الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique et de l'Informatique



Projet de Fin d'Etudes

Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Génie Électrique

Spécialité : *Commande et Electronique Industrielle*

THEME

COMMANDE DE LA STABILITE TRANSITOIRE PAR UN REGULATEUR NON LINEAIRE A BASE D'OBSERVATEUR

Proposé et dirigé par,

Dr. Abbadi Amel

Dr. Hamidia Fethia

Préparé et présenté par,

M. Mohammedi Yahia

M. Lakrout Abdelkader

Remerciement

Je tiens à remercier chaleureusement Dr. Amel Abbadi professeur à l'université Yahia Fares de Médéa pour avoir dirigé ma thèse et m'avoir accordé sa confiance,

Je tiens à remercier vivement mon binôme pour sa volonté et sa collaboration tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

Je tiens à remercier également Monsieur Salmi Abdelrazak Ingénieur d'exploitation auprès de SIEMENS.ALGEIE pour son soutien et ses conseils importants.

C'est avec sympathie que je souhaite témoigner ma reconnaissance à Monsieur le Professeur Hanini Nouredine pour son assistance et son soutien tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

Ma femme pour son aide importante au moment de la valorisation et de la rédaction de ce memoire,

À tous mes amis qui m'ont motivé pendant mes études et m'ont permis d'achever mon travail dans les meilleures conditions.

Remerciements

Je tiens à remercier très vivement, Dr. A. ABBADI, professeur à l'université de Média et mon promoteur, pour la confiance qu'il m'a accordée à réaliser ce projet ainsi que pour sa grande attention et sa patience tout au long de ce travail. Je lui suis très reconnaissant de m'avoir aidé à surmonter les conditions difficiles que j'ai affrontées afin de finaliser ce mémoire.

C'est avec sympathie que je souhaite témoigner ma reconnaissance à Monsieur le Professeur Hassani Djamel pour son assistance et son soutien tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

J'adresse également mes remerciements aux personnes ayant accepté de participer au jury de ce mémoire malgré leurs obligations.

Je remercie tous mes amis et tous mes collègues pour leur soutien moral et pour tellement de choses.

LAKROUT AEK

Dédicaces

Je Dédie Ce Modeste Travail

À La Mémoire de mon grand père tombé au champ d'honneur pour que notre mère l'Algérie soit libre.

À ma mère

À mon père

À ma femme et ma petite Salsabil

À mes frères et mes sœurs

اهداء

الى الذي بدونه لم اكن استطيع العودة

الى جو الدراسة ولولاه لم يكن هذا العمل ليعرف

النور الى صديقي : محمدي يحي

الى زوجتي مريم وأولادي إسلام أمين و إلينا أهدي هذا العمل

المتواضع

عبد القادر العكروت

TABLE DE MATIERE

Dédicaces…… i

Remerciements…… ii

Résumé…… iii

Table de matières…… iv

Liste des figures…… v

Notations utilisées…….. vi

Introduction générale……..... 01

Chapitre I: ***MODELISATION ET STABILITE DES RESEAUX ELECTRIQUES***

I.1.Introduction……... 03

I.2. Modelisation ……..……. 04

I.2.1. Modèle du générateur……... 04

I.2.1.1. Equations electriques……. 04

I.2.1.2. Equations mecaniques…… 11

I.3. Modèle d'un système mono-machine connecté à un jeu de barre infini (SMIB) ……. 12

I.4. Technique de la linéarisation directe…….. 14

I.5. Stabilité des réseaux électriques……. 16

I.5.1. La stabilité angulaire…… 18

I.5.1.1. La stabilité dynamique…….. 18

I.5.1.2. La stabilité transitoire…… 19

I.5.1.3. La stabilité statique…… 19

I.5.2. La stabilité de tension……..... 19

I.5.3.La stabilité de fréquence……...……. 20

I.6. Conclusion……..... 21

Chapitre. II : ***COMMANDES FLOUES MULTI-MODÈLES***

II.1.Introduction……..…….. 22
II.2.Construction d'un modèle flou Takagi-Sugeno……. 23
II.3. Conception du régulateur flou par approche PDC……. 27
II.3.1. Les critères de conception…….. 28
II.3.1.1.Stabilisation…. 39
II.3.1.2. placement de pôles……..……. 30
II.3.2. Application de la commande floue type-1 (PDC) à un alternateur connectée à un jeu de barre infini (*SMIB)* 32
II.3.2.1. le modèle équivalent T-S du système *SMIB*…….. 32
II.3.2.2. Conceptions de la commande *PDC*……... 33
II.4. Simulations……. 34
II.4.1. Analyse des résultats des simulations ……. 41
II.5. Conclusion……... 41

CHAPITRE.III: ***ESTIMATION DE LA VITESSE-COMMANDE PAR UN REGULATEUR PDC A BASE D'OBSERVATEUR***

III.1.Introduction……..……. 42
III.2. Observabilité…… 43
III.2.1. Observabilité des systèmes linéaires…… 43
III.2.2. Observabilité des systèmes non linéaires……..... 44
III.3. Synthèse d'observateurs……..…….. 45
III.3.1 Observateurs des systèmes linéaires……. 45
III.3.1.1 Observateur de Luenberger……. 45
III.3.1.2. Filtre de Kalman…… 47
III.3.2 observateurs pour les systèmes non linéaires…… 47
III.3.2.1 Observateur de Luenberger étendu……..…….. 47
III.3.2.2 Filtre de Kalman Etendu (EKF)…….. 47
III.3.2.3 Approche MLI…… 48
III.3.2.4 Observateur lipschitzien……..…… 49
III.4. Application de l'observateur pour l'estimation de la vitesse dans le système *SMIB*……. 54
III.5. Simulation……. 55
III.5.1. Analyse des résultats des simulations ……..…… 60
III.6. *C*onclusion…… 60

CONCLUSION GENERALE…….……. 61
Bibliographie…… 63
Annexe…….... 66

Liste des figures

Figure.I.1 Représentation de la machine synchrone……..... 05

Figure.I.2. Représentation bipolaire de la machine synchrone…….. 06

Figure.I.3. Une machine connectée par une ligne à un jeu de barre infini…….. 12

Figure.I.4. Vue d'ensemble de la stabilité des réseaux de puissance……. 17

Figure.II.1. Principe de la commande PDC ……..…… 28

Figure.II.2. Région disque $(\mathfrak{D}_{q,r})$ pour l'emplacement des pôles …….. 31

Figure.II.3. Topologie du réseau électrique SMIB utilisé …….. 35

Figure.II.5. Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.02…… 37

Figure.II.6. Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.1……. 38

Figure.II.7. Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2eme cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.02…… 39

Figure.II.8. Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2eme cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.1……. 40

Figure.III.1. Structure d'un observateur……..…… 43

Figure.III.2. Schéma structurel de l'observateur de Luenberger…… 46

Figure.III.3. Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.02……. 56

Figure.III.4. Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.1…… 57

Figure.III.5. Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2eme cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.02…… 58

Figure.III.6. Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2emecas,défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.1…….... 59

Abréviations sigles et acronymes

D.F.L : Direct Feedback Linearization (linéarisation directe par bouclage).

f.e.m : Force electro-motrice

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers.

LMI : Linear Matrix Inequalities (Inégalité matricielle linéaire)

LTI : Linéaires à Temps Invariant.

MS : Machine Synchrone

PDC : Parallel Distributed Compensation (Compensation parallèle distribué)

SMIB : Single machine infinit bus (Une machine connectée par une ligne de transmission à un jeu de barre infini)

T-S : Takagi-Sugeno

Notations utilisées

A : Matrice d`état

A, B et C : Sont des matrices constantes de dimensions appropriées

A_0, $\bar{A}_i$, B_0, et $\bar{B}_i$: Matrices

$\mathbb{A}_j^i$: Sont les sous ensembles floues

$\mathbb{A}$: Ensembles flous type 1

$\boldsymbol{A}_i(t)$: La matrice d'état

$\boldsymbol{B}_i(t)$: La matrice d'entrée

$\mathbb{B}$: Ensembles flous type 1

B : Matrice d`entrée

C: Matrice de sortie

$\boldsymbol{C}_i(t)$: La matrice de sortie

D : Axe direct

D : Coefficient d'amortissement du générateur, en p.u,

$\mathfrak{D}_{q,r}$: Région disque $(\mathfrak{D}_{q,r})$ pour l'emplacement des pôles

$e(t)$: Erreur d`estimation

E_f : La f.é.m. d'excitation

$E_q^{'}$: Est la f.é.m. derrière la réactance transitoire d'axe en quadrature

$\boldsymbol{\mathcal{F}}(z(t))$: La matrice de *fonction*

$f_{ij}\,(z(t))$: Le (i,j) élément de la matrice $\boldsymbol{\mathcal{F}}(z(t))$

$f_{\mathfrak{D}_{q,r}}$: La fonction caractéristique la région LMI

f_0 : La fréquence de base

f_1 et f_2: sont des fonctions non linéaires

g: Fonction d`activation

G : le gain de retour

$h_i(z(t))$: La fonction d'activation

H : Constante d'inertie électrique (en secondes)

$i_{d'}$ $i_{q'}$ i_0 : Composante du courant sur l'‟axe d , q et o

i_d, i_q, i_f ,i_D et i_Q : Les courants dans les enroulements *d, q, f, D* et *Q*

i_d et i_q : sont les courants de l'axe direct et en quadrature

K : coefficient constant induit par la transformation de Park, *K* = (3/2)

$\boldsymbol{K}_i$: Gains locaux de contre réaction

k_c : Gain d'amplification

K_j : Matrices de gains de retour d'état

L_d : L'inductance synchrone longitudinale

L_q : L'inductance synchrone transversale

L_0 : L'inductance homopolaire

L_{af} , L_{aD}, L_{aQ}: les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques

L_{ff}, L_{DD}, L_{QQ} : les inductances propres des enroulements *f, D* et *Q*

L_{fD} : L'inductance mutuelle entre les enroulements *f, D*

L_{ad} : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques suivant l'axe d en p.u

L_i : Gain de l`observateur

n_i et m_i : scalaires positifs, sont les constantes de Lipschitz

O : Matrice d`observabilité du système

P **:** Matrice de **PARK**

P_m : Puissance mécanique fourni par la turbine, en p.u

P_e : Puissance électrique générée, en p.u

P **:** Fonction de Lyapunov

Q : Axe transversal

Q : La puissance réactive du générateur

$q_i(z(t))$: poids de règles floues

r : Rayon de disque

r_f,r_D, r_Q *et* r_s:les résistances des enroulements rotoriques *f, D* et *Q* et statoriques *d* et *q*

$T_{d0}^{'}$: Constante du temps transitoire à circuit ouvert.

$T_{d0}^{'}$: Constante du temps transitoire à circuit ouvert

$u(t)$: le vecteur d'entrée

U : l'ensemble des entrées

u : Vecteur d`entrée

$\boldsymbol{u}(t)$: La lois de commande

$V`_s$: La tension du bus infini.

V_d , V_q *et Vf* : Les tensions aux bornes des enroulements *d, q,* et *f*

v : le nombre minimal de fonctions linéairement indépendantes

V_t : Tension terminal du générateur

V : Région du plan complexe déterminée par la résolution d`un problème d`optimisation convexe LMI

$V\big(x(t)\big)$: Fonction de Lyaponov

$\hat{x}(t)$: L`état estimé

X : l'espace de l'état

x : Variable d`état

x , u , y : Représentent respectivement les vecteurs d'état, de commande et de la sortie du Système

$x_d^{'}$: Réactance transitoire sur l'axe d. en p.u

x_L : La réactance de la ligne de transmission

Notations utilisées

$x(t)$: Vecteur d'état

$y(t)$: le vecteur de sortie

y : Sortie du système

$z(t) = \{z_1(t), \dots, z_p(t)\}$: sont les variables des prémisses qui représentent les termes non-linéaires dans le système d'équation

ψ_d,ψ_q ,ψ_f, ψ_D, ψ_Q : Les flux dans les enroulements *d*, *q*, *f*, *D* et *Q*.

$\mathfrak{z}$: pôle complexe

$\bar{\mathfrak{z}}$: Conjugué du pole complexe

δ : L'angle électrique du rotor, en rad

λ : Les pôles complexes

ξ : coefficient d'amortissement

γ : Constante positive

β : Constante positive

λ : Un scalaire positif

ρ : Une variable

$\boldsymbol{\eta}(t)$ *:* Vecteur des entrées et d'états

ω : La vitesse angulaire du rotor, en p.u

$\omega_0 = 2\pi f_0$: La vitesse de synchronisme (vitesse de base), en rad/s

ملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة يهدف الى تصميم نظام تحكم متعدد المتغيرات من أجل ضبط الجهد الكهربائي وضمان الاستقرار العابر للشبكة الكهربائية المربوطة بمولد متناوب موصول بقضيب لانهائي ونظرا لطبيعة هذا النظام المركب والغير خطي, فإن نموذجته والتحكم فيه يبقى أمرا صعبا وبالتالي قمنا في أول الأمر بتمثيله بواسطة تمثيل متعدد النماذج والذي يعتمد المنطق الضبابي وبالتالي حصلنا على منظم يحقق شروط الإستقرار. ومن أجل التخلص من التشويش الذي يسببه المجس الميكانيكي للسرعة قمنا بإنشاء ملاحظ غي ـرخطي.كمـا إستعـملنـا تقنيـة المصفوفـات الخطيـة غيـر المتساويـة لتحقيـق شـروط الإستقـرار.

