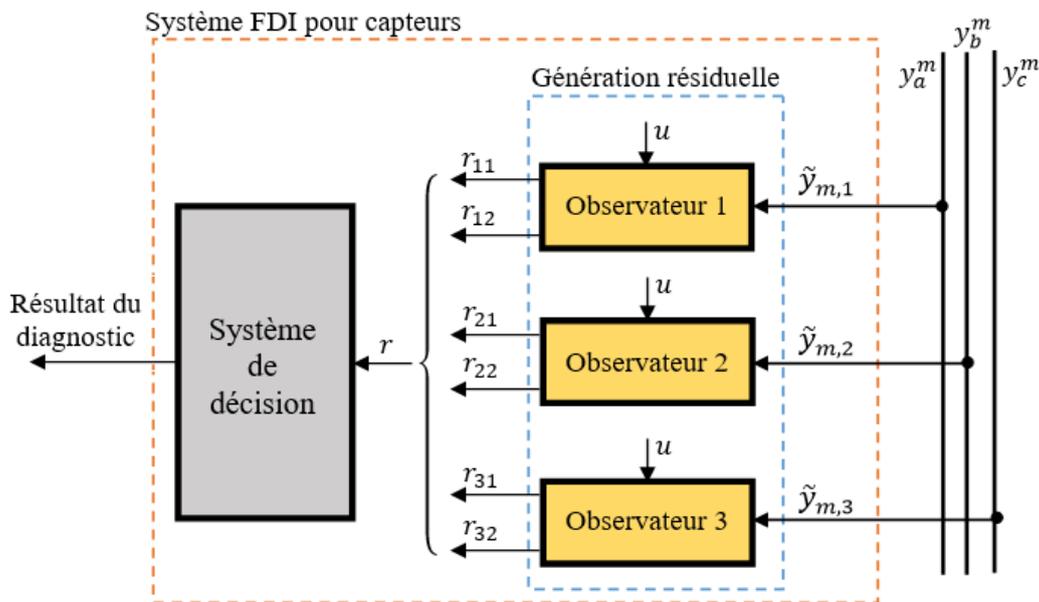


Figure 3.13: Système FDI pour capteurs basé sur le DOS

Dans le DOS, la conception du  $i$ -ème observateur, pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ , est basée sur le modèle défini par les expressions (3.13) et (3.15), où  $\tilde{y}_i \in \mathbb{R}$  est un scalaire, à savoir le  $i$ -ème élément du vecteur de mesure  $y_{abc}^m$ . Par conséquent, à partir de l'équation (3.16), le  $i$ -ème résidu  $r_i$  est également un scalaire, pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ . L'effet d'un seul défaut à la fois sur les résidus produits par le DOS est présenté au tableau 3.2.

Dans le tableau 3.2, un '1' dans la ligne  $i$  et la colonne  $j$  indiquent que le résidu  $r_i$  change de façon significative lors de la survenance du défaut  $f_j$  alors qu'un '0' signifie que le résidu présente une très faible sensibilité au défaut  $f_j$  pour  $j \in \{a, b, C\} = \{1, 2, 3\}$ . Puisque, seulement la  $i$ -ème mesure  $y_i^m$ , pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ , entre dans le  $i$ -ème observateur,  $r_i$  ne devrait être sensible qu'au défaut  $f_i$ . Ceci explique les '1' dans la diagonale du tableau 3.2, qui sont inhérents au DOS. Les matrices de covariance  $R_\omega$  et  $R_{\tilde{v}_i}$  sont utilisées pour ajuster la réponse résiduelle transitoire et sa sensibilité aux défauts.

Tableau 3.2: Table d'incidence pour DOS

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

Dans les trois sections suivantes, nous présentons les idées qui sous-tendent l'évaluation résiduelle. On présente d'abord les propriétés du vecteur résiduel  $r(k) = [r_1(k)^T, r_2(k)^T, r_3(k)^T]^T$  et nous décrivons quelques concepts communs aux différents algorithmes de décision. Ensuite, les deux algorithmes de décision, à savoir la somme cumulée ou l'algorithme CUSUM, et le rapport de vraisemblance généralisé ou l'algorithme GLR sont décrits en détail.

### 3.6 Système de décision: énoncé du problème

Chaque vecteur résiduel  $r_i(k)$ , pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ , obtenu à partir de (3.16) sera considéré comme une séquence de bruit blanc Gaussien d'une moyenne nulle lorsque  $f(k) = 0$ , pour tout  $k$ . En cas d'apparition d'un défaut, à savoir pour  $f \neq 0$  pour  $k \geq k_0$  où  $k_0$  désigne le temps d'occurrence de défaut, certaines composantes du vecteur résiduel  $r(k) = [r_1(k)^T, r_2(k)^T, r_3(k)^T]^T$  de dimensionnel  $n_r$ , montrent un changement dans leur moyenne. En effet, par linéarité, une variation de  $f(k)$  induit une variation de la moyenne du vecteur résiduel  $r(k)$ . Le transitoire en moyenne dépend de la séquence  $f(k)$ , ce qui n'est pas connu dans la

pratique.

Par conséquent, le vecteur résiduel  $r(k)$  peut-être modélisé comme suit:

$$r(k) = r_0(k) + \sum_{\ell=1}^{n_f=3} v_\ell(k) \Gamma_\ell 1_{\{k \geq k_0\}} \delta_\ell \quad (3.17)$$

Où  $r_0(k)$  est une séquence de bruit blanc Gaussien de dimension  $n_r$  avec une moyenne  $\mu_0$  et une variance  $\Sigma$ . Pour un système de génération résiduelle basé sur GOS (DOS),  $n_r = 6$  ( $n_r = 3$ ).  $v_\ell(k)$  est un scalaire représentant le  $\ell$ -ème profil de défaut, et  $\Gamma_\ell$  est un vecteur constant connu correspondant à la direction de  $\ell$ -ème défaut.  $1_x$  est l'indicateur de l'événement  $x$ , à savoir  $1_x = 1$  lorsque  $x$  est vrai et  $1_x = 0$  sinon. Dans l'expression (3.17),  $1_{\{k \geq k_0\}}$  représente l'apparition de défaut au temps  $k = k_0$ .  $\delta_\ell$  pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ , sont des variables booléennes dont un seul est non nul. Celui-ci impose l'application de l'hypothèse selon laquelle un seul défaut peut survenir à la fois.

La fonction de décision vise à choisir entre les hypothèses suivantes:

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0 & : \mathcal{L}(r(i)) = \mathcal{N}(\mu_0, \Sigma), & i = 1, \dots, k \\ \mathcal{H}_\ell & : \mathcal{L}(r(i)) = \mathcal{N}(\mu_0, \Sigma), & i = 1, \dots, k_0 - 1 \\ & \mathcal{L}(r(i)) = \mathcal{N}(\mu_\ell(i), \Sigma), & i = k_0, \dots, k \end{aligned}$$

Où  $\mathcal{L}(r(i))$  désigne la loi de probabilité du vecteur aléatoire  $r(i)$ ,  $\mathcal{N}(\mu, \Sigma)$  désigne la loi de probabilité normale (ou Gaussienne) avec la moyenne  $\mu$  et la variance  $\Sigma$ ,  $\mu_\ell(i)$  est la valeur moyenne du vecteur résiduel lorsque le  $\ell$ -ième défaut est survenu, et il est défini comme suit:

$$\mu_\ell(i) = \mu_0 + v_\ell(i) \Gamma_\ell \quad (3.18)$$

Pour le système de décision, nous distinguons deux problèmes:

- *Problème de détection de défaut*: L'algorithme a pour but de choisir entre la situation saine  $\mathcal{H}_0$  et une *situation défectueuse générale*  $\mathcal{H}_\ell$ , sans spécifier quel défaut  $\ell$ , pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ , s'est produit. L'estimation du temps d'occurrence de défaut  $\hat{k}_0$  peut être réalisée à ce stade.
- *Problème d'isolement ou de localisation de défaut*: Une fois que le défaut a été détecté, l'algorithme doit déterminer quelle *situation défectueuse particulière*  $\mathcal{H}_\ell$ , pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ , s'est produite. Cette dernière tâche implique la comparaison entre l'hypothèse

$\mathcal{H}_\ell$  et toutes les autres hypothèses possibles  $\mathcal{H}_j$ , pour  $\ell \neq j \in \{1, 2, 3\}$ . Selon l'algorithme, on peut aussi effectuer l'estimation de l'amplitude de défaut.

Jusqu'à présent, des modèles stochastiques ont été utilisés pour la génération résiduelle et la modélisation résiduelle. Par conséquent, des algorithmes de détection de changement sont mis en œuvre pour traiter le signal résiduel résultant. Parmi ces algorithmes, nous décrirons l'algorithme de la somme cumulée (CUSUM) et l'algorithme de rapport de vraisemblance généralisé (GLR). L'algorithme CUSUM est utilisé lorsque l'amplitude de défaut est supposée connue. Lorsque l'amplitude de défaut n'est pas connue, l'algorithme GLR est utilisé. Les deux algorithmes de décision sont basés sur le rapport de la probabilité logarithmique (RPL) entre les hypothèses  $\mathcal{H}_\ell$  et  $\mathcal{H}_0$ , à savoir:

$$s_i(\ell, 0) = \ln \frac{p_\ell(r(i))}{p_0(r(i))} \quad (3.19)$$

Où  $p_\ell$  désigne la fonction de densité de probabilité de  $r(i)$  sous l'hypothèse  $\mathcal{H}_\ell$ . Sous l'hypothèse Gaussienne, elle est défini comme suit:

$$p_\ell(r(i)) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{n_r} \det \Sigma}} \exp \left( -\frac{1}{2} (r(i) - \mu_\ell(i))^T \Sigma^{-1} (r(i) - \mu_\ell(i)) \right) \quad (3.20)$$

Où  $n_r$  est la dimension du résidu. En utilisant la définition (3.20) dans (3.19), on obtient:

$$s_i(\ell, 0) = (\mu_\ell(i) - \mu_0)^T \Sigma^{-1} \left( r(i) - \frac{1}{2} (\mu_\ell(i) + \mu_0) \right) \quad (3.21)$$

Le lecteur peut se reporter au chapitre 2 de [50] et au chapitre 6 de [12] pour des informations détaillées sur les algorithmes CUSUM et GLR pour la détection de défauts à l'aide de signaux résiduels scalaires et vectoriels. Dans ce travail, nous présentons la version de ces deux algorithmes de détection de changement pour traiter les signaux résiduels vectoriels afin de réaliser à la fois la détection et la localisation des défauts. Nous commençons par l'algorithme CUSUM qui traite les résidus vectoriels et l'algorithme multi-CUSUM.

### 3.7 Système de décision basé sur l'algorithme CUSUM

L'algorithme Cumulative Sum ou CUSUM est utilisé lorsque le profil et l'amplitude de défaut sont connus. En pratique, l'amplitude de défaut n'est pas connue a priori, pour cela nous supposons que nous avons suffisamment de connaissances sur le comportement du système supervisé afin de définir la plus petite amplitude de défaut qui produit une modification

significative de la performance du système. Ce dernier est considéré comme la situation défectueuse nominale. L'algorithme CUSUM multiple développé dans [51] et expérimenté dans [52] permet à la fois, la détection et l'isolement de défaut. Dans ce qui suit nous allons commencer par l'algorithme CUSUM pour la détection de défauts.

### 3.7.1 L'algorithme CUSUM pour la détection de défauts

En utilisant les considérations présentées dans la section 3.6, nous supposons que le défaut additif suivant peut se produire:

$$v_\ell(i) = v_\ell \quad (3.22)$$

Ce qui correspond à un défaut de type échelon à amplitude connue  $v_\ell$  pour  $i = k_0$ . Pour les défauts additifs définis par  $v_\ell(i) = v_\ell \rho(i - k_0)$  avec  $\rho(i - k_0)$  un profil connu et  $v_\ell$  est un constant bien déterminer et connu (le lecteur peut se référer au chapitre 6 de [12]).

D'après l'expression (3.21), on peut conclure que:

$$E_0(s_k(\ell, 0)) < 0 \quad (5.23a)$$

$$E_\ell(s_k(\ell, 0)) > 0 \quad (5.23b)$$

Où  $E_\ell$  ( $E_0$ ) est l'espérance sous la distribution associée à  $p_\ell(r(k))$  ( $p_0(r(k))$ ). En utilisant la propriété présentée en (3.23), la fonction de décision récursive de l'algorithme CUSUM pour la détection de défaut est définie comme suit:

$$g_k(\ell, 0) = \max(0, g_{k-1}(\ell, 0) + s_k(\ell, 0)) \quad (3.24)$$

Il est clair que sous l'hypothèse  $\mathcal{H}_0$ , ou conditions de fonctionnement saine,  $g_k(\ell, 0)$  restera nul ou proche de zéro, alors qu'elle s'éloigne de la moyenne zéro sous l'hypothèse  $\mathcal{H}_\ell$ , pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ . Une décision que l'hypothèse  $\mathcal{H}_\ell$  est détient soit émise au premier instant  $k_a$  lorsque  $g_k(\ell, 0)$  atteint pour la première fois un seuil  $h_d$  défini par l'utilisateur. Pour estimer le temps d'occurrence de défaut (voir [12], p. 256), le nombre d'observations successives pour lesquelles la fonction de décision  $g_k(\ell, 0)$  reste strictement positive est calculé comme suit:

$$N_\ell(k) = N_\ell(k - 1)1_{\{g_{k-1}(\ell, 0) > 0\}} + 1 \quad (3.25)$$

Et le temps estimé d'occurrence de défaut peut être calculé comme suit:

$$\hat{k}_0 = k_a - N_\ell(k_a) + 1 \quad (3.26)$$

### 3.7.2 L'algorithme CUSUM pour la détection et l'isolement des défauts

Pour effectuer l'isolement du défaut, on procède comme suit. Pour déterminer si un défaut  $\ell$  s'est produite, il faut vérifier qu'en moyenne, tous les rapports de vraisemblance  $s_k(\ell, j)$  pour  $1 \leq j \neq \ell \leq n_f$ , avec  $n_f = 3$ , sont significativement plus grands que zéro.

En utilisant la définition de RPL dans l'équation (3.19), nous notons que:

$$s_k(\ell, j) = s_k(\ell, 0) - s_k(j, 0) \quad (3.27)$$

Et nous pouvons construire un algorithme CUSUM pour disperser entre les hypothèses  $\mathcal{H}_\ell$  et  $\mathcal{H}_j$  en prenant en compte la différence entre  $g_k(\ell, 0)$  et  $g_k(j, 0)$ . Par conséquent, une décision que  $\mathcal{H}_\ell$  détient peut être émise lorsque la fonction de détection et l'isolement suivante devient positive:

$$\bar{g}_\ell = \min_{0 \leq j \neq \ell \leq 3} (g_k(\ell, 0) - g_k(j, 0) - h_{\ell, j}) \quad (3.28)$$

Pour,  $\ell \in \{1, 2, 3\}$  et  $g_k(0, 0) = 0$ .

De cette manière, et pour un système triphasé équilibré (courant ou tensions) seulement trois ( $n_f = 3$ ) fonctions de décision doivent être calculées par l'équation (3.28). Comme dans [51], il est conseillé de ne considérer que deux valeurs pour le seuil  $h_{\ell, j}$ , pour chaque  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ , à savoir:

$$h_{\ell, j} = \begin{cases} h_{\ell d} & \text{pour } j = 0 \\ h_{\ell i} & \text{pour } 1 \leq j \neq \ell \leq 3 \end{cases} \quad (3.29)$$

Où  $h_{\ell d}$  et  $h_{\ell i}$  désignent respectivement le seuil de détection et le seuil d'isolement. Les seuils précédemment définis peuvent être liés au retard moyen de détection du défaut  $\ell$ ,  $\bar{\tau}_\ell$ . En supposant que  $h_{\ell d} = \gamma h_{\ell i}$ , où  $\gamma \geq 1$  est une constante, en utilisant l'expression suivante [51]:

$$\bar{\tau}_\ell \sim \max \left( \frac{h_{\ell d}}{k_{\ell, 0}}, \frac{h_{\ell i}}{\min_{j \neq 0, \ell} (k_{\ell, j})} \right) \quad \text{pour } h_{\ell i} \rightarrow \infty \quad (3.30)$$

Où  $k_{\ell, j}$  est le paramètre de Kullback-Leibler définie par:

$$k_{\ell, j} = \frac{1}{2} (\mu_\ell - \mu_j)^T \Sigma^{-1} (\mu_\ell - \mu_j) \quad (3.31)$$

L'expression (3.30) est un résultat asymptotique. Il est vrai pour les seuils élevés.

Comme l'illustrent les simulations de Monte-Carlo effectuées dans [52], l'expression (3.30) donne une orientation raisonnable pour l'accord initial des seuils.

Si on considère que  $h_{\ell d} = h_{\ell i} = h_{\ell}$ , dans ce cas-là, la fonction de décision présentée par l'équation (3.28) pour la détection et l'isolement peut être réécrite comme suit:

$$g_{\ell}^* = \min_{0 \leq j \neq \ell \leq 3} (|g_k(\ell, 0) - g_k(j, 0)|) \quad (3.32)$$

Pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$  et  $g_k(0, 0) = 0$ , à condition qu'une alarme soit générée lorsque  $g_{\ell}^* \geq h_{\ell}$ , indiquant que le défaut  $\ell$  est survenu.

### 3.7.3 L'algorithme multi-CUSUM à des fins de mise en œuvre

Dans notre travail, l'algorithme multi-CUSUM sera utilisé pour détecter et localiser les défauts naissants (défauts à faibles amplitudes) dans les capteurs. Dans les lignes suivantes nous résumerons l'algorithme récursif multi-CUSUM. Ensuite, nous présentons l'algorithme GLR.

#### I. Initialisation:

- I. a A partir d'un ensemble de  $N_0$  échantillons de données 'saines', déterminer la séquence résiduelle  $\{r_0(1), \dots, r_0(N_0)\}$ , et calculer sa moyenne et sa covariance,  $\mu_0$  et  $\Sigma$ , respectivement.
- I. b Choisissez un scénario d'un défaut 'nominal', par le changement des grandeurs  $v_{\ell}$ ,  $\ell \in \{1, 2, 3\}$  dans l'équation (3.22) et choisir  $h_{\ell d}$  et  $h_{\ell i}$  comme première étape de d'ajustement pour le calcul de retard de détection moyen (3.30).
- I. c Fixez  $g_k(\ell, 0)$  et  $N_{\ell}(0)$  à zéro pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .

#### II. A chaque instant d'échantillonnage $k$ :

- II. a Calculez le nouveau vecteur résiduel  $r(k)$ .
- II. b Calculez les trois fonctions de décision  $g_k(\ell, 0)$  telles que présentées dans (3.24) et  $N_{\ell}(k)$  comme présenté dans (3.25), pour  $\ell = \{1, 2, 3\}$ .
- II. c Calculez  $g_{\ell}^*$  en utilisant (3.32), pour  $\ell = \{1, 2, 3\}$ .
- II. d Si  $g_{\ell}^* \geq h_{\ell}$  génère alors une alarme définissant l'instant d'alarme  $k_a = k$  et indique qu'un défaut de type  $\ell$  s'est produit. Calculer l'estimation du temps d'occurrence de changement  $\hat{k}_0$  par l'équation (3.26).

#### III. Réinitialisation

- III. a Réinitialisez  $g_{k_a}(\ell, 0)$  et  $N_{\ell}(k_a)$  à zéro, pour  $\ell = \{1, 2, 3\}$ .
- III. b Re-exécutez l'algorithme à partir de l'étape II.a.

La procédure de réinitialisation de l'étape III permet d'observer la persistance du défaut en émettant des alarmes répétées tant que le défaut est présent. Des alarmes répétées pourraient être évitées par un post-traitement approprié, comme suggéré aux pages 261-262 de [12].

### 3.8 Système de décision basé sur l'algorithme GLR

#### 3.8.1 L'algorithme GLR pour la détection des défauts: Concepts de base

Le ratio de vraisemblance généralisée ou l'algorithme GLR est utilisé lorsque le profil de défaut est connu mais son amplitude est inconnue. Dans de tels cas, grâce à l'algorithme GLR, on peut non seulement détecter le défaut, mais on peut aussi estimer les paramètres qui le caractérisent.

Comme présenté dans la section 3.6, rappelons que, l'algorithme de décision vise à choisir entre les hypothèses suivantes:

$$\begin{aligned}\mathcal{H}_0 &: \mathcal{L}(r(i)) = \mathcal{N}(\mu_0, \Sigma), & i = 1, \dots, k \\ \mathcal{H}_\ell &: \mathcal{L}(r(i)) = \mathcal{N}(\mu_0, \Sigma), & i = 1, \dots, k_0 - 1 \\ & \mathcal{L}(r(i)) = \mathcal{N}(\mu_\ell(i), \Sigma), & i = k_0, \dots, k\end{aligned}$$

Où  $\mathcal{H}_0$  et  $\mathcal{H}_\ell$  représentent la situation saine et la situation défectueuse, respectivement. Pour un défaut générique  $\ell$  qui produit une variation de la moyenne de  $\mu_0$  à  $\mu_\ell$  présenter dans l'expression (3.18), le rapport de la probabilité logarithmique (RPL) entre les deux hypothèses précédentes peut être calculé en remplaçant  $\mu_\ell$  (l'équation (3.18)) dans l'équation (3.21) :

$$s_i(\ell, 0) = v_\ell(i) \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (r(i) - \mu_0) - \frac{1}{2} v_\ell(i)^2 \Lambda_\ell \quad (3.33)$$

Où  $\Lambda_\ell$  est défini par:

$$\Lambda_\ell = \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} \Gamma_\ell \quad (3.34)$$

Or, pour la séquence  $\{r(1), r(2), \dots, r(k)\}$ , on définit le rapport de la probabilité logarithmique entre les hypothèses  $\mathcal{H}_\ell$  et  $\mathcal{H}_0$  pour un temps de changement hypothétique  $j$  (voir [12], p.249) par :

$$S_j^k(v_\ell(i)) = \sum_{i=j}^k s_i(\ell, 0) \quad (3.35)$$

Après avoir remplacé (3.33) dans (3.35), le rapport de la probabilité logarithmique devient:

$$S_j^k(v_\ell) = \sum_{i=j}^k v_\ell(i) \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (r(i) - \mu_0) - \frac{1}{2} \sum_{i=j}^k v_\ell(i)^2 \Lambda_\ell \quad (3.36)$$

Où  $v_\ell$  représente le ou les paramètres qui définissent complètement le défaut  $\ell$ . Pour un instant donné  $k$ ,  $S_j^k(v_\ell)$  dépend à la fois, du temps de changement  $j$  et de  $v_\ell$  et qui sont inconnus. Par conséquent, nous résolvons le problème en remplaçant  $j$  et  $v_\ell$  par leurs estimations maximum de vraisemblance (EMV), qui sont obtenues en résolvant le double problème de maximisation suivant:

$$(\hat{k}_0, \hat{v}_\ell) = \arg \left\{ \max_{1 \leq j \leq k} \max_{v_\ell} S_j^k(v_\ell) \right\} \quad (3.37)$$

Où  $\hat{k}_0$  désigne l'estimation du temps d'occurrence de défaut.

La fonction de décision GLR pour la détection de défaut est définie comme suit:

$$g_k(\ell, 0) = \max_{1 \leq j \leq k} \max_{v_\ell} S_j^k(v_\ell) \quad (3.38)$$

Avec la fonction de décision GLR définie dans (3.38), la maximisation est réalisée en tenant compte de tous les instants de temps passés. Par conséquent, au fur et à mesure que l'intervalle de temps augmente, le temps nécessaire pour trouver l'optimum augmente. Afin d'éviter ce dernier inconvénient, on peut supposer que le retard de détection est inférieur à  $M$ , dans ce cas-là, la maximisation est réalisée en tenant compte uniquement des  $M$  derniers échantillons. Par conséquent, la fonction de décision GLR dans (3.38) devient:

$$g_k(\ell, 0) = \max_{k-M+1 \leq j \leq k} \max_{v_\ell} S_j^k(v_\ell) \quad (3.39)$$

La solution du double problème de maximisation précédent dépend de la nature du profil de défaut  $v_\ell(i)$ . Dans notre travail, nous utilisons l'algorithme CUSUM pour effectuer des FDI pour des défauts additifs et multiplicatifs, à la fois. Plus précisément, nous visons l'exécution du système FDI pour des échelons comme défaut d'une magnitude constante et inconnue  $v_\ell$  (défaut additif) et une variation dans le gain de capteur  $\varepsilon$  d'une valeur constante, inconnue et différente de un (défaut multiplicatif). D'abord, nous abordons l'algorithme CUSUM pour le traitement des défauts additifs et plus tard nous utiliserons ces idées pour traiter les défauts multiplicatifs.

### 3.8.2 L'algorithme GLR pour la détection des défauts additifs

Pour les défauts additifs, nous considérons que le défaut  $\ell$  consiste en un échelon additif d'une amplitude inconnue, à savoir:

$$v_\ell(i) = v_\ell \quad (3.40)$$

Le lecteur peut se référer au chapitre 6 de [12] pour plus d'informations sur l'algorithme GLR pour les défauts additifs avec  $v_\ell(i) = \rho(i - k_0)$ , où  $\rho(i - k_0)$  est un profil de défaut connu, différent de zéro seulement pour  $i \geq k_0$ , et  $v_\ell$  est une scalaire inconnue.

On remplace (3.40) pour  $v_\ell(i)$  dans la définition du rapport de la probabilité logarithmique (3.36) on obtient l'équation suivante:

$$S_j^k(v_\ell) = (k - j + 1)v_\ell \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (R_j^k - \mu_0) - \frac{1}{2} (k - j + 1) v_\ell^2 \Lambda_\ell \quad (3.41)$$

Avec  $\Lambda_\ell$  défini dans (6.34) et  $R_j^k$  défini par:

$$R_j^k = \frac{1}{k - j + 1} \sum_{i=j}^k r(i) \quad (3.42)$$

L'estimation maximum de vraisemblance (EMV) de  $v_\ell$  à un instant  $k$ , en supposant que le défaut a eu lieu à l'instant  $j$ , est obtenue en calculant  $\partial S_j^k / \partial v_\ell$  à partir de l'expression (3.41) et en cherchant la valeur de  $v_\ell$  qui assure  $\partial S_j^k / \partial v_\ell = 0$ . Cela donne:

$$\hat{v}_\ell(k, j) = \frac{1}{\Lambda_\ell} \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (R_j^k - \mu_0) \quad (3.43)$$

Le remplacement de  $v_\ell$  par  $\hat{v}_\ell(k, j)$  obtenu par (3.43) dans l'équation (3.41) donne:

$$S_j^k(\hat{v}_\ell(k, j)) = (k - j + 1) \hat{v}_\ell(k, j) \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (R_j^k - \mu_0) - \frac{1}{2} (k - j + 1) \hat{v}_\ell(k, j)^2 \Lambda_\ell \quad (3.44)$$

La fonction de décision de GLR pour la détection de défaut est obtenue après le remplacement de (3.44) pour  $S_j^k$  dans (3.39):

$$g_k(\ell, 0) = \max_{k-M+1 \leq j \leq k} (k - j + 1) \hat{v}_\ell(k, j) \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (R_j^k - \mu_0) - \frac{1}{2} (k - j + 1) \hat{v}_\ell(k, j)^2 \Lambda_\ell \quad (3.45)$$

Une alarme de détection est déclenchée au temps  $k_a$  lorsque  $g_{k_a}(\ell, 0) \geq h_\ell$ , où  $h_\ell$  est un seuil défini par l'utilisateur. Par conséquent, le temps d'apparition de défaut estimé  $\hat{k}_0$  est

donné par :

$$\hat{k}_0 = \arg \left\{ \max_{k_a - M + 1 \leq j \leq k_a} (k_a - j + 1) \hat{v}_\ell(k_a, j) \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (R_j^k - \mu_0) - \frac{1}{2} (k_a - j + 1) \hat{v}_\ell(k_a, j)^2 \Lambda_\ell \right\} \quad (3.46)$$

### 3.8.3 L'algorithme GLR pour la détection des défauts multiplicatifs

Pour les défauts multiplicatifs, nous considérons une variation du gain du  $\ell$ -ème capteur comme un défaut. Comme le défaut affecte la mesure d'un signal sinusoïdal (courant ou tension), selon (3.3), une variation du gain du capteur se traduit par un défaut additif avec un profil sinusoïdal. Par conséquent, le système de décision vise à choisir entre les hypothèses  $\mathcal{H}_0$  et  $\mathcal{H}_\ell$ , où l'apparition du  $\ell$ -ème défaut produit une variation de la moyenne du résidu de  $\mu_0$  à  $\mu_\ell = \mu_0 + v_\ell(i) \Gamma_\ell$ , tel que le profil défaut  $v_\ell(i)$  est modélisé comme suit:

$$v_\ell(i) = A_\ell \cos(2\pi f T_s i + \phi_\ell) \quad (3.47)$$

Où  $A_\ell$ ,  $f$  et  $\phi_\ell$  désignent respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase du  $\ell$ -ème défaut.  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ , avec  $\omega$  la fréquence angulaire, et  $T_s$  la période d'échantillonnage.

En cas d'apparition d'un défaut multiplicatif, on considère que les oscillations (3.47) qui apparaissent dans le vecteur résiduel ont la fréquence des signaux triphasés surveillés. Pour les signaux électriques (courants ou tensions) de la GSAP, nous considérons que cette fréquence est connue. La fréquence est égale à la fréquence de grille ( $f_s$ ) pour les courants et les tensions de stator. Par conséquent, pour l'identification de défauts multiplicatifs, l'algorithme GLR doit détecter l'apparition d'un signal sinusoïdal de fréquence connue  $f$  mais d'amplitude  $A_\ell$  et de phase  $\phi_\ell$  inconnus.