كلمات البحث: شبكات كهرباء، الاستقرار العابر، ملاحظ غيرخطي

Abstract

In this dissertation a multivariable nonlinear decentralized control approach is proposed for a single machine infinite bus power system. Due to the complexity and the nonlinear nature of this type of system, control design and implementation are not obvious. To overcome the difficulties related to this highly complex and nonlinear system, an approach based on the multi-model concept is proposed. First, PDC fuzzy controller is synthesized by using a Lyapunov direct method. Obtaining the fuzzy controllers consists in determining the state feedback gain matrices satisfying the conditions of stability. As a second approach, a nonlinear observer was synthesized in order to overcome the mechanical sensor which can be at the origin of the measurement noise. The synthesis of the control laws and the observer is based on the direct method of Lyapunov. These problems are formulated as feasibility problems and are solved using tools from convex LMI optimization.

Keywords: SMIB, PDC Controller, non linear observer

Résumé

Le travail présenté dans cette mémoire concerne la conception de commande multi-variable non linéaire pour réguler la tension terminale et assurer la stabilité transitoire du réseau électrique une machine, bus à puissance infini (**SMIB)**. Vu la nature non linéaire et complexe de ce type de systèmes, leur modélisation et leur commande deviennent des tâches très difficile. Ainsi, dans un premier lieu, nous nous sommes intéressés à la conception de lois de commande basées sur la notion du multi-modèle. Le régulateur flou PDC est proposé. L'obtention du régulateur flou proposé consiste à déterminer les matrices des gains de retour d'état satisfaisant les conditions de stabilité. Dans un second lieu, un observateur non linéaire a été synthétisé dans le but de s'affranchir du capteur mécanique qui peut être à l'origine des bruits de mesure.

La synthèse des lois de commande et de l'observateur est basée sur la méthode directe de Lyapunov. Ces problèmes sont formulés comme des problèmes de faisabilité qui peuvent être résolu à l'aide des outils issus de l'optimisation convexe LMI.

Mots clés : Réseau électrique **SMIB**, commande PDC, Observateur non linéaire,

INTRODUCTION GENERALE

Le monde urbain demande de plus en plus d'énergie, la partie principale est d'origine électrique. Pour maintenir une bonne continuité de service, il faut assurer la stabilité des systèmes électro-énergétiques. Les problèmes de stabilité de ces systèmes sont principalement ceux des machines synchrones qui fournissent presque la totalité de l'énergie électrique.
La stabilité dynamique concerne toujours les petites perturbations appliquées au système en état normal [1]. L'étude de la stabilité dynamique détermine l'intervention des éléments de régulation nécessaires pour rendre un système à l'état d'équilibre suivant des consignes préalables.

L'étude de la stabilité transitoire concerne les grandes perturbations comme les courts-circuits. La conséquence de ces défauts peut être très grave, pouvant même conduire à l'effondrement complet du réseau.

Les approches classiques de commande des systèmes électro-énergétiques sont trop lentes et insuffisantes pour répondre efficacement aux perturbations du réseau. Il faudra vraisemblablement, compléter leurs actions en mettant en œuvre de nouvelles approches de commande pour l'amortissement des oscillations des systèmes électro-énergétiques.

Dans ce mémoire, nous considérons principalement le problème de la stabilité transitoire. La stabilité transitoire est la capacité d'un système de puissance à maintenir le synchronisme quand il soumit à une perturbation transitoire grave, la réponse du système qui en résulte contient de grandes excursions des angles de rotor des générateurs et est influencé par le rapport non linéaire puissance-angle. La stabilité dépend de l'état de fonctionnement initial du système et de la sévérité de perturbation, habituellement le système a changé de sorte que le point de fonctionnement permanent après la perturbation diffère de celui avant la perturbation [2].

Les perturbations qui peuvent se produire sur le système présentent des degrés considérablement variables de sévérité et de probabilité d'occurrence. Le système est cependant conçu et commandé afin d'être stables pour un ensemble défini d'incidents. Les incidents habituellement considérées sont des courts-circuits de différents types : phase à la terre, phase-à-phase-à-terre ou triphasé.

On suppose que le défaut disparaît à l'ouverture des interrupteurs appropriées pour isoler l'élément défectueux [2].

Les équations différentielles décrivant les phénomènes physiques sont souvent mal connues. Par ailleurs, l'information diffusée par un certain signal peut être perturbée par des bruits. Un autre

problème pouvant se présenter est que l'état n'est pas entièrement accessible à la mesure pour des raisons techniques ou économiques (construction, positionnement et coût des capteurs).

Afin de remédier à ces inconvénients, un observateur ou reconstructeur d'état, qui donne une estimation de l'état complet, à partir des mesures et des entrées, doit alors être utilisé. Un observateur est un système dynamique qui peut également servir à la surveillance des systèmes, en particulier la détection de panne, ou même à l'identification de paramètres, en considérant un système augmenté, avec ces paramètres comme nouvelles variables d'état. Donc, la question de la synthèse d'observateurs constitue un grand domaine d'intérêt et d'étude.

Pour les systèmes linéaires stationnaires, un observateur a été introduit pour la première fois par Luenberger, conduisant à l'estimation asymptotique de l'état. Dans le cadre des systèmes linéaires avec bruit, où apparaissent des phénomènes stochastiques, un filtre de Kalman peut être conçu [3].

L'objectif principal de notre étude est de synthétiser un régulateur non linéaire à base d'observateur afin d'améliorer la stabilité transitoire d'un alternateur connecté au réseau lorsque une perturbation sévère se produit.

Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle de la machine synchrone, Puis l'étude d'un système électro-énergétique SMIB (Single Machine Infinite Bus) constitué d'une machine synchrone liée par ligne de transmission à un jeu de barres infini, suivi par quelques définitions de base des différents types de stabilité.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié la technique de linéarisation par secteur du modèle flou Takagi-Sugeno, puis la synthèse d'un régulateur non linéaire par la commande PDC (compensation parallèle distribuée). Des résultats de simulations sont présentés afin d'évaluer les performances de l'approche proposée.

Dans le troisième chapitre nous avons synthétisé un observateur non linéaire par le modèle de Takagi-Sugeno en exploitant les hypothèses lipchitziennes. Des résultats de simulation sont présentés pour illustrer les performances de la commande PDC à base d'observateur.

Nous terminons notre travail par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous donnons quelques perspectives qui ont pu être dégagées à la lumière de notre étude et des résultats obtenus.

CHAPITRE I

Modélisation et stabilité des réseaux électriques

I.1 Introduction

Les réseaux électriques ont toujours été soumis à des perturbations. Ces dernières affectent le fonctionnement des machines synchrones et peuvent occasionner la perte du synchronisme du système. Ce qui entraine la perte de la stabilité du réseau [4].

La stabilité est considérée comme l'un des trois grands axes d'étude des réseaux électriques, les deux autres étant l'écoulement de puissance et l'analyse de défauts. La perte de la stabilité est un incident très grave, car très souvent, la perturbation initiale s'amplifie entraînant un effondrement plus ou moins étendu du système de production et de transport.

Le réseau électrique est un système souvent de taille relativement grande, fortement interconnecté, non-linéaire fonctionnant dans un environnement en évolution continuelle : charges, puissance de génération, topologie du réseau,…. dans la plupart des cas, le réseau électrique est caractérisé par plusieurs sous-système géographiquement éloignés. Les éléments constituant un réseau électrique sont en général :

- Les unités de production : générateurs électrique, système d'excitation, turbines et systèmes de commande associés.
- Les transformateurs et les lignes de transmission du réseau de transport.
- Les charges pour les parties consommation.

Etant donné que le réseau électrique est un système dynamique décrit généralement par un modèle mathématique non linéaire complexe et de dimensions élevées, l'étude de sa stabilité est une tâche difficile. Dans ce contexte, nous avons besoin d'un modèle qui décrit convenablement les interactions entre les différentes variables du système étudié dans le but de réaliser un compromis

entre la fidélité des comportements qualitatifs et quantitatifs et la simplicité de mise en œuvre de lois de commandes stabilisantes. À cette fin, nous allons étudier, dans ce premier chapitre, la modélisation d'un alternateur connecté à un jeu de barre infini [4].

I.2 Modélisation

La première étape à entreprendre lorsque nous voulons analyser et commander un système électro – énergétique de puissance consiste à mettre au point son modèle afin de tenir compte de son comportement et des interactions possibles entre ses différents éléments à savoir, les générateurs, les lignes de transmission et les charge [4].

I.2.1 Modèle du générateur

L'énergie électrique est généralement produite par les machines synchrones. Ces dernières sont caractérisées par une vitesse de rotation de l'arbre de chaque machine qui est égal à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, un couple mécanique issu d'une énergie primaire source, comme l'énergie hydraulique, l'énergie nucléaire ou l'énergie chimique, est appliqué à l'axe de la machine synchrone via un lien mécanique intermédiaire, à savoir la turbine. Le champ magnétique rotorique est généré habituellement par un circuit d'excitation alimenté par un courant continu. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor : ceci implique qu'en fonctionnement normal, la vitesse de rotation du rotor est identique à celle du champ statoriques. Ainsi, les enroulements du stator sont soumis à des champs magnétiques qui varient périodiquement, une *f.é.m.* de courant alternatif est donc induite dans le stator.

Les générateurs synchrones participent de façon extrêmement importante aux phénomènes dynamiques et à la qualité globale de l'alimentation en énergie. Il est donc nécessaire de développer des modèles pratiques et réalistes des machines synchrones.

Dans cette partie nous présenterons un modèle adapté à l'analyse de la stabilité transitoire.

I.2.1.1 Equations électriques

La machine synchrone triphasée se compose de trois enroulements de phase notées a, b et c au niveau du stator et d'un enroulement d'excitation noté f au niveau du rotor, dont l'axe magnétique est l'axe direct noté d. elle contient également un certain nombre de barres d'amortissement formant des circuits symétriques par rapport aux axes direct et en quadrature.

Ces derniers peuvent être représentés avec une bonne approximation par deux circuits équivalents notés D et Q suivant les axes direct et transversal.

La figure (I.1) donne une représentation schématique de la machine synchrone [4].
Le système d'équations de tentions de la machine synchrone (fonctionnement alternateur) est obtenu par l'application de la relation fondamentale :

$$v = -Ri - \frac{d\psi}{dt} \tag{I.1}$$

Et

$$\begin{cases} v = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c & -v_f & -v_D & -v_Q \end{bmatrix}^T \\ DiagR = \begin{bmatrix} r_s & r_s & r_s & r_f & r_D & r_Q \end{bmatrix} \\ i = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_f & i_D & i_Q \end{bmatrix}^T \\ \psi = \begin{bmatrix} \psi_a & \psi_b & \psi_c & \psi_f & \psi_D & \psi_Q \end{bmatrix}^T \end{cases} \tag{I.2}$$

Il est à noter que les tensions v_D et v_Q sont égales à zéro, puisque les deux enroulements correspondants sont court-circuités.

Le flux totalisé ψ s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$\psi = L(\theta) i \tag{I.3}$$

Si l'expression de ψ est remplacé dans (I.1), on trouve que :

$$v = -Ri - \frac{dl(\theta)}{dt} i - L(\theta) \frac{di}{dt} \tag{I.4}$$

Les équations électriques sont non linéaires, du fait des variations des inductances avec θ ce qui implique une difficulté dans la résolution des équations du système.

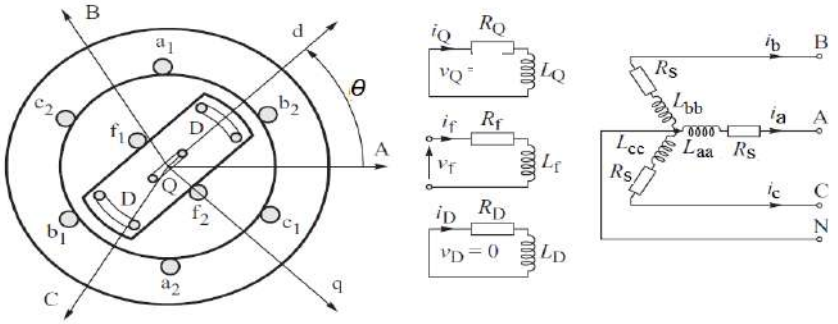


Figure (I.1) : Représentation de la machine synchrone [5]

A. *Transformation de Park*

Afin de supprimer la nonlinéarité, la transformation des deux axes ou transformation de Park est utilisée. Cette dernière peut s'interpréter comme la substitution des trois enroulements de phase (a, b et c) immobiles par rapport au stator, par deux enroulements d et q tournant à la vitesse rotorique, ayant pour axes magnétiques respectivement l'axe direct et l'axe en quadrature (figure I.2).

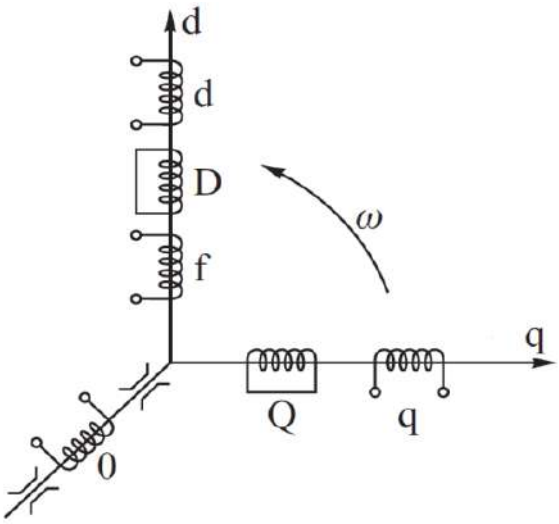


Figure (I.2) : Représentation bipolaire de la machine synchrone [4]

La transformation dans le cas des courants [4] :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.5)}$$

En utilisant la notation matricielle nous aurons :

$$i_{dqo} = \boldsymbol{P} i_{abc} \quad \text{(I.6)}$$

D'une façon similaire, nous avons pour les tensions et flux :

$$\begin{cases} v_{dqo} = \boldsymbol{P} v_{abc} \\ \psi_{dqo} = \boldsymbol{P} \psi_{abc} \end{cases} \quad \text{(I.7)}$$

La transformation inverse :

$$i_{abc} = \boldsymbol{P}^{-1} i_{dq0} \tag{I.8}$$

Avec :

$$\boldsymbol{P}^{-1} = \begin{bmatrix} cos\,\theta & -sin\,\theta & 1 \\ cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \tag{I.9}$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont représentées par les relations matricielles suivantes :

L'axe homopolaire :

$$\psi = L_0 i_0 \tag{I.10}$$

L'axe direct :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & L_{af} & L_{aD} \\ -KL_{af} & L_{ff} & L_{fD} \\ -KL_{aD} & L_{fD} & L_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

L'axe en quadrature :

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_q & L_{aQ} \\ -KL_{aQ} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

Avec :

ψ_d,ψ_q ,ψ_f, ψ_D, ψ_Q : Les flux dans les enroulements *d*, *q*, *f*, *D* et *Q*.

L_d : L'inductance synchrone longitudinale.

L_q : L'inductance synchrone transversale.

L_0 : L'inductance homopolaire.

L_{af}, L_{aD}, L_{aQ}: les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

L_{ff}, L_{DD}, L_{QQ} : les inductances propres des enroulements *f*, *D* et *Q*.

L_{fD} : L'inductance mutuelle entre les enroulements *f*, *D*.

K : coefficient constant induit par la transformation de Park, $K = (3/2)$.

Appliquée aux équations électriques de la machine, la transformation de Park conduit aux équations suivantes :

L'axe homopolaire :

$$\left(V_0 = -ri_0 - \frac{d\psi_0}{dt}\right) \tag{I.13}$$

L'axe direct:

$$\begin{cases} V_d = r_s i_d - \dot{\theta}\psi_q - \dfrac{d\psi_d}{dt} \\ V_f = r_f i_f + \dfrac{d\psi_f}{dt} \\ V_D = r_D i_D + \dfrac{d\psi_D}{dt} = 0 \end{cases} \tag{I.14}$$

L'axe en quadrature :

$$\begin{cases} V_q = -r_s + \dot{\theta}\psi_d - \dfrac{d\psi_q}{dt} \\ V_Q = r_Q i_q + \dfrac{d\psi_Q}{dt} \end{cases} \tag{I.15}$$

Avec :

V_d , V_q *et* Vf : Les tensions aux bornes des enroulements *d, q,* et *f.*

i_d, i_q, i_f ,i_D et i_Q : Les courants dans les enroulements *d, q, f, D* et *Q.*

r_f,r_D, r_Q *et* r_s:les résistances des enroulements rotoriques *f, D* et *Q* et statoriques *d* et *q.*

B. Hypothèses simplificatrices

En raison de la taille, de l'importance et de la complexité des problèmes de stabilité, il est très intéressant de faire des simplifications et des hypothèses appropriées pour représenter analytiquement le système. Pour ce faire, les hypothèses suivantes seront considérées [6] [7].

- Les trois enroulements statoriques sont symétriques,
- Les bobines distribuées peuvent être considérées comme concentrées,
- La variation des inductances des enroulements statoriques, en fonction de la position du rotor, est sinusoïdale et ne contiennent pas d'harmoniques supérieures,

- La vitesse du rotor est celle de synchronisme (elle est considérée comme constante ainsi, ω_r = 1 p.u),
- Pas de pertes dues à l'hystérésis,
- L'effet des enroulements amortisseurs est négligé,
- La saturation du circuit magnétique est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- Les courants de Foucault sont également négligés
- Les résistances statoriques sont négligeables,
- Les termes des tensions de transformation ($\frac{d\psi_q}{dt}$ et $\frac{d\psi_d}{dt}$) sont négligés.

C. *Equations électriques*

Lors de l'étude de la stabilité d'un système de puissance, il est nécessaire de représenter le système d'équations en valeurs réduites. Le modèle sans enroulement amortisseurs (Nondamping winding model) [8]. Celui-ci néglige également l'amortissement produit par les courants de Foucault dans le corps du rotor (nous supposons que la *f.é.m.* derrière la réactance transitoire suivant l'axe d, à savoir $E_d^{'}$, est constante)

Les équations des flux sont représentées par :

$$\begin{cases} \psi_d = E_q^{'} - x_d^{'} i_d \\ \psi_q = -x_d^{'} i_q \end{cases} \quad \text{(I.16)}$$

Avec :

$$E_q^{'} = \omega \left(\frac{L_{ad}}{L_f} \right) \psi_f \quad \text{(I.17)}$$

$E_q^{'}$: Est la f.é.m. derrière la réactance transitoire d'axe en quadrature,

$x_d^{'}$: Réactance transitoire sur l'axe d.

$$x_d^{'} = \omega \left(L_d - \left(\frac{L_{ad}^2}{L_f} \right) \right) \quad \text{(I.18)}$$

$x_d^{'}$ Est exprimée en p.u.

L_{ad} : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques suivant l'axe d en p.u.

L'équation de la tension de l'enroulement du rotor est représentée par une équation différentielle du premier ordre telle que [9] :

$$\dot{E}_q^{'} = \frac{1}{T_{d0}^{'}}\left(E_f - E_q\right) \tag{I.19}$$

Avec :

$T_{d0}^{'}$: Constante du temps transitoire à circuit ouvert.

$$E_q = E_q^{'} + (x_d - x_d^{'})\, i_d \tag{I.20}$$

$$E_f = \omega\left(\frac{L_{ad}}{r_f}\right) v_f \tag{I.21}$$

Posons : $k_c = \omega\left(\frac{L_{ad}}{r_f}\right)$

Donc :

$$E_f = k_c v_f \tag{I.22}$$

E_f : La f.é.m. d'excitation.

- ***Expression de la tension terminale***

  Pour la composante directe, nous avons :

$$V_{td} = x_d^{'} i_q \tag{I.23}$$

Pour la composante en quadrature, nous avons :

$$V_{tq} = E_q^{'} - x_d^{'} i_d \tag{I.24}$$

Ainsi, le module de la tension est telle que :

$$V_t = \sqrt{V_{td}^2 + V_{tq}^2}$$

On obtient :

$$V_t = \sqrt{\left(x_d' i_q\right)^2 + \left(E_q' - x_d' i_d\right)^2} \quad \text{(I.25)}$$

- ***Expression de la puissance électrique***

Comme il n'y a aucun enroulement sur l'axe en quadrature pour représenter le corps du rotor (nous aurons :E_d'= 0, x_q'=x_q) et en négligeant la saillance transitoire (x_q=x_d'),

L'expression de la puissance électrique active est :

$$P_e = E_q' i_q \quad \text{(I.26)}$$

I.2.1.2 Equations mécaniques

La phase la plus importante lors de l'étude de la stabilité transitoire est l'analyse de la dynamique des rotors des générateurs pendant cette période. Les équations différentielles décrivant la nature oscillatoire des angles rotoriques sont appelées équations mécaniques. Ces dernières sont formulées par rapport à un repère de référence tournant au synchronisme.

Les équations mécaniques peuvent être développées en considérant les trois hypothèses de base suivant :

- Le changement de la vitesse du rotor pendant la période transitoire n'est pas significative par rapport à celle du synchronisme,
- La puissance mécanique fournie par la turbine est supposée constante,
- Les pertes en puissance par frottement sont négligées.

La première hypothèse permet d'égaler la puissance mécanique et le couple en grandeurs relatives.

Etant donné que les enroulements amortisseurs sont négligés, le couple d'amortissement produit par ces derniers est donc également négligeable. Pour tenir compte de la composante du couple négligée, un terme de compensation D (nommé aussi coefficient d'amortissement) est introduit dans l'équation du mouvement [5].

L'équation de l'angle rotorique et l'équation du mouvement peuvent être formulées comme suit [5]:

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_0 \quad \text{(I.27)}$$

$$\dot{\omega} = -\frac{D}{2H}(\omega - \omega_0) + \frac{\omega_0}{2H}(P_m - P_e) \quad \text{(I.28)}$$

Avec :

δ : L'angle électrique du rotor, en rad,

ω : La vitesse angulaire du rotor, en p.u,

$\omega_0 = 2\pi f_0$: La vitesse de synchronisme (vitesse de base), en rad/s,

f_0 : La fréquence de base,

H : Constante d'inertie électrique (en secondes),

D : Coefficient d'amortissement du générateur, en p.u,

P_m : Puissance mécanique fourni par la turbine, en p.u,

P_e : Puissance électrique générée, en p.u.

I.3 Modèle d'un système mono-machine connecté à un jeu de barre infini (SMIB)

Un jeu de barre infini est une source de tension idéale qui maintient la fréquence constante, l'angle de phase constant et l'amplitude de la tension constante [10].

Dans les grands réseaux électriques, l'inertie des machines fera en sorte que la tension de la majorité des jeux de barre reste constante pendant des perturbations transitoires. Une machine connectée à une barre infinie par une ligne de transmission peut-être représentée comme montré à la figure (I.3).

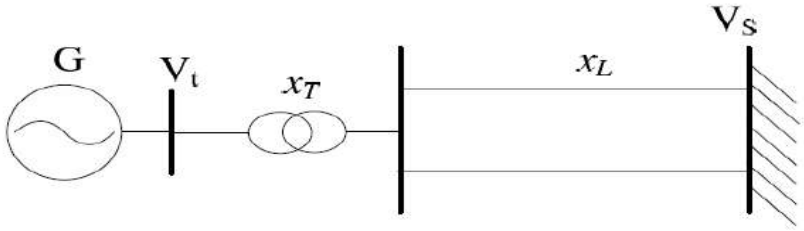


Figure (I.3) Une machine connectée par une ligne à un jeu de barre infini [9]

Prenons en considération les réactances du transformateur et de la ligne de transmission on obtient les équations électriques algébriques suivantes [9] :

$$E_q = \frac{x_{d\Sigma}}{x'_{d\Sigma}} E'_q + (x_d - x'_d)\, i_d \qquad \text{(I.29)}$$

$$i_q = \frac{V_s}{x'_{d\Sigma}} \sin\delta \qquad \text{(I.30)}$$

$$i_d = \frac{E_q^{'} - V_s \cos\delta}{x_{d\Sigma}^{'}} \quad (I.31)$$

$$P_e = \frac{E_q^{'} V_s}{x_{d\Sigma}^{'}} \sin\delta \quad (I.32)$$

$$Q = \frac{E_q^{'} V_s}{x_{d\Sigma}^{'}} \cos\delta - \frac{V_s^2}{x_{d\Sigma}} \quad (I.33)$$

Avec :

$x_{d\Sigma}=x_d+x_T+x_L$

$x_{d\Sigma}^{'}=x_d^{'}+x_T+x_L$

Notons que :

x_T : La réactance de transformateur.

x_L : La réactance de la ligne de transmission.

i_d et i_q : sont les courants de l'axe direct et en quadrature.

V_s : La tension du bus infini.

Q : La puissance réactive du générateur.

Remplaçons l'équation (I.32) dans les équations du mouvement du rotor (I.28) et les équations (I.29) et (I.31) dans l'équation dynamique électrique (I.19), on obtient les équations différentielles non linéaires qui régissent le système :

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_0 \quad (I.34)$$

$$\dot{\omega} = -\frac{D}{2H}(\omega - \omega_0) + \frac{\omega_0}{2H} P_m - \frac{\omega_0}{2H} \frac{E_q^{'} V_s}{x_{d\Sigma}^{'}} \sin\delta \quad (I.35)$$

$$\dot{E}_q^{'} = -\frac{1}{T_d^{'}} E_q^{'} + \frac{1}{T_{d0}} \frac{x_d - x_d^{'}}{x_{d\Sigma}^{'}} V_s \cos\delta + \frac{1}{T_{d0}} E_f \quad (I.36)$$

$T_d^{'} = \frac{x_{d\Sigma}^{'}}{x_{d\Sigma}} T_{d0}$ La constante de temps du champ d'excitation.