Le profil de défaut  $v_\ell(i)$  dans (3.47) peut être réécrit, en utilisant des équations trigonométriques, comme suit:

$$v_\ell(i) = \alpha_\ell \cos(2\pi f T_s i) + \beta_\ell \sin(2\pi f T_s i) \quad (3.48)$$

Avec

$$\alpha_\ell = A_\ell \cos(\phi_\ell) \quad (3.49a)$$

$$\beta_\ell = -A_\ell \sin(\phi_\ell) \quad (3.49b)$$

Puis, en remplaçant (3.48) pour  $v_\ell(i)$  dans le rapport de la probabilité logarithmique

défini en (3.36) et en considérant une longueur minimale de fenêtre  $M_\omega$ , on obtient:

$$S_j^k(\alpha_\ell, \beta_\ell) = \sum_{i=j}^k (\alpha_\ell \cos(2\pi f T_s i) + \beta_\ell \sin(2\pi f T_s i)) \tilde{r}_\ell(i) - \frac{1}{2} \Lambda_\ell \sum_{i=j}^k (\alpha_\ell \cos(2\pi f T_s i) + \beta_\ell \sin(2\pi f T_s i))^2 \quad (3.50)$$

Avec  $k - M + 1 \leq j \leq k - M_\omega + 1$  et où  $\tilde{r}_\ell(i)$  est défini comme suit:

$$\tilde{r}_\ell(i) = \Gamma_\ell^T \Sigma^{-1} (r(i) - \mu_0) \quad (3.51)$$

Pour trouver les estimations maximum de vraisemblance (EMV) de  $\alpha_\ell$  et  $\beta_\ell$ , il faut d'abord définir les approximations suivantes [53] :

$$\frac{1}{k-j+1} \sum_{i=j}^k \sin(2\pi f T_s i) \cdot \cos(2\pi f T_s i) \approx 0 \quad (3.52a)$$

$$\sum_{i=j}^k \cos^2(2\pi f T_s i) \approx \frac{k-j+1}{2} \quad (3.52b)$$

$$\sum_{i=j}^k \sin^2(2\pi f T_s i) \approx \frac{k-j+1}{2} \quad (3.52c)$$

$$\sum_{i=j}^k \cos^2(2\pi f T_s i + \phi_\ell) \approx \frac{k-j+1}{2} \quad (3.52d)$$

Après avoir calculé la dérivée des conditions de stationnarité pour  $S_j^k$ , à savoir  $\partial S_j^k(\alpha_\ell, \beta_\ell) / \partial \alpha_\ell = 0$  et  $\partial S_j^k(\alpha_\ell, \beta_\ell) / \partial \beta_\ell = 0$  en utilisant l'expression (3.50), on obtient la EMV des deux paramètres inconnus:

$$\hat{\alpha}_\ell = \frac{2}{\Lambda_\ell(k-j+1)} \sum_{i=j}^k \tilde{r}_\ell(i) \cos(2\pi f T_s i) \quad (3.53)$$

$$\hat{\beta}_\ell = \frac{2}{\Lambda_\ell(k-j+1)} \sum_{i=j}^k \tilde{r}_\ell(i) \sin(2\pi f T_s i) \quad (3.54)$$

Ensuite, en utilisant (3.49) et (3.53)–(3.54), l'EMV de l'amplitude  $A_\ell$  et de la phase  $\phi_\ell$  sont donnés par:

$$\hat{A}_\ell = \sqrt{\hat{\alpha}_\ell^2 + \hat{\beta}_\ell^2} \quad (3.55)$$

$$\hat{\phi}_\ell = -\tan^{-1} \left( \frac{\hat{\beta}_\ell}{\hat{\alpha}_\ell} \right) \quad (3.56)$$

Maintenant, en remplaçant (3.53) et (3.54) pour  $\alpha_\ell$  et  $\beta_\ell$  dans (3.50) on obtient:

$$S_j^k(\alpha_\ell, \beta_\ell) = \frac{1}{4} \Lambda_\ell(k-j+1)(\hat{\alpha}_\ell^2 + \hat{\beta}_\ell^2) \quad (3.57)$$

A partir du EMV des paramètres de (3.53)–(3.54) on peut calculer:

$$(\hat{\alpha}_\ell^2 + \hat{\beta}_\ell^2) = \frac{4}{\Lambda_\ell^2(k-j+1)} \aleph_j^k(\ell, f) \quad (3.58)$$

Où  $\aleph_j^k(\ell, f)$  est le soi-disant spectrogramme évalué à la fréquence  $f$  pour  $j \in \{1, 2, 3\}$ , et calculé en utilisant l'information de l'instant  $j$  à  $k$ . Ce spectrogramme est défini comme suit:

$$\aleph_j^k(\ell, f) = \frac{1}{k-j+1} \left| \sum_{i=j}^k \tilde{r}_\ell(i) \exp(-2j\pi f T_s i) \right|^2 \quad (3.59)$$

De (3.59) nous pouvons remarquer que  $M_\omega$  est la fenêtre pour l'évaluation du spectrogramme. Après avoir remplacé (3.58) dans (3.57), on obtient:

$$S_j^k(\ell, f) = \frac{1}{\Lambda_\ell} \aleph_j^k(\ell, f) \quad (3.60)$$

Par conséquent, la fonction de décision GLR pour la détection de défaut est obtenue en remplaçant (3.60) pour l'estimation maximum de vraisemblance dans (3.39):

$$g_k(\ell, 0) = \max_{k-M+1 \leq j \leq k-M_\omega+1} \frac{1}{\Lambda_\ell} \aleph_j^k(\ell, f) \quad (3.61)$$

Avec  $M \geq M_\omega$ . Le  $\ell$ -ème défaut est détecté à l'instant  $k_a$  lorsque  $g_{k_a}(\ell, 0) \geq h_\ell$ , où  $h_\ell$  est un seuil défini par l'utilisateur.

Le temps estimé d'apparition de défaut  $\hat{k}_0$  lors de l'acceptation de l'hypothèse  $\mathcal{H}_\ell$  au temps instantané  $k_a$  (temps d'alarme) est donné par:

$$\hat{k}_0 = \arg \left\{ \max_{k_a-M+1 \leq j \leq k_a} \frac{1}{\Lambda_\ell} \aleph_j^{k_a}(\ell, f) \right\} \quad (3.62)$$

Avec  $\aleph_j^{k_a}(\ell, f)$  définie comme:

$$\aleph_j^{k_a}(\ell, f) = \frac{1}{k_a-j+1} \left| \sum_{i=j}^{k_a} \tilde{r}_\ell(i) \exp(-2j\pi f T_s i) \right|^2 \quad (3.63)$$

### 3.8.4 L'algorithme GLR pour la détection et l'isolement des défauts

Dans les lignes précédentes, l'algorithme GLR a été présenté pour la détection des défauts de capteurs soit additifs ou multiplicatifs. Afin d'effectuer la localisation des défauts, nous allons présenter l'algorithme multi-CUSUM pour FDI. Dans cette dernière approche, pour décider si le défaut  $\ell = 1, 2, \dots, n_f$ , est apparu, on a à vérifier qu'en moyenne, toutes les rapports de vraisemblance  $s_k(\ell, m)$  pour  $1 \leq m \neq \ell \leq n_f$  sont significativement plus grandes que zéro, où  $n_f = 3$  pour FDI des signaux triphasés.

Par définition, le rapport log-vraisemblance  $s_k(\ell, m)$  est:

$$s_k(\ell, m) = \ln \frac{p_\ell(r(i))}{p_m(r(i))} \quad (3.64)$$

$$= s_k(\ell, 0) - s_k(m, 0) \quad (3.65)$$

Par conséquent, le rapport de probabilité logarithmique cumulée  $S_j^k(\ell, m)$  peut-être écrire:

$$\begin{aligned} S_j^k(\ell, m) &= \sum_{i=j}^k s_i(\ell, m) = \sum_{i=j}^k (s_i(\ell, 0) - s_i(m, 0)) \\ &= S_j^k(\ell, 0) - S_j^k(m, 0) \end{aligned} \quad (3.66)$$

Contrairement à l'algorithme CUSUM où les paramètres de défaut sont connus, dans le GLR, les paramètres sont inconnus. Par conséquent, afin de générer correctement une fonction de décision GLR à la fois pour la détection et l'isolement, selon (3.39) il faudra effectuer une maximisation de (3.66) pour toutes les combinaisons possibles  $\ell$  et  $m$  de défauts. Nous supposons plutôt qu'on peut construire un algorithme GLR pour choisir entre les hypothèses  $\mathcal{H}_\ell$  et  $\mathcal{H}_m$  en prenant simplement en compte la différence entre leurs fonctions de décision GLR pour la détection de défaut  $g_k(\ell, 0)$  et  $g_k(m, 0)$  respectivement.

Par conséquent, la décision que  $\mathcal{H}_\ell$  détient peut être émise lorsque la fonction de décision suivante devient positive:

$$\bar{g}_\ell = \min_{0 \leq m \neq \ell \leq n_f=3} (g_k(\ell, 0) - g_k(m, 0) - h_{\ell,m}) \quad (3.67)$$

Où  $h_{\ell,m}$ , sont des seuils définis par l'utilisateur. Considérant les mêmes seuils de détection et d'isolation pour tous les défauts possibles  $\ell$ , c'est-à-dire,  $h_{\ell,m} = h_{\ell d} = h_{\ell i} = h_\ell$ , la fonction de décision (3.67) peut être réécrite comme:

$$g_\ell^*(k) = \min_{0 \leq m \neq \ell \leq n_f=3} (g_k(\ell, 0) - g_k(m, 0)) \quad (3.68)$$

À condition qu'une alarme soit déclenchée lorsque  $g_\ell^* \geq h_\ell$  pour une erreur  $\ell$ .

### 3.8.5 L'algorithme multi-GLR à des fins de mise en œuvre

#### FDI des défauts additifs: Echelon d'amplitude inconnue

##### I. Initialisation:

- I. a A partir d'un ensemble de  $N_0$  échantillons de données 'saines', déterminer la séquence résiduelle  $\{r_0(1), \dots, r_0(N_0)\}$ , et calculer sa moyenne et sa covariance,  $\mu_0$  et  $\Sigma$ , respectivement.
- I. b Choisissez la fenêtre  $M$  supérieure ou égale au retard de détection admissible.
- I. c Sélectionnez un scénario de défaut 'nominal', par le changement des grandeurs  $v_{\ell,N}$ , comme dans (3.40), où le sous-index  $N$  veut dire nominal, pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- I. d D'un ensemble de  $N_1$  échantillons sous l'hypothèse  $\mathcal{H}_\ell$  avec l'amplitude de défaut  $v_{\ell,N}$ , pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ , calculez  $\hat{v}_\ell(k, j)$  et  $g_k(\ell, 0)$  pour  $k = M + 1, \dots, N_1$  en utilisant respectivement (3.43) et (3.45). Choisir un seuil  $h_\ell$  pour que  $g_\ell^*(k) > h_\ell$  pour  $k = M + 1, \dots, N_1$ . Vérifier que la valeur de défaut estimée  $\hat{v}_\ell(k, j)$  est proche de  $v_{\ell,N}$ , et que le défaut  $\ell$  est détecté et isolé dans le délai requis, pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- I. e Fixez  $\hat{v}_\ell(k, j)$  et  $g_k(\ell, 0)$  à zéro pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- I. f Acquérez  $(M - 1)$  échantillons de données.

##### II. A chaque instant d'échantillonnage $k$ :

- II. a Calculez le nouveau vecteur résiduel  $r(k)$ .
- II. b Calculez les trois fonctions de décision  $g_k(\ell, 0)$  en utilisant (3.45), pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- II. c Calculez  $g_\ell^*$  par (3.68).
- II. d Si  $g_\ell^* \geq h_\ell$  génère alors une alarme définissant l'instant d'alarme  $k_a = k$  et indique qu'un défaut de type  $\ell$  s'est produit. Prévoir l'estimation du temps d'occurrence de changement  $\hat{k}_0$  en utilisant (3.46) et de l'amplitude de défaut estimée  $\hat{v}_\ell(k, \hat{k}_0)$  selon (3.43).

## FDI des défauts multiplicatifs: Détection de signaux sinusoïdaux de fréquence connue et d'amplitude et de phase, inconnues

### I. Initialisation:

- I. a A partir d'un ensemble de  $N_0$  échantillons de données 'saines', déterminer la séquence résiduelle  $\{r_0(1), \dots, r_0(N_0)\}$ , et calculer sa moyenne et sa covariance,  $\mu_0$  et  $\Sigma$ , respectivement.
- I. b Choisissez la fenêtre  $M_\omega \geq 1/(f_{min}T_s)$  où  $f_{min}$  est la fréquence minimale du signal sinusoïdal à détecter. Choisissez la fenêtre  $M > M_\omega$  supérieure ou égale au délai de détection admissible.
- I. c Sélectionnez un scénario de défaut 'nominal', à savoir l'amplitude  $A_{\ell,N}$  par l'équation (3.47), pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- I. d D'un ensemble de  $N_1$  échantillons sous l'hypothèse  $\mathcal{H}_\ell$  avec un amplitude de défaut  $A_{\ell,N}$  et une phase arbitraire  $\phi_\ell$ , pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ , calculez  $g_k(\ell, 0)$  pour  $k = M + 1, \dots, N_1$  utilisant l'équation (3.61). Choisissez un seuil  $h_\ell$  pour que  $g_\ell^*(k) \geq h_\ell$  pour  $k = M + 1, \dots, N_1$ . Vérifiez que l'amplitude  $\hat{A}_\ell$  et la phase  $\hat{\phi}_\ell$ , estimés de défaut sont proches de leurs valeurs  $A_{\ell,N}$  et  $\phi_\ell$ , respectivement, et que le défaut  $\ell$  est détecté et isolé dans le délai requis, pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- I. e Fixez  $\hat{A}_\ell$ ,  $\hat{\phi}_\ell$  et  $g_k(\ell, 0)$  à zéro pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- I. f Acquérez  $(M - 1)$  échantillons de données.

### II. A chaque instant d'échantillonnage k:

- II. a Calculez le nouveau vecteur résiduel  $r(k)$ .
- II. b Calculez les trois fonctions de décision  $g_k(\ell, 0)$  telles que présentées dans (3.45), pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ .
- II. c Calculez  $g_\ell^*$  par l'équation (3.68).
- II. d Si  $g_\ell^* \geq h_\ell$  génère alors une alarme définissant l'instant d'alarme  $k_a = k$  et indique qu'un défaut de type  $\ell$  s'est produit. Prévoir l'estimation du temps d'occurrence de changement  $\hat{k}_0$  en utilisant les équations (3.62)–(3.63) et de l'amplitude  $\hat{A}_\ell(k, \hat{k}_0)$  et la phase  $\hat{\phi}_\ell(k, \hat{k}_0)$  estimés de défaut, utilisons  $j = \hat{k}_0$  dans les équations (3.53)–(3.56).

### 3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes définitions et outils qui permettront la détection et la localisation de défauts de capteurs. Nous avons décrit le modèle des signaux électriques triphasés affectés par des défauts. Les défauts additifs sous forme de biais et dérives et les défauts multiplicatifs sous forme de variations du gain du capteur sont considérés comme les formes possibles des défauts de capteur.

Des systèmes de génération résiduelle ont été présentés afin de produire des signaux résiduels qui réagiront lors de l'apparition d'un défaut. Des schémas d'observation multiple sont considérés, à savoir le schéma d'observation généralisé (GOS) et le schéma d'observation dédié (DOS). Les signaux résiduels obtenus à l'aide du GOS peuvent être utilisés pour effectuer la détection et la localisation des défauts uniques (un seul défaut à la fois), par contre l'utilisation du DOS, permet de détecter et d'isoler des défauts multiples.

Enfin, le système de décision basée sur des algorithmes de détection des changements statistiques qui traitent l'ensemble des vecteurs résiduels, à savoir la somme cumulée (CUSUM) et l'algorithme de rapport de probabilité généralisé (GLR), ont été décrits. Grâce à ces algorithmes, nous pouvons à la fois, détecter et localiser les défauts.

Dans les chapitres suivants, nous présenterons de nouvelles approches FDI dans pour les capteurs d'une GSAP contrôlée et avec défaut de rotation.

## **CHAPITRE 4**

### **Approche FDI pour capteur basée sur le signal**

## Approche FDI pour capteur basée sur le signal

### 4.1 Introduction

Ce chapitre décrit une nouvelle approche pour la détection et la localisation des défauts de capteurs pour les signaux triphasés (courant et tensions). L'objectif est de concevoir un système FDI pour défauts des capteurs capable de maximiser la sensibilité par rapport aux défauts naissantes (de petite amplitude) des capteurs, tout en minimisant la sensibilité par rapport aux incertitudes du modèle / paramètre et les changements dans les références et les perturbations et ainsi aux défauts de rotation du système éolien.

Cette approche consiste à utiliser un modèle de signaux triphasés non sinusoïdaux équilibrés et que nous avons appelé *l'approche FDI basée sur le signal*. Dans le but de détecter et de localiser les défauts des capteurs de courant et / ou tensions d'une GSAP contrôlée et qui génère un défaut de rotation. Bien que les systèmes FDI de capteurs proposés et développés dans ce travail aient été proposés pour être utilisés pour la surveillance des signaux triphasés dans un GSAP éolien, ils peuvent être utilisés pour d'autres applications dans des systèmes et des machines électriques commandées.

Nous allons commencer ce chapitre par le positionnement du problème et l'explication des défis pour effectuer le FDI du capteur pour les signaux triphasés, dans la section 4.2. Un bref état de l'art des techniques de FDI pour machines à induction sera présenté dans la section 4.3. L'approche FDI des capteurs basée sur le signal sera décrite dans la section 4.4 et qui se terminera par une validation de l'approche FDI proposé par un émulateur d'un système de conversion d'énergie éolienne à temps réel à base d'une GSAP contrôlée et qui produit un défaut de rotation.

## 4.2 Positionnement du problème et défis de FDI du capteur

### 4.2.1 Positionnement du problème

L'objectif de ce chapitre est de réaliser des systèmes FDI pour capteurs à base des signaux triphasés (courants ou tensions) à une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP). En fonctionnement normal (sain), ces signaux oscillatoires sont équilibrés, ce qui signifie que leur somme est égale à zéro. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la détection et la localisation de défauts naissantes (défauts d'amplitude très faibles) affectant les mesures de signaux triphasés.

Dans une GSAP contrôlée, comme représenté sur la figure 4.1 (le lecteur peut consulter [48] pour des informations détaillées sur la conception du système de commande), les courants et tension du stator sont considérés comme sujets à d'éventuels défauts de capteur. Dans cette dernière figure, un système triphasique générique  $y_{abc}$  est affecté non seulement par le bruit de mesure  $V$  mais également par le défaut  $f$ , qu'il est représenté sur la figure sous forme additive. Ceci est dû aux modèles de défauts (3.1) et (3.3) décrits dans la section 3.4.

La raison pour laquelle il est important d'effectuer une FDI de capteur dans des signaux triphasés d'une machine électrique commandée peut être expliquée comme suit. Lors de l'apparition d'un défaut dans l'une des mesures d'un système triphasé équilibré (courants ou tensions), cette information erronée est utilisée par le système de commande (ici contrôleur PI) pour calculer la loi de commande  $v_s^*$ . Le contrôleur essaie de compenser le défaut, qui est perçu comme une perturbation de sortie qui modifie les signaux triphasés équilibrés. En conséquence, le comportement oscillatoire apparaît dans les variables contrôlées, dégradant la performance en boucle fermée.



angle est remplacé par son estimation  $\hat{\theta}_s$ , obtenues par une boucle à verrouillage en phase (PLL) et / ou une boucle à verrouillage de fréquence (FLL). Par conséquent, l'erreur d'estimation dans ces angles, bien que très faible, influe non seulement sur la loi de contrôle calculée, mais également sur la performance d'un système FDI de capteur basé sur le modèle de la machine.

Enfin, dans une GSAP d'éolienne, ainsi que dans d'autres machines triphasées, les paramètres électriques (résistances et inductances) ne sont pas constants. Les résistances varient en fonction des variations de température alors que les inductances varient en fonction des caractéristiques de saturation, comme décrit dans la section 2.8. Par conséquent, le système FDI de capteur conçu doit être robuste contre les variations de paramètres.

### 4.2.3 Effet de la variation des paramètres sur les courants estimés du stator

Une solution pour réaliser des systèmes FDI de capteurs pour des machines à induction consiste à concevoir un observateur basé sur le modèle de la machine (dans le repère  $dq$ ). Avec les informations des entrées de commande et des sorties mesurées, on obtient des sorties estimées et des signaux résiduels (différence entre les sorties mesurées et estimées), selon les idées présentées dans la section 3.5. Ceci permet au FDI du capteur d'avoir une certaine robustesse face aux variations des variables de référence et des perturbations. Néanmoins, les résultats estimés dépendent des paramètres électriques (résistances et inductances) utilisés dans le modèle de la GSAP, qui sont souvent considérés comme constants à des fins d'estimation. Ainsi, la variation de ces paramètres, qui se produit dans des applications réelles, affectera l'estimation des sorties et des signaux résiduels.

Rappelons que le modèle de la GSAP décrit dans la section 2.7.3 est:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_d}\right) & p\left(\frac{L_{ch}+L_l+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)\omega_r \\ -p\left(\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)\omega_r & -\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{p}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix} \omega_r \Psi_f \\ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_d}\right) - R_s\right] & \left[L_q - \left(\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_l+L_d}\right)L_d\right]p\omega_r \\ \left[\left(\frac{L_{ch}+L_d}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) - L_d\right]p\omega_r & \left[\left(\frac{R_{ch}+R_l+R_s}{L_{ch}+L_l+L_q}\right)L_q - R_s\right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left(p - \frac{pL_d}{L_{ch}+L_l+L_q}\right) \end{bmatrix} \omega_r \Psi_f \end{cases} \quad (4.1)$$

Comme nous l'avons déjà expliqué dans la section 2.8, nous considérons que les résistances du stator ( $R_s$ ) peut varier en fonction des variations de la température et que l'inductance magnétique ( $L_q, L_d$ ) varie en fonction d'une caractéristique de saturation, alors que la fuite du stator ( $L_l$ ) peut supposer constante.

On peut s'attendre à ce que les variations des paramètres dégradent la performance d'un système FDI pour capteurs basé sur le modèle nominal de la GSAP qui considère les paramètres constants. Par conséquent, d'autres approches pour FDI sont nécessaires. Avant d'entrer dans les détails des approches proposées, il est intéressant de rappeler l'état de l'art des systèmes FDI de capteurs pour les machines à induction.

### **4.3 Etat de l'art du système FDI de capteurs pour machines à induction**

Les travaux antérieurs sur la détection et la localisation de défauts de capteurs pour signaux triphasés ont été essentiellement réalisés dans le cadre de variateurs de vitesse (VV) avec machines à induction. Comme décrit dans [38], les variateurs de vitesse peuvent être soumis à différents types de défauts, parmi lesquels les défauts du capteur. Tous les travaux portant sur le FDI du capteur pour les machines à induction, à savoir [15], [16], [17], [20], [21], [18], [19], [22] et [23] supposent l'utilisation de trois capteurs par le système triphasé. Ceci fournit une redondance qui est exploitée conjointement avec le modèle de la machine à induction pour réaliser le système FDI du capteur et éventuellement la commande tolérante aux défauts (CTD). De plus, [15], [16], [17], [18] et [19] ont effectués des FDI de capteurs pour des moteurs asynchrones contrôlés, tandis que [20], [21], [22] et [23] appliquent le DFI sur une génératrice asynchrone à double alimentation éoliennes. Parmi les principales caractéristiques de ces travaux, on peut citer:

- i. Ils sont tous basés sur le modèle de la machine à induction et considèrent des paramètres électriques constants, sauf dans [17]. Dans [17], les états et les paramètres sont estimés à l'aide d'un filtre de Kalman étendu (EKF) à des fins de production résiduelle. Dans tous les autres travaux, la performance de FDI sera affectée par la modélisation et les incertitudes paramétriques.
- ii. Tous les travaux considèrent la perte totale du capteur comme condition de défektivité, à l'exception de [15] et [17] qui considèrent également les défauts (défauts additifs) et les chutes de gain (défauts multiplicatifs) comme des défauts possibles. Ceci est important car des défauts de faible amplitude peuvent dégrader la performance en boucle fermée du système et doivent donc être détectés.
- iii. Tous les travaux utilisent une approche d'observateur unique pour la génération résiduelle, à l'exception de [18] et [19] qui considèrent une approche par observateurs multiples. L'utilisation d'une approche par observateur unique rend

difficile l'utiliser d'une méthodologie systématique à des fins d'isolement.

- iv. Dans tous les travaux, le système de décision est constitué de règles déterministes et sur mesure pour la détection et la localisation du défaut. Cela signifie que les propriétés statistiques des résidus ne sont pas exploitées par le système FDI.

Par conséquent, dans ce travail, nous sommes intéressés à développer des approches systématiques pour effectuer des FDI de capteurs et qui ont les caractéristiques suivantes:

- i. Le système FDI du capteur est basé sur un modèle tel que les incertitudes de modélisation / paramètres n'ont aucune influence.
- ii. Le système FDI du capteur est capable d'effectuer la détection et la localisation de défauts naissants (de petite amplitude), à la fois additif (décalage de capteur) et multiplicatif (changement de gain).
- iii. Le stade de génération résiduelle du système FDI est basé sur un schéma d'observation multiple, où chaque observateur est conçu par l'exploitation de la théorie du filtre de Kalman, comme décrit dans la section 3.5.
- iv. L'étape de décision du système FDI est basée sur des algorithmes de détection des changements statistiques tels que la somme cumulative (CUSUM) et le ratio de vraisemblance généralisée (GLR), comme décrit aux sections 3.7 et 3.8, respectivement. L'utilisation d'un tel système de décision permet à la fois, la détection et la localisation des défauts.

Dans ce qui suit, nous présenterons deux approches différentes pour FDI des capteurs développés afin d'atteindre les objectifs définis précédemment.

## 4.4 Approche FDI pour capteurs basée sur les signaux

### 4.4.1 Introduction

Dans les sections précédentes, nous avons mentionné qu'un système FDI pour capteur conçu à base d'un modèle nominal d'une GSAP ou d'un modèle à paramètres électriques constants aura une performance sensible aux variations de paramètres. Afin de remédier à ce problème, nous présentons dans les lignes qui suivent une nouvelle approche FDI pour capteurs. Nous utilisons le fait que pendant le fonctionnement normal, les signaux triphasés (courant et tensions) sont équilibrés. Par conséquent, la somme de ces trois signaux est nulle. Cette propriété introduit une redondance qui peut être exploitée à des fins de surveillance.

Dans les lignes suivantes, on expliquera le modèle des signaux triphasés équilibrés ainsi que la procédure de génération résiduelle. Plus tard, l'approche proposée est validée à l'aide de système expérimentale à base d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation.

### 4.4.2 Modèle de système triphasé équilibré

#### Modélisation d'un signal sinusoïdal

Considérons un signal sinusoïdal d'amplitude  $M_0$ , de fréquence  $\omega_e$  et de phase  $\phi_0$ , représenté par l'équation suivante:

$$y(t) = M_0 \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (4.2)$$

Ce signal particulier peut être modélisé par le système oscillant bidimensionnel suivant en utilisant une représentation dans l'espace d'état:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_0} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}}_{X(t)} \quad (4.3)$$

$$y(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_0} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Où  $x(0) = [M_0 \sin(\phi_0), M_0 \cos(\phi_0)]^T$  est l'état initial.

L'idée de la modélisation d'un signal sinusoïdal est utilisée pour modéliser un système triphasé équilibré.

### Modélisation d'un système sinusoïdal triphasé équilibré

Considérons un système électrique sinusoïdal triphasé équilibré (courant ou tensions). Tous les signaux ont la même amplitude ( $M$ ) et la même fréquence ( $\omega_e$ ), et leur déphasage mutuel est de  $2\pi/3$ :

$$y_a(t) = M \sin(\omega_e(t)t + \phi_a) \quad (4.5a)$$

$$y_b(t) = M \sin(\omega_e(t)t + \phi_a - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.5b)$$

$$y_c(t) = M \sin(\omega_e(t)t + \phi_a + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.5c)$$

Où  $\phi_a$  est la phase initiale de  $y_a(t)$ . Notez que bien que nous considérons la même fréquence pour tous les signaux, la valeur de  $\omega_e$  peut être variable dans le temps.

Comme le système (4.5) est équilibré, la somme des trois signaux doit être égale à zéro:

$$y_a(t) + y_b(t) + y_c(t) = 0 \quad (4.6)$$

Ce qui signifie que l'un des signaux  $y_j(t)$ , pour  $j \in \{a, b, c\}$ , peut être calculé à partir des deux autres à condition que les deux autres soient connus.

Compte tenu de cette propriété et des idées qui sous-tendent la génération d'un signal sinusoïdal, à savoir le modèle (4.3) - (4.4), tout système sinusoïdal triphasé équilibré peut être généré par un modèle d'espace d'état bidimensionnel, comme suit:

$$\dot{x}(t) = A(\omega_e(t))x(t) \quad (4.7)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (4.8)$$

Avec le vecteur d'état  $x(t) = [x_1(t), x_2(t)]^T$ , vecteur de sortie  $y(t) = [y_a(t), y_b(t), y_c(t)]^T$  et l'état initial  $x(0) = [M \sin(\phi_a), M \cos(\phi_a)]^T$ . Les matrices  $A(\omega_e(t))$  et  $C$  sont définies par:

$$A(\omega_e(t)) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e(t) \\ -\omega_e(t) & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Dans les lignes ci-dessous, nous étendrons le modèle (4.7) - (4.8) à un système triphasé équilibré avec des harmoniques multiples.

### Modélisation d'un système triphasé non sinusoïdal équilibré

Selon [54], chaque signal d'un système triphasé non sinusoïdal équilibré peut être exprimé comme une somme de ses composantes harmoniques:

$$y_a(t) = \sum_{h=1}^{\infty} M_h \sin(h\omega_1 t + \phi_h) \quad (4.10a)$$

$$y_b(t) = \sum_{h=1}^{\infty} M_h \sin\left(h\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_h\right) \quad (4.10b)$$

$$y_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} M_h \sin\left(h\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_h\right) \quad (4.10c)$$

Où la composante harmonique d'ordre  $h$ , pour  $h \in \mathbb{N}$ , a une amplitude  $M_h$ , une phase initiale  $\phi_h$  et une fréquence  $\omega_h = h\omega_1$ , où  $\omega_1 = \omega_e(t)$  est la fréquence fondamentale. L'expansion des expressions (4.10a) - (4.10c), en utilisant seulement les trois premières harmoniques, donne:

$$y_a(t) = M_1 \sin(\omega_e(t)t + \phi_1) + M_2 \sin(2\omega_e(t)t + \phi_2) \\ + M_3 \sin(3\omega_e(t)t + \phi_3) + \dots \quad (4.11a)$$

$$y_b(t) = M_1 \sin\left(\omega_e(t)t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + M_2 \sin\left(2\omega_e(t)t + \frac{2\pi}{3} + \phi_2\right) \\ + M_3 \sin(3\omega_e(t)t + \phi_3) + \dots \quad (4.11b)$$

$$y_c(t) = M_1 \sin\left(\omega_e(t)t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + M_2 \sin\left(2\omega_e(t)t - \frac{2\pi}{3} + \phi_2\right) \\ + M_3 \sin(3\omega_e(t)t + \phi_3) + \dots \quad (4.11c)$$

A partir de l'ensemble précédent d'équations, on peut conclure que les harmoniques  $h = 6n + 1$ , avec  $n \in \mathbb{N}$ , sont constituées de signaux triphasés qui sont mutuellement décalés de  $-2\pi/3$  et ont la même séquence de phase que les signaux triphasés avec la fréquence fondamentale. On dit que, tels harmoniques forment un ensemble de composantes avec une séquence positives (désigné par l'indice supérieur '+'). En revanche, les harmoniques  $h = 6n - 1$ ,  $n \in \mathbb{N}$ , ont une séquence de phase opposée à celle des composantes à fréquence fondamentale (mutuellement décalées de  $2\pi/3$ ). On dit qu'ils font un ensemble de composantes de séquences négatives (notées par l'indice supérieur '-'). Enfin, les harmoniques  $h = 6n - 3$ ,  $n \in \mathbb{N}$ , ont un déphasage nul les uns aux autres, correspondant à un ensemble de composantes de séquence nulle (notée par l'indice supérieur '0'). Nous résumons les conclusions précédentes dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1: Séquence de phase des harmoniques pour un système triphasé équilibré

Harmonique	séquence de phase
1	+
2	-
3	0
4	+
5	-
6	0
...	...