I.4 Technique de la linéarisation directe

Un alternateur connectée à un bus infini, dont le modèle non linéaire d'ordre trois $(\dot{\delta}, \dot{\omega}, \dot{E}_q')$ est décrit par les équations différentielles et algébriques suivantes :

Équations mécaniques :

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_0 \tag{I.37}$$

$$\dot{\omega} = -\frac{D}{2H}(\omega - \omega_0) + \frac{\omega_0}{2H}(P_m - P_e) \tag{I.38}$$

Équation électrique de la dynamique du générateur :

$$\dot{E}_q' = \frac{1}{T_{d0}'}\left(E_f - E_q\right) \tag{I.39}$$

Équations électriques algébriques :

$$E_q = E_q' + (x_d - x_d')\, i_d \tag{I.40}$$

$$E_q = x_{ad}\, i_f \tag{I.41}$$

$$E_f = k_c v_f \tag{I.42}$$

$$i_d = \frac{E_q' - V_s \cos\delta}{x_{d\Sigma}'} \tag{I.43}$$

$$i_q = \frac{V_s}{x_{d\Sigma}'} \sin\delta \tag{I.44}$$

$$P_e = E_q' i_q \tag{I.45}$$

$$Q_e = E_d' i_d \tag{I.46}$$

$$V_{td} = x_d' i_q \tag{I.47}$$

$$V_{tq} = E_q' - x_d' i_d \tag{I.48}$$

$$V_t = \sqrt{\left(x_d^{'} i_q\right)^2 + \left(E_q^{'} - x_d^{'} i_d\right)^2} \tag{I.49}$$

Pour résoudre le problème de la non linéarité des équations qui régissent le système SMIB, plusieurs études théoriques ont été développées. Ces études ont permis de concevoir des commandes non linéaires basées sur la géométrie différentielle. La technique de linéarisation directe par bouclage (Direct Feedback Linearization) est la plus utilisée en réseau électrique [9] [11]. C'est une approche de conception de commande non linéaire dont l'idée principale est de transformer les dynamiques d'un système non linéaire en un système complètement ou partiellement linéaire.

Comme notre objectif dans ce mémoire porte essentiellement sur la conception de régulateur non linéaires qui est adapté à la nature du réseau électrique et qui peut assurer la stabilité transitoire et la régulation de la tension, alors il s'est avéré nécessaire de prendre en compte la tension terminale lors de la conception de la loi de commande proposée.

Pour ce faire, la loi de commande linéarisante suivante a été proposée [12] en se basant sur la technique de linéarisation directe par bouclage :

$$u = \frac{1}{k_c i_q}\left(v_f - T_{do}^{'}\left(Q_e + \frac{V_s^2}{x_{d\Sigma}^{'}}\right)\Delta\omega + P_m\right) + \frac{1}{k_c}\left(\left(x_d - x_d^{'}\right) i_d\right) \tag{I.50}$$

Où v_f est la loi de commande que nous cherchons à concevoir.

Le système non linéaire (1.37)-(1.39) est maintenant représenté par un système dont les dynamiques en boucle fermée sont linéaires :

$$\begin{cases} \Delta\dot{V}_t = f_1\Delta\omega - \frac{f_2}{T_{do}^{'}}\Delta P_e + \frac{f_2}{T_{do}^{'}} v_f \\ \Delta\dot{\omega} = -\frac{D}{2H}\Delta\omega - \frac{\omega_0}{2H}\Delta P_e \\ \Delta\dot{P}_e = -\frac{1}{T_{do}^{'}}\Delta P_e + \frac{1}{T_{do}^{'}} v_f \end{cases} \tag{I.51}$$

Où f_1 etf_2 sont des fonctions fortement non linéaires

$$f_1 = -\frac{P_e^2 x_\Sigma^2 \cos\delta}{V_t V_s^2 \sin^3\delta} - \frac{x_\Sigma x_d^{'} P_e}{V_t x_{d\Sigma}^{'} \sin^2\delta} \tag{I.52}$$

$$f_2 = \frac{P_e x_s^2}{V_t V_s^2 \sin^2\delta} + \frac{x_s x_d^{'} \cos\delta}{V_t x_{d\Sigma}^{'} \sin^2\delta} \tag{I.53}$$

Avec

$$\begin{cases} \Delta\delta = \delta - \delta_0 \\ \Delta\omega = \omega - \omega_0 \\ \Delta P_e = P_e - P_m \\ \Delta V = V_t - V_{t0} \end{cases} \quad \text{(I.54)}$$

Le système peut se mettre sous la forme d'état suivante :

$$\begin{pmatrix} \Delta\dot{V}_t \\ \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{P}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & f_1 & -\frac{f_2}{T'_{d0}} \\ 0 & -\frac{D}{2H} & -\frac{\omega_0}{2H} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{do}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V_t \\ \Delta\omega \\ \Delta P_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{f_2}{T'_{d0}} \\ 0 \\ \frac{1}{T'_{d0}} \end{pmatrix} v_f \quad \text{(I.55)}$$

La loi de commande linéarisante (I.50) peut parvenir à une réelle amélioration de la stabilité transitoire du système SMIB tout en assurant la régulation de la tension.

I.5 Stabilité des réseaux électriques

Les réseaux électriques sont souvent sujets à des perturbations pouvant entraîner de sérieux problèmes dans leur fonctionnement, notamment au niveau des générateurs et des lignes de transmission. Ces perturbations peuvent être externes (telles que les coups de foudre) ou internes (telles que les défauts de court-circuit, les variations brusques de charge, etc.). Elles affectent les conditions de fonctionnement normal et conduisent souvent à la perte de la stabilité [4].

Les définitions adoptées pour les différents types de la stabilité des systèmes de puissance sont celles apportées par le groupe de travail **IEEE /CIGRE** [13].

La figure (I.4) illustre les différents types de stabilité d'un système électrique

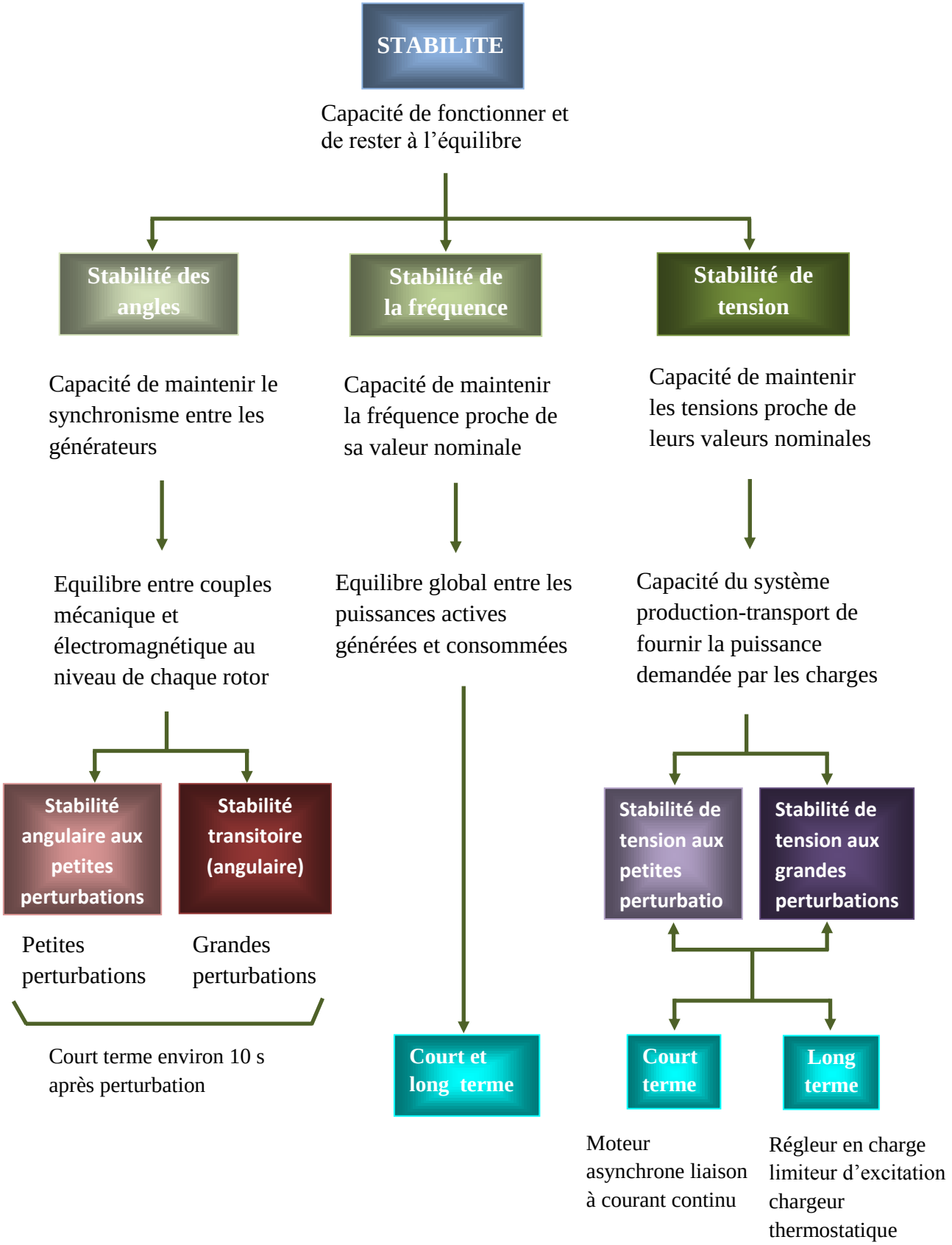


Figure (I.4) : Vue d'ensemble de la stabilité des réseaux de puissance [10].

Définition 1.1 La stabilité d'un système de puissance est la capacité d'un système d'énergie électrique, pour une condition de fonctionnement initiale donnée, de retrouver le même état ou un autre état d'équilibre après avoir subi une perturbation physique, en gardant la plupart des variables du système dans leurs limites, de sorte que le système entier reste pratiquement intact.

Communément, nous pouvons dire qu'un système est stable s'il demeure dans un état d'équilibre dans les conditions normales de fonctionnement, ou s'il retrouve un autre état d'équilibre acceptable après une perturbation quelconque. L'analyse de la stabilité d'un système électrique consiste alors à étudier le caractère des oscillations électromécaniques des alternateurs et à maintenir le fonctionnement synchrone après l'occurrence d'un défaut.

Nous notons que, la stabilité dépend non seulement des conditions de fonctionnement initiales mais aussi de la nature physique et de l'amplitude de la perturbation. Le mécanisme ou l'enchaînement d'événements conduisant aux blackouts électriques est directement à travers l'instabilité de l'angle rotorique, de la fréquence ou encore de la tension.

I.5.1 La stabilité angulaire

Définition 1.2: La stabilité de l'angle de rotor concerne la capacité des machines synchrones d'un système de puissance interconnecté de rester en synchronisme suite à une perturbation. Elle dépend de la capacité de maintenir/restaurer l'équilibre entre les couples électromagnétique et mécanique agissant sur le rotor de chaque machine synchrone dans le système l'instabilité qui peut résulter se produit sous forme d'augmentation des oscillations angulaires de certains générateurs pouvant conduire à une perte du synchronisme avec d'autres générateurs.

La stabilité angulaire est classifiée selon trois catégories ; la stabilité des angles de rotor aux petites perturbations ou encore stabilité dynamique, la stabilité des angles de rotor aux grande perturbations ou stabilité transitoire et en dernier lieu la stabilité statique.

I.5.1.1 La stabilité dynamique

Les perturbations sont normalement considérées suffisamment petites pour que la linéarisation des équations d'état du réseau puisse s'appliquer. Dans ce cas, nous pouvons utiliser des modèles linéaires afin de simuler le réseau. Les principaux éléments tels que les machines synchrones, les excitatrices, les systèmes de régulation de vitesse, la turbine et le PSS (power system stabilizer) dont les dynamiques ne sont pas négligeables seront pris en compte dans ces modèles. Les méthodes traditionnelles d'analyse de la stabilité sont basées sur l'analyse des valeurs propres et des vecteurs propres.

I.5.1.2 La stabilité transitoire

Définition 1.3: Elle concerne la capacité du système de puissance à maintenir le synchronisme après avoir subi une perturbation sévère transitoire tel qu'un court-circuit sur une ligne de transmission ou une perte d'une partie importante de la charge ou de la génération. La réponse du système implique de grandes variations des angles de rotor. Elle dépend de la relation non-linéaire couple-angle.

La stabilité transitoire traite les effets des perturbations brutes de forte amplitude et de courte durée. L'intervention des régulateurs et des automatismes du réseau est indispensable pour rétablir la stabilité pendant la période transitoire. Dans ce cas, le problème se décrit par un système d'équations différentielles et algébriques non linéaire.

La stabilité transitoire dépend :

- Du type de perturbation, de sa durée et de son lieu,
- Des performances des systèmes de protection (relais, disjoncteurs….etc.),
- Du point de fonctionnement avant défaut,
  - Du niveau de puissance active,
  - De la topologie du réseau,
  - Du degré d'excitation des machines,
- Des caractéristiques dynamiques,
  - Des générateurs,
  - Des charges,
  - Des régulateurs et des stabilisateurs mis en place.

I.5.1.3 La stabilité statique

La stabilité statique, appelée aussi stabilité en " petits mouvements ou en petits signaux", consiste à étudier l'aptitude d'un système à regagner le synchronisme après une faible et lente perturbation (telle qu'une variation graduelle de charge). Dans ce cas, les systèmes automatiques de régulation (de tension et de vitesse) ne sont pas actionnés. La méthode d'étude consiste alors à obtenir un modèle linéaire, puis à caractériser son degré de stabilité soit à partir de ses valeurs propres, soit à partir de la méthode de Routh-Hurwitz.

I.5.2 La stabilité de tension

Définition 1.4: La stabilité de tension, par définition, se rapporte à la capacité d'un système de puissance, pour une condition de fonctionnement initiale donnée, de maintenir des valeurs de

tensions acceptables à tout les nœuds du système après avoir subi une perturbation. La stabilité de tension dépend donc de la capacité à maintenir/restaurer l'équilibre entre la demande de la charge et la forme de décroissance à la charge. L'instabilité résultante se produit très souvent sous forme de décroissance de tension à quelques nœuds.

Généralement, l'instabilité de tension se produit lorsqu'une perturbation entraîne une augmentation de puissance réactive demandée au-delà de la puissance réactive possible.

Plusieurs changements dans le système de puissance peuvent contribuer à l'instabilité de tension, nous citons par exemple :

- Une augmentation de charge,
- Une panne de générateurs, une perte d'une charge importante ou un déclenchement de ligne,
- Une perte d'une source de puissance réactive (condensateurs, machines synchrones,….).

  La gamme de temps de l'instabilité de tension s'étend de quelques secondes à plusieurs minutes. Ainsi, l'instabilité de tension peut être considérée comme :
- **Un phénomène à court terme** (de l'ordre de plusieurs secondes) :

  L'effondrement de tension se produit immédiatement après la perturbation.

- **Un phénomène à long terme** (de l'ordre de plusieurs minutes) :l'instabilité tension à long terme se développe lors d'un manque graduel de puissance réactive d'un nœud ou d'une partie du système.

Il est aussi important de noter que l'instabilité de tension ne se produit pas toujours toute seule : souvent l'instabilité de tension et l'instabilité de l'angle de rotor se produisent ensemble, l'une pouvant entraîner l'autre.

I.5.3 La stabilité de fréquence

Définition 1.5: La stabilité de la fréquence d'un système de puissance se définit par la capacité du système à maintenir sa fréquence proche de la valeur nominale suite à une perturbation sévère menant par conséquent à un important déséquilibre, entre les puissances produites et consommés.

Le maintien de la fréquence à une valeur nominale dans un système de puissance est lié à l'équilibre global entre les puissances actives produites et consommées (y compris les pertes).

Suite à un incident sévère dans un grand système de puissance, nous allons avoir des enclenchements des dispositifs de protections (par exemple, un déclenchement de plusieurs lignes de transmission). Un scénario typique qui est l'îlotage va se produire (un ou plusieurs sous réseaux

se retrouvent isolés du reste du système) afin de préserver le système de puissance de l'effondrement et ainsi d'éviter de se retrouver avec un black-out.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudie le modèle classique de l'alternateur puis, nous avons présenté Le modèle non linéaire du système électrique générateur connecté à un jeu de barre infini, nous avons focalisé sur le modèle non linéaire qui nous permettra d'évaluer la stabilité transitoire et la régulation de la tension. La dernière partie de ce chapitre a été réservée aux définitions et aux principales caractéristiques des différents types de stabilité du réseau électrique.

Le prochain chapitre propose une technique de linéarisation par secteur, basée sur l'approche multimodèle et sa commande PDC.

CHAPITRE II

COMMANDES FLOUES MULTI-MODÈLES

II.1 INTRODUCTION

Les sciences de l'ingénieur font largement appel aux modèles non linéaires pour décrire les comportements dynamiques des systèmes physiques réels. Si les modèles non linéaires sont en mesure de décrire correctement les comportements non linéaires d'un système, ils peuvent néanmoins s'avérer, en fonction de leur complexité mathématique, difficilement exploitables dans un contexte de synthèse d'une loi de commande et/ou de mise en place d'une stratégie de diagnostic du système.

Une hypothèse contraignante, mais largement utilisée, consiste à supposer que le système évolue autour d'un point de fonctionnement. Il est alors possible d'envisager une étape de linéarisation du modèle non linéaire afin de réduire sa complexité mathématique et permettre l'emploi des outils d'analyse et/ou de commande des systèmes linéaires. Cependant, cette hypothèse n'est vraie que pour les systèmes faiblement non linéaires [14]. Par conséquent, le modèle linéarisé ne peut être considéré complètement représentatif du comportement global d'un système qui est dit complexe et fortement non linéaire tel que le réseau électrique. Ce qui nous amène à rechercher un modèle apte à donner une bonne caractérisation globale du comportement dynamique du système, tout en permettant une utilisation aisée des techniques d'analyse et de commande des systèmes linéaires. Afin de répondre à ces attentes, de nouvelles techniques de modélisation ont vu le jour. Parmi elles, figure l'approche multi – modèle.

Les modèles de Takagi-Sugeno (T-S) constituent une représentation mathématique très

intéressante des systèmes non linéaires car ils permettent de représenter tout système non linéaire, quelle que soit sa complexité, par une structure simple en s'appuyant sur des modèles linéaires interpolés par des fonctions non linéaires positives ou nulles et bornées. Ces modèles permettent de représenter de manière précise les systèmes non linéaires. Ils ont une structure simple présentant des propriétés intéressantes les rendant facilement exploitables de point de vue mathématique et permettant l'extension de certains résultats du domaine linéaire aux systèmes non linéaires.

Ce chapitre a pour objectif de traiter la problématique de la stabilité transitoire et la régulation de la tension du réseau électrique par l'approche multi-modèle en commençant par présentation en premier lieu la modélisation, la stabilité et la stabilisation des modèles flous de type Takagi Sugeno (T-S) , la commande utilisée est de type PDC (Parallel Distributed Compensation).

L'analyse de la stabilité et la synthèse de ces lois de commande se basent essentiellement sur la théorie de Lyapunov et la formulation LMI.

II.2 *Construction d'un modèle flou Takagi-Sugeno*

L'approche multi-modèle de type Takagi-Sugeno (T-S) a connu un grand essor ces dernières années [15][16]. Connue pour ses propriétés d'approximation universelle, cette approche se base sur l'appréhension du comportement non linéaire d'un système par un ensemble de modèles locaux caractérisant le comportement du système dans différentes zones de fonctionnement. En effet, les multi-modèles s'écrivent sous forme d'interpolation entre des modèles Linéaires à Temps Invariant (LTI) valide dans une zone de fonctionnement. Il s'agit d'une représentation polytopique. Trois méthodes peuvent être utilisées pour l'obtention d'un multi-modèle :

- La première est dite par identification [17][18] ; elle permet, à partir des données sur les entrées et les sorties, d'identifier les paramètres du modèle local correspondant aux différents points de fonctionnement. Cette approche se justifie principalement lorsqu'une représentation analytique du système à partir des lois de la physique est inconnue ou complexe.
- La seconde approche consiste à linéariser le modèle autour d"un ensemble de points de fonctionnement choisis judicieusement [19] ; Notons que dans ce cas, le nombre de modèles locaux dépend de la précision de modélisation souhaitée, de la complexité du système non linéaire et du choix de la structure des fonctions d'activation.
- La troisième, désignée par l'approche de découpage par secteurs non linéaires [20][21], est adaptée pour les systèmes non linéaires complexes. L'avantage de cette méthode est de ne

pas engendrer d'erreur d'approximation et de réduire le nombre de modèles locaux par rapport à la méthode de linéarisation.

Dans les deux dernières approches, nous supposons disposer d'un modèle mathématique non linéaire. Notons aussi que pour un système donné, l'obtention d'un modèle T-S n'est pas unique.

Dans le travail présenté dans ce chapitre, nous allons exploiter l'approche de découpage par secteurs non linéaires qui consiste, à partir d'un modèle non linéaire, à obtenir un modèle T-S qui représente exactement le comportement du modèle non linéaire dans un compact de l'espace d'état [20][22][23]. Une approche systématique de découpage en secteurs non linéaires a été présentée par Taniguchi et al. [22] ; cependant avec cette méthode, le modèle flou T-S obtenu est décrit par un très grand nombre de règles floues. Pour remédier à ce problème, Bae et al. [23] ont présenté une méthode pour construire un modèle flou de type T-S en utilisant la somme de produit de fonctions linéairement indépendantes à partir d'un système non linéaire.

A cette fin, le système non linéaire suivant est considéré :

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{\mathcal{F}}\big(z(t)\big)\boldsymbol{\eta}(t) \tag{II.1}$$

Où:

$\boldsymbol{\eta}(t)$: Vecteur des entrées et d'états.

$\boldsymbol{\mathcal{F}}(z(t))$: La matrice de fonction, elle est définie par :

$$\boldsymbol{\mathcal{F}}(z(t)) = \begin{bmatrix} f_{11}\big(z(t)\big) & f_{12}\big(z(t)\big) & \cdots & f_{1(n+m)}(z(t)) \\ f_{21}\big(z(t)\big) & f_{22}\big(z(t)\big) & \cdots & f_{2(n+m)}(z(t)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{n1}\big(z(t)\big) & f_{n2}\big(z(t)\big) & \cdots & f_{n(n+m)}(z(t)) \end{bmatrix} \tag{II.2}$$

$f_{ij}\,(z(t))$ est le (i,j) élément de la matrice $\boldsymbol{\mathcal{F}}(z(t))$.

Le système non linéaire (II.1) peut être récrit comme suit :

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \big[\boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + \textstyle\sum_{i=1}^{w} f_i\,\big(z(t)\big)\boldsymbol{\mathcal{F}}_i\big]\boldsymbol{\eta}(t) \tag{II.3}$$

Où

$$f_i\big(z(t)\big) = \textstyle\prod_{j=1}^{v} g_i^{l_{ij}}\,\big(z(t)\big), \qquad \forall\, i = 1,2,\dots w \tag{II.4}$$

Et v est le nombre minimal de fonctions linéairement indépendantes $g_j\big(z(t)\big)$. l_{ij} est égale à 1 si $g_j\big(z(t)\big)$ est incluse dans l'expression de $f_i\big(z(t)\big)$, sinon l_{ij} est égale à 0.

En substituant l'équation (II.4) dans (II.3), le système non linéaire (II.1) est tel que :

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \left[\boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + \sum_{i=1}^{w}\prod_{j=1}^{v} g_j^{l_{ij}}\left(z(t)\right)\boldsymbol{\mathcal{F}}_i\right]\boldsymbol{\eta}(t) \tag{II.5}$$

L'équation (II.5) est équivalente à :

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \left[\boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + \sum_{i=1}^{w}\prod_{j=1}^{v}\sum_{k=0}^{1} h_{jk}\left(z(t)\right) g_{jk}^{l_{ij}}\boldsymbol{\mathcal{F}}_i\right]\boldsymbol{\eta}(t) \tag{II.6}$$

$$\begin{cases} h_{j0}\big(z(t)\big) = \frac{g_{j1} - g_j(z(t))}{g_{j1} - g_{j0}} \;;\; h_{j1}(z(t)) = \frac{g_j(z(t)) - g_{j0}}{g_{j1} - g_{j0}} \\ g_{j0} = min\{g_j(z)\} \;;\; g_{j1} = max\{g_j(z)\} \end{cases} \tag{II.7}$$

Pour tout $j = 1,2,\dots,v$.

Pour vérifier que les expressions (II.5) et (II.6) sont équivalentes, l'égalité suivante doit être vérifiée :

$$g_j^{l_{ij}}(z(t)) = \sum_{k=0}^{1} h_{jk}(z(t)) g_{jk}^{l_{ij}} \tag{II.8}$$

$$\sum_{k=0}^{1} h_{jk}\left(z(t)\right) = 1 \tag{II.9}$$

Pour tout $j = 1,2,\dots,v$.

L'équation (II.6) est dérivée de:

$$\begin{cases} g_j^{l_{ij}} = \left[h_{j0}\big(z(t)\big)g_{j0} + h_{j1}(z(t))g_{j1}\right]^{l_{ij}} \\ g_j^{l_{ij}} = \begin{cases} h_{j0}\big(z(t)\big)g_{j0} + h_{j1}\big(z(t)\big)g_{j1} & , l_{ij} = 1 \\ 1(= h_{j0}\big(z(t)\big)g_{j0} + h_{j1}\big(z(t)\big)g_j & , l_{ij} = 0 \end{cases} \\ g_j^{l_{ij}} = h_{j0}\big(z(t)\big)g_{j0}^{l_{ij}} + h_{j1}(z(t))g_{j0}^{l_{ij}} \end{cases} \tag{II.10}$$

En utilisant la présentation des modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S), l'équation (II.6) peut être représentée comme suit :

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))[\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}_i\boldsymbol{u}(t)] \tag{II.11}$$

Où

$r = 2^v$

$$\begin{cases} h_i\big(z(t)\big) = \prod_{k=1}^{v} h_{ki_k}\left(z(t)\right) \\ [\boldsymbol{A}_i \quad \boldsymbol{B}_i] = \boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + \sum_{j=1}^{q} \prod_{k=1}^{v} g_{ki_k}^{l_{jk}} \boldsymbol{\mathcal{F}}_j \end{cases} \tag{II.12}$$

Pour tout $i = 1,2,\dots,r$ et i_k est le $ki\grave{e}me$ bit du nombre binaire $i-1$ qui est représenté par un nombre binaire qui a v bits.