En général, un système d'harmonique triphasé d'ordre  $h \in \{1, 2, 3, \dots\}$ , Avec amplitude  $M_h$  et phase initiale  $\phi_h$  peuvent être exprimés avec une représentation dans l'espace d'état comme suite:

$$\dot{x}_h(t) = A_h(\omega_e(t))x_h(t) \quad (4.12)$$

$$y_h(t) = C_h x_h(t) \quad (4.13)$$

Où,  $x_h(t) = [x_{h,1}(t), x_{h,2}(t)]^T$  sont les états,  $x_h(0) = [M_h \sin \phi_h, M_h \cos \phi_h]^T$  est le vecteur d'état initial. La matrice  $A_h(\omega_e(t))$  est définie comme suit:

$$A_h(\omega_e(t)) = \begin{bmatrix} 0 & h\omega_e(t) \\ -h\omega_e(t) & 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Et  $C_h$  prennent la forme suivante pour les harmoniques respectivement, positif ('+'), négatif ('-') et zéro ('0'):

$$C_h^+ = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad C_h^- = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad C_h^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Enfin, puisque le système triphasé non sinusoïdal est une combinaison linéaire de systèmes harmoniques, comme présenté dans (4.11), donc il a la représentation d'état spatiale suivante:

$$\dot{x}(t) = A(\omega_e(t))x(t) \quad (4.16)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (4.17)$$

Où  $x = [x_1, x_2, x_3, \dots]^T$ , avec  $x_h$  associé à l'état bidimensionnel correspondant au système

harmonique  $h \in \{1, 2, 3, \dots\}$ , où les matrices sont définies par:

$$A(\omega_e(t)) = \text{diag}\{A_1^+(\omega_e(t)), A_2^-(\omega_e(t)), A_3^0(\omega_e(t)), A_4^+(\omega_e(t)), \dots\} \quad (4.18)$$

$$C = [C_1^+, C_2^-, C_3^0, C_4^+, \dots] \quad (4.19)$$

### 4.4.3 Génération résiduelle

La présence de défauts du capteur dans un système triphasé équilibré (courant ou tensions) peut être modélisée comme suit. Premièrement, le modèle (4.18) - (4.19) est discrétisé avec la période d'échantillonnage  $T_s$ . En ajoutant au modèle à temps discret résultant, l'effet, des harmoniques non modélisées, des perturbations électromagnétiques et de bruit de mesure. On obtient le modèle suivant:

$$x(k+1) = \Phi(\omega_e(k))x(k) + W(k) \quad (4.20)$$

$$y^m(k) = Cx(k) + V(k) + f(k) \quad (4.21)$$

Où  $\Phi(\omega_e(k)) = \exp(A(\omega_e(k))T_s)$ , tel que  $\omega_e(k)$  est supposé constant sur la période d'échantillonnage  $T_s$ . Les vecteurs  $W(k)$  et  $V(k)$  sont des bruit blancs no-corrélés avec des moyenne nulle et des matrices de covariance  $R_W$  et  $R_V$ ,  $f(k) = [f_a(k), f_b(k), f_c(k)]^T$  est un vecteur contenant des défauts, avec  $f_i(k)$  l'amplitude de défaut dans le  $i$ -ème capteur, pour  $i \in \{a, b, c\} = \{1, 2, 3\}$ .

Jusqu'à présent, nous avons supposé qu'un seul défaut  $f_i(k)$  peut se produire au même instant et à un instant inconnu  $k_0$ . Dans ces conditions, une stratégie multi-observateurs basée sur le système d'observation généralisé (GOS), qui est décrit dans la section 3.5.2, est utilisée.

Cependant, il faut souligner que le modèle des signaux triphasés, respectivement sinusoïdaux et non sinusoïdaux (4.20) - (4.21) et (4.18) - (4.19) est observable en utilisant un seul signal de sortie. Par conséquent, il sera possible de détecter et d'isoler l'apparition de plus d'un défaut à la fois. Dans ce dernier cas, une stratégie multi-observateurs basée sur le système d'observateurs dédiés (DOS) présenté dans la section 3.5.2 est utilisée.

Le système de génération résiduelle pour signal triphasé se compose de trois observateurs lors de l'utilisation du GOS ou du DOS. Le  $i$ -ème observateur,  $i \in \{1, 2, 3\}$  est conçu sur la base de la dynamique du modèle (4.20) avec l'équation de sortie suivante:

$$\tilde{y}_i^m(k) = \tilde{C}_i x(k) + \tilde{V}_i(k) + \tilde{f}_i(k) \quad (4.22)$$

Pour le GOS,  $\tilde{y}_i^m(k)$  est le vecteur  $y^m(k)$  sans la  $i$ -ème mesure,  $\tilde{f}_i(k)$  est le vecteur

$f(k)$  sans la  $i$ -ème composante et  $\tilde{C}_i$  est la matrice  $C$  sans  $i$ -ème ligne. Pour le DOS,  $\tilde{y}_i^m(k)$  est la  $i$ -ème mesure dans le vecteur  $y^m(k)$ ,  $\tilde{f}_i(k)$  est le  $i$ -ème défaut ou la  $i$ -ème composante dans  $f(k)$  et  $\tilde{C}_i$  est le  $i$ -ème ligne de  $C$ .  $\tilde{V}_i(k)$  est une séquence de bruit blanc gaussien de moyenne nulle et d'une matrice de covariance  $R_{\tilde{V}_i}$ .

Aux fins de la production résiduelle, les observateurs sont des filtres de Kalman décrits comme suit:

*Mise à jour de la mesure:*

$$M_i(k) = P_i(k|k-1) \tilde{C}_i^T (\tilde{C}_i P_i(k|k-1) \tilde{C}_i^T + R_{\tilde{V}_i})^{-1} \quad (4.23)$$

$$\hat{x}_i(k|k) = \hat{x}_i(k|k-1) + M_i(k)(\tilde{y}_{m,i}(k) - \tilde{C}_i \hat{x}_i(k|k-1)) \quad (4.24)$$

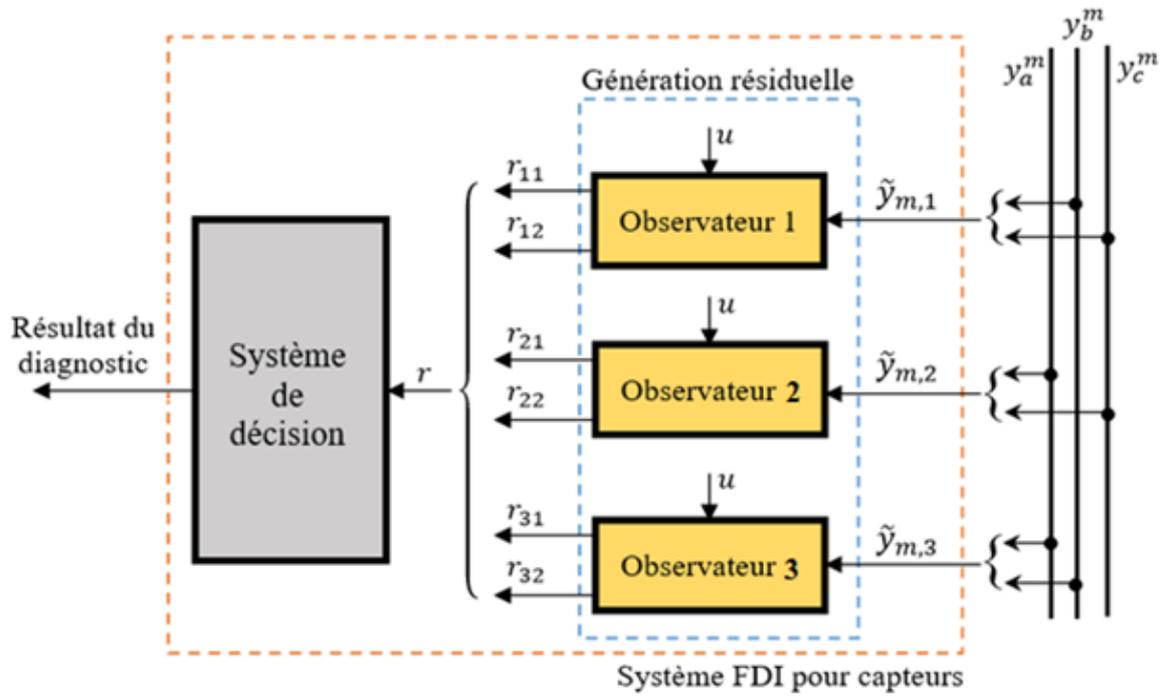
$$P_i(k|k) = (I - M_i(k) \tilde{C}_i) P_i(k|k-1) \quad (4.25)$$

$$\hat{y}_i(k) = \tilde{C}_i \hat{x}_i(k|k) \quad (4.26)$$

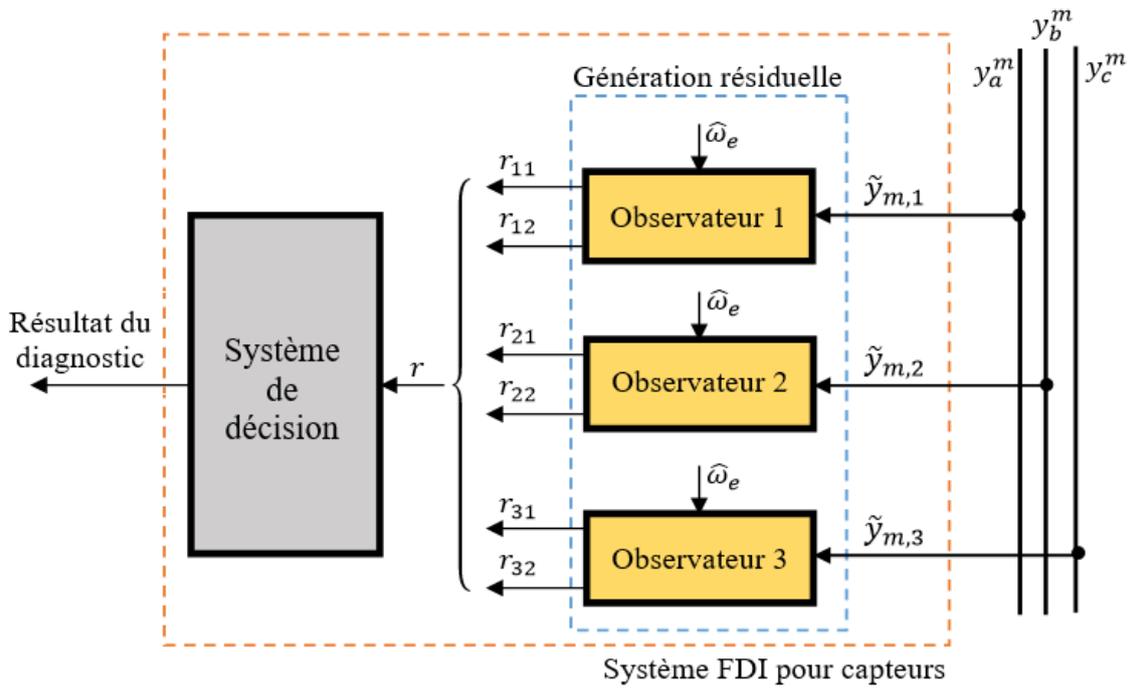
*Mise à jour du temps:*

$$\hat{x}_i(k+1|k) = \Phi(\hat{\omega}_e(k)) \hat{x}_i(k|k) \quad (4.27)$$

$$P_i(k+1|k) = \Phi(\hat{\omega}_e(k)) P_i(k|k) \Phi^T(\hat{\omega}_e(k)) + R_W \quad (4.28)$$



(a)



(b)

Figure 4.4: Système FDI pour capteur à base du signal avec génération résiduelle basée sur (a) GOS, (b) DOS

Dans (4.23) - (4.28), la fréquence  $\omega_e(k)$  a été remplacée par son estimation  $\hat{\omega}_e(k)$ . Cette estimation peut être obtenue, par exemple, par une boucle fermée de régulation de fréquence comme décrit dans [55], ou par un filtre de Kalman étendu (EKF) [56].

Le  $i$ -ème résidu est l'innovation du  $i$ -ème filtre de Kalman (KF), à savoir un vecteur bidimensionnel lors de l'utilisation du GOS ou d'un signal scalaire lors de l'utilisation du DOS:

$$r_i(k) = \tilde{y}_i^m - \hat{y}_i(k) \quad (4.28)$$

Les matrices de covariance  $R_\omega$  et  $R_{\tilde{y}_i}$  sont choisies pour ajuster la réponse résiduelle transitoire et sa sensibilité aux défauts. Plus précisément, le gain de KF, est conçu de telle sorte que l'effet d'un seul défaut sur les résidus produits par le GOS (DOS) correspond au tableau d'incidence 4.2 (4.3). Dans ces tableaux, un '1' dans la ligne  $i$  et la colonne  $j$  indiquent que le résidu  $r_i$  change significativement lors de l'apparition du défaut  $f_j$ , alors qu'un '0' signifie que le résidu présente une très faible sensibilité au défaut  $f_j$ , pour  $j \in \{a, b, C\} = \{1, 2, 3\}$ .

Tableau 4.2: Table d'incidence pour GOS

$r$	$f_1$	$f_2$	$f_3$
$r_{11}$	0	1	0
$r_{12}$	0	0	1
$r_{21}$	1	0	0
$r_{22}$	0	0	1
$r_{31}$	1	0	0
$r_{23}$	0	1	0

Tableau 4.3: Tableau d'incidence des défauts uniques pour DOS

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

Par des signaux triphasés (courants ou tensions), on obtient trois vecteurs résiduels  $r_i$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$ . En empilant les trois vecteurs résiduels, on peut définir le vecteur  $r(k) = [r_1(k)^T, r_2(k)^T, r_3(k)^T]^T$ , traité par le système de décision présenté dans les sections 4.7 et 4.8.  $r(k)$  est un vecteur 6-dimensionnel lors de l'utilisation du GOS, et un vecteur tridimensionnel lors de l'utilisation du DOS. Un schéma du système FDI pour capteur avec GOS et DOS est présenté sur la figure 4.4.

Dans les sous-sections suivantes, nous présenterons quelques exemples de validation

pour les systèmes FDI de capteurs conçus à l'aide de l'approche basée sur signal.

#### 4.4.4 Validation

Les signaux défectueux sont obtenus en ajoutant le défaut aux signaux mesurés par les capteurs.

#### 4.4.5 Validation: utilisation d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation

Le but de cette réalisation est de valider le système FDI pour capteur avec une GSAP contrôlée et qui génère un défaut de rotation qui a un effet directe sur les signaux triphasés, courant et tension de la génératrice (voir les figures : 4.7, 4.8 et 4.9). Nous cherchons à montrer que les performances du système FDI en termes de fausses alarmes et de retard de détection, ne sont pas affectées par des transitions en raison de changements de référence ou de perturbations dans le système en boucle fermée, ni de défaut de rotation ou de défauts dans d'autres capteurs que ceux surveillés.

#### Conception du système FDI pour capteurs

Les tensions mesurées du stator  $u_{s,abc}^m = [u_{s,a}^m, u_{s,b}^m, u_{s,c}^m]^T$  et les courants statoriques  $i_{s,abc}^m = [i_{s,a}^m, i_{s,b}^m, i_{s,c}^m]^T$  d'une GSAP contrôlée sont surveillés. Le lecteur peut consulter [48] pour des informations détaillées sur la conception du système de commande. Un schéma de la GSAP contrôlée avec des défauts de capteur sous forme additif est déjà été présenté dans la figure 4.1.

Dans cette réalisation, nous visons à détecter et à localiser des défauts de capteur additif sous formes d'échelons. Un GOS est construit pour chaque système triphasé. Puisque la fréquence fondamentale  $f_e$  des systèmes triphasés peut être variable, chaque GOS est constitué de trois filtres de Kalman à temps variable (TVKF). Les observateurs de chaque GOS sont conçus de telle sorte que le défaut additive de type échelon produit une variation dans la moyenne du résidu approximativement égale à l'amplitude de défaut, suivant le tableau d'incidence 4.2. Chaque sortie d'observateur  $r_p(k)$ , est un vecteur bidimensionnel. Nous avons choisi la période d'échantillonnage ( $T_s$ ) de simulateur à temps réel,  $T_s = 5 \times 10^{-5} s$ , ce qui correspond à une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz

A partir d'un premier ensemble de données en conditions saines, avec le système dans son point de fonctionnement nominal, on obtient la moyenne  $\mu_0$  et la valeur de la matrice de covariance ( $\Sigma$ ) pour le vecteur résiduel  $r(k)$ . La valeur résiduelle présente des valeurs négligeables, c'est à dire  $\mu_0 \approx 0$ . Toutes les grandeurs de défaut affectant un signal particulier (courant ou tension) sont exprimées en pourcentage de pic du signal.

Avec ces considérations, nous calculons chaque  $\mu_\ell$ , pour  $\ell = \{1, 2, 3\}$  pour les courants et les tensions, en supposant que le vecteur  $\Gamma_\ell$  est la  $\ell$ -ème colonne du tableau 4.2. On choisit les seuils  $h_\ell = 1 \times 10^8$  pour le courant et  $h_\ell = 2 \times 10^8$  pour la tension.

### **Montage expérimental à des fins de validation**

Le système expérimental de conversion d'énergie éolienne, représenté sur la figure 4.5, consiste en un dynamomètre à quatre quadrants pour émuler l'éolienne, ce dernier est couplé à une GSAP, deux onduleurs IGBT connectés dos-à-dos, un encodeur pour la mesure de la vitesse de la génératrice, des inductances de ligne triphasées pour le filtrage des signaux, des charges résistives, une alimentation de puissance, une interface d'acquisition de données (OP8660) avec des entrées de mesure de courant / tension, des sorties d'onduleurs à six impulsions et une entrée d'encodeur (pour plus d'information sur l'OP8660 et les spécifications des capteurs, voir la figure A1 et la table III, de l'annexe), un simulateur en temps réel Opal-RT (OP5600) équipé du processeur Intel Xeon Quad Core 2.40 GHz, ce qui en fait un outil puissant pour le prototypage de contrôle rapide Et les applications Hardware-in-the-loop (HIL) [57].

Le système FDI, le système de contrôle et le système d'acquisition de données sont modélisés dans Simulink / Matlab et intégrés dans la plate-forme de simulation en temps réel RT-LAB™ à exécuter dans le simulateur numérique Opal-RT pour faire fonctionner le système expérimental de conversion d'énergie éolienne. Les caractéristiques de la GSAP sont fournies dans la table I de l'annexe et les paramètres de bus DC et de filtre R-L dans la table II. Le schéma de tous les modules connectés est illustré à la figure 4.6.

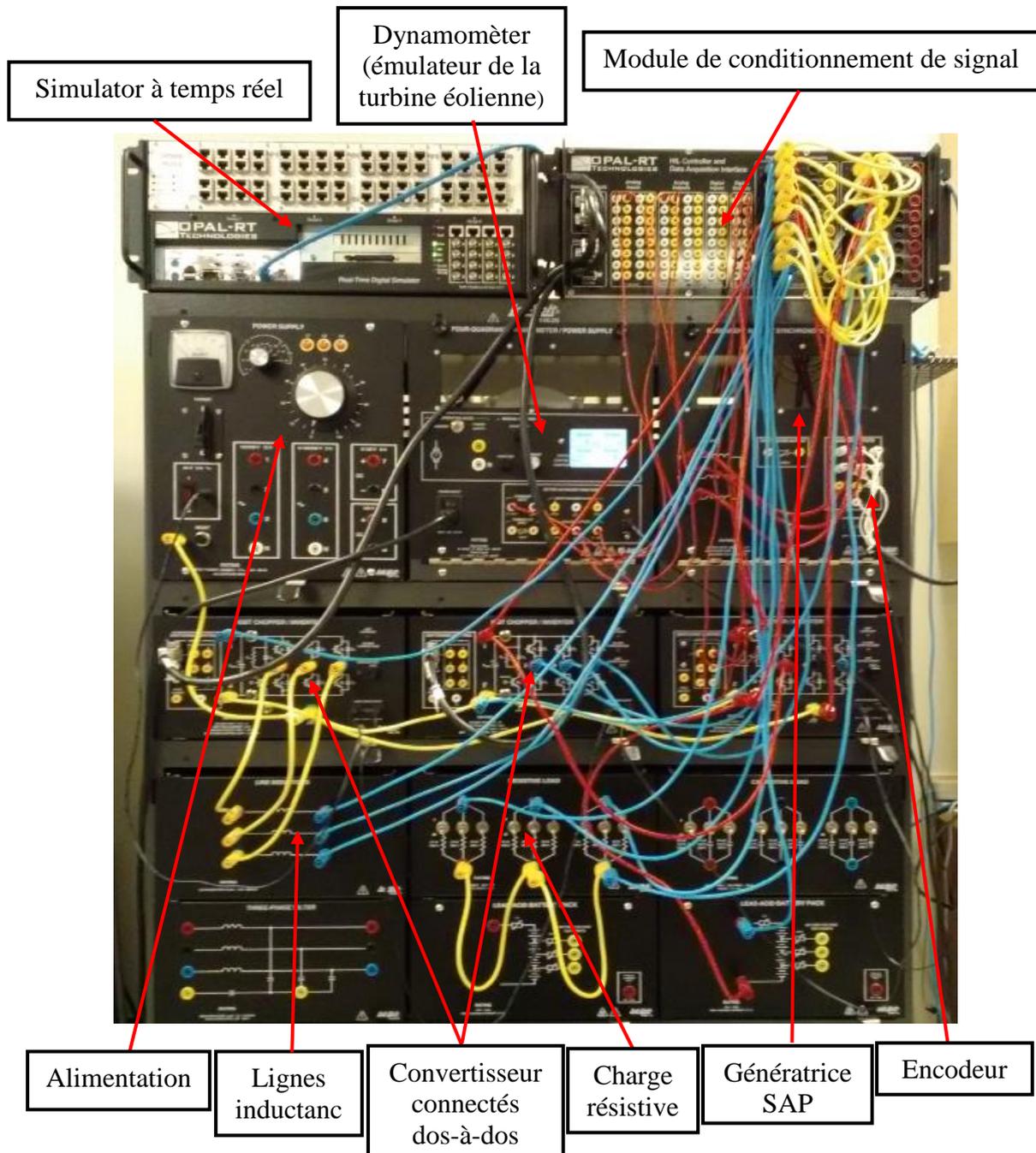


Figure 4.5 : Montage expérimentale du système de conversion d'énergie éolienne

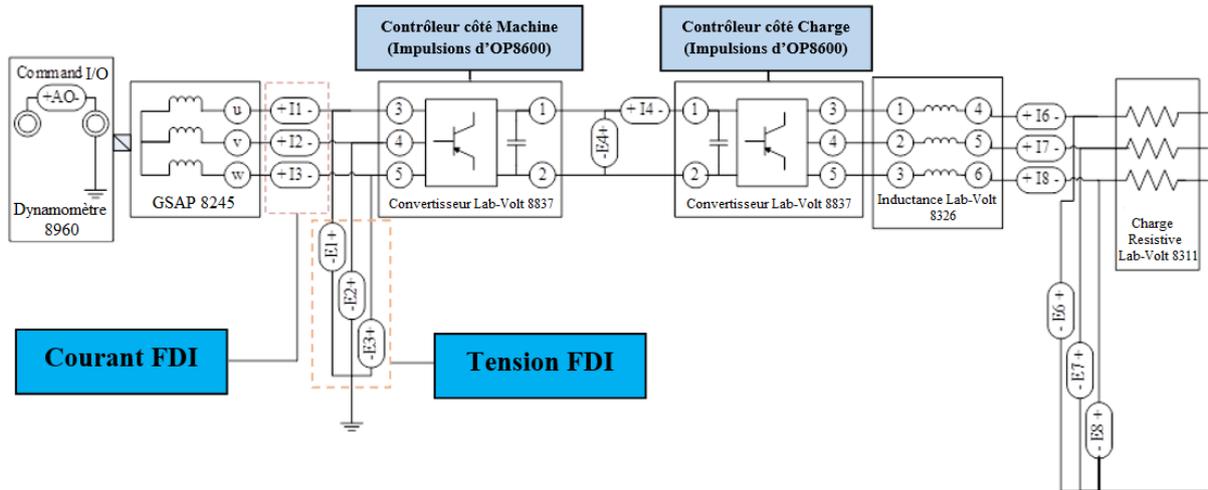


Figure 4.6 : Schéma de connexion de la configuration expérimentale du système de conversion d'énergie éolienne.

### Résultats expérimentaux et discussion

Des tests ont été menés pour valider le système FDI proposé pour les défauts additifs dans les capteurs de courant et de tension de stator de la GSAP contrôlée du système de conversion d'énergie éolienne.

Comme le montre les figures 4.7 et 4.8 on peut observer que les courants et les tensions triphasés sont affectés par l'angle de rotation mesuré par le codeur comme indiqué sur la figure 4.9. Pour le système FDI proposé, cette anomalie, en raison de l'angle de rotation, ne doit pas être considérée comme un défaut et le système est ajusté pour éviter la prise en compte de cette anomalie en choisissant les paramètres appropriés de TVKF.

Les vecteurs résiduels  $r_i(k)$  sont mis à l'échelle unitaire en utilisant le courant et la tension de la GSAP comme facteur de normalisation.

Initialement, le système FDI a été lancé sans défauts pour acquérir des informations sur le système en situation saine à des fins de comparaison en cas de défauts. À partir du premier ensemble de données saines, la moyenne  $\mu_0$  et la matrice de covariance  $\Sigma$  ont été calculées pour être utilisées comme référence du système sans défauts. De plus, pour éviter les transitions d'initialisation dans les résidus  $r_i(k)$ , les vecteurs  $x(0)$  des conditions initiales des TVKFs ont été ajustés, et la moyenne  $\mu_0$  et la matrice de covariance  $\Sigma$  sont calculées entre  $t_1 = 0,0018$  s (équivalent à 37 échantillons) et  $t_2 = 0,1958$  s (équivalent à 3917 échantillons) et avant l'instant  $t_2$ , les fonctions de décision  $g_i^*$  sont forcées pour être nulles.

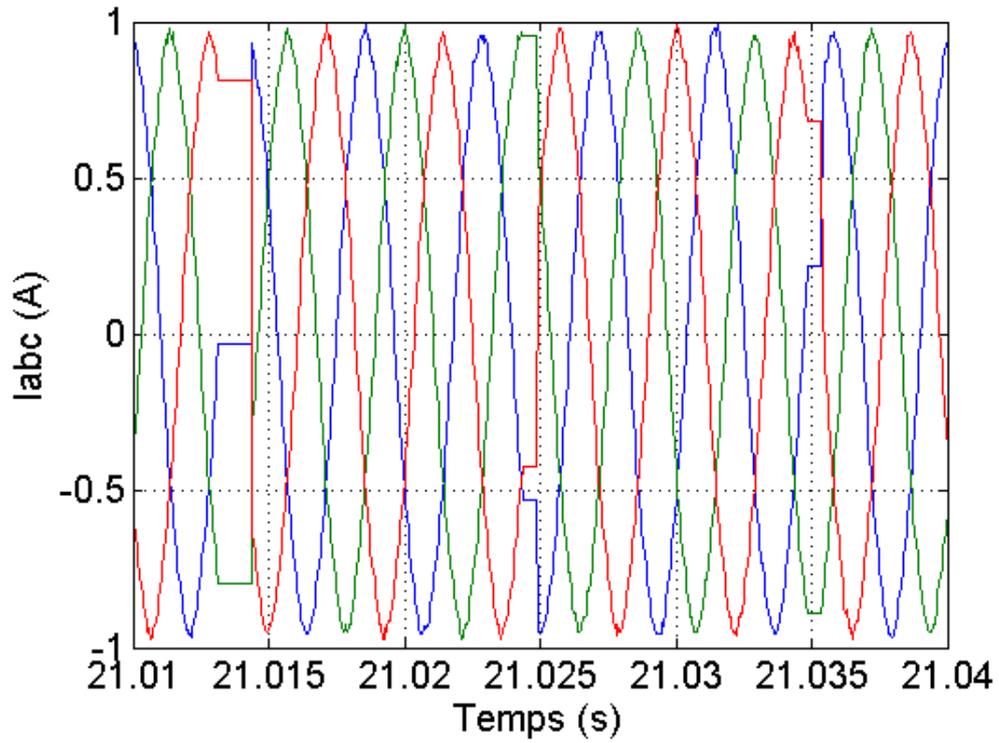


Figure 4.7 : Courants statoriques triphasés

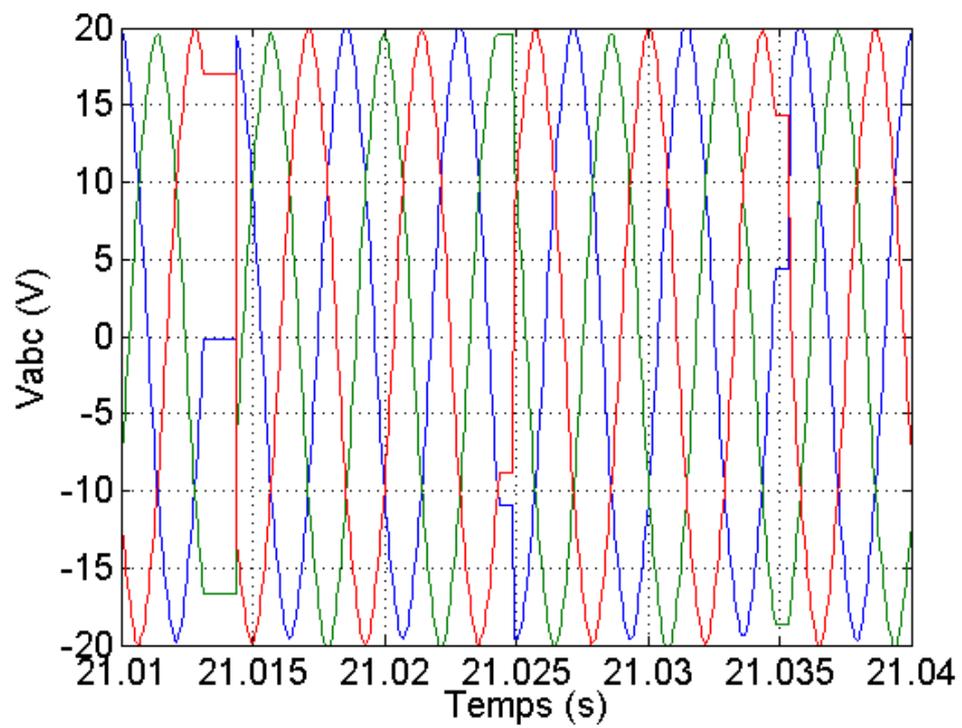


Figure 4.8 : Tension statoriques triphasés

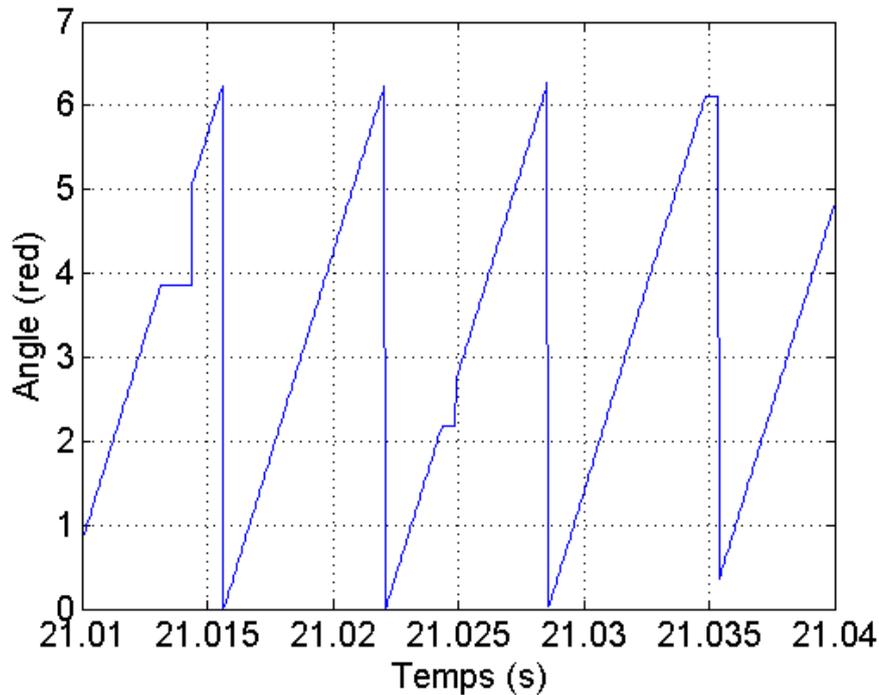


Figure 4.9 : Angle de rotation de la GSAP

Maintenant, pour valider le système FDI proposé avec des défauts additifs, des échelons comme défauts de périodes de 1 s et de 2 s sont introduits avec des amplitudes de 2% et de 5% dans les trois phases du courant et de tension statoriques à différents instants. Dans tous les cas, le seuil a été maintenu constant  $h_\ell = 10^6$  et, pour ce seuil, le délai de détection moyen  $\bar{\tau}_\ell$  est de l'ordre de  $10^{-3}$  s, ce qui montre la robustesse de la détection des défauts par le système FDI proposé. Dans la figure 4.10, les composants des vecteurs résiduels  $r_i(k)$  sont présentés, où l'on peut observer qu'ils ne réagissent pas exactement selon le motif indiqué dans le tableau d'incidence 4.2. Ceci est dû au système de contrôleur qui rend les trois signaux liés l'un à l'autre, c'est-à-dire qu'un défaut dans un signal affecte les deux autres signaux. Cependant, les défauts ont été détectés correctement comme indiqué par les résultats du rapport logarithmique  $S_\ell$ , de la figure 4.11 et les fonctions de décision  $g_\ell^*$  sur la figure 4.12. La fonction de décision, de la figure 4.12, atteint le seuil de détection de défauts uniquement en présence d'un défaut, ce qui signifie que les défauts sont correctement détectés et isolés avec des délais de détection parfaits. Le comportement en dents de scie des fonctions de décision, illustré à la figure 4.13, est dû à l'étape de réinitialisation de l'algorithme de décision. Les alarmes répétées pourraient être évitées par un post-traitement approprié, comme suggéré dans [12].