A partir de l'équation. (II.6) et de l'équation. (II.11), nous avons :

$$\begin{cases} h_i\big(z(t)\big) \geq 0, \quad i = 1,2,\dots,r \\ \sum_{i=1}^{r} h_i\big(z(t)\big) = 1 \end{cases} \tag{II.13}$$

Le modèle flou de Takagi-Sugeno proposée par Bae et al. [23] offre un moyen efficace pour représenter les systèmes dynamiques non linéaires en termes d'un ensemble de règles flous ***Si-Alors*** dont la partie conséquence est un système dynamique LTI. Le comportement non linéaire est obtenu par agrégation des modèles locaux linéaires.

La $i\grave{e}me$ règle du modèle flou s'écrit:

$$\begin{cases} Si\ z_1(t)\ est\ \ \mathbb{A}_1^i \ \ Et,\dots\dots,Et \ \ z_p(t)\ est\ \mathbb{A}_p^i \\ Alors \begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}_i\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}_i\boldsymbol{u}(t) \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}_i\boldsymbol{x}(t) \end{cases} , i = 1,2,\dots,r \end{cases} \tag{II.14}$$

Où $x(t) \in \Re^n$ est le vecteur d'état, $i = \{1,\dots,r\}$, r est le nombre de règles, $\mathbb{A}_j^i$ sont les sous ensembles floues, $j = \{1,\dots p\}, u(t) \in \Re^m$ est le vecteur d'entrée, $y(t) \in \Re^q$ est le vecteur de sortie, $z(t) = \{z_1(t),\dots,z_p(t)\}$ sont les variables des prémisses qui représentent les termes non-linéaires dans le système d'équation, $\boldsymbol{A}_i(t) \in \Re^{n*n}$ est la matrice d'état, $\boldsymbol{B}_i(t) \in \mathrm{R}^{n*m}$ est la matrice d'entrée, et $\boldsymbol{C}_i(t) \in \mathrm{R}^{q*m}$ est la matrice de sortie.

Le modèle global est tel que :

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t) = \dfrac{\sum_{i=1}^{r} q_i\big(z(t)\big)(\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}_i\boldsymbol{u}(t)}{\sum_{i=1}^{r} q_i\left(z(t)\right)} \\ \boldsymbol{y}(t) = \dfrac{\sum_{i=1}^{r} q_i\left(z(t)\right)\boldsymbol{C}_i\boldsymbol{x}(t)}{\sum_{i=1}^{r} q_i\left(z(t)\right)} \end{cases} \tag{II.15}$$

À chaque règle est attribué un poids $q_i(z(t))$ qui dépend du vecteur $z(t) = \big[z_1(t),\dots,z_p(t)\big]$ et du

choix de l'operateur logique. L'operateur (***Et***) est souvent choisi comme le produit, d'ou :

$q_i(z(t)) = \prod_{j=1}^{p} \mathbb{A}_j^i \left(z_j(t)\right), i = 1, \dots, r$ avec $q_i(z(t)) \geq 0$ pour tout $t \geq 0$

En posant :

$$h_i z(t)) = \frac{q_i(z(t))}{\sum_{i=1}^{r} q_i\,(z(t))} \tag{II.16}$$

Le modèle T-S (II.15) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = \sum_{i=1}^{r} h_i\left(z(t)\right)(\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}_i\boldsymbol{u}(t)) \\ \boldsymbol{y}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i\left(z(t)\right)\boldsymbol{C}_i\boldsymbol{x}(t) \end{cases} \tag{II.17}$$

La fonction $h_i(z(t))$, dite d'activation, détermine le degré d'activation du $i^{ème}$ modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global. Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions dépendent généralement du vecteur d'état $\boldsymbol{x}(t)$.

II.3 Conception du régulateur flou par approche PDC

Pour stabiliser les systèmes décrits par des systèmes flous de type T-S, la loi de commande $\boldsymbol{u}(\boldsymbol{t})$ de type PDC est souvent utilisée [20]. Celle-ci correspond à un retour d'état non linéaire qui partage la même base de règles que le modèle flou (pour sa prémisse).

Le régulateur est défini tel que :

Règle i :

$$Si\ z_1(t)\ est\ \mathbb{A}_1^i \quad Et \dots . Et\ \ z_p(t)\ \ est\ \mathbb{A}_p^i\ Alors\ \ \boldsymbol{u}(t) = -\boldsymbol{K}_i\boldsymbol{x}(t),\ \ i = 1,2, \dots r \tag{II.18}$$

Chaque règle $\boldsymbol{i}$ du régulateur posséde le même poids $(q_i(z(t))$ que la règle $\boldsymbol{i}$ du modèle. La loi de commande globale $\boldsymbol{u}(t)$ de type PDC est telle que [20] :

$$\boldsymbol{u}(t) = -\sum_{i=1}^{r} h_i\left(z(t)\right)\boldsymbol{K}_i\boldsymbol{x}(t) \tag{II.19}$$

La conception du régulateur revient à déterminer les gains locaux de contre réaction $\boldsymbol{K}_i$dans la partie conclusion des règles de la loi de commande PDC.

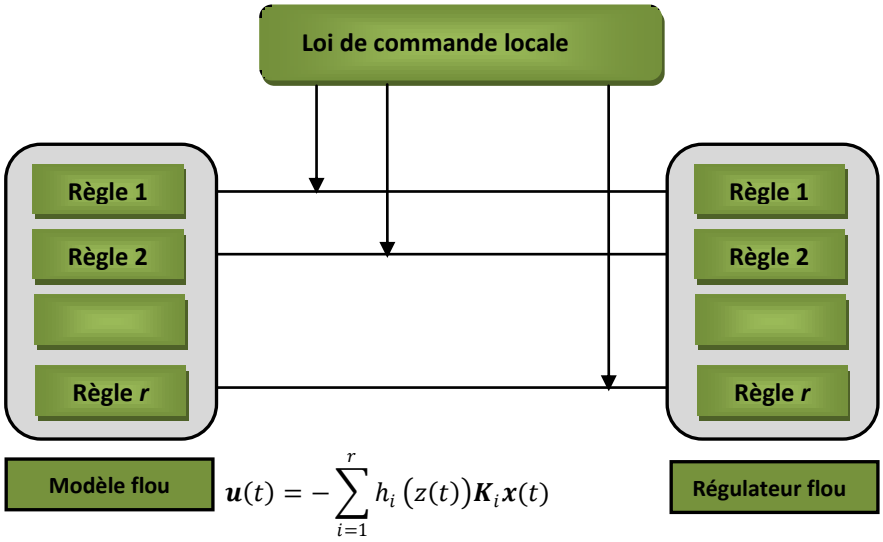


Figure (II.1) : Principe de la commande PDC [4]

II.3.1 Les critères de conception

Pour obtenir l'expression de la dynamique du système en boucle fermée, il suffit de substituer l'équation (II.19) à l'équation (II.17). Ainsi l'expression du système flou inféré en boucle fermée est telle que :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r} h_i\left(z(t)\right)h_j\left(z(t)\right)\left(A_i - B_i K_j\right)x(t) \qquad \text{(II.20)}$$

En posant $G_{ij} = (A_i - B_i K_j)$, nous pouvons écrire :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i\left(z(t)\right)h_i\left(z(t)\right)G_{ij}\,x(t) + 2.\sum_{i<j}^{r} h_i\left(z(t)\right)h_j\left(z(t)\right)\left(\frac{G_{ij}+G_{ji}}{2}\right)x(t) \qquad \text{(II.21)}$$

Les critères de conceptions suivants sont pris en compte dans cette étude.

- ***Stabilisation***

Conception d'un régulateur tel que le système flou Takagi-Sugeno type-1 en boucle fermée soit asymptotiquement stable, c'est-à-dire :

$$\lim_{t\to\infty} x(t) = 0 \qquad \text{(II.22)}$$

Pour toutes les conditions initiales $x(o)$.

- ***Placement de pôles***

Concevoir un régulateur flou tel que les valeurs propres en boucle fermée appartiennent à une région du plan complexe déterminée par la résolution d'un problème d'optimisation convexe LMI, afin d'améliorer les performances du système, c'est-à-dire :

$$\sigma(\boldsymbol{A}_i - \boldsymbol{B}_i\boldsymbol{K}_j) \subset \mathfrak{V} \qquad \text{(II.23)}$$

Pour toutes les conditions initiales $x(o)$.

II.3.1.1 Stabilisation

Que ce soit pour l'analyse de la stabilité ou pour le calcul des lois de commande stabilisante un modèle T-S de la forme (II.17), l'approche basée sur la seconde méthode de Lyapunov reste, de loin, la plus utilisée.

Les conditions de stabilité du système en boucle fermée reviennent à chercher les gains de commande telle que la dérivée de la fonction quadratique de Lyapunov $V\big(x(t)\big) = x(t)^T P x(t)$, $P > 0$ soit négative. La dérivée de la fonction de Lyapunov le long des trajectoires du multi-modèle (II.20) en boucle fermée s'écrit :

$$\dot{V}(t) = \sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r} h_i\left(z(t)\right)h_j\left(z(t)\right)x^T(t)\left(\left(A_i - B_iK_j\right)^T P + P\left(A_i - B_iK_j\right)\right)x(t) < 0 \qquad \text{(II.24)}$$

D'où les conditions suffisantes de la stabilité sont énoncées comme suit :

Théorème 2.1 [24] : L'équilibre du système flou continu (II.20) est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice $P = P^T$ telle que :

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0 \quad , i = 1,2,\dots r \qquad \text{(II.25)}$$

$$\left[\frac{G_{ij}+G_{ji}}{2}\right]P + P\left[\frac{G_{ij}+G_{ji}}{2}\right] \leq 0 \qquad i < j \qquad \text{(II.26)}$$

Pour tout $i, j = 1,2,\dots,r$, exceptées les paires (i,j) telles que $h_i\big(z(t)\big)h_j\big(z(t)\big) = 0, \forall t$

Définition 2.1: si les paires (A_i, B_i) sont commandables (stabilisables), alors le multi-modèle (II.17) est dit localement commandable (stabilisable).

Définition 2.2 : si les paires (A_i, C_i) sont observables (détectables), alors le multi-modèle (II.17) est dit localement observable (détectable).

Par la suite, le multi-modèle (II.17) est supposé localement commandable.

Élaborer un régulateur flou de type PDC consiste donc à déterminer les matrices de gains de retour d'état K_j satisfaisant les conditions du théorème 2.1 avec l'existence d'une matrice P définie positive. Pour mettre au point ce régulateur, nous devons résoudre un problème de faisabilité sous contraintes LMIs. Pour cela, nous allons effectuer les changements de variables bijectifs usuels suivants [16] : $Q = P^{-1}$ et $F_j = K_j Q$, d'où après congruence des inégalités (II.25) et (II.26), nous obtenons les expressions LMIs suivantes par rapport aux variables Q et F_j.

$$A_i Q + Q A_i^T - B_i F_i - F_i^T B_i^T < 0 \qquad \text{(II.27)}$$

$$\frac{A_i Q + Q A_i^T - B_i F_j - F_j^T B_i^T}{2} + \frac{A_j Q + Q A_j^T - B_j F_i - F_i^T B_j^T}{2} < 0 \qquad \text{(II.28)}$$

II.3.1.2 placement de pôles

Lors de la synthèse de la loi de commande, en plus de la stabilité, nous devons assurer quelques performances en régime transitoire tels que la vitesse de convergence et la limitation du phénomène oscillatoire. En général, la condition de stabilité (théorème 2.1) ne traite pas directement la réponse transitoire du système en boucle fermée [25]. Il est bien connu que la réponse transitoire du système dynamique est étroitement liée à l'emplacement des pôles. Pour assurer une certaine dynamique de convergence, Chilali et al. [26] ont proposé de placer les pôles en boucle fermée dans une région $\mathfrak{D}_{q,r}$ déterminer par un disque de centre (-q , 0) et de rayon r. Dans cette région les bornes inférieures du taux de décroissance exponentielle et du coefficient d'amortissement sont imposées, ce qui est très commun lors de la conception des régulateurs en pratiques.

La région LMI $\mathfrak{D}_{q,r}$ est décrite par :

$$\mathfrak{D}_{q,r} = \{x + jy \in : (x+q)^2 + (y)^2 < (r)^2\}, \quad q > r > 0 \qquad \text{(II.29)}$$

La fonction caractéristique est telle que :

$$f_{\mathfrak{D}_{q,r}} = \begin{bmatrix} -r & \bar{\jmath} + q \\ \jmath + q & -r \end{bmatrix} \qquad \text{(II.30)}$$

Comme nous pouvons le voir sur la figure (II.2), si $\lambda = \xi\omega_n \mp j\omega_d$ est un pôle complexe situé dans $\mathfrak{D}_{q,r}$, caractérisé par un coefficient d'amortissement ξ, une pulsation naturelle (pulsation propre non amortie) ω_n et une pseudo pulsation ω_d, donc :

$$\xi > \sqrt{1 - \left(r/q\right)^2} \qquad \omega_n < q + r \quad \text{et } |\omega_d| < r$$

La stabilité $\mathfrak{D}_{q,r}$ est équivalente à l'existance de [26] :

$Q > 0$, satisfaisant

$$\begin{bmatrix} -rQ & qQ + Q(A_i - B_i K_j)^T \\ qQ + (A_i - B_i K_j)Q & -rQ \end{bmatrix} < 0 \qquad \text{(II.31)}$$

Où

$$Q = P^{-1}$$

Cela conduit à ce que tous les pôles complexes se localisent dans la région LMI '$\mathfrak{D}_{q,r}$'

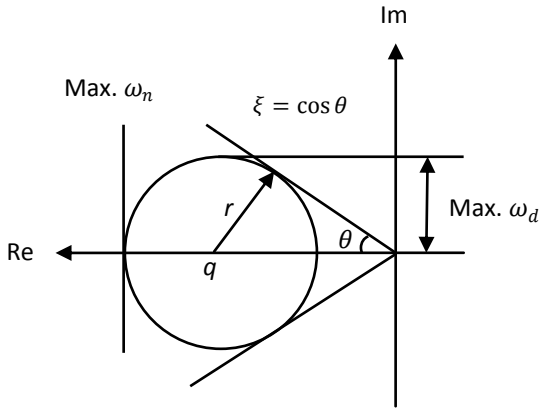


Figure 2.2 : Région disque $(\mathfrak{D}_{q,r})$ pour l'emplacement des pôles [4]

Remarque 2.1 : Il convient de souligner que le placement de pôles est fondamentalement liée aux cas $i = j$ et pas nécessaire pour $i < j$ puisque l'inégalité (II.31) est considérée comme une contrainte supplémentaires dans notre problème; donc il suffit de localiser les pôles des dits termes dominant dans la région prescrite.

II.3.2 Application de la commande floue (PDC) à un alternateur connectée à un jeu de barre infini (SMIB)

II.3.2.1 le modèle équivalent T-S du système SMIB

Dans cette section, nous allons exploiter la propriété des systèmes flous T-S d'approximateurs universels pour représenter le système SMIB [27][28]. Il est clair d'après l'équation.(I.51) que l'expression dynamique de la variation de la tension terminale est une fonction non linéaire et f_1 et f_2 ((I.52) et (I.53)) sont des fonctions linéairement indépendantes, donc nous pouvons appliquer la méthode de la somme de produits des fonctions linéairement indépendantes pour obtenir le modèle flou T-S correspondant au système (I.56) [27].

Le système (1.56) peut être représenté par :

$$\dot{x} = \left[\mathcal{F}_0 + \sum_{j=1}^{2} f_j\left(z(t)\right)\mathcal{F}_j\right]\eta(t) \tag{II.32}$$

Où

$$x = [\Delta V_t, \Delta\omega, \Delta P_e]^T \tag{II.33}$$

$$\eta = [\Delta V_t\ , \Delta\omega, \Delta P_e, v_f]^T \tag{II.34}$$

$$\begin{pmatrix} \Delta\dot{V}_t \\ \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{P}_e \end{pmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D}{2H} & -\frac{\omega_0}{2H} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} + f_1 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + f_2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{do}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} \Delta V_t \\ \Delta\omega \\ \Delta P_e \\ V_f \end{pmatrix} \tag{II.35}$$

Posons

$$\begin{cases} \boldsymbol{\mathcal{F}}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D}{2H} & -\frac{\omega_0}{2H} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{\mathcal{F}}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{\mathcal{F}}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

Il est claire d'après (I.52), (I.53) que les fonctions f_1 et f_2 dépendent des conditions de fonctionnement ; cependant elles sont limitées dans une région de fonctionnement donnée [12].

Puisque le nombre des fonctions linéairement indépendantes est de 2 et pour chaque fonction deux ensembles flous triangulaires sont affectés, alors 4 règles floues sont formulées.

Le modèle T-S du système (I.56) est représenté tel que :

$$\dot{x} = \sum_{j=1}^{4} h_j\ (z(t))\left[A_j x + B_j u\right] \tag{II.36}$$

Où

$h_1 = \mathbb{A}_{10}\mathbb{A}_{20}$,

$h_2 = \mathbb{A}_{10}\mathbb{A}_{21}$,

$h_3 = \mathbb{A}_{11}\mathbb{A}_{20}$,

$h_4 = \mathbb{A}_{11}\mathbb{A}_{21}$.

$$\mathbb{A}_{j0}\big(z(t)\big) = \frac{f_{j1} - f_j\big(z(t)\big)}{f_{j1} - f_{j0}},$$

$$\mathbb{A}_{j1}\big(z(t)\big) = \frac{f_j\big(z(t)\big) - f_{j0}}{f_{j1} - f_{j0}}$$

$$\begin{cases} [\boldsymbol{A}_1 \quad \boldsymbol{B}_1] = \boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + f_{10}\boldsymbol{\mathcal{F}}_1 + f_{20}\boldsymbol{\mathcal{F}}_2 \\ [\boldsymbol{A}_2 \quad \boldsymbol{B}_2] = \boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + f_{10}\boldsymbol{\mathcal{F}}_1 + f_{21}\boldsymbol{\mathcal{F}}_2 \\ [\boldsymbol{A}_3 \quad \boldsymbol{B}_3] = \boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + f_{11}\boldsymbol{\mathcal{F}}_1 + f_{20}\boldsymbol{\mathcal{F}}_2 \\ [\boldsymbol{A}_4 \quad \boldsymbol{B}_4] = \boldsymbol{\mathcal{F}}_0 + f_{11}\boldsymbol{\mathcal{F}}_1 + f_{21}\boldsymbol{\mathcal{F}}_2 \end{cases} \tag{II.37}$$

II.3.2.2 Conceptions de la commande PDC

En se basant sur le modèle T-S du système (II.36), le régulateur flou est décrit par quatre règles floues de la forme :

$$\begin{cases} Si\ f_1\ est\ \mathbb{A}_1^i\ Et\ f_2\ est\ \mathbb{A}_2^i \\ Alors\ u_i = -\boldsymbol{K}_i\boldsymbol{x}\ ,\ \ i = 1,2,\dots 4 \end{cases} \tag{II.38}$$

La loi de commande de type PDC est telle que :

$$v_f = -\sum_{j=1}^{4} h_j\left(z(t)\right)\boldsymbol{K}_j\boldsymbol{x} \quad \text{(II.39)}$$

Le problème de conception du régulateur flou par retour d'état qui garantit la stabilité et fournit la réponse transitoire désiré peut être résolu par l'utilisation de la contrainte LMI (II.40). Les exigences de conception sont donc reformulées comme un problème de faisabilité LMI.

$$Q > 0$$

$$A_i Q + Q A_i^T - B_i F_i - F_i^T B_i^T < 0$$

$$\frac{A_i Q + Q A_i^T - B_i F_j - F_j^T B_i^T}{2} + \frac{A_j Q + Q A_j^T - B_j F_i - F_i^T B_j^T}{2} < 0 \quad i < j \; s.t h_i \cap h_j \neq \emptyset \quad \text{(II.40)}$$

$$\begin{bmatrix} -rQ & qQ + QA_i^T - F_i^T B_i^T \\ qQ + A_i Q - B_i F_i & -rQ \end{bmatrix} < 0$$

Pour une solution donnée (Q, F_i), les gains du régulateur flou sont obtenus comme suit :

$$\boldsymbol{K_i} = F_i Q^{-1} \quad \text{(II.41)}$$

Par la résolution du problème de faisabilité LMI (II.40), nous pouvons obtenir les gains de retour d'état (II.41) qui garantissent la stabilité globale tout en assurant le comportement transitoire souhaitée.

Nous imposons un placement de pôle dans un disque de centre $(-q\ , 0)$ et de rayon r. La synthèse des contraintes LMIs est effectuée pour un ensemble de valeurs, (q, r) = (17.5, 16). La région LMI a la fonction caractéristique suivante:

$$f_{D_{q,r}}(z) = \begin{bmatrix} -16 & 17.5 + \bar{\jmath} \\ 17.5 + \jmath & -16 \end{bmatrix} \quad \text{(II.42)}$$

La limite inférieure du coefficient d'amortissement imposée par cette région est 0.4051.

II.4 Simulations

Le modèle retenu pour démontrer l'efficacité du régulateur flou (PDC) est le réseau électrique ***SMIB*** figure **(**II.1**).** Les paramètres de ce réseau électrique sont donnés dans l'annexe A.

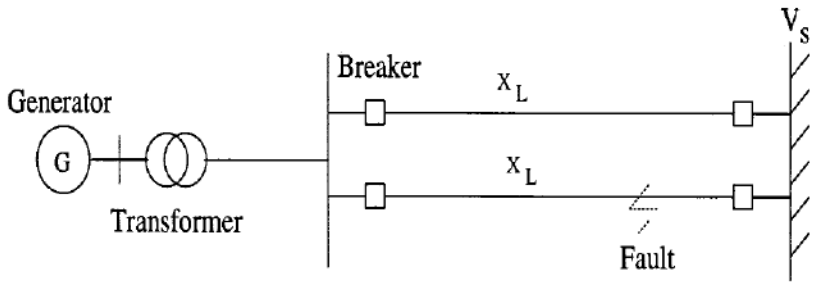


Figure (II.3) : Topologie du réseau électrique ***SMIB*** utilisé [10]

Plusieurs séquences de défauts avec divers lieux de défaut et d'éventuel changement de la puissance mécanique appliquée au générateur sont pris en compte.

Le défaut considéré est un court-circuit triphasé qui se produit sur une des lignes de transmission. L'emplacement du défaut considéré est indexé par une constante λ, cette dernière représente la fraction de la ligne à gauche du défaut.

Cas n ° 1. Défaut momentané puis un défaut permanent

Les performances du régulateur proposé sont testées dans le cadre de la séquence de défaut suivante:

- Étape 1: Le système est en régime permanent avant le défaut ;
- Étape 2: Un défaut se produit à l'instant t = 1 s ;
- Étape 3: Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 1.15 s ;
- Étape 4: La ligne de transmission est restaurée à l'instant t = 2 s;
- Étape 5: Un autre défaut se produit à l'instant t = 3 s;
- Étape 6: Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 3,15 s ;
- Étape 7: Le système est dans un état après-défaut.

Les points d'opération et l'emplacement des défauts considérés sont tels que:

- Le second point d'opération : P_{m0}= 0.75 p.u., Vt_0 = 1.00 p.u., δ_0 = 40.8°, λ = 0.1.
- Le premier point d'opération : P_{m0}= 0.40 p.u., Vt_0 = 1.02 p.u., δ_0 = 21.8 ° ,λ = 0.02

Les réponses du système en boucle fermée sont présentées aux figures (2.4)-(2.8).

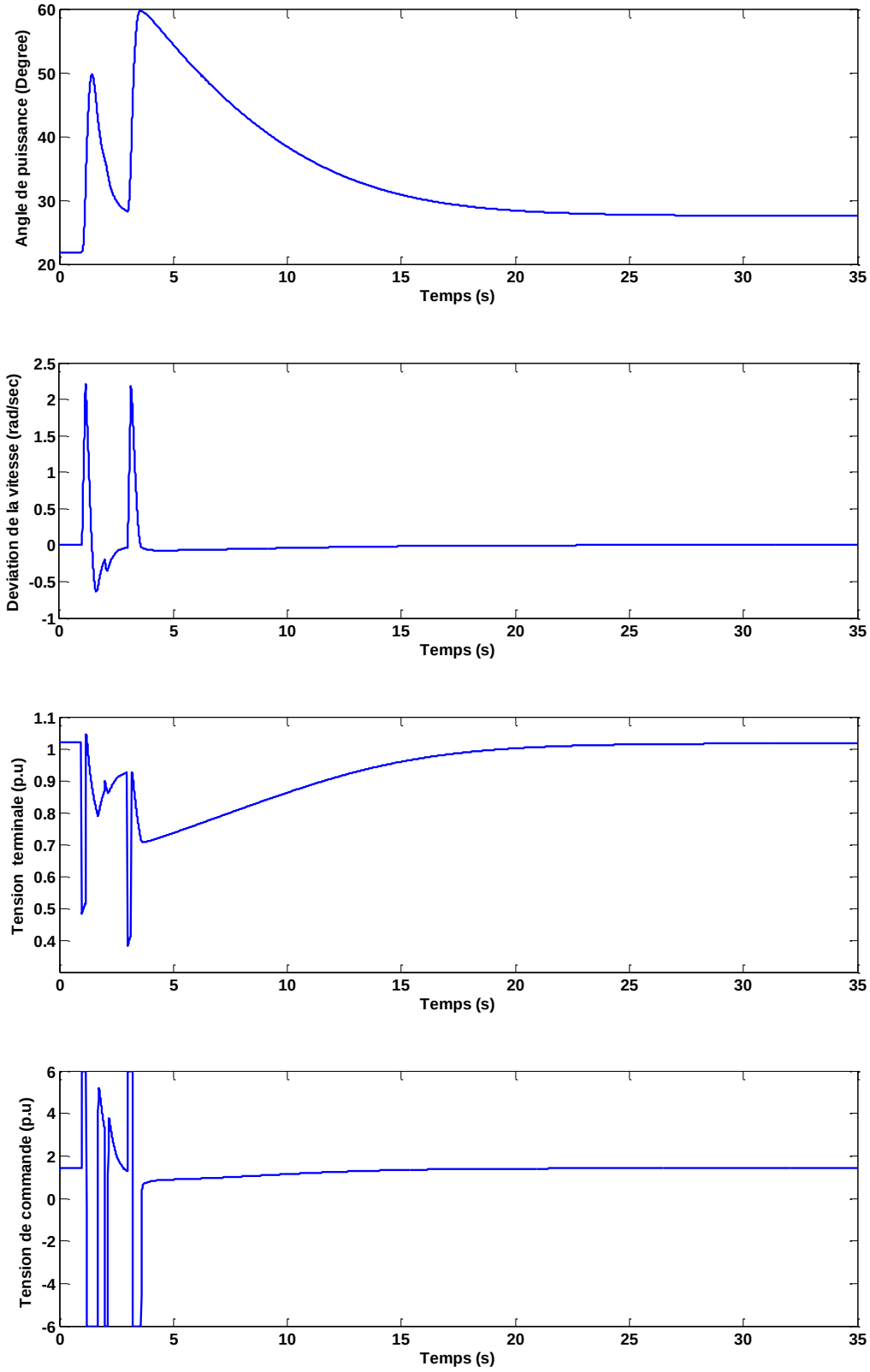


Figure (II.4) : Régulateur PDC sans placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.02.