Les résultats pour des défauts de 5% dans les capteurs de courant, présentés sur les figures 4.14, 4.15 et 4.16 et les résultats pour des défauts de 3% dans les capteurs de tension,

présentés sur les figures 4.17, 4.18 et 4.19, sont en accord avec les résultats de détection des défauts précédents, qui prouvent la précision du système FDI proposé pour la détection et la localisation des défauts additifs de capteurs d'un système contrôlés de conversion d'énergie éolienne avec défaut de rotation.

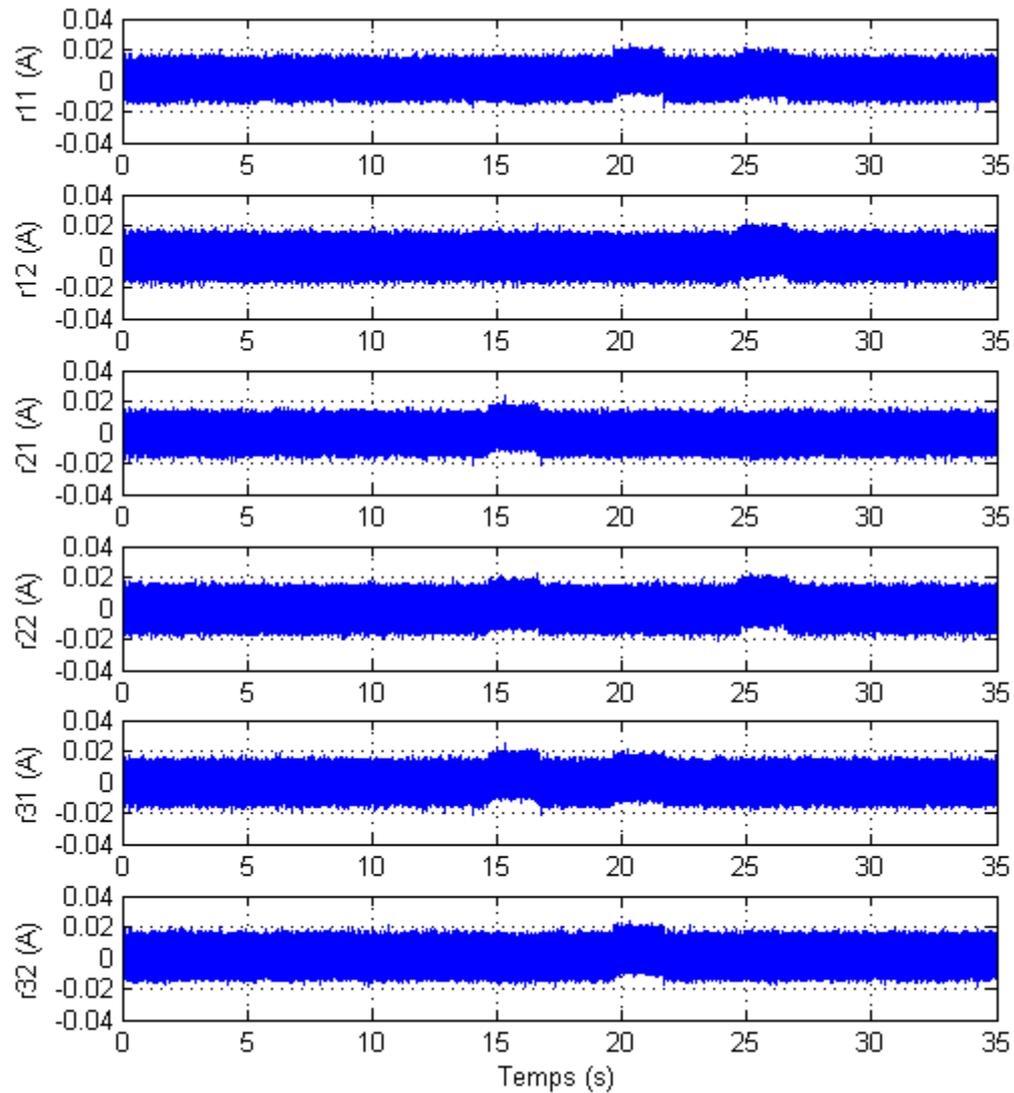
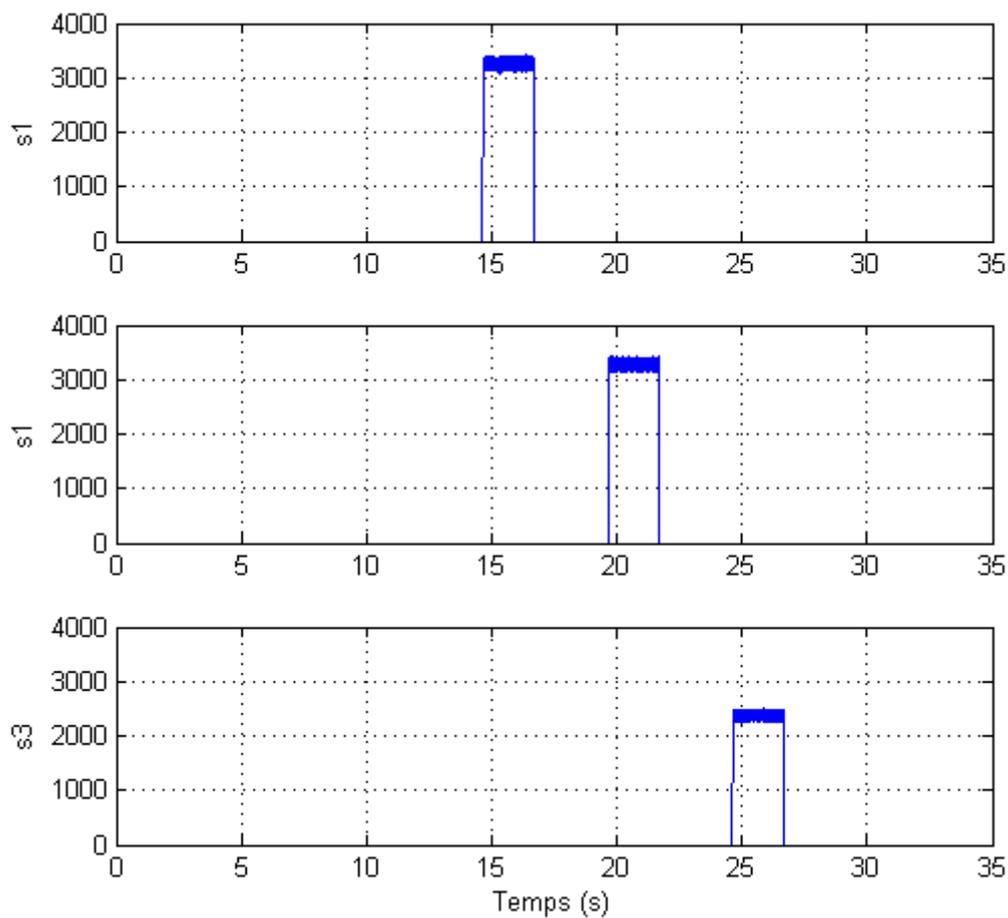


Figure 4.10 : Signaux résiduels pour défauts de 2% dans les capteurs de courant

Figure 4.11 : Fonctions  $S_\ell$  pour défauts de 2% dans les capteurs de courant

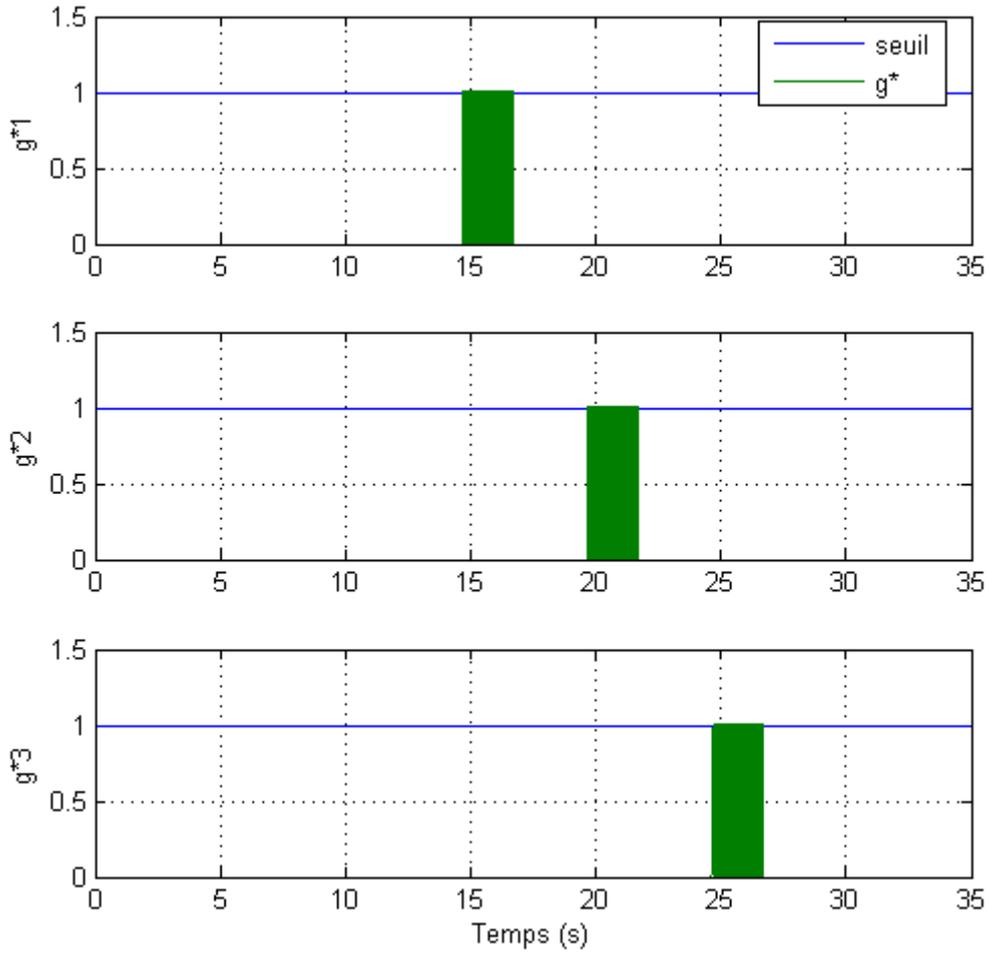


Figure 4.12 : Fonctions de décision  $g_\ell^*$  et le seuil de détection (p.u.) pour défauts de 2% dans les capteurs de courant

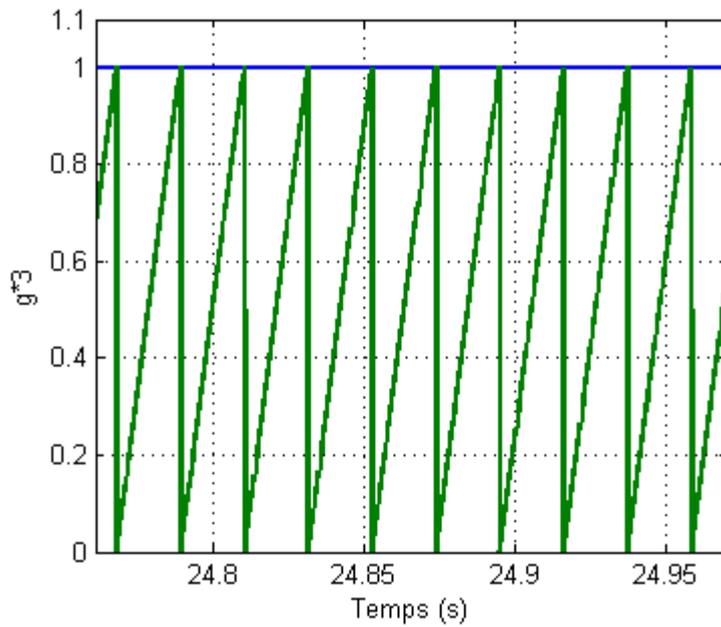


Figure 4.13 : Zoom dans  $g_3^*$

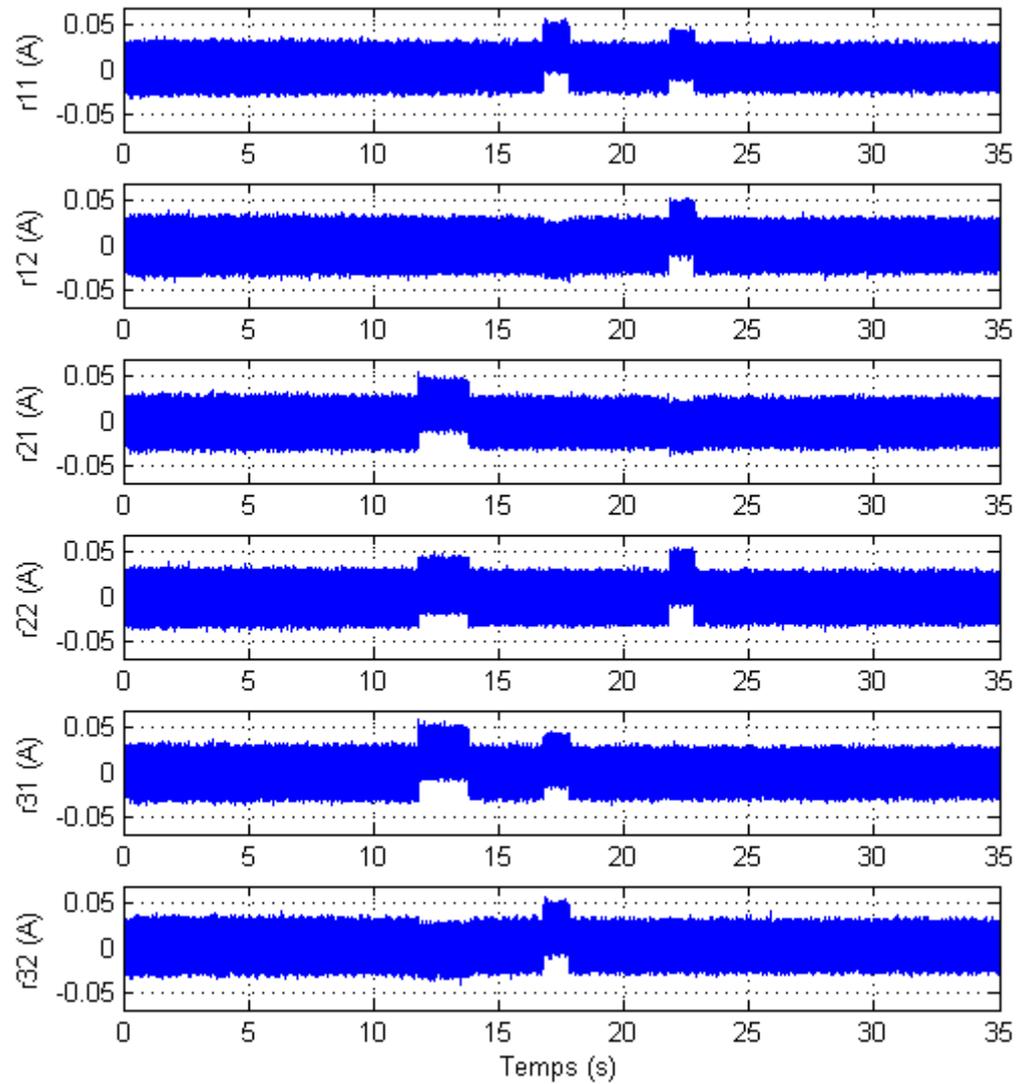


Figure 4.14 : Signaux résiduels pour défauts de 5% dans les capteurs de courant

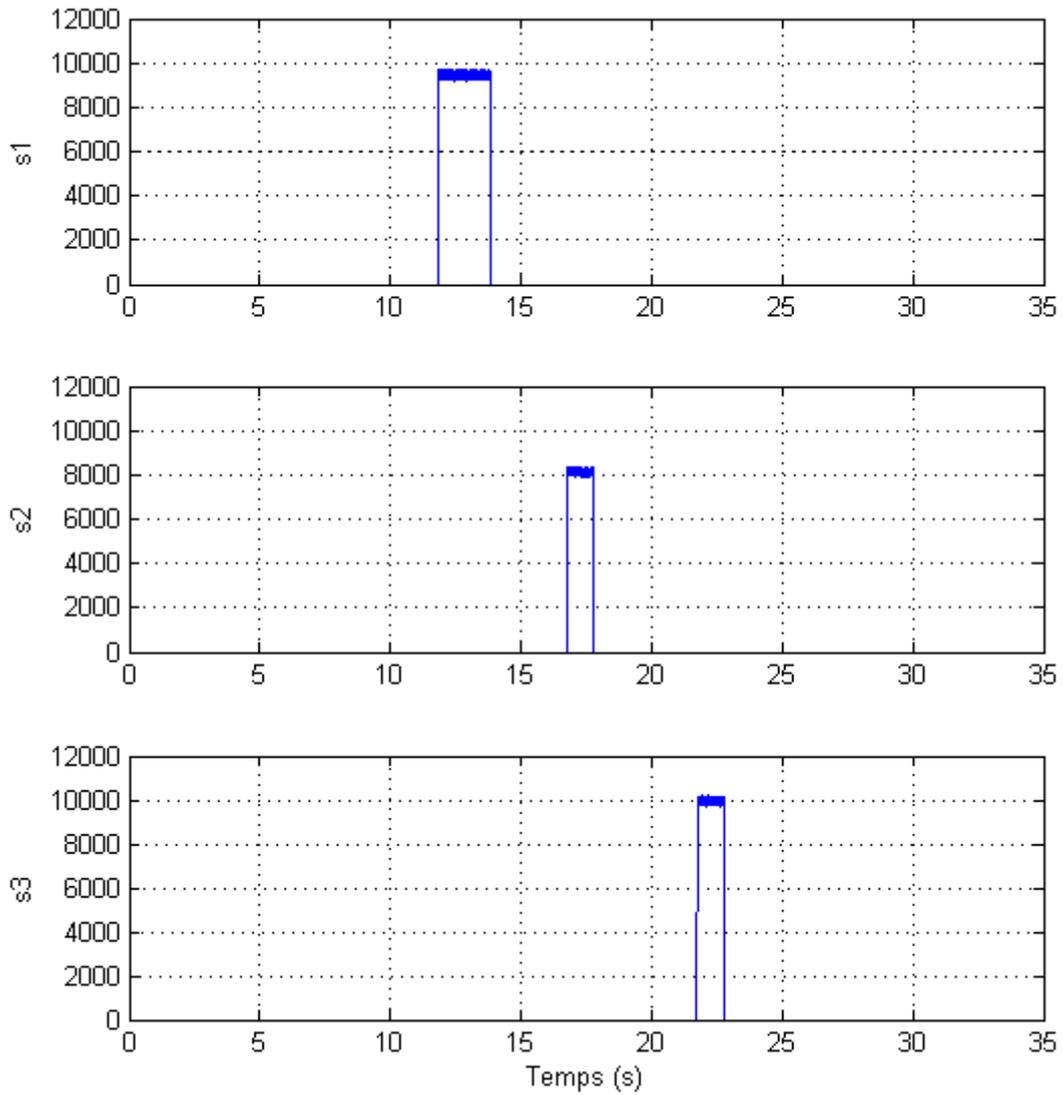


Figure 4.15 : Fonctions  $S_\ell$  pour défauts de 5% dans les capteurs de courant

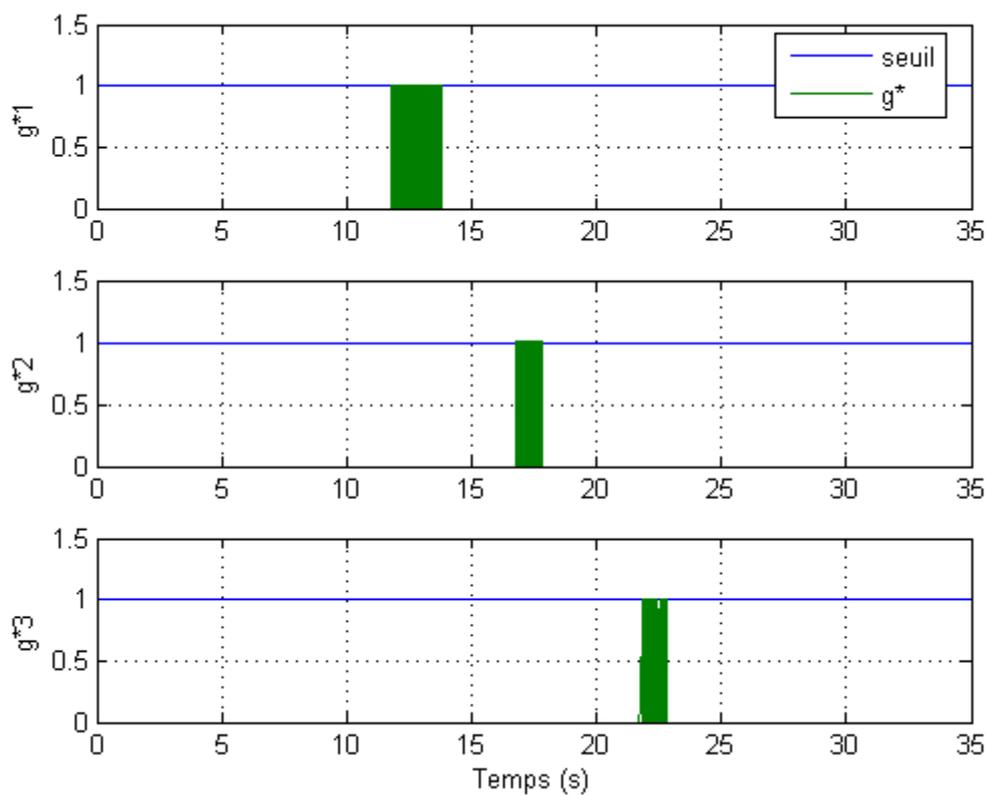


Figure 4.16 : Fonctions de décision  $g_\ell^*$  et le seuil de détection (p.u.) pour défauts de 5% dans les capteurs de courant

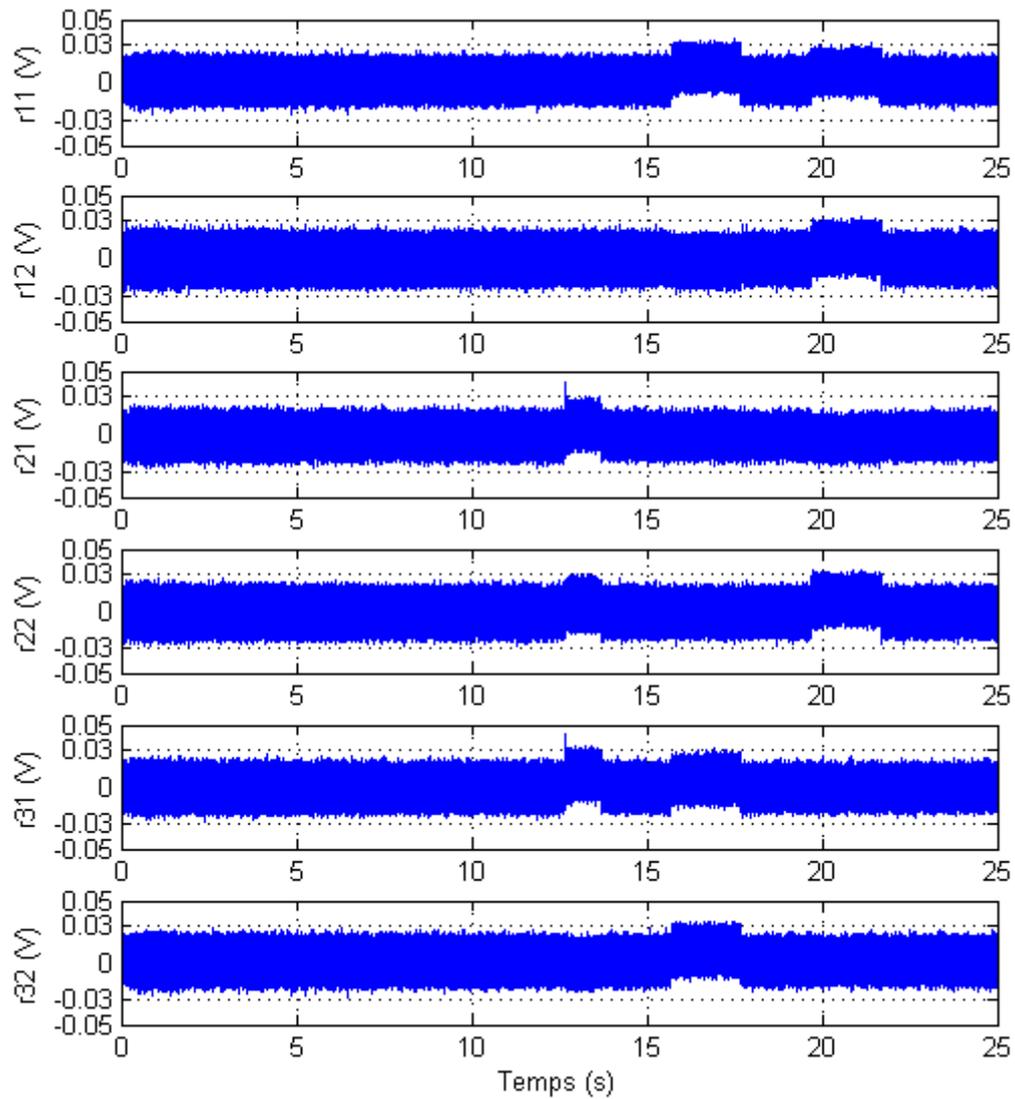
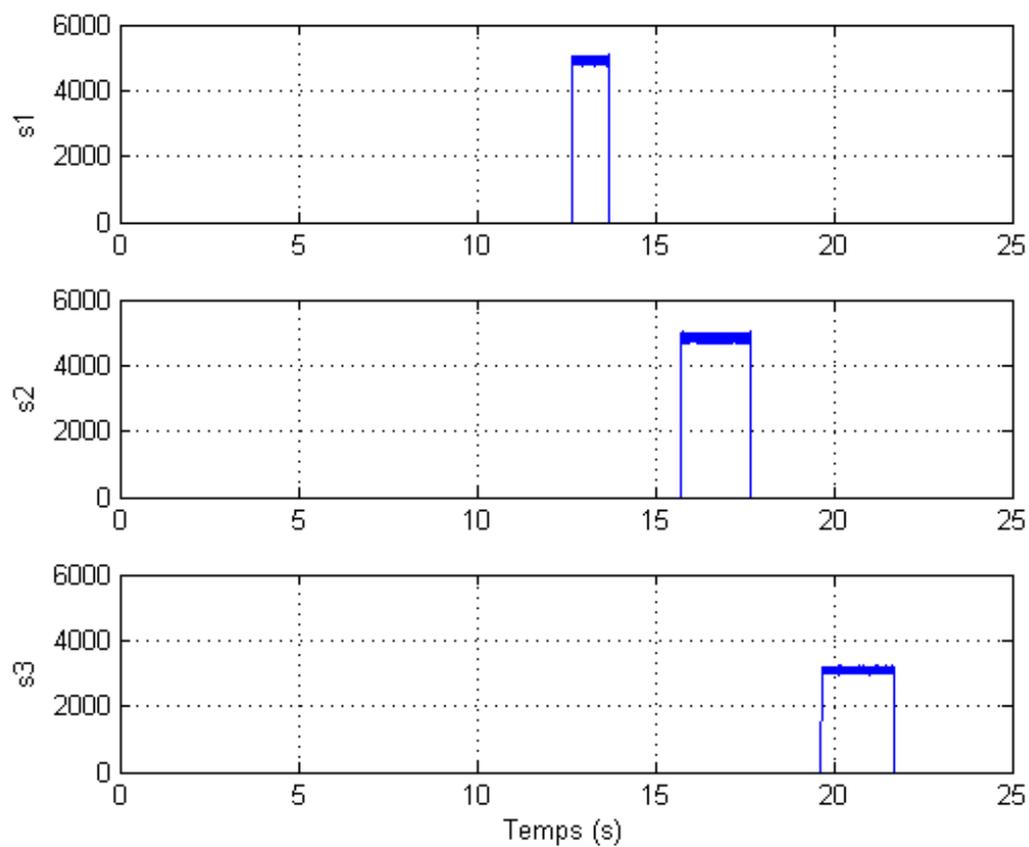


Figure 4.17 : Signaux résiduels pour défauts de 3% dans les capteurs de tension

Figure 4.18 : Fonctions  $S_\ell$  pour défauts de 3% dans les capteurs de tension

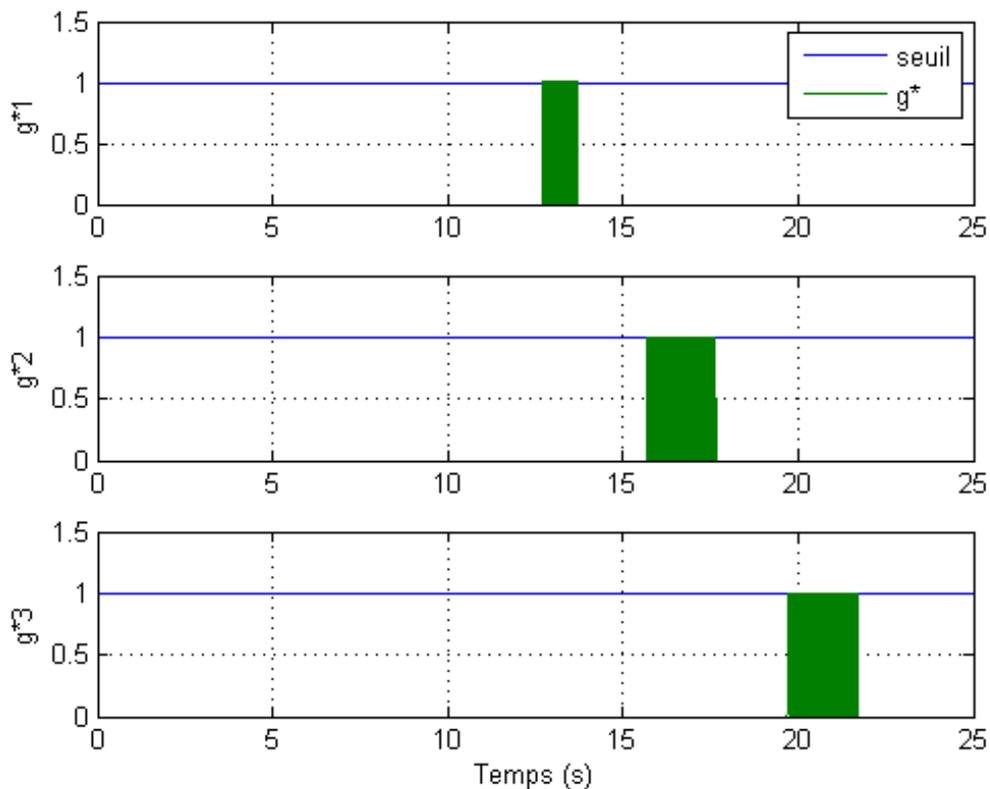


Figure 4.19 : Fonctions de décision  $g_\ell^*$  et le seuil de détection (p.u.) pour défauts de 3% dans les capteurs de tension

## 4.5 Conclusion

Dans cette partie de la thèse, la détection et la localisation des défauts dans les capteurs de courant et de tension du stator, d'une génératrice synchrone à aimant permanent, pour un système de conversion de l'énergie éolienne contrôlée et avec un défaut de rotation, sont développés avec des défauts de type additif. Le système FDI n'exige pas le modèle de la machine et n'utilise que la représentation d'état des signaux triphasés. Le défaut de rotation n'est pas considéré comme défaut par le système FDI qui prend en charge que les défauts des capteurs de type additifs. Un système multi-observateur, basé sur le filtre de Kalman à temps variable, et un algorithme de détection de changement statistique ont été utilisés respectivement, pour la génération résiduelle et le système de décision. Le système FDI proposé a été implémenté dans une configuration expérimentale d'émulateur du système de conversion d'énergie éolienne, utilisant l'émulateur à temps réel OPAL-RT, l'interface d'acquisition de données et d'autres systèmes électriques. Comme résultats de ce travail, les défauts de type additifs des capteurs de courant et de tension du stator ont été détectés par le système FDI proposé avec précision et des retards de détection négligeables.

## **CHAPITRE 5**

**Approche FDI pour capteurs à base du signal et de la  
stratégie de changement maximal**

**CHAPITRE 5****Approche FDI pour capteurs à base du signal et de la stratégie de changement maximal****5.1 Introduction**

Ce chapitre est une version étendue de [58]. De nombreux systèmes de FDI pour capteurs proposés dans la littérature (voir section 4.3) sont basés sur le modèle de la machine qui prend des paramètres constants. Nous pouvons nous attendre à ce que leur rendement soit dégradé en raison des incertitudes liées aux paramètres. Des systèmes FDI basés sur des modèles et qui prenant en compte la variation du paramètre existe en littérature. Cependant, leur conception est difficile et leur mise en œuvre est à titre informatif cher [59]. De plus tous ces systèmes sont basés sur des modèles sains et parfaits, des modèles qui ne prend pas en considération les défauts du système éolien et surtout les défauts de rotation qui sont inévitables dans un système réel et qui ont une influence directe sur les signaux triphasés (voir figures, 4.7 4.8 et 4.9) et qui peuvent être considérés comme défauts de capteurs si le système FDI n'est pas robuste. C'est pourquoi une approche basée sur le modèle des signaux triphasés a été présentée dans le chapitre précédent. Le système FDI de capteurs conçus a été validé pour la détection et la localisation de défauts de type additives sur un système éolien à base d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation. Cependant, cette dernière approche qui est basée sur la moyenne et la variance des résidus est incapable de détecter et de localiser des défauts du type multiplicatif car ce type de défauts produit des résidus avec des moyennes nulles. Par conséquent, une approche basée sur une autre stratégie est nécessaire afin de soulever cet obstacle. En outre, une approche robuste et adaptative est nécessaire pour le système FDI, capable de détecter et de localiser tout type de défauts possible sur les capteurs de courant et / ou de tension d'un système éolien sans qu'elle soit sensible aux autres défauts comme les défauts de rotation et en même temps insensible aux incertitudes du modèle et les changements de paramètres.

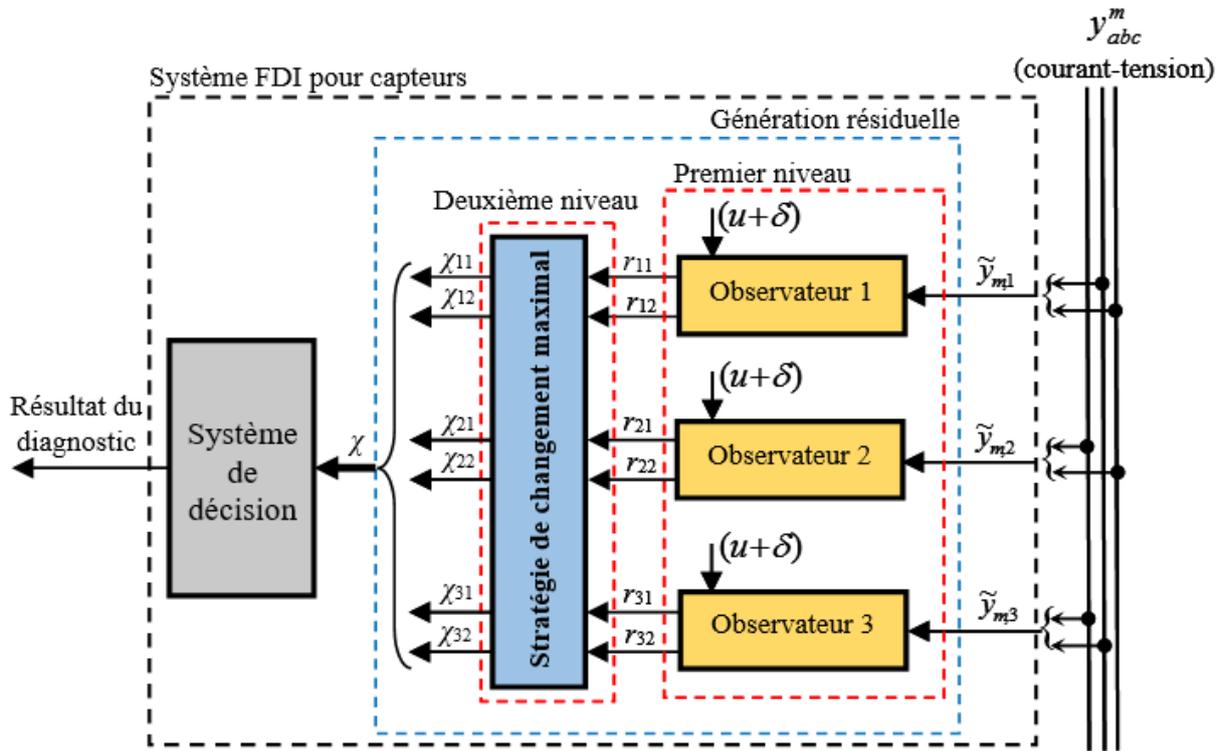
Avant de présenter l'approche proposée pour FDI pour capteurs, il est important de souligner la nécessité d'une approche robuste et adaptative pour détecter et localiser tout type de défauts de capteurs et gérer les incertitudes de modèle / paramètre et en même temps insensible aux autres défauts du système éolien. Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord, démontrer sur un système éolien à base d'une GSAP l'incapacité et la limite du système FDI basé sur le signal présenté dans le chapitre précédent de détecter et de localiser des défauts de

type multiplicatif. Ensuite, une nouvelle approche novatrice pour la détection et la localisation des défauts naissants (défauts d'amplitude très faibles) des capteurs de courants et de tension, qui profite à la fois des avantages de la méthode basée sur le signal et des avantages d'une méthode que nous avons appelé la stratégie de changement maximal, est présentée. Les objectifs, sont d'obtenir un système FDI pour capteurs capable de détecter et de localiser tout type de défauts de capteurs (défauts additives et multiplicatives) avec des retards de détection parfaits sans qu'il soit infecter pas les défauts de rotation du la GSAP et en même temps insensible aux incertitudes de modélisation et / ou paramètres, ainsi qu'aux changements dans la référence. Enfin, l'approche est validée par un système éolien à base d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation.

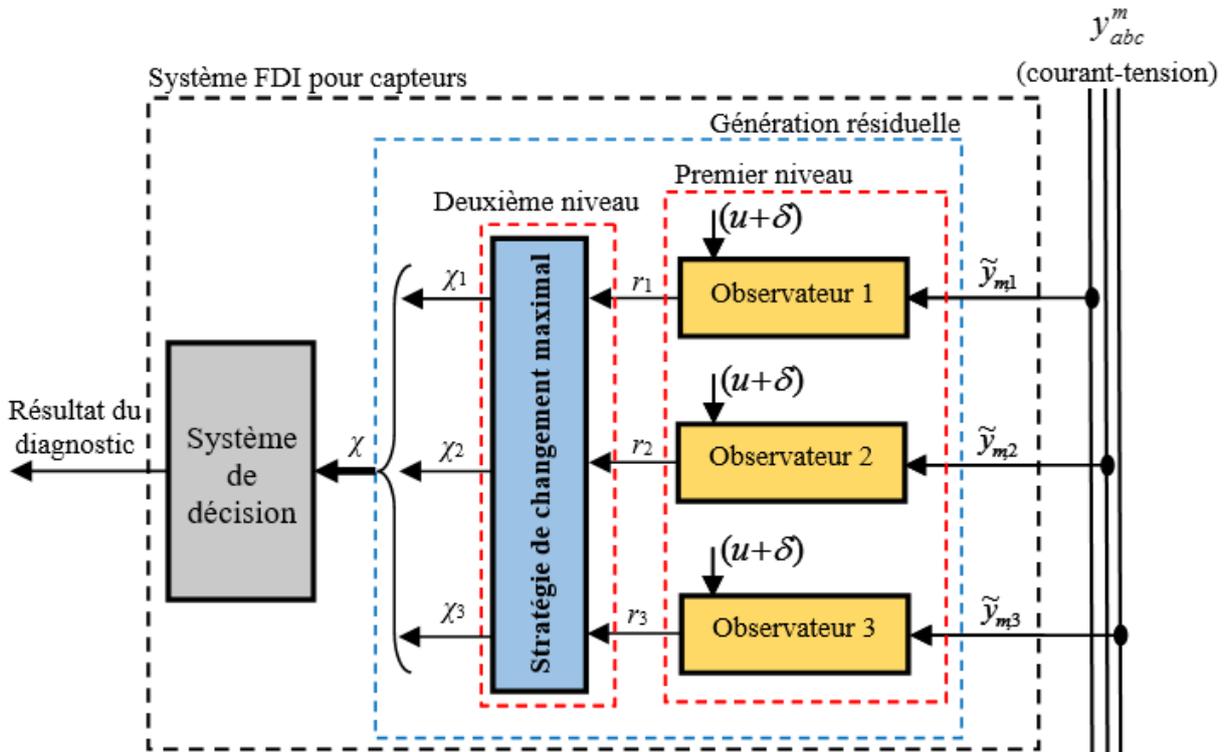
## 5.2 Description et limite du système FDI pour capteurs à base de signaux

La figure 5.1 présente le système de génération résiduelle à deux niveaux proposé qui s'inspire du GOS comme décrit dans la section 3.5.2. Pour surveiller un système de signaux triphasés, il se compose de trois générateurs résiduels. Chacun des trois observateurs de premier stage utilise 2 mesures sur 3 et produit un vecteur de signal intermédiaire bidimensionnel  $r_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ . Le vecteur  $r_i$  est traité au niveau de deuxième niveau afin de produire le vecteur de signal résiduel bidimensionnel  $\chi_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ .

Dans un système de génération résiduelle basé sur GOS, chaque observateur utilise 2 mesures des 3 mesures disponibles qui sont des signaux triphasés équilibrés dans des conditions saines. Chacun des observateurs du premier niveau est construit à base de la théorie de filtre de Kalman. Par conséquent, le vecteur actuel prédit  $\hat{y}_i$  se compose de 2 des 3 signaux d'un système triphasé équilibré. Cependant, les signaux prédits diffèrent à la fois en grandeur et en phase par rapport aux signaux mesurés dans le vecteur  $\tilde{y}_i$ . La différence entre les signaux mesurés et les signaux estimés, à savoir le vecteur intermédiaire  $r_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ , sera une séquence bidimensionnelle de bruit blanc gaussien à moyenne nulle dans le cas d'un système sain. Lorsque un défaut se produit, le défaut sera visible dans 2 des 3 signaux intermédiaires  $r_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ .



(a)



(b)

Figure 5.1: Système FDI pour capteur avec une génération résiduelle à deux niveaux basée sur (a) GOS, (b) DOS

Dans le cas d'un défaut additif la moyenne des signaux intermédiaires  $r_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$  sera différente de zéro à la présence de défaut. Ce qui rend facile le processus de détection et de la localisation par un système de décision basé sur la moyenne et la covariance de vecteur résiduel comme l'algorithme CUSUM et l'algorithme GLR présentés aux sections 3.7 et 3.8 successivement et approuvés à la section 4.4.5. Par contre pour les défauts de type multiplicatifs, la moyenne de tous les signaux intermédiaires  $r_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$  est nulle même à la présence de défaut. Ce qui rend le processus de détection et de localisation par un système de décision basé sur la moyenne et la covariance de vecteur résiduel impossible. Pour démontrer la limite de système FDI pour capteur, basée sur les signaux, à la détection des défauts multiplicatifs, nous avons appliqué au capteur de tension de la phase  $a$  de la GSAP, un défaut multiplicatif d'une valeur de -5% et que nous avons appelé défaut multiplicatif négatif, et au capteur de tension de la phase  $b$ , un défaut additif d'une valeur de -5% et que nous avons appelé défaut additif négatif et au capteur de tension de la phase  $c$ , un défaut multiplicatif d'une valeur de +5% et que nous avons appelé défaut multiplicatif positif.

La figure 5.2 présente les signaux résiduels  $r_i$  de premier niveau. Sur cette figure on peut observer que les signaux bidimensionnelles  $r_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ , réagis aux défauts appliqués suivant la table d'incidence 4.2. Ces signaux sont ensuite appliqués directement au système de décision pour la détection et la localisation de défauts. La figure 5.3 présente les fonctions  $S_\ell$  du système de décision, tandis que la figure 5.4 présente les fonctions de décision  $g_\ell^*$  et le seuil de détection (p.u.).

Sur les figures 5.3 et 5.4, on observe que seul le défaut de type additif appliqué à la phase  $b$  est détecté par le système de décision, par contre les deux autres défauts de type multiplicatifs (multiplicatif négatif appliqué à la phase  $a$  et multiplicatif positif appliqué à la phase  $c$ ) ne sont pas détectés par le système de décision.

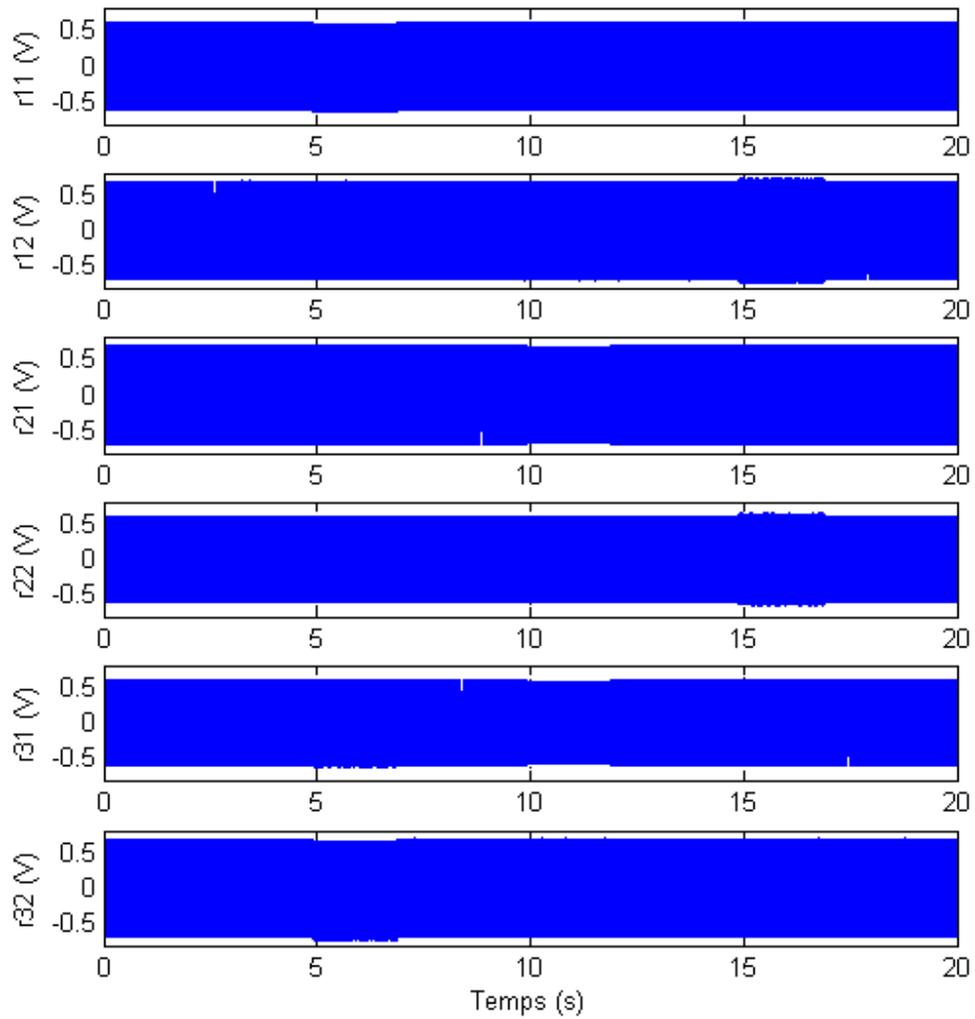


Figure 5.2 : Signaux résiduels pour défauts de 5% dans les capteurs de tension. Défaut multiplicatif négatif dans la phase  $a$ , défaut additif négatif dans la phase  $b$  et défaut multiplicatif positif dans la phase  $c$ ,

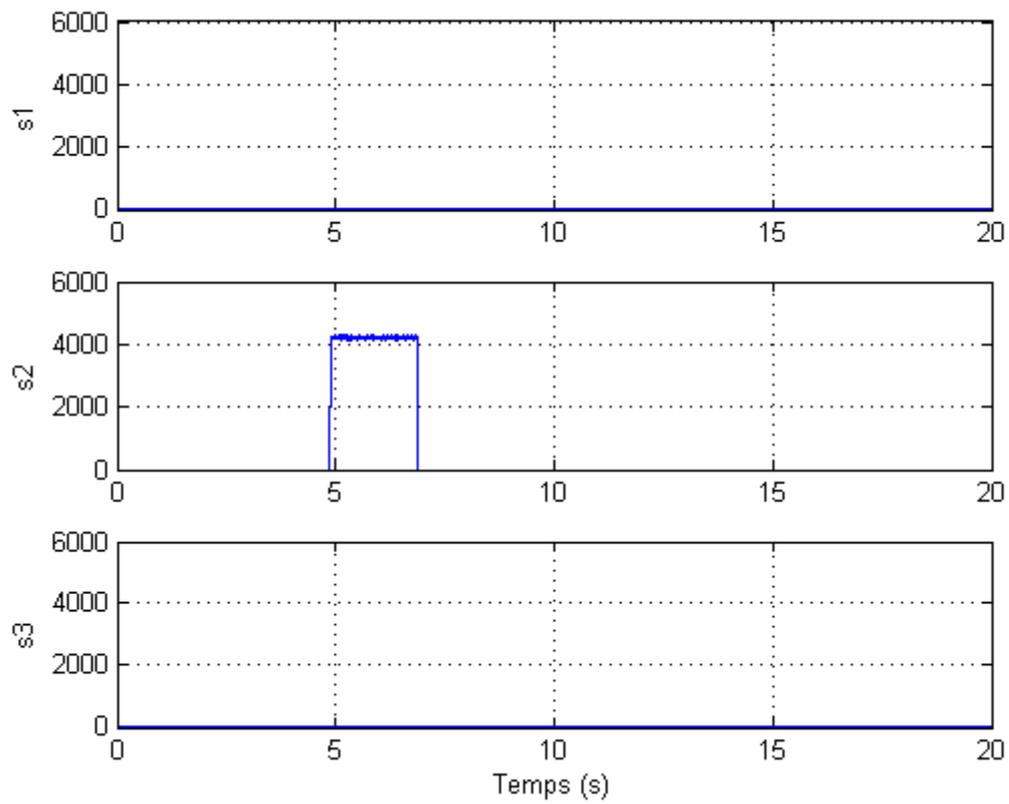


Figure 5.3 : Fonctions  $S_\ell$  pour défauts de 5% dans les capteurs de tension. Défaut multiplicatif négatif dans la phase  $a$ , défaut additif négatif dans la phase  $b$  et défaut multiplicatif positif dans la phase  $c$ ,

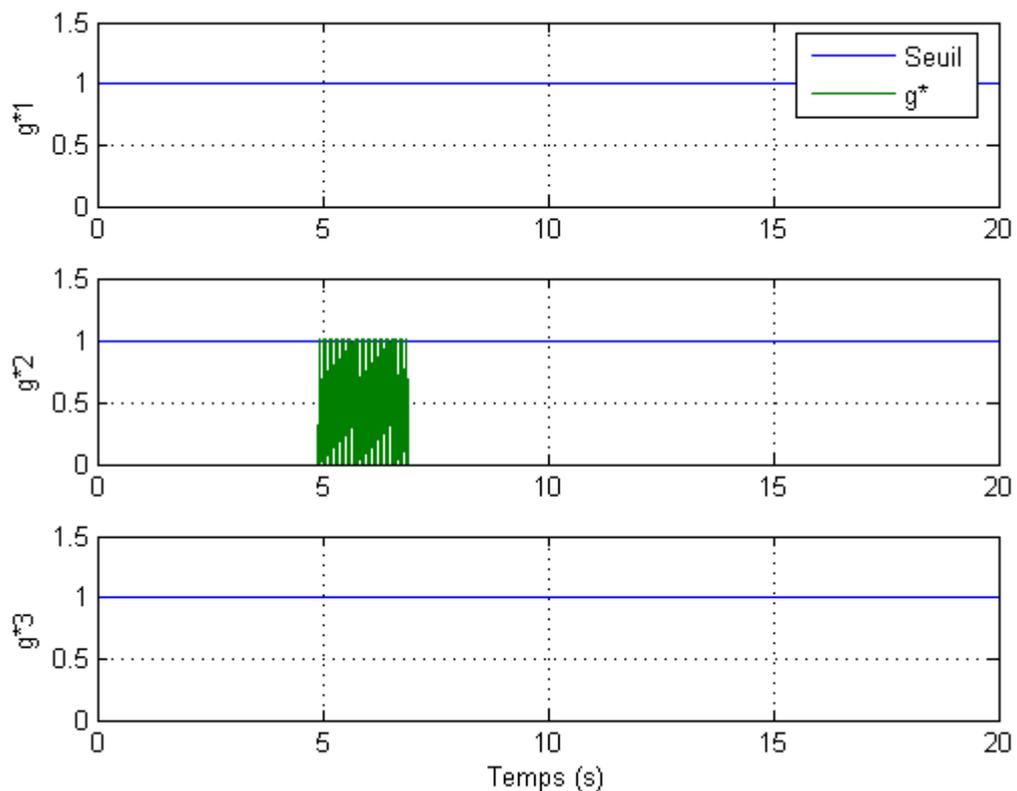


Figure 5.4 : Fonctions de décision  $g_l^*$  et le seuil de détection (p.u.) pour défauts de 5% dans les capteurs de tension. Défaut multiplicatif négatif dans la phase  $a$ , défaut additif négatif dans la phase  $b$  et défaut multiplicatif positif dans la phase  $c$ ,

Cette expérience nous a permis de dévoiler la limite du système FDI pour capteur basée sur les signaux pour la détection et la localisation de défauts de type multiplicatifs.

Par conséquent, le rôle de deuxième niveau de traitement résiduel est d'élaborer un vecteur résiduel bidimensionnel  $\chi_i$  pour  $i \in \{1, 2, 3\}$  dont la moyenne des signaux est différente de zéro à la présence de n'importe quel type de défaut de capteurs suivant la table d'incidence 5.1 et l'amplitude des signaux résiduels à la présence de défaut est égale au pourcentage de défaut soit pour un défaut de type additif ou multiplicatif. À cette fin, nous utiliserons l'approche basée sur la stratégie de changement maximal pour le deuxième niveau de traitement résiduel. Dans les lignes suivantes, nous décrivons en détail la génération résiduelle en deux niveaux.

## 5.3 Génération résiduelle

### 5.3.1 Premier niveau de génération résiduelle

Dans ce travail, une version modifiée du système d'observateur généralisé (GOS), utilisée dans le chapitre précédent, est proposée pour le système FDI avec les contributions suivantes: (1) mise à niveau sur le filtre de Kalman pour l'estimation de la sortie du signal et (2) introduction d'un nouveau vecteur résiduel pour traiter principalement les défauts multiplicatifs [58].

Dans GOS, le  $i$ -ème observateur, pour  $i \in \{1, 2, \dots, n_f\}$ , utilise le vecteur de mesure de sortie  $\tilde{y}_{m,i}$ , affecté par des défauts additifs ou multiplicatifs, comme suit

$$\tilde{y}_{m,i} = \tilde{C}_i x(k) + \tilde{V}_i(k) + \tilde{f}_i(k) \quad (5.1a)$$

$$\tilde{y}_{m,i} = \tilde{\varepsilon}(k) \tilde{C}_i x(k) + \tilde{V}_i(k) \quad (5.1b)$$

où  $\tilde{y}_{m,i}$  est le vecteur  $y_m(k)$  sans  $i$ -ème mesure, donc, dans un système triphasé, chaque  $\tilde{y}_{m,i}$  est un vecteur bidimensionnel et  $\tilde{C}_i$  est la matrice  $C$  sans la  $i$ -ème rangée,  $\tilde{V}_i(k)$  est une séquence de bruit blanc gaussien avec une moyenne nulle et une matrice de covariance  $Q_{\tilde{v}_i}$ .

Le vecteur bidimensionnel estimé  $\hat{y}_i$  est obtenu à partir du filtre de Kalman à temps variable (TVKF) en utilisant l'algorithme suivant :

*Mise à jour de la mesure:*

$$M_i(k) = P_i(k|k-1) \tilde{C}_i^T (\tilde{C}_i P_i(k|k-1) \tilde{C}_i^T + R_{\tilde{v}})^{-1} \quad (5.2a)$$

$$\hat{x}_i(k|k) = \hat{x}_i(k|k-1) + M_i(k)(\tilde{y}_{m,i}(k) - \tilde{C}_i \hat{x}_i(k|k-1)) \quad (5.2b)$$

$$P_i(k|k) = (I - M_i(k) \tilde{C}_i) P_i(k|k-1) \quad (5.2c)$$

$$\hat{y}_i(k) = \tilde{C}_i \hat{x}_i(k|k) \quad (5.2d)$$

*Prédiction:*

$$\hat{x}_i(k+1|k) = \Phi(\hat{\omega}_e(k) + \delta) \hat{x}_i(k|k) \quad (5.2e)$$

$$P_i(k+1|k) = \Phi(\hat{\omega}_e(k) + \delta) P_i(k|k) \Phi^T(\hat{\omega}_e(k) + \delta) + R_W \quad (5.2f)$$

où  $\delta$  est une constante, utilisé pour rendre le TVFK sensible à tous types de défauts de capteurs, en particulier aux défauts multiplicatifs avec  $\varepsilon < 1$ . De plus, ce délai permettra d'élargir la bande résiduelle, de sorte que tout défaut, généré par le système de rotation, ne sera pas détecté comme défaut.

Le filtre de Kalman à temps variable est basé sur la représentation d'état d'un système non sinusoïdal triphasé équilibré et vise à reconstruire le signal de sortie d'origine sans défauts et sans bruit.

Le  $i$ -ème résidu du premier niveau est généré en comparant le signal mesuré réel au signal de sortie estimé comme suit :

$$r_i(k) = \tilde{y}_{m,i} - \hat{y}_i(k) \quad (5.3)$$

où  $r_i(k) = [r_{i1}(k), r_{i2}(k)]$ , pour  $i \in \{1, 2, 3\}$ , est le vecteur résiduel.

En cas d'absence de défauts dans le signal mesuré, le vecteur résiduel  $r_i$  sera un bruit à moyenne nulle. Pour les défauts additifs, le premier niveau de traitement résiduel élabore des résidus dans la valeur moyenne de 2 résidus sont positifs (négatifs) en cas de défauts additifs positifs (additifs négatifs), respectivement, en raison de la soustraction entre le signal défectueux et le signal estimé.

De (5.3) et (5.1b), on constate que le résidu  $r_i(k)$  est trop petit (plus petit que le bruit), dans le cas d'un défaut multiplicatif avec un gain  $\varepsilon < 1$  et ne peut pas être utilisé comme valeur dans le processus de détection car cette valeur ne permis pas d'atteindre le seuil de détection pour qu'elle soit détecté comme un défaut. Par conséquent, le décalage du signal  $\hat{y}_i(k)$  avec la phase supplémentaire  $\delta$  est proposé comme indiqué dans les équations (5.2e) et (5.2f). Ce décalage permettra d'amplifier le résidu  $r_i(k)$  à une valeur appropriée pour une utilisation dans le processus de détection. Il convient de mentionner que le déphasage a été utilisé pour les autres types de défaut (additif et multiplicatif avec  $\varepsilon > 1$ ), et cela n'affecte pas les informations fournies par les résidus de premier niveau pour la détection des défauts [58].

En décalant le signal estimé avec une phase supplémentaire  $\delta$ , la bande du résidu  $r_i(k)$  sera suffisamment grande pour détecter les défauts multiplicatifs, où une amplification de la taille de la bande correspond à un défaut multiplicatif avec un gain  $\varepsilon < 1$  et une augmentation dans la taille de la bande correspond à un défaut multiplicatif avec un gain  $\varepsilon > 1$  et en même temps, avec ce décalage, le défaut additif peut toujours être détecté à travers la bande résiduelle, où un décalage positif de la bande signifie un défaut additif positif et un décalage négatif de la bande signifie un défaut négatif.

### 5.3.2 Deuxième niveau de génération résiduelle

Dans le premier niveau de la génération résiduelle, le vecteur résiduel  $r_i(k)$  a une moyenne nulle en cas de défauts multiplicatifs. Par conséquent, ces défauts ne peuvent pas être détectés en utilisant le GOS conventionnel [60], [61], [39]. Afin de résoudre ce problème, un deuxième niveau de traitement résiduel est proposé pour traiter le problème des défauts multiplicatifs.

Dans ce travail, un nouveau vecteur résiduel est proposé pour quantifier le défaut et il se repose sur la valeur résiduelle maximale au lieu de la valeur moyenne, qui est toujours nulle pour le cas de défauts multiplicatifs. Le vecteur proposé  $\psi(k)$  détecte la valeur maximale dans un petit intervalle  $[k-a \ k]$  de la valeur absolue du résidu  $r_i(k)$  et est défini par l'équation suivante :

$$\psi_i(k) = \max_{[k-a \ k]} (|r_i(k)|) \quad (5.4)$$

où  $a \in \mathbb{N}$  est le retard et l'intervalle  $[k-a \ k]$  comprend la valeur absolue du résidu  $r_i(k)$  et les valeurs absolues de ces  $a$  échantillons précédents.

En général, le délai  $a$  est choisi court afin d'assurer une détection rapide des défauts multiplicatifs avec le gain  $\varepsilon(k) < 1$ .

Dans le système FDI, la valeur moyenne du résidu est importante dans la détection et la localisation des défauts. Le résidu amélioré  $\psi_i(k)$  sous sa forme actuelle (5.4) ne peut pas être utilisé directement pour la détection des défauts car: (1) en cas d'absence de défaut, la valeur moyenne de  $\psi_i(k)$  n'est pas nulle; (2) en cas de signal avec défaut (additif ou multiplicatif), la valeur moyenne non nulle de  $\psi_i(k)$  ne fournit aucune information sur le pourcentage de défaut dans le signal d'origine. Par conséquent, un vecteur résiduel  $\chi_i(k)$ , approprié pour une utilisation dans le système de décision, est développé à partir de  $\psi_i(k)$  et défini par l'équation suivante :

$$\chi_i(k) = |\psi_i(k) - \mu_{0,\psi}(\psi_i(k))| \quad (5.5)$$

où  $\mu_{0,\psi}(\psi_i(k))$  est la moyenne de  $\psi_i(k)$  et calculé à partir d'un ensemble de  $N_0$  échantillons d'une situation 'saine' par l'équation suivante :

$$\mu_0(\psi_i(k)) = \frac{\sum_{k=1}^{N_0} \psi_i(k)}{N_0} \quad (5.6)$$

Le vecteur de mesure  $\tilde{y}_{m,i}$  n'inclut pas le  $i$ -ème filtre, donc  $\chi_i(k)$  sera sensible à tous les défauts, sauf le  $i$ -ème comme indiqué dans le tableau d'incidence (Tableau 5.1). A partir de ce tableau, on peut observer qu'un '1' dans la ligne  $i$  et la colonne  $j$  indique que  $\chi_i$  change significativement en raison de l'apparence du défaut  $f_j$ , tandis que '0' indique qu'une très faible sensibilité au défaut  $f_j$  est présenté par le résidu  $\chi_i$ .

Tableau 5.1. Tableau d'incidence pour la localisation des défauts

$r$ et $\chi$	$f_1$	$f_2$	$f_3$
$r_{11}$ et $\chi_{11}$	0	1	0
$r_{12}$ et $\chi_{12}$	0	0	1
$r_{21}$ et $\chi_{21}$	1	0	0
$r_{22}$ et $\chi_{22}$	0	0	1
$r_{31}$ et $\chi_{31}$	1	0	0
$r_{32}$ et $\chi_{32}$	0	1	0

## 5.4 Système de décision

L'algorithme de la somme cumulée (CUSUM), présenté à la section 3.7, est utilisé pour la détection et la localisation des défauts effectués à partir du nouveau vecteur résiduel  $\chi_i$ . En outre, ce système de décision utilise le résidu  $\chi_i$  dans son analyse au lieu des résidus  $r_i$  comme dans le système FDI à base de signal.

À chaque temps d'échantillonnage, le résultat de test statistique de l'algorithme est comparé à un seuil de détection. L'algorithme fonctionne comme suit : chaque vecteur résiduel à deux dimensions  $\chi_i(k)$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$ , généré à partir de deuxième niveau du système de génération résiduelle, est proche de zéro signifie que  $f(k) = 0$  et  $\varepsilon_i(k) = 1$  (système sans défauts), pour tout  $k$ . En présence d'une faute,  $f(k) \neq 0$  (défaut additif) ou  $\varepsilon_i(k) \neq 1$  (défaut multiplicatif), pour  $k \geq k_0$ , ( $k_0$  est l'instant d'apparition du défaut), la moyenne de 2 composants du vecteur résiduel à six dimensions  $\chi(k)$ , changent proportionnellement avec le changement de défaut ( $f_i(k)$  ou  $\varepsilon_i(k)$ ). Le vecteur résiduel  $\chi(k)$  peut être exprimé comme suit :

$$\chi(k) = \chi_0(k) + \sum_{\ell=1}^3 v_{\ell} \Gamma_{\ell} \mathbf{1}_{\{k \geq k_0\}} \delta_{\ell} \quad (5.7)$$

où  $\chi_0(k)$  est un bruit à six dimensions avec les propriétés (moyenne  $\mu_0$  et matrice de variance

$\Sigma$ ),  $v_\ell(k)$  est un scalaire représentant le  $\ell$ -ème profil de défaut, et  $\Gamma_\ell$  est un vecteur constant connu correspondant à la direction de  $\ell$ -ème défaut.  $1_x$  est l'indicateur de l'événement  $x$ , à savoir  $1_x = 1$  lorsque  $x$  est vrai et  $1_x = 0$  sinon. Dans l'expression (5.7),  $1_{\{k \geq k_0\}}$  représente l'apparition de défaut au temps  $k = k_0$ .  $\delta_\ell$  pour  $\ell \in \{1, 2, 3\}$ , sont des variables booléennes dont un seul est non nul. Celui-ci impose l'application de l'hypothèse selon laquelle un seul défaut peut survenir à la fois.

Les hypothèses suivantes sont utilisées dans le système de décision

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0: \mathcal{L}(\chi(i)) &= \mathcal{N}(\mu_0, \Sigma), i = 1, \dots, k \\ \mathcal{H}_\ell: \mathcal{L}(\chi(i)) &= \mathcal{N}(\mu_0, \Sigma), i = 1, \dots, k_0 - 1 \\ &\mathcal{L}(\chi(i)) = \mathcal{N}(\mu_\ell, \Sigma), i = k_0, \dots, k \end{aligned} \quad (5.8)$$

où  $\mathcal{H}_0$  et  $\mathcal{H}_\ell$  représentent la situation saine et la situation défectueuse, respectivement.  $\mathcal{N}(\mu_0, \Sigma)$  est la probabilité normale (ou gaussienne) avec les propriétés (moyenne  $\mu_0$  et variance  $\Sigma$ ),  $k_0 \in [1, k]$ , et  $\mu_\ell = \mu_0 + v_\ell \Gamma_\ell$  est la valeur de la moyenne de la séquence résiduelle à la survenue du  $\ell$ -ème défaut.

La fonction de décision est effectuée, au  $k$ -ème instant, par l'expression

$$g_k(\ell, 0) = \max(0, g_{k-1}(\ell, 0) + s_k(\ell, 0)) \quad (5.9)$$

où  $s_k$  est le rapport de la probabilité logarithmique (RPL) entre l'hypothèse  $\mathcal{H}_\ell$  et  $\mathcal{H}_0$  et est exprimé comme

$$s_k(\ell, 0) = (\mu_\ell - \mu_0)^T \Sigma^{-1} (\chi(k) - (1/2)(\mu_\ell + \mu_0)) \quad (5.10)$$

L'algorithme de décision peut être construit pour décider entre les hypothèses  $\mathcal{H}_\ell$  et  $\mathcal{H}_j$  en utilisant l'équation suivante :

$$g_k(\ell, j) = g_k(\ell, 0) - g_k(j, 0) \quad (5.11)$$

Par conséquent, une décision prise par  $\mathcal{H}_\ell$  peut être accordée lorsque la fonction (5.12) suivante, est supérieur au seuil  $h_\ell$ , ce qui signifie l'apparition d'un défaut de type  $\ell$ .

$$g_\ell^* = \min_{0 \leq j \neq \ell \leq 3} (|g_k(\ell, 0) - g_k(j, 0)|) \quad (5.12)$$

Avec  $g_k(0, 0) = 0$ .

Le délai de détection moyen,  $\bar{\tau}_\ell$  pour le défaut  $\ell$ , est effectué à partir de

$$\bar{\tau}_\ell \sim \max\left(\frac{h_\ell}{k_{\ell,0}}, \frac{h_\ell}{\min_{j \neq 0, \ell}(k_{\ell,j})}\right) \quad (5.13)$$

où  $k_{\ell,j}$  est l'information Kullback-Leibler définie comme

$$k_{\ell,j} = \frac{1}{2}(\mu_\ell - \mu_j)^T \Sigma^{-1}(\mu_\ell - \mu_j) \quad (5.14)$$

Une fausse alarme peut être générée par le système de décision basé sur CUSUM au cas où d'une distorsion dans les signaux mesurés en raison de défaut de rotation. Dans ce travail, l'évitement de ces fausses alarme a été effectué à travers (1) l'introduction du délai  $\delta$  pour déplacer le signal estimé afin d'étendre la bande des résidus  $r_i$  et (2) d'augmenter le seuil  $h_\ell$  pour réduire la possibilité de détecter les fausses alarme. La probabilité de détection des défauts et la probabilité de fausses alarmes, discutées dans [62], peuvent être utilisées dans ce travail pour l'analyse statistique du système de détection de défauts basé sur CUSUM.

Enfin, le système de détection et de localisation de défauts proposé est illustré à la figure 5.5.

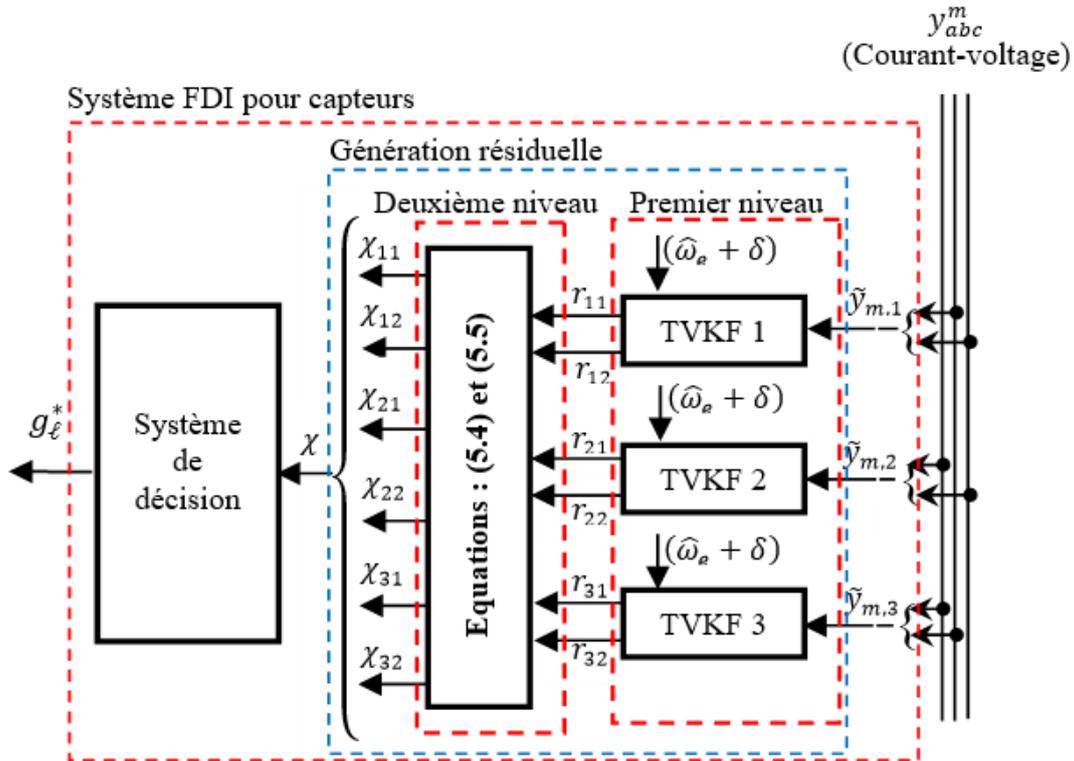


Figure 5.5 : Système de détection et de localisation de défauts à deux niveaux

## 5.5 Validation: utilisation d'une GSAP contrôlée avec défaut de rotation

Le but de cette réalisation est de valider le système FDI pour capteur proposé pour la détection et la localisation de tout type de défauts (additifs et multiplicatifs) de capteurs de courant et de tension, avec une GSAP contrôlée et qui génère un défaut de rotation qui a un effet directe sur les signaux triphasés de la génératrice comme il a été déjà démontré. Nous cherchons à montrer la robustesse du système FDI pour la détection des défauts naissants de type additifs et multiplicatifs en même temps et que les performances du système FDI en termes de fausses alarmes et de retard de détection, ne sont pas affectées par des transitions en raison de changements de référence ou de perturbations dans le système en boucle fermée, ni de défaut de rotation ou de défauts dans d'autres capteurs que sont surveillés.

### 5.5.1 Conception du système FDI pour capteurs

Les tensions mesurées du stator  $u_{s,abc}^m = [u_{s,a}^m, u_{s,b}^m, u_{s,c}^m]^T$  et les courants statoriques  $i_{s,abc}^m = [i_{s,a}^m, i_{s,b}^m, i_{s,c}^m]^T$  d'une GSAP contrôlée sont surveillées. Le lecteur peut consulter [48] pour des informations détaillées sur la conception du système de commande.

Dans cette réalisation, nous visons à détecter et à localiser des défauts naissants de capteur de type additif et multiplicatif. Un système de génération résiduel à deux niveaux à base de GOS est construit pour chaque système triphasé. Puisque la fréquence fondamentale  $f_e$  des systèmes triphasés peut être variable, le premier niveau du système de génération résiduel est constitué de trois filtres de Kalman à temps variable (TVKF). Le deuxième niveau du système de génération résiduel est conçu de telle sorte que les défauts soit additifs ou multiplicatifs produisent des variations dans les moyennes des résidus  $\chi_\ell(k)$  approximativement égales aux amplitudes des défauts, suivant le tableau d'incidence 5.1. Chaque sortie de chaque niveau résiduel respectivement  $r_\ell(k)$  et  $\chi_\ell(k)$ , est un vecteur bidimensionnel.

A partir d'un premier ensemble de données en conditions saines, avec le système dans son point de fonctionnement nominal, on calcul la moyenne  $\mu_0$  et la valeur de la matrice de covariance ( $\Sigma$ ) pour le vecteur résiduel  $r(k)$  de premier niveau. La valeur résiduelle  $r(k)$  présente des valeurs non négligeables à cause de paramètre de décalage  $\delta$  entre les signaux de la génératrice et les signaux des filtre de Kalman. Le deuxième niveau de traitement résiduel est conçu dans le but d'élaborer des résidus  $\chi_\ell(k)$  avec des moyennes non nulles et égales au pourcentage de défaut dans le cas de présence de défaut additif ou multiplicatif et des moyennes proches de zéro dans le cas d'absence de défauts de capteurs. Toutes les grandeurs de défaut

affectant un signal particulier (courant ou tension) sont exprimées en pourcentage de pic du signal.

Avec ces considérations, nous calculons chaque  $\mu_\ell$ , pour  $\ell = \{1, 2, 3\}$  pour les deux cas courants et tensions, en supposant que le vecteur  $\Gamma_\ell$  est la  $\ell$ -ème colonne du tableau 5.1. On choisit les seuils  $h_\ell = 180$  pour le courant et  $h_\ell = 55 \times 10^5$  pour la tension.

### 5.5.2 Montage expérimental à des fins de validation

La configuration expérimentale du système de conversion d'énergie éolienne, illustrée à la figure 5.6 [63], est utilisée pour tester le système FDI proposé. Il consiste en un dynamomètre à quatre quadrants, pour émuler l'éolienne, couplé à un génératrice SAP, deux convertisseurs IGBT, un codeur pour la mesure de la vitesse de la génératrice, des inductances de ligne pour le filtrage triphasé, des résistances de charge, une alimentation de puissance, une interface d'acquisition de données (OP8660) avec : des entrées courant / voltage, des sorties à six impulsions pour les convertisseurs et une entrée pour l'encodeur (pour plus d'information sur l'OP8660 et les spécification des capteurs, voir la figure A1 et la table III, de l'annexe), simulateur Opal-RT à temps réel (OP5600). Les caractéristiques de la GSAP sont fournies dans la table I de l'annexe, les paramètres de bus DC et de filtre R-L dans la table II.

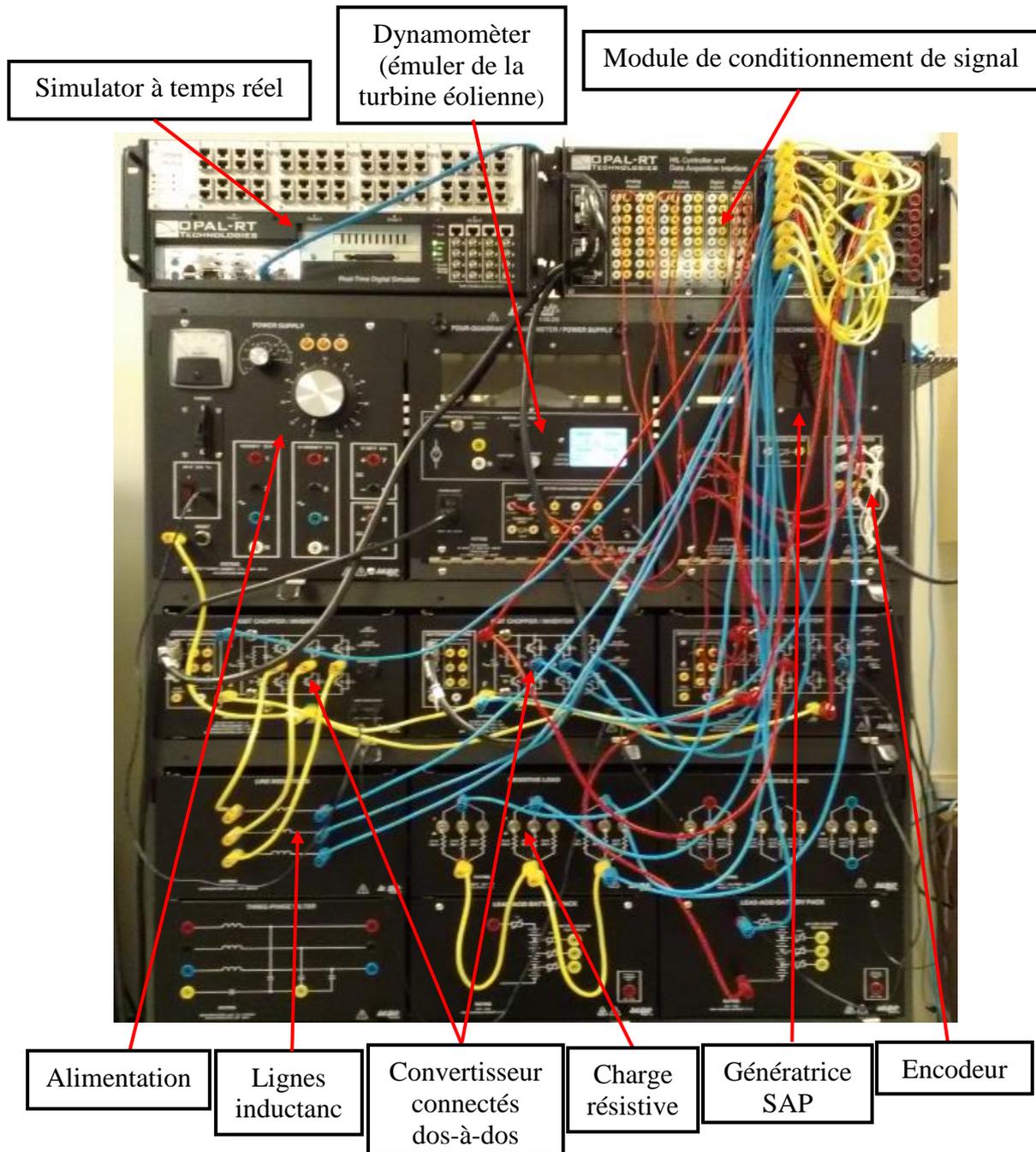


Figure 5.6 : Configuration expérimentale du système de conversion d'énergie éolienne

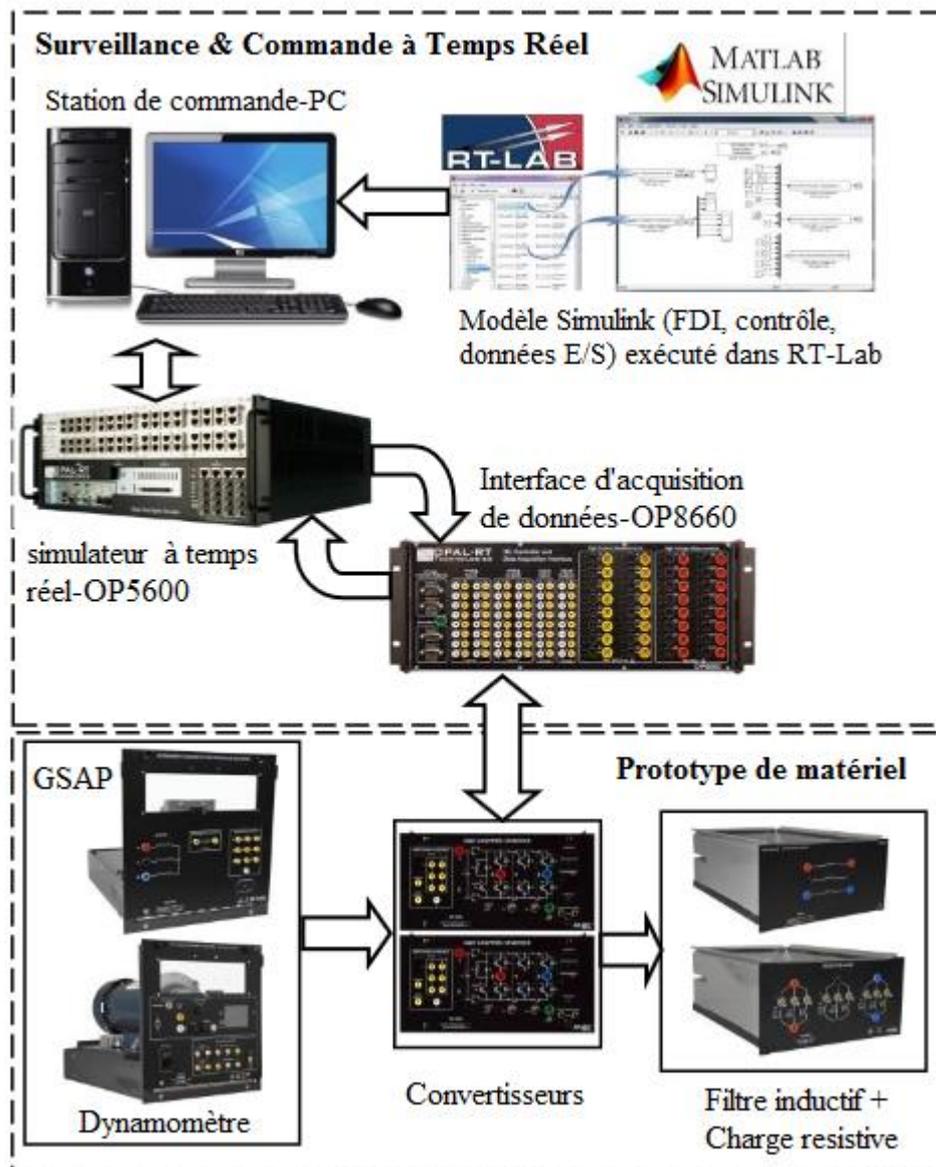


Figure 5.7 : Prototypage de contrôle rapide pour le système de conversion d'énergie éolienne expérimental

Les entrées des convertisseurs connectés dos-à-dos du système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) sont les sorties des contrôleurs, comme le montre la figure 5.8, qui contrôle le SCEE pour suivre la vitesse de rotation et la puissance requises (ou le courant). Pendant l'existence d'un défaut de courte durée, le système de contrôle peut être réalisé en utilisant la sortie estimée par TVKF au lieu de la sortie mesurée afin d'éviter toute influence du contrôleur sur les résidus.

Le système FDI, le système de contrôle et le système de lecture / écriture de données des entrées / sorties, sont modélisés dans Simulink / Matlab et intégrés dans la plateforme à temps réel RT-LAB pour exécuter dans le simulateur numérique Opal-RT pour le prototypage

rapide du SCEE expérimentale comme il est détaillé sur la figure 5.7. Pour d'informations sur les caractéristiques de la GSAP, le bus DC et de filtre R-L voir la table I et la table II successivement de l'annexe.

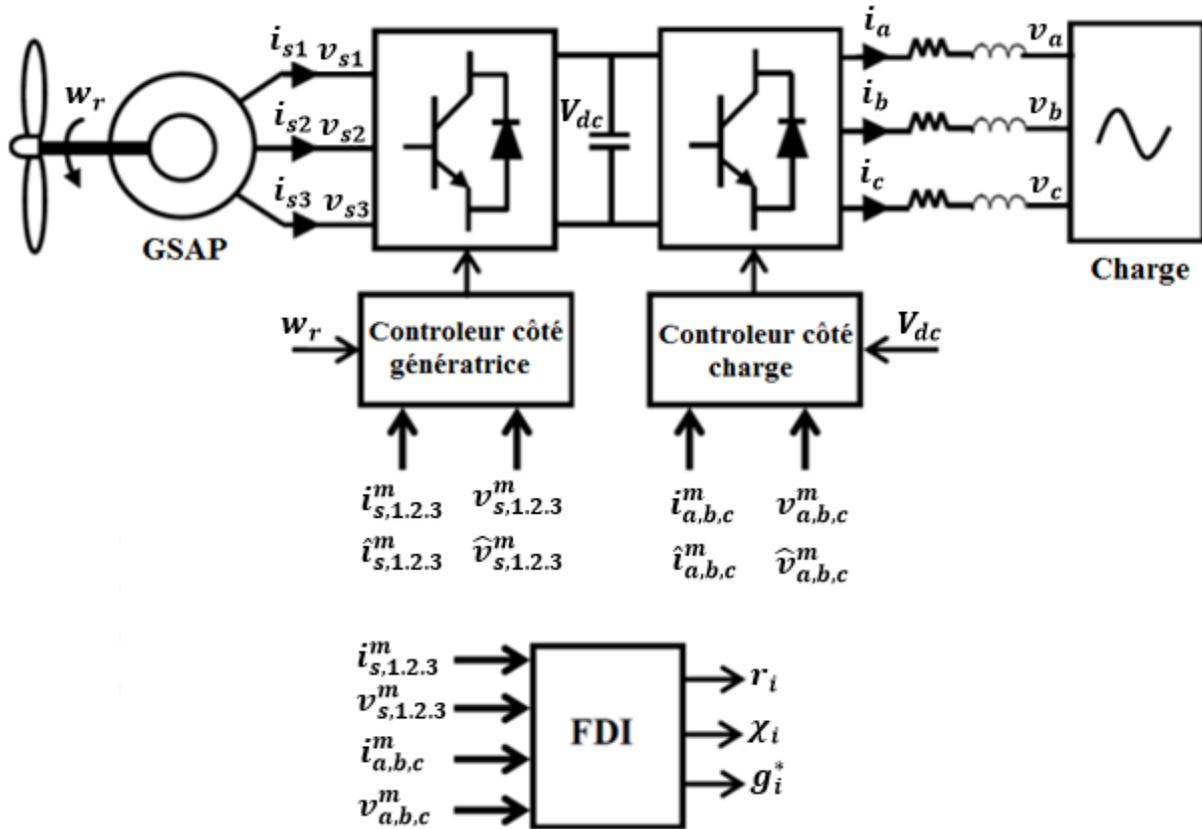


Figure 5.8 : Système de contrôle, système FDI du SCEE [58]

Les courants et les tensions, requis dans le système de commande, ont été mesurés par l'interface d'acquisition de données OP8660, pour d'information sur l'OP8660 et les spécifications des capteurs, voir la figure A1 et la table III, de l'annexe. La GSAP introduit un défaut de rotation qui a une influence directe sur la forme des signaux mesurés comme il est montré sur les figures 4.7, 4.8 et 4.9. Dans ce travail, le système DFI a été ajusté en réglant le délai  $\delta$  afin d'éviter la détection de ces défauts comme des défauts de capteurs. Afin de s'assurer que les incertitudes de mesure n'atteignent pas le seuil de détection pour éviter les fausses alarmes, les canaux des tensions et des courants, de l'OP8660, ont été étalonnés à l'aide des potentiomètres intégrés à l'OP8660. La procédure d'étalonnage consiste à annuler la tension de décalage de sortie en utilisant des potentiomètres de décalage et à régler la valeur exacte du signal à l'aide des gains des potentiomètres. Cette procédure a été effectuée pour différentes valeurs de courant et de tension.

Dans ce travail, les paramètres du système FDI ont été choisis en fonction d'un pré-test pour évaluer la performance et les retards des détections. Il a été constaté que l'utilisation de huit harmoniques dans la modélisation du système (4.16) et (4.17) permet une reconstruction acceptable des signaux par le filtre de Kalman. Par conséquent, l'état  $x$  et les matrices  $\Phi$  et  $C$  ont les tailles  $(8 \times 1)$ ,  $(8 \times 8)$  et  $(3 \times 8)$  respectivement.

Le système FDI a été initialisé par un ensemble de  $N_0$  échantillons de données saines (sans défauts). La séquence résiduelle  $\{\chi_0(1), \dots, \chi_0(N_0)\}$ , et sa moyenne  $\mu_0$  et la variance  $\Sigma$  sont calculées et utilisées comme référence du système sain (sans fautes) pour la comparaison avec les cas avec défauts. En outre, cette initialisation fournira une bande non défectueuse des résidus  $r_i$  de la séquence  $\{r_0(1), \dots, r_0(N_0)\}$ . Afin d'éviter les transitions d'initialisation dans les résidus pendant les premiers instants, le vecteur de conditions initiales  $x(0)$  de TVKF a été choisi en utilisant les valeurs d'harmoniques les plus élevées dans les signaux courant / tension, et la moyenne  $\mu_0$  et la matrice de variance  $\Sigma$  sont calculé entre  $t_1 = 0,0018$  s (équivalent à 37 échantillons) et  $t_2 = 0.1958$  s (équivalent à 3917 échantillons). Avant l'instant  $t_2$ , les fonctions de décision  $g_\ell^*$  sont forcées d'être nulles.

### 5.5.3 Résultats expérimentaux et discussion

Maintenant, afin de valider le système FDI proposé avec des défauts additifs et multiplicatifs, différents scénarios de défauts pour des périodes de 2 s ont été introduits avec des grandeurs différentes dans les trois phases de la tension et du courant du stator à différents instants. Dans tous les cas, le seuil a été maintenu constant ( $h_\ell = 180$  pour le courant et  $h_\ell = 55 \times 10^5$  pour la tension) et, pour ces seuils, le délai de détection moyen  $\bar{t}_\ell$  est de l'ordre de  $10^{-3}$  s, ce qui montre la rapidité de détection des défauts par le système FDI proposé.

Dans le système FDI proposé, le vecteur résiduel  $r_i$  sera utilisé pour définir le type de défaut. Pour les défauts additifs, un défaut positif (ou négatif) correspond à un décalage vers le haut (ou vers le bas) de la bande résiduelle. Pour les défauts multiplicatifs, un défaut avec un gain supérieur à 1 (ou inférieur à 1) correspond à un élargissement (ou une réduction) de la bande résiduelle. Le vecteur résiduel  $\chi_i$  quantifiera le pourcentage de défaut par rapport au signal sain et en même temps il est utilisé par le système de détection pour, la détection de la présence de défaut sans préciser son type et la localisation de défaut.

**Premier cas : Mesures de tension**

- *Défaut multiplicatif de -3% dans la phase a, à t = 10s,*
- *Défaut additif de -3% dans la phase b, à t = 5s,*
- *Défaut multiplicatif de + 3% dans la phase c, à t = 15s.*

Dans ce cas, une combinaison de défauts additifs et multiplicatifs sur différentes phases à différents instants a été appliquée aux trois capteurs de tension.

Les composants résiduels de vecteur  $r_i$  sont présentés dans la figure 5.9, où on peut observer qu'à  $t = 5$  s la bande résiduelle est décalée vers le bas dans  $r_{11}$  et  $r_{32}$ , ce qui signifie qu'un défaut additif négatif a été détecté dans la phase  $b$  suivant la table d'incidence 5.2, à  $t = 10$  s la bande résiduelle a été réduite dans  $r_{21}$  et  $r_{31}$ , ce qui signifie qu'un défaut multiplicatif avec un gain inférieur à 1 s'est produit à la phase  $a$ , et à  $t = 15$  s, la bande résiduelle a été élargi dans  $r_{12}$  et  $r_{22}$ , ce qui signifie qu'un défaut multiplicatif avec un gain supérieur à 1 s'est produit dans la phase  $c$ . Ces observations sont en accord avec les conditions imposées dans ce cas et le tableau d'incidence (tableau 5.1) et les défauts et leurs types ont été rapidement détectés, mais leur quantification ne peut être déterminée par ce premier niveau résiduel. La figure 5.10 représente le vecteur résiduel  $\chi_i$  de deuxième niveau de traitement résiduel, où les résidus démontrent clairement l'occurrence de faute et son emplacement en fonction du tableau d'incidence (tableau 5.1). En outre, le défaut peut être quantifiée à travers les résidus; défaut multiplicatif de  $-3\%$  (phase  $a$ ):  $\chi_{21} = \chi_{31} = 0,03$ ; défaut additif de  $-3\%$  (phase  $b$ ):  $\chi_{11} = \chi_{32} \approx 0.03$ ; défaut multiplicatif de  $+ 3\%$  (phase  $c$ ):  $\chi_{12} = \chi_{22} \approx 0.03$ , ces pourcentages sont vérifiés par comparaison avec la tension mesurée (sans défaut):  $V_a = V_b = V_c = 20V$ ; à  $t = 5$  s:  $V_b = 19.4 V$ ; à  $t = 10$  s:  $V_a = 19.4 V$ ; à  $t = 15$  s:  $V_c = 20.6 V$ ;). La fonction  $s_\ell$  est représentée sur la figure 5.11. Enfin, la fonction de décision,  $g_\ell^*$ , représentée à la figure 5.12 confirme la détection et la localisation du défaut, où à  $t = 5$  s le défaut s'est produit dans la phase  $b$ , à  $t = 10$  s dans la phase  $a$  et à  $t = 15$  s dans la phase  $c$  comme il est spécifié dans ce premier cas.

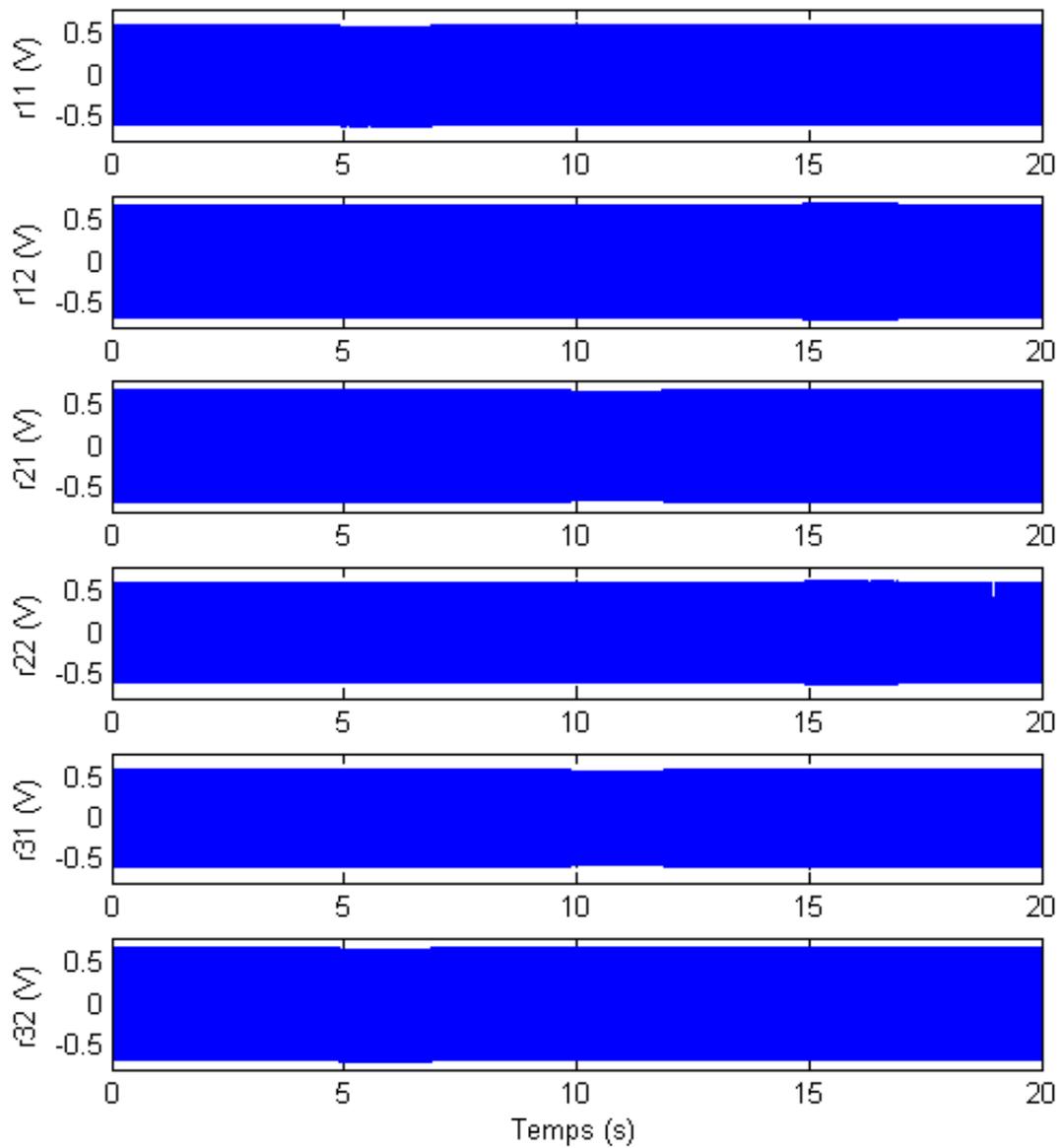


Figure 5.9 : Résidus de premier niveau pour le premier cas

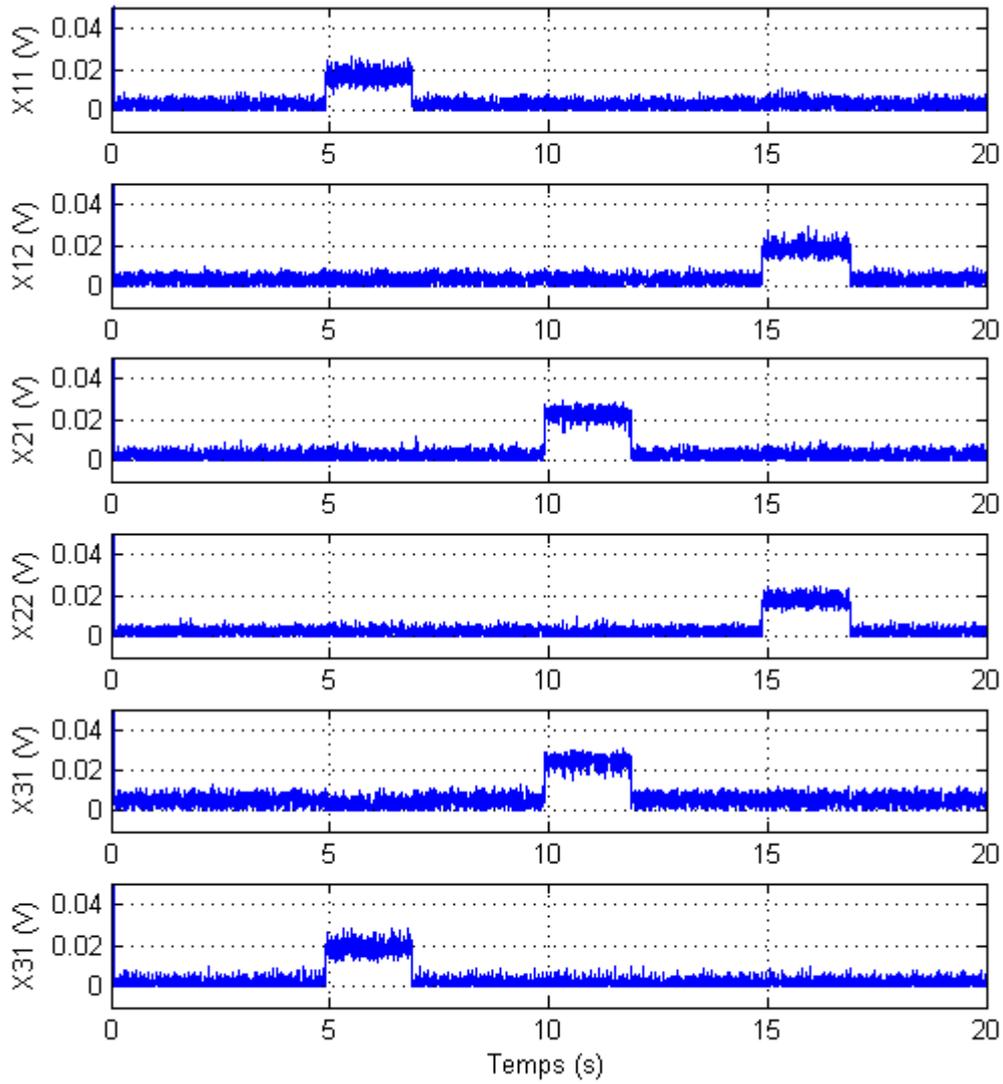


Figure 5.10: Résidus de deuxième niveau pour le premier cas

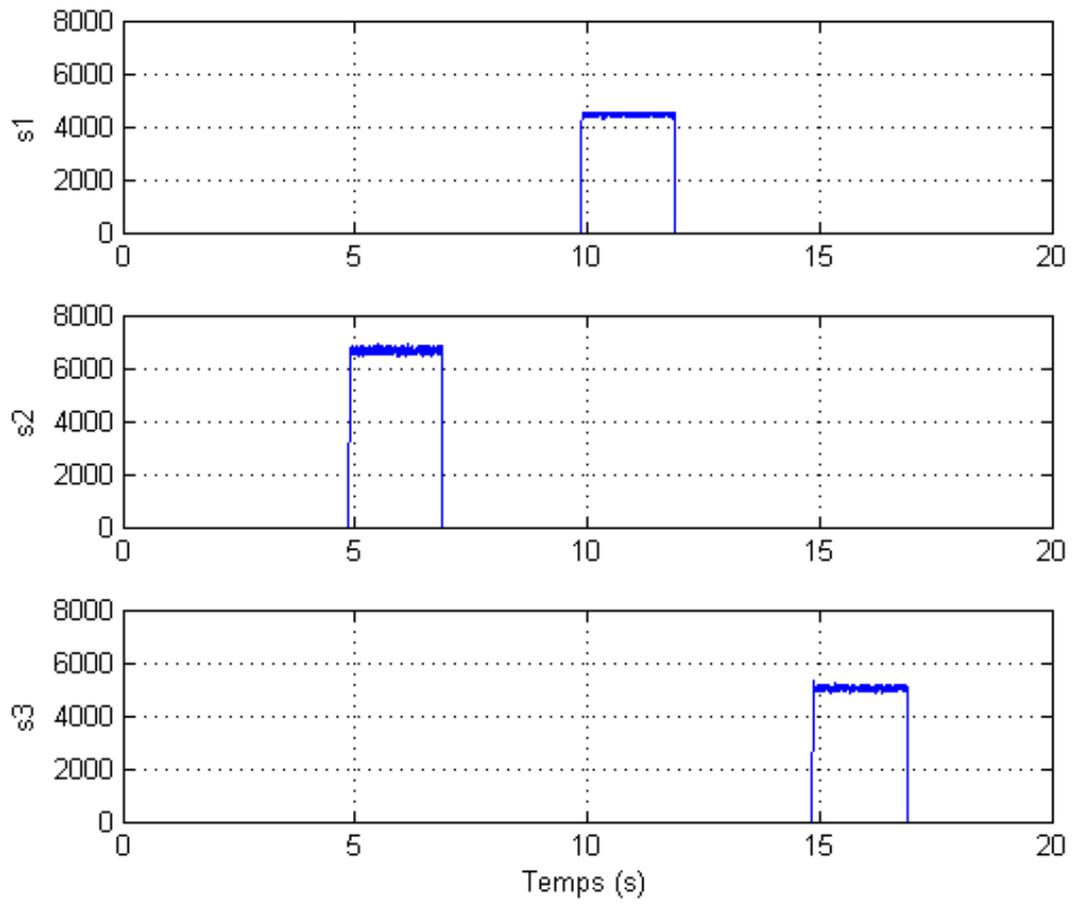


Figure 5.11 : Fonctions  $S_\ell$  pour le premier cas

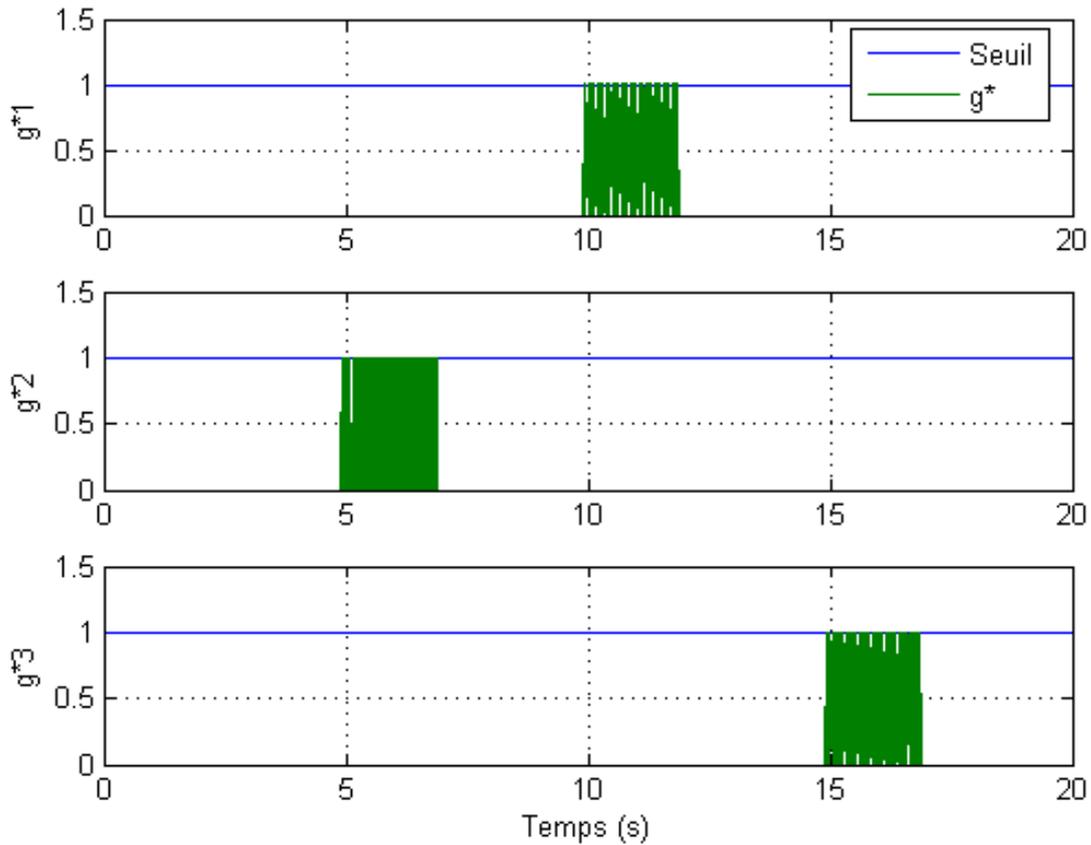


Figure 5.12: Fonction de décision  $g_i^*$  et seuil de détection (p.u.) pour le premier cas

### Deuxième cas : Mesures de courant

- *Défaut additif de -5% dans la phase a, à  $t = 3s$ ,*
- *Défaut multiplicatif de -3% dans la phase b, à  $t = 13s$ ,*
- *Défaut additif de +2% dans la phase c, à  $t = 8s$ .*

Pour les défauts de courant, les résidus de premier niveau  $r_i$  illustrés à la figure 5.13, sont en accord avec les conditions imposées dans ce cas et le tableau d'incidence (tableau 5.1), à  $t = 3$  s, la bande de  $r_{21}$  et  $r_{31}$  est abaissée ce qui signifie qu'un défaut additif négatif est présent dans la phase a, à  $t = 8$  s, la bande de  $r_{12}$  et de  $r_{22}$  sont augmentées ce qui signifie qu'un défaut additif positif est présent dans la phase c, et à  $t = 13$  s, une réduction de la bande de  $r_{11}$  et de  $r_{32}$  équivalente à un défaut multiplicatif avec un gain inférieur à 1.

Les résidus de deuxième niveau  $\chi_i$ , illustrés à la figure 5.14, sont approximativement atteint le pourcentage des défauts; défaut additif de  $-5\%$  dans la phase a :  $\chi_{21} = \chi_{31} \approx 0.04$  en raison de l'erreur de rotation dans la GSAP contrôlée; défaut multiplicatif de  $-3\%$  dans la phase b :  $\chi_{11} = \chi_{32} = 0,03$ ; défaut additif de  $+2\%$  dans la phase c :  $\chi_{12} = \chi_{22} = 0,02$ . La

fonction  $s_\ell$  est représentée sur la figure 5.15. Enfin, la fonctionne de décision, illustrée à la figure 5.16, confirme la détection et la localisation des défauts créés.

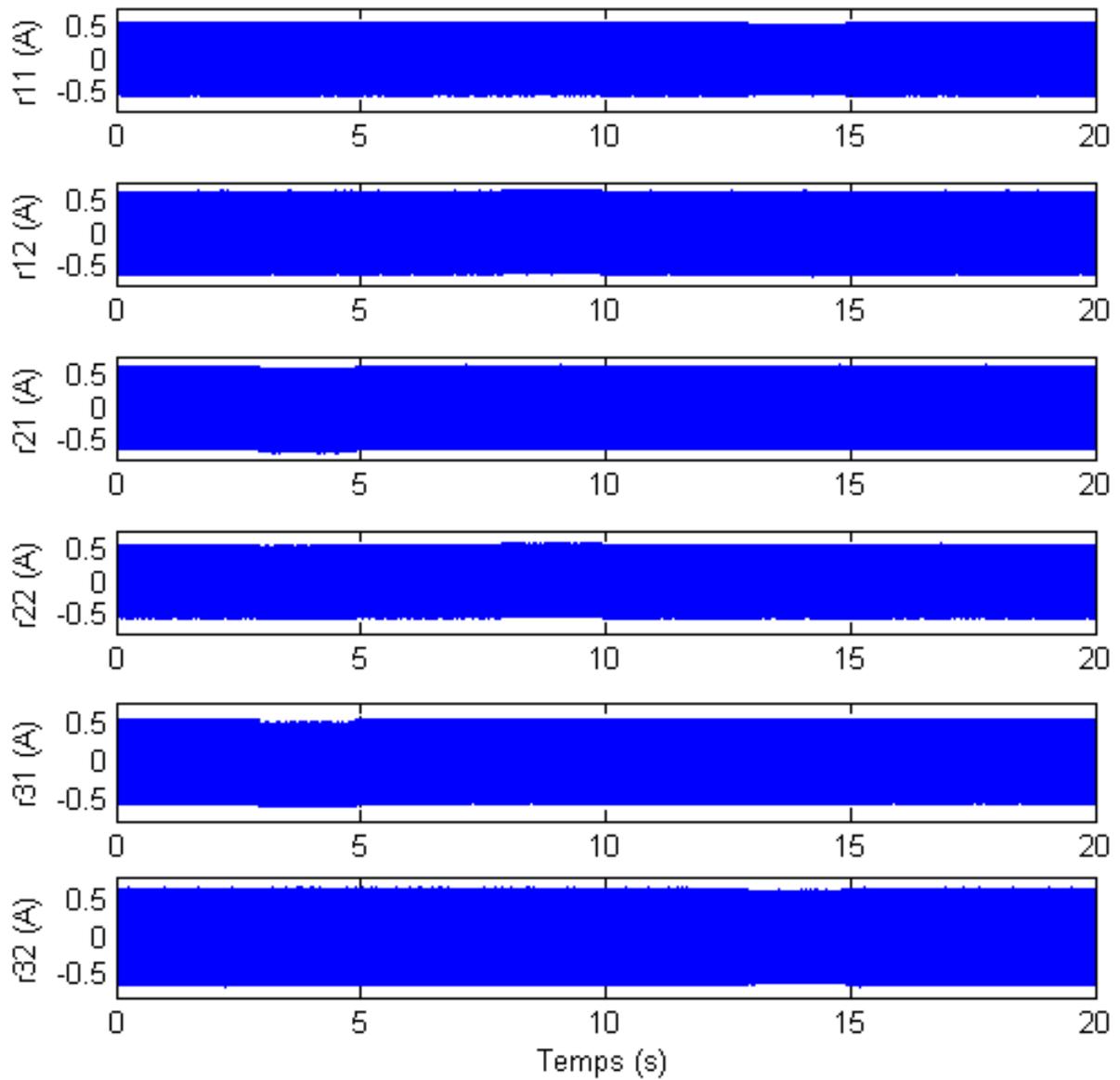


Figure 5.13 : Résidus de premier niveau pour le deuxième cas

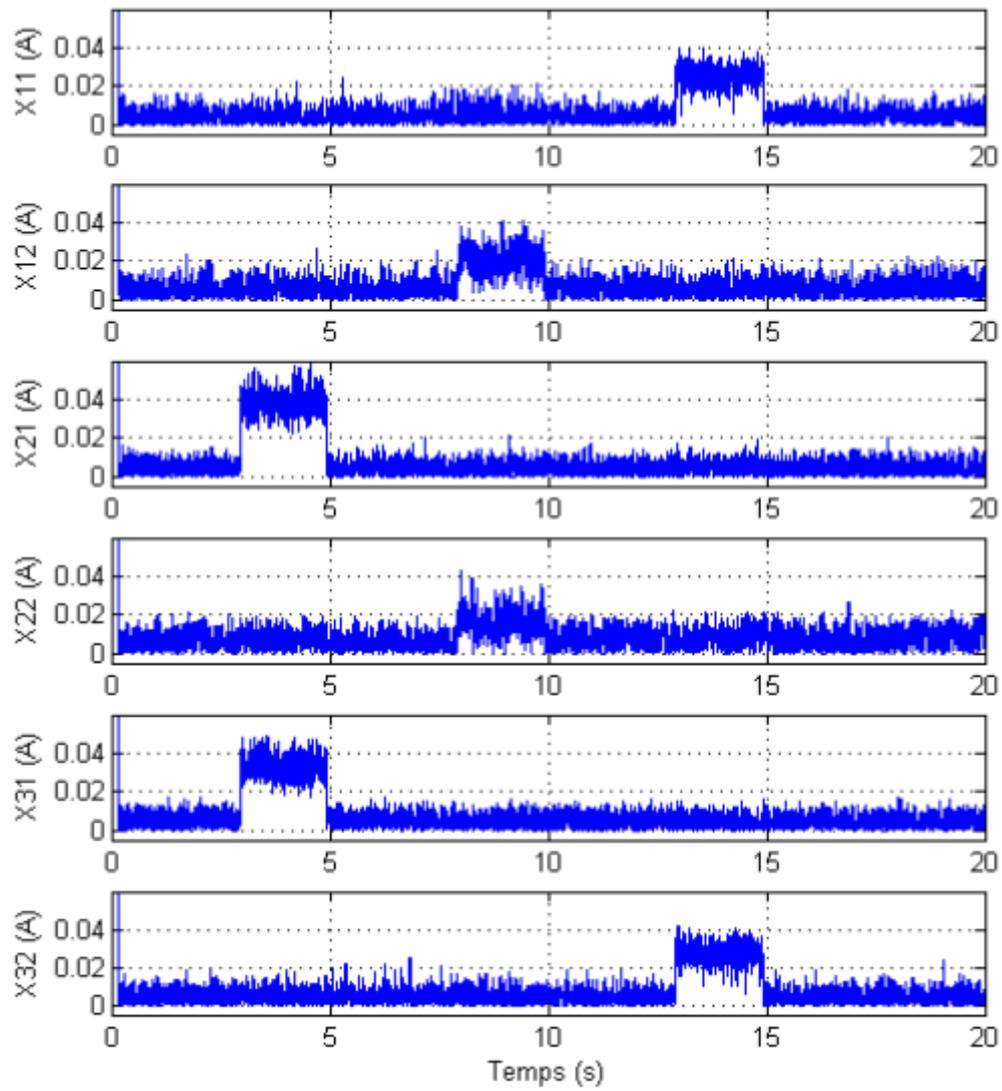
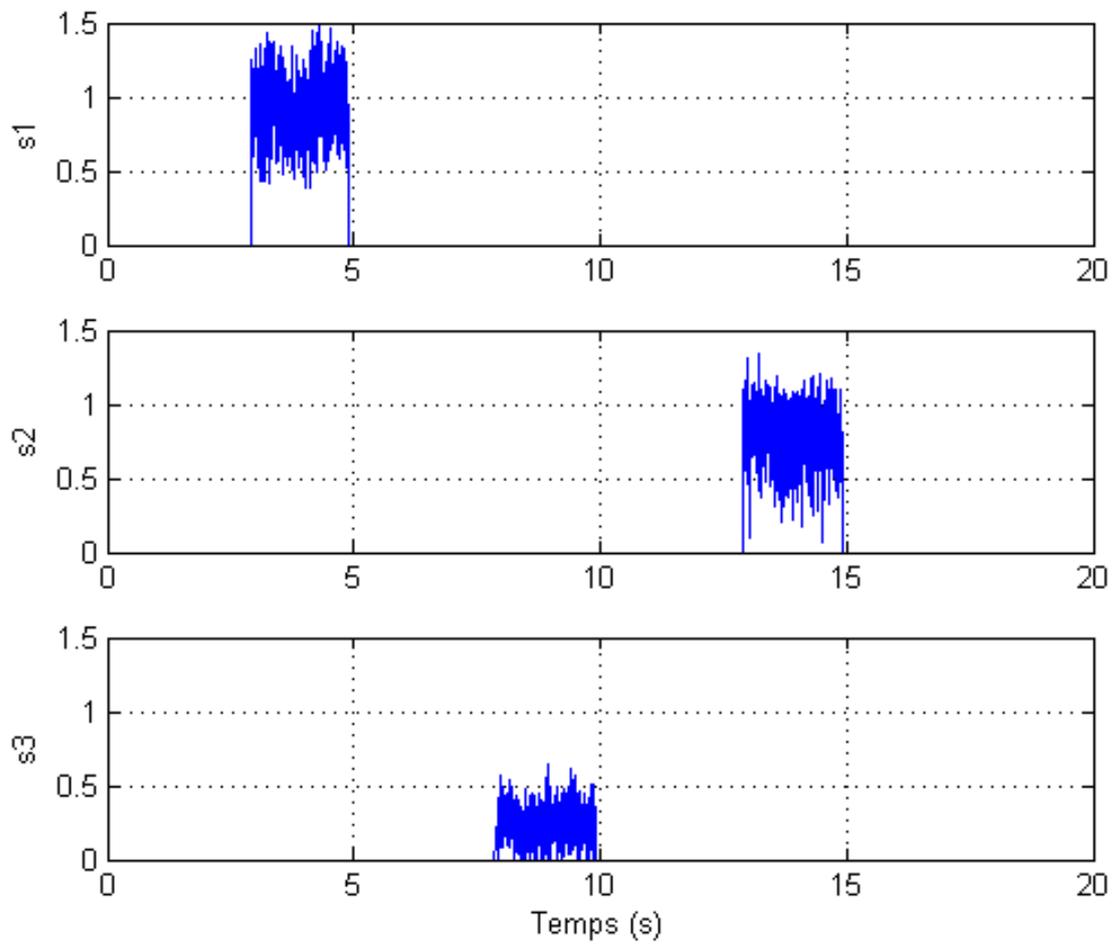


Figure 5.14 : Résidus de deuxième niveau pour le deuxième cas

Figure 5.15 : Fonction de décision  $s_\ell$  pour le deuxième cas

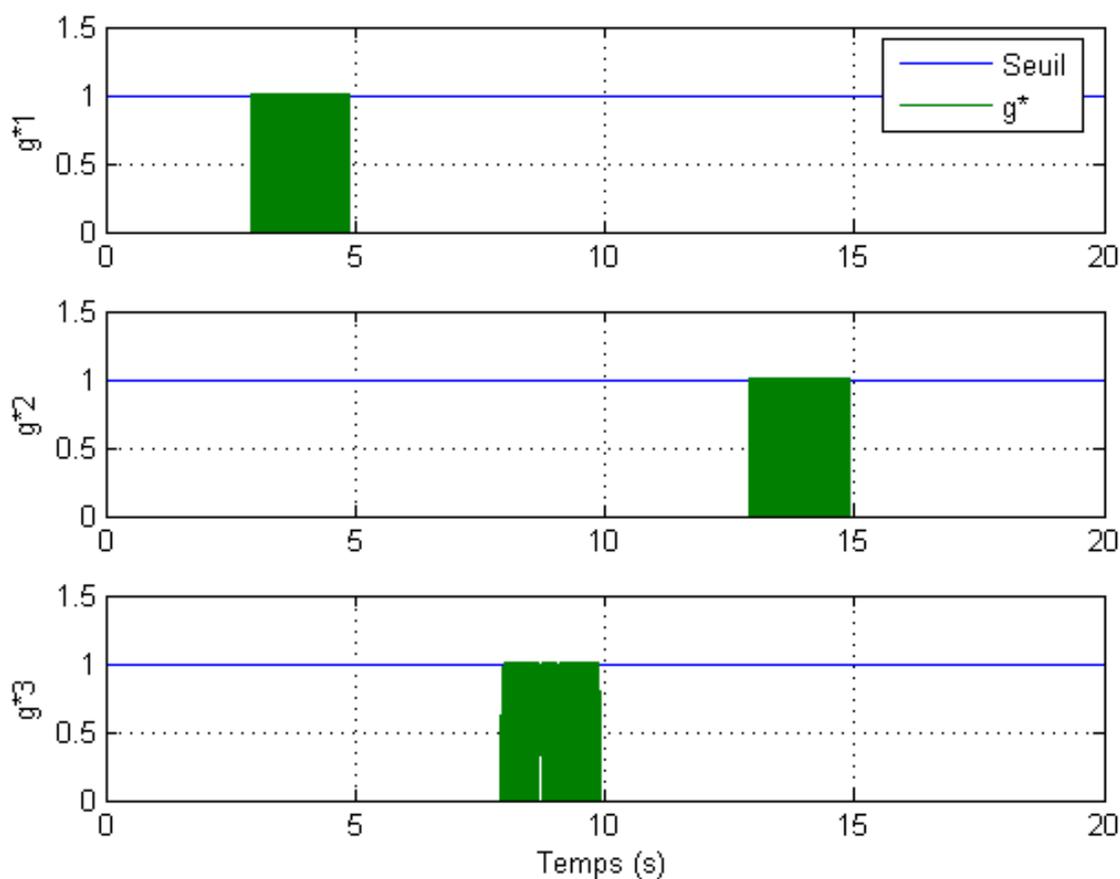


Figure 5.16 : Fonction de décision  $g_\ell^*$  et seuil de détection (p.u.) pour le deuxième cas

## 5.6 Conclusions

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode robuste de détection et de localisation des défauts additifs et multiplicatifs des capteurs de courant et de tension, a été proposée et appliquée à un système de conversion d'énergie éolienne basé sur un GSAP contrôlée avec défaut de rotation. Le système FDI proposé, repose sur le modèle des signaux triphasés non sinusoïdaux, par conséquent, aucun modèle de la machine n'est utilisé. Un schéma multi-observateur, basé sur TVKF et une méthode de changement maximal, ont été utilisés pour générer un vecteur résiduel capable de détecter et de localiser à la fois les défauts multiplicatifs et additifs. La moyenne du résidu de deuxième niveau de traitement résiduel, est proche du pourcentage de défaut en présence de défaut, tout en étant proche de zéro à la situation saine. En outre, ce résidu n'est pas influencé par la distorsion du signal due à l'angle de rotation. Le système FDI a été mis en œuvre expérimentalement sur une installation expérimentale de conversion d'énergie éolienne à base d'une GSAP et les défauts du capteur additif et multiplicatif ont été correctement détectés et isolés dans de bons délais de détection. Le

diagnostic de défaut n'était pas affecté par le défaut de rotation et les perturbations dans le système.

Avec ce chapitre, nous concluons la partie diagnostic de défaut de notre travail. Ensuite, nous présentons quelques remarques finales pour l'ensemble de la thèse et proposons des orientations futures de recherche.

## **CHAPITRE 6**

### **Conclusions et orientations futures de la recherche**

## Conclusions et orientations futures de la recherche

### 6.1 Conclusions

Dans le présent travail, nous avons traité le problème de détection et de localisation des défauts (FDI) dans les capteurs d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP) contrôlée pour les applications éoliennes. En particulier, nous nous sommes intéressés à l'exécution des systèmes FDI pour défauts naissants (de petite amplitude) affectant les mesures des signaux triphasés (courants / tensions). Avant de pouvoir travailler sur ce problème, nous avons besoin de construire un émulateur à temps réel du système de conversion d'énergie éolienne à base d'une GSAP contrôlée. Dans les lignes suivantes, nous présentons nos conclusions.

#### 6.1.1 Modélisation

Afin de comprendre et de pouvoir contrôler le comportement d'une GSAP éolien, nous avons modélisé la dynamique la plus importante de cette machine. Le choix d'une GSAP comme unité de production n'est pas arbitraire mais basé sur les avantages de ce type de machines à induction en particulier sa haute vitesse et sa possibilité de générer des puissances très élevées. Les modèles de la génératrice pour implanter des contrôleurs (côté génératrice et côté réseau) pour la turbine éolienne à vitesse variable ont été décrits au chapitre 2.

A la fin de chapitre 2, nous avons conclu que la construction d'un système FDI pour la détection et la localisation des défauts naissants à base de ces modèles conduira à un système FDI non robuste, suite aux hypothèses simplificatrices et à la variation des paramètres, de modèle de la génératrice, à savoir, la variation de résistance due aux changements de température et la variation d'inductance due à la saturation magnétique.

#### 6.1.2 Détection et localisation des défauts

L'objectif de ce travail était de concevoir des systèmes FDI capables de détecter et de localiser les défauts naissants dans les capteurs (courant / tension) d'une GSAP contrôlée malgré la présence de défauts de rotation. Nous avons accordé une attention particulière à proposer des approches systématiques pour la conception de tels systèmes.

Au chapitre 3 nous avons commencé par la modélisation des défauts affectant les capteurs mesurant des signaux triphasés (courants ou tensions). Deux types de défauts ont été envisagés: les défauts additifs (biais, dérives) et les défauts multiplicatifs (changement de gain du capteur). Ensuite, nous avons décrit la génération de résidus, qui sont des indicateurs qui réagissent à l'apparition de défaut, sur la base d'une stratégie d'observateurs multiples. A savoir, le schéma d'observateurs généralisés (GOS) pour les systèmes FDI des défauts uniques, et le schéma d'observateurs dédiés (DOS) pour les systèmes FDI de défauts multiples. De plus, des algorithmes de détection de changement statistique ont été présentés pour le traitement du vecteur résiduel entier. Ces algorithmes exploitent la modification des propriétés statistiques du vecteur résiduel (c'est-à-dire sa moyenne et sa covariance) pour effectuer la détection et la localisation du défaut à la fois. Deux algorithmes ont été présentés, la somme cumulative (CUSUM) pour le cas où l'amplitude de défaut est connue, et le ratio de vraisemblance généralisé (GLR) qui estime l'amplitude de défaut.

En raison des incertitudes liées à la modélisation et aux paramètres de la GSAP, les performances des systèmes FDI pour capteurs basés sur le modèle nominal (en tenant compte des paramètres constants) de la machine électrique seront dégradées lorsqu'on opère loin de ses conditions de conception nominales. C'est la motivation pour développer des approches alternatives pour la conception des systèmes FDI pour capteurs, décrites au chapitre 4 et 5. Ce sont les principales contributions du présent travail. Toutes les approches proposées partagent les caractéristiques suivantes: i) elles peuvent effectuer des FDI pour capteurs de défauts naissantes (petite amplitude), ii) elles sont basées sur une stratégie à multi-observateurs pour la génération résiduelle, iii) leur système de décision est basé sur une analyse statistique, et iv) leur performance est robuste contre les changements dans les : références / perturbations, paramètres / incertitudes de modélisation.

La première approche présentée dans le chapitre 4, n'utilise pas le modèle de la machine pour la génération résiduelle. Au lieu de cela, elle est basée sur le modèle des signaux triphasés équilibrés et que nous avons appelée, approche FDI pour capteur basé sur le signal. Ce modèle peut inclure de façon simple les composantes harmoniques du signal. Il a été validé avec succès en utilisant un émulateur à temps réel du système de conversion d'énergie éolienne à base d'une GSAP contrôlée et qui génère un défaut de rotation. Nous avons conclu que nous pouvons effectuer des FDI pour les capteurs avec cette approche. Cependant, cette méthode qui est basée sur la moyenne et la covariance des résidus, est incapable de détecter et de localiser les défauts de type multiplicatifs. Par conséquent, nous avons besoin d'une approche robuste et adaptative pour traiter ce type de défauts.

La deuxième approche FDI proposée et présentée dans le chapitre 5, est basée sur un système de génération résiduelle en deux niveaux et que nous avons appelée, approche FDI à base du signal et de la stratégie de changement maximal pour défauts additifs et multiplicatifs. Chaque générateur résiduel est composé de deux observateurs consécutifs. La conception de l'observateur de premier niveau est basée sur la théorie de filtre du Kalman, et destiné à fournir une certaine robustesse contre les changements dans les références / perturbations et l'insensibilité au défaut de rotation de la génératrice. Par contre le rôle du deuxième niveau de traitement résiduel est de changer la moyenne des résidus de premier niveau en cas de présence d'un défaut additif ou multiplicatif, qui permet au système de décision de détecter et de localiser le défaut.

La deuxième approche FDI proposée a été validée avec succès, sur des combinaisons de défauts additifs et multiplicatifs, en utilisant un émulateur à temps réel du système de conversion d'énergie éolienne à base d'une GSAP contrôlée et qui génère un défaut de rotation. Nous avons obtenu de bons résultats malgré les changements dans les références / perturbations, les variations de paramètres et le défaut de rotation. Ensuite, nous proposons quelques orientations futures.

## **6.2 Orientations futures de la recherche**

Dans les lignes suivantes, nous présentons quelques directions de recherche qui sont intéressantes pour continuer avec le travail présenté jusqu'à présent.

### **6.2.1 Contrôle**

- Bien que le contrôle de l'éolienne, ou le contrôle de son système mécanique, n'ait pas été abordé dans cette thèse puisque ce n'est pas d'objectif de notre recherche, néanmoins nous avons utilisé certains algorithmes de contrôle basés sur des régulateur PI. Cependant, il est possible d'utiliser des systèmes de commande plus robuste comme la commande par mode glissant développée dans [64]. Cette stratégie de commande est similaire à la commande par PI de côté qu'elle ne demande pas la connaissance des paramètres du système physique.
- Une autre directive plus importante, est d'utiliser les systèmes FDI dans des commandes tolérantes aux défauts. Cette stratégie consiste à informer le contrôleur de la déviation d'un sous-système, dans le but de réagir. Les systèmes FDI proposés, nous donnent des informations non seulement sur la défaillance naissante des

capteurs, mais plus que ça elle permet de localiser le capteur défaillant et de nous informer sur le degré de la défaillance, avec des temps de détection et de localisation très rapides. Toutes ces informations peuvent être exploitées pour la construction d'un système de commande tolérant aux défauts. Cette direction de recherche est notre futur travail.

### **6.2.2 Détection et localisation des défauts**

- Les systèmes FDI développés doivent être implémentés sur des fermes éoliennes réelles.
- Il est intéressant d'étudier l'effet de défauts internes dans des machines à induction, causés par exemple par des courts-circuits dans les enroulements stator / rotor (voir les travaux de [65], [66] et [67] pour plus d'informations) et (Par exemple, comme présenté par [68]) sur les performances des systèmes FDI pour capteurs. La conception d'un système de supervision capable de gérer les différents types de situations défectueuses est nécessaire.
- Enfin le but final est de concevoir un système de commande tolérant aux défauts qui exécutera des actions correctives une fois que le défaut est correctement détecté et localisé. À cette fin, une meilleure compréhension de l'interaction entre l'étape de diagnostic de défaut et l'étape de reconfiguration est nécessaire d'un point de vue théorique et pratique.

## **ANNEXE**

## ANNEXE

Table I

Paramètres de la GSAP

Description	Valeur	Unité
Puissance nominale	260	w
courant nominal	3	A
résistance du stator	1,3	$\Omega$
inductance de stator	1,5	mH
stator q inductances	1,5	
liaison de flux	0,027	Wb
nombre de pôles	3	
moment d'inertie	$1.7 \times 10^{-6}$	kg • m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	$0.314 \times 10^{-6}$	Nm.s/rad

Table II

Paramètres de bus DC et de filtre R-L

Description	Valeur	Unité
Voltage du bus DC	60	V
Condensateur du bus DC	1.8	mF
Résistance du filtre	0.5	$\Omega$
Inductance de filtre	25	mH

## 1. OP 8660 HIL Contrôleur et interface d'acquisition de données

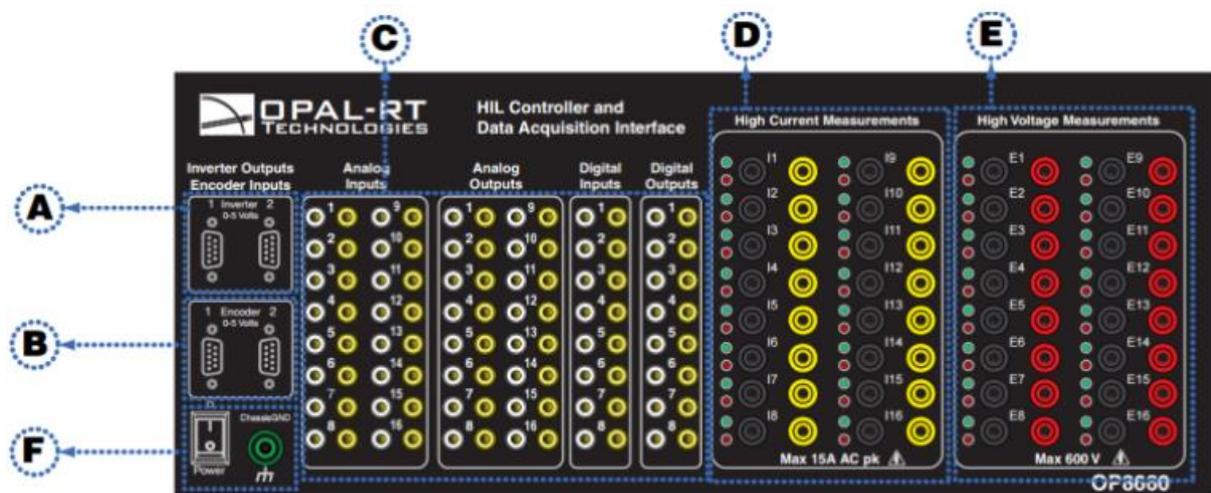


Figure A1 : Panneaux de connecteur avant d'OP8660

- A. Sorties des convertisseurs à 6 impulsions.
- B. Entrée d'encodeur utilisée pour lire la vitesse et la position du moteur à l'aide des signaux différentiels du codeur ABZ.
- C. Entrée / sortie analogique et numérique.
- D. Connecteurs de sonde à courant élevé, avec des LEDs rouges et vertes pour indiquer l'activité du canal.
- E. Connecteurs de sonde à haute tension, avec des LEDs rouges et vertes pour indiquer l'activité de canal.
- F. Interrupteur d'alimentation et mise à la terre.

### 1.1 Spécifications des capteurs de courant et de tension

Les spécifications qui s'appliquent aux connecteurs de haute courant et tension connectés à l'avant de l'OP8660 sont :

**Table III**

Spécifications des capteurs

Description	Valeur	Unité
Plage d'entrée (courant)	Jusqu'à, 15	A
Plage d'entrée (tension)	Jusqu'à, 600	V
Plage de sortie du signal (courant)	$\pm 10$	V
Plage de sortie du signal (tension)	$\pm 10$	V
Isolation, galvanique	2.5	kV
Bande passante, DC	Jusqu'à, 100	kHz
Linéarité	< 0.2%	
Précision	< 0.5%	
Temps de montée	< 2	Microsecondes
Alimentation	$\pm 15$	V
Mode commun (après le diviseur résistif)	> 200	V

### Liste des publications

#### 1. Publications dans des revues internationales avec comité de lecture

- 1) Karim Beddek, Adel Merabet, Mohamed Kesraoui, Aman A. Tanvir, Rachid Beguenane, "Signal-Based Sensor Fault Detection and Isolation for PMSG in Wind Energy Conversion Systems," **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**. vol. 66, no. 9, pp.

2403-2412, 2017.

2) Karim Beddek, Mohamed Kesraoui, Adel Merabet, “Optimization of the Artificial Neural Networks Structure for Filtering Applications in Wind Energy Conversion System,” **Indian Journal of Science and Technology**, vol.8 (12), June 2015.

3) Adel Merabet, Aman A. Tanvir, Karim Beddek, “Torque and state estimation for real-time implementation of multivariable control in sensorless induction motor drives,” **IET Electric Power Applications**, pp. 653-663, April 2017.

4) Adel Merabet, Aman A. Tanvir, Karim Beddek “Speed Control of Sensorless Induction Generator by Artificial Neural Network in Wind Energy Conversion System,” **IET Renewable Power Generation**, vol. 10, pp. 1597–1606, June 2016.

## **2. Publications dans les actes de conférences internationales avec comité de lecture**

Karim Beddek, Mohamed Kesraoui “Complex Systems Modeling and Faults Detection, Using Neural Networks and Genetic Algorithms,” **International Conference on Computer Science & Computational Mathematics**, (langkawi, malaysia) pp. 145-154, 2014.

## Bibliography

- [1] F. Bianchi, H. D. Batista and R. Mantz, *Wind Turbine Control Systems*, London. UK: Springer-Verlag, 2007.
- [2] I. Munteanu, A. Bratcu, N. Cutulis and E. Ceanga, *Optimal Control of Wind Energy Systems. Towards a Global Approach*, London. UK: Springer-Verlag, 2008.
- [3] A. Boyette, *Contrôle – commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 2 – France, 2006.
- [4] N. Laverdure, *Intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires*, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, INPG - France, 2005.
- [5] A. Mirecki, *Etude comparative de chaines de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance*, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2005.
- [6] A. Abdini and A. Nasiri, "PMSG wind turbine performances, analysis during short circuits," in *IEEE Canada Electrical Conference*, June 2007.
- [7] V. Courtesuisse, *supervision d’une centrale multisources à base d’éoliennes et de stockage d’énergie connectée au réseau électrique*, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, école Nationale d’Arts et Métiers, Paris, France, 2008.
- [8] M. Yin, G. Li, M. Zhou and C. Zhao, "Modeling of the wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for integration," in *Power Engineering Society General Meeting*, June 2007.
- [9] Z. Hameed, Y. Hong, Y. Cho, S. Ahn and C. Song, "Condition monitoring and fault detection of wind turbines and related algorithms: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, p. 1–39, January 2009.
- [10] G. Marsh, "Intelligent blade monitoring - the benefits," *Renewable energy focus*, pp. 50-55, January/February 2008.
- [11] A. Hansen, G. Michalke, P. Sørensen, T. Lund and F. Iov, "Co-ordinated voltage control of DFIG wind turbines in uninterrupted operation during grid faults," *Wind Energy*, Vols. 10, no. 1, p. 51–68, 2007.
- [12] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze and M. Staroswiecki, *Diagnosis and Fault Tolerant Control*, 2. ed, Ed., Springer-Verlag, 2006.
- [13] B. Hahn, M. Durstewitz and K. Rohrig, "Reliability of wind turbines. Experiences of 15 years with 1500 WTs," *Wind Energy. Proceedings of the Euromech Colloquium (J. Peinke, P. Schaumman, and S. Barth, eds.) Germany: Springer-Verlag*, p. 329–332, 2007.
- [14] J. Ribrant and Bertling, "Survey of failures in wind power systems with focus on swedish wind power plants during 1997–2005," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, USA, 2007.
- [15] K. Lee and J. Ryu, "Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque controlled induction motor drives," *IEE Proceedings on Control Theory and Applications*, vol. 150, p. 376–382, July 2003.
- [16] L. Baghli, P. Poure and A. Rezzoug, "Sensor fault detection for fault tolerant vector

- controlled induction machine," in *11th European Conference on Power Electronics and Applications–EPE 2005*, Dresden, Germany, 2005.
- [17] A. Mendoza, R. Aranz, A. Corrales, J. Perán and L. d. Miguel, "Overcoming sensor faults in controlled induction motors," in *16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic, 2005.
- [18] M. Seron, M. Romero and J. D. Doná, "Sensor fault tolerant control of induction motors," in *17th IFAC World Congress*, Seoul, Korea, 2008.
- [19] M. Romero, M. Seron and J. D. Doná, "Sensor fault tolerant direct torque and flux control of induction motors," in *7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes – SAFEPROCESS 2009*, Barcelona, Spain, 2009.
- [20] K. Rothenhagen and F. Fuchs, "Current sensor fault detection and reconfiguration for a doubly fed induction generator," in *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, Orlando, Florida, USA, 2007.
- [21] K. Rothenhagen and F. Fuchs, "Voltage sensor fault detection and reconfiguration for a doubly fed induction generator," in *IEEE Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives – SDEMPED 2007*, Cracow, Poland, 2007.
- [22] K. Rothenhagen and F. Fuchs, "Doubly fed induction generator model-based sensor fault detection and control loop reconfiguration," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 4229–4238, October 2009.
- [23] K. Rothenhagen and F. Fuchs, "Current sensor fault detection, isolation, and reconfiguration for doubly fed induction generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 4239–4245, October 2009.
- [24] A. Khaief, Nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants permanents, Thèse de Doctorat en Génie Electrique de l'école Supérieure des Sciences et Technologies du Tunis, Aout 2007.
- [25] P. Sharma, W. Sulkowski and B. Hoff, "Dynamic stability study of an isolated wind-diesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 53, pp. 857-866, 2013.
- [26] M. Chinchilla, S. Arnaltes and J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 130-135, 2006.
- [27] Y. Yang, K. T. Mok, S. C. Tan and S. Y. Hui, "Nonlinear Dynamic Power Tracking of Low-Power Wind Energy Conversion System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 5223-5236, 2015.
- [28] B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique and H. Buyse, "Commande de moteur synchrone à aimants permanents de faible puissance," in *Internationale conférence en modélisation et commande*, J. Phus 3 France, 1995.
- [29] P. Sharma, W. Sulkowski and B. Hoff, "Dynamic stability study of an isolated wind-diesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 53, pp. 857-866, 2013.
- [30] M. Chinchilla, S. Arnaltes and J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 130-135, 2006.
- [31] A. Lalami and R. Wamkeue, "Unscented Kalman Filter for Nonlinear Maximum Likelihood Estimation of Synchronous Generator Parameters from Saturated Line-

- Switching Test Data," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 6, pp. 611-620, 2012.
- [32] R. Wamkeue, C. Jolette and I. Kamwa, "Advanced modeling of a synchronous generator under line-switching and load-rejection tests for isolated grid application," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 25, pp. 680-689, 2010.
- [33] C. Kral, T. Habetler, R. Harley, F. Pirker, G. Pacoli, H. Oberguggenberger and C. Fenz, "Rotor temperature estimation of squirrel-cage induction motors by means of a combined scheme of parameter estimation and thermal equivalent model," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. 40, no. 4, p. 1049–1057, 2004.
- [34] Z. Gao, W. Qiao, T. Habetler and R. Harley, "Online compensation of detuning effects in vector control based on adaptive sensorless rotor thermal model identification," in *37th IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC 2006*, Jeju, South Korea, 2006.
- [35] Z. Gao, T. Habetler, R. Harley and R. Colby, "An adaptive Kalman filtering approach to induction machine stator winding temperature estimation based on hybrid thermal model," in *2005 Industry Applications Conference - 40th IAS Annual Meeting*, Hong Kong, China, 2005.
- [36] H. Jabr and N. Kar, "Effects of main and leakage flux saturation on the transient performances of doubly-fed wind driven induction generator," *Electric Power System Research*, Vols. 77, no. 8, p. 1019–1027, 2007.
- [37] H. Jabr and N. Kar, "Leakage flux saturation effects on the transient performance of wound-rotor induction motors," *Electric Power System Research*, Vols. 78, no. 7, p. 1280–1289, 2008.
- [38] D. Campos-Delgado and D. Espinoza-Trejo, "Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey," *IET Electric Power Applications*, Vols. 2, no. 2, p. 121–134, 2008.
- [39] K. Beddek and M. Kesraoui, "Complex Systems Modeling and Faults Detection, Using Neural Networks and Genetic Algorithms," in *international conference on Computer Science & Computational Mathematics*, angkawi, malaysia, 2014.
- [40] R. J. Hansman, Characteristics of instrumentation, *The Measurement Instrumentation and Sensor Handbook* (J. Webster, ed.), CRC Press LLC, 1999.
- [41] K. Beddek, M. Kesraoui and A. Merabet, "Optimization of the Artificial Neural Networks Structure for Filtering Applications in Wind Energy Conversion System," *Indian Journal of Science and Technology*, vol. vol.8 (12), June 2015.
- [42] P. H. Sydenham, Static and dynamic characteristics of instrumentation, *The Measurement Instrumentation and Sensor Handbook* (J. Webster, ed.), CRC Press LLC, 1999.
- [43] G. Asch, Acquisition de données: du capteur à l'ordinateur, Dunod, 2nd ed, 2003.
- [44] D. P. McNutt, Current measurement, *The Measurement Instrumentation and Sensor Handbook* (J. Webster, ed.), CRC Press LLC, 1999.
- [45] S. A. Macintyre, Magnetic field measurement, *The Measurement Instrumentation and Sensor Handbook* (J. Webster, ed.), CRC Press LLC, 1999.
- [46] ABB, "Current Sensors. Voltage Sensors. Technical Catalogue," [http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/497a0b9638dc1880c125764e0028a16c/\\$file/1sbc140152c0202.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/497a0b9638dc1880c125764e0028a16c/$file/1sbc140152c0202.pdf), Dec. 2010.
- [47] G. Franklin, J. Powell and M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison Wesley Publishing Company, 3rd ed, 1998.

- [48] A. Merabet, K. Tawfique, M. Islam and R. B. S. Enebeli, "Wind turbine emulator using OPAL-RT real-time HIL/RCP laboratory," in *26th International Conference on Microelectronics*, Doha, Qatar, Dec. 14–17, 2014.
- [49] R. Patton, P. Frank and R. Clark, *Fault Diagnosis in Dynamic Systems: Theory and Applications*, Systems and Control Engineering, Prentice-Hall International, 1989.
- [50] M. Basseville and I. Nikiforov, *Detection of Abrupt Changes: Theory and Application*, Prentice-Hall Inc, 1993.
- [51] I. Nikiforov, "A simple recursive algorithm for diagnosis of abrupt changes in signals and systems," in *Proc. of the 1998 American Control Conference*, Philadelphia, USA, 1998.
- [52] M. Kinnaert, D. Vrancic, E. Denolin, D. Juricic and J. Petrovcic, "Modelbased fault detection and isolation for a gas-liquid separation unit," *Control Engineering Practice*, Vols. 8, no. 11, p. 1273–1283, 2000.
- [53] S. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing*, vol. 2, Prentice Hall PTR, 1998.
- [54] E. Acha and M. Madrigal, *Power System Harmonics: Computer Modelling and Analysis*, John Wiley & Sons Inc., 2001.
- [55] P. Rodríguez, A. Luna, M. Ciabotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions," in *Proc. of the 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2006*, Orlande, USA, 2006.
- [56] G. Terörde and R. Belmans, "Improved control of induction motor drives without shaft sensor," in *9th European Conference on Power Electronics and Applications*, Graz, Austria, 2001.
- [57] J. Yang, Y. Chen and L. Zhang, "An efficient approach for fault detection, isolation, and data recovery of self-validating multifunctional Sensors," *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vols. 66, no. 3, p. 543–558, 2017.
- [58] K. Beddek, A. Merabet, M. Kesraoui, A. A. Tanvir and R. Beguenane, "Signal-Based Sensor Fault Detection and Isolation for PMSG in Wind Energy Conversion Systems," *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, no. 9, pp. 2403-2412, 2017.
- [59] B. Boulkroune, M. Gálvez-Carrillo and a. M. Kinnaert, "Combined signal- and model-based fault diagnosis for doubly-fed induction generators," Internal Report - ARC Project. Université Libre de Bruxelles (ULB), 2010.
- [60] M. Galvez-Carrillo and M. Kinnaert, "Sensor fault detection and isolation in three phase systems using a signal-based approach," *IET Control Theory and Applications*, Vols. 4, no. 9, p. 1838–1848, 2010.
- [61] M. Galvez-Carrillo and M. Kinnaert, "Sensor fault detection and isolation in doubly-fed induction generators accounting for parameter variations," *Renewable Energy*, vol. 36, p. 1447–1457, 2011.
- [62] Q. Zhao and M. Kinnaert, "Statistical properties of CUSUM based fault detection schemes for fault tolerant control," in *Joint 48th IEEE Conf. Decision and Control and 28th Chinese Control Conf*, Shanghai, China, December 2009.
- [63] A. Merabet, K. Ahmed, H. Ibrahim, R. Beguenane and A. Ghias, "Energy management and control system for laboratory scale microgrid based wind-PV-battery," *IEEE Transscction Sustainable Energy*, Vols. 8, no. 1, p. 145–154, Jan 2017.
- [64] A. Merabet, R. Beguenane, J. S. Thongam and I. Hussein, "Adaptive Sliding Mode Speed Control for Wind Turbine Systems," in *37th Annual Conference on IEEE Industrial*

*Electronics Society*, Melbourne, VIC, Australia, 2011.

- [65] J. Zafar and J. Gyselinck, "CUSUM based fault detection of stator winding short circuits in doubly-fed induction generator based wind energy conversion systems," in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ'10*, Granada, Spain, 2010.
- [66] J. Zafar and J. Gyselinck, "Winding short-circuit fault location and control action on currents in a doubly-fed induction generator based wind energy conversion system," in *European Wind Energy Conference - EWEC 2010*, Warsaw, Poland, 2010.
- [67] F. Meinguet, E. Semail and J. Gyselinck, "An on-line method for stator fault detection in multi-phase PMSM drives," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference - VPPC2010*, Lille, France, 2010.
- [68] F. Meinguet and J. Gyselinck, "ontrol strategies and reconfiguration of four-leg inverter PMSM drives in case of single-phase open-circuit faults," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC'09*, Miami, FL, USA, 2009.
- [69] A. Merabet, A. A. Tanvir and K. Beddek, "Torque and state estimation for real-time implementation of multivariable control in sensorless induction motor drives," *IET Electric Power Applications*, pp. 653-663, April 2017.
- [70] A. Merabet, A. A. Tanvir and K. Beddek, "Speed Control of Sensorless Induction Generator by Artificial Neural Network in Wind Energy Conversion System," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, p. 1597–1606, June 2016.
- [71] L. Xu and C. Wei, "Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme," *IEEE transaction on industrial applications*, Vols. 31, no. 3, p. 636–642, May/June 1995.
- [72] K. Thorborg, *Power Electronics – in Theory and Practice*, Sweden: Student literature, 1997.
- [73] T. Ackermann and L. Soder, "An overview of wind energy-status 2002," *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, Vols. 6, no. 1–2, p. 67–128, 2002.
- [74] D. Dolan and P. Lehn, "Real-time wind turbine emulator suitable for power quality and dynamic control studies," in *International Conference on Power Systems Transients*, 2005.
- [75] S. W. Mohod and M. V. Aware, "Laboratory development of wind turbine simulator using variable speed induction motor," *nternational Journal of Engineering, Science and Technology*, Vols. 3, no. 5, pp. 73-82, 2011.
- [76] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins and E. Bossanyi, *Wind Energy Handbook*, John Wiley & Sons, Ltd, 2001.
- [77] B. Neammanee, S. Sirisumrannukul and S. Chatratana, "Development of a wind turbine simulator for wind generator testing," *International Energy Journal*, vol. 8, pp. 21-28, 2007.
- [78] DEWIND, "The D8.2 series. Brochure," <http://www.dewindco.com/eng/product/summary.asp>.
- [79] A. Mahdy, S. El-Hakim and H. Hanafy, "Small wind turbine emulator with separately excited DC motor using analog electronic circuit," in *IET Conference on Renewable Power Generation*, 2011.
- [80] J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, H. Cisneros-Villegas, R. Castillo-Ibarra, J. Roman-Flores and M. A. Hernandez-Colin, "Maximum power point tracking control for a DC-generator/multiplierconverter combination for wind energy applications," in *Proceeding of World Congress on Engineering and Computer Science*, 2011.

- [81] K. Kariyawasam, K. Karunarathna, R. Karunarathne, M. Kularathne and K. Hemapala, "Design and development of a wind turbine simulator using a separately excited DC motor," *Smart Grid and Renewable Energy*, vol. 4, pp. 259-265, 2013.
- [82] 0.2kW electrical motor laboratory kit, OPAL-RT, 2013.
- [83] "Wind energy facts," <http://www.ewea.org/wind-energy-basics/facts/>.
- [84] "End-use Energy Demand, National Energy Board, 2015-09-16," <https://www.nelb.gc.ca/nrg/ntgrtd/fttr/2013/ppndcs/pxndsdmnd-eng.html>.
- [85] "Global Wind Report 2015 – Annual market update," <http://www.gwec.net/publications/global-wind-report-2/global-wind-report-2015-annual-market-update/>.
- [86] M. Arifujjaman, M. Iqbal and J. Quaciao, "Development of an isolated small wind turbine emulator," *The Open Renewable Energy Journal*, vol. 4, pp. 3-12, 2011.
- [87] Real-time HIL/RCP laboratory, OPAL-RT, 2013.