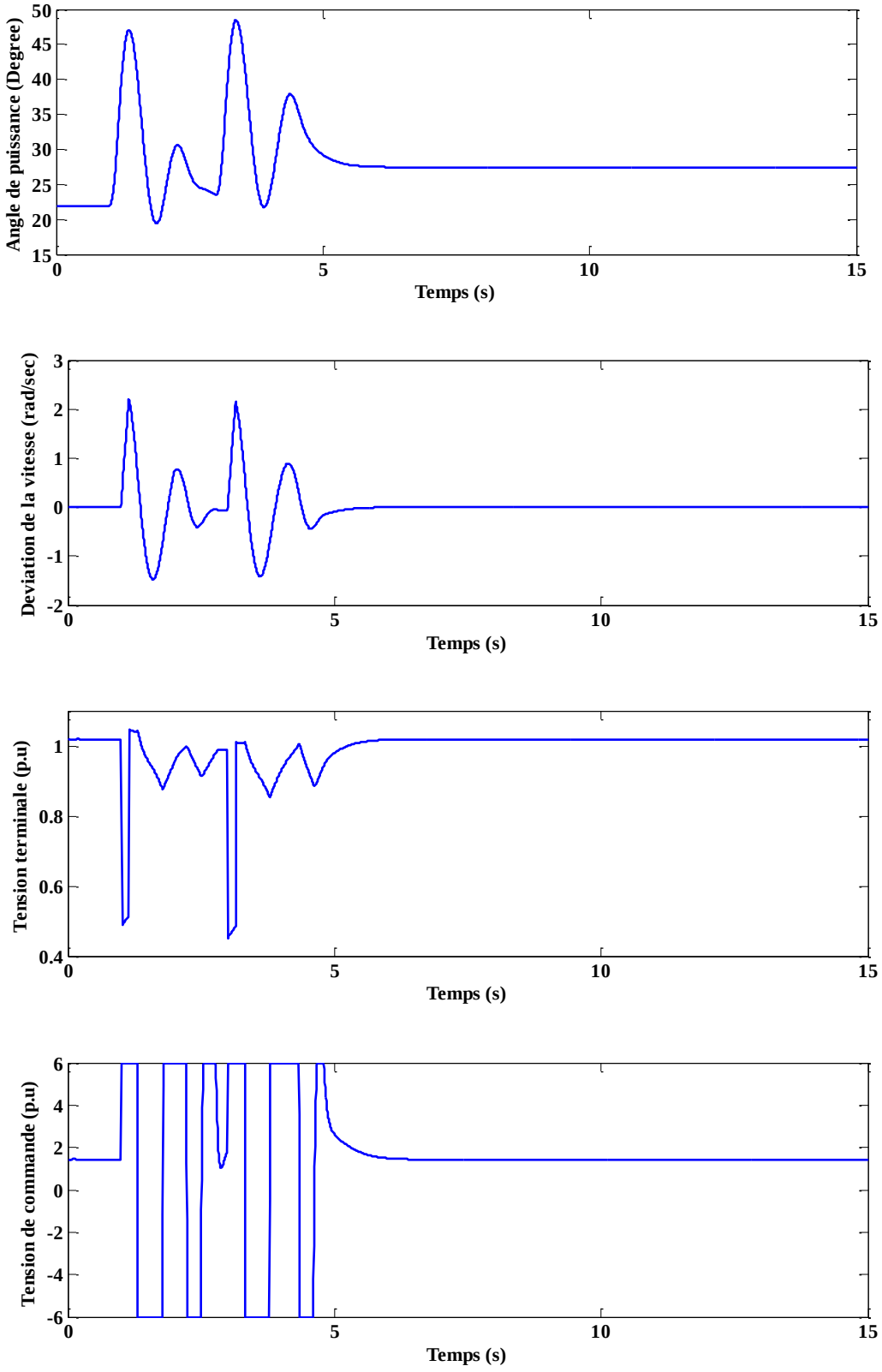


Figure (II.5) : Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.02.

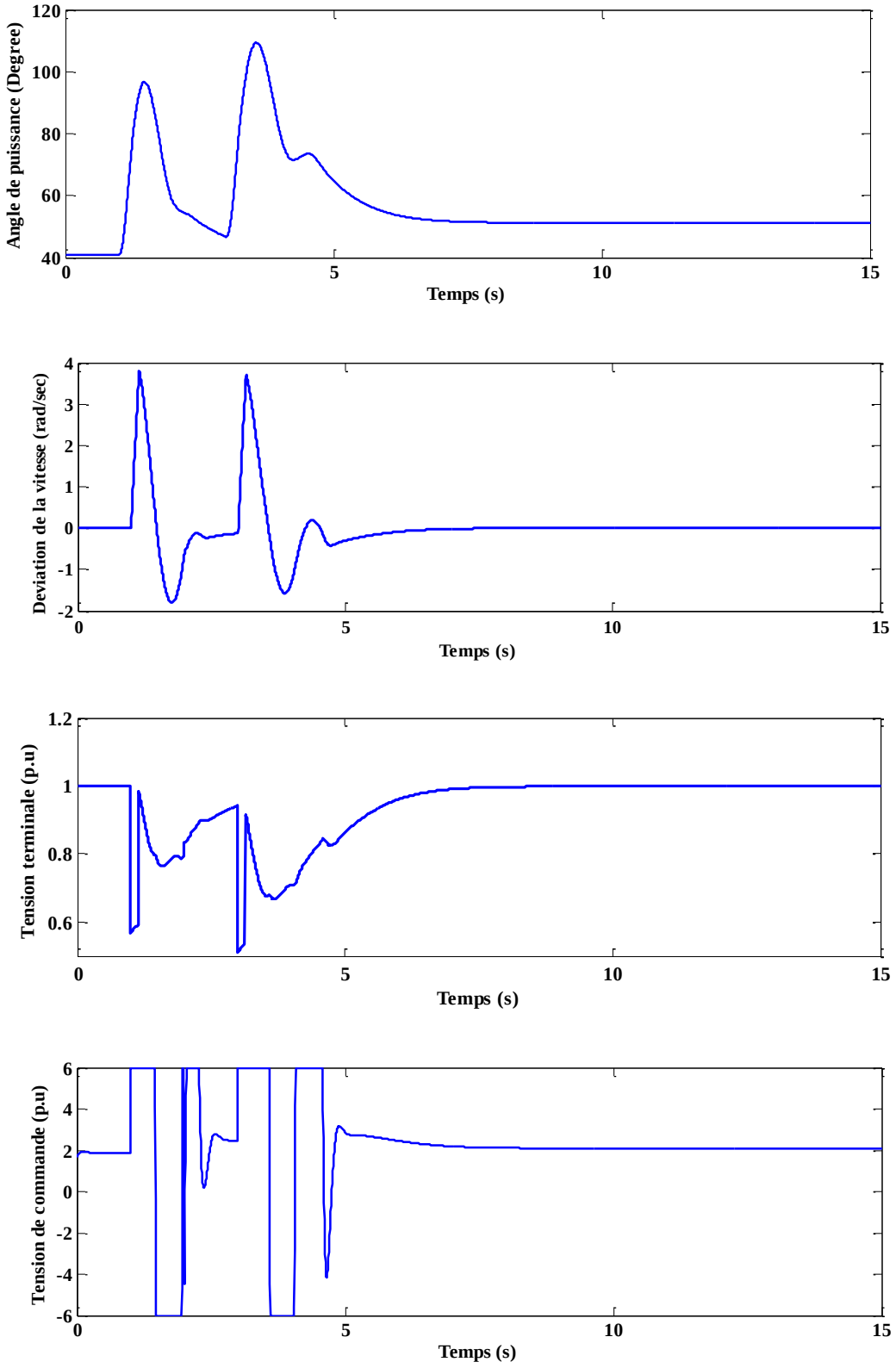


Figure (II.6) : Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.1.

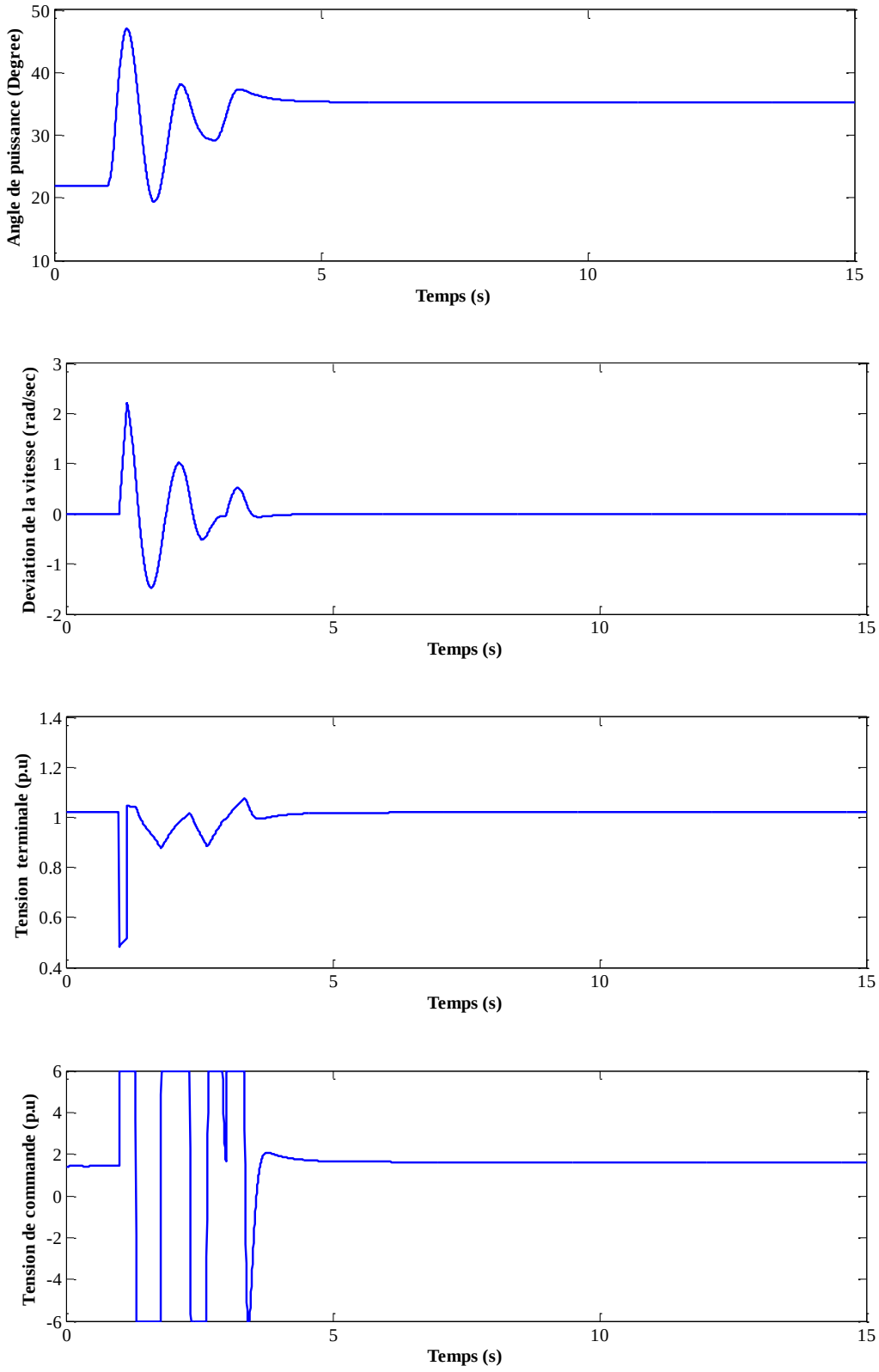


Figure (II.7) : Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2eme cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.02.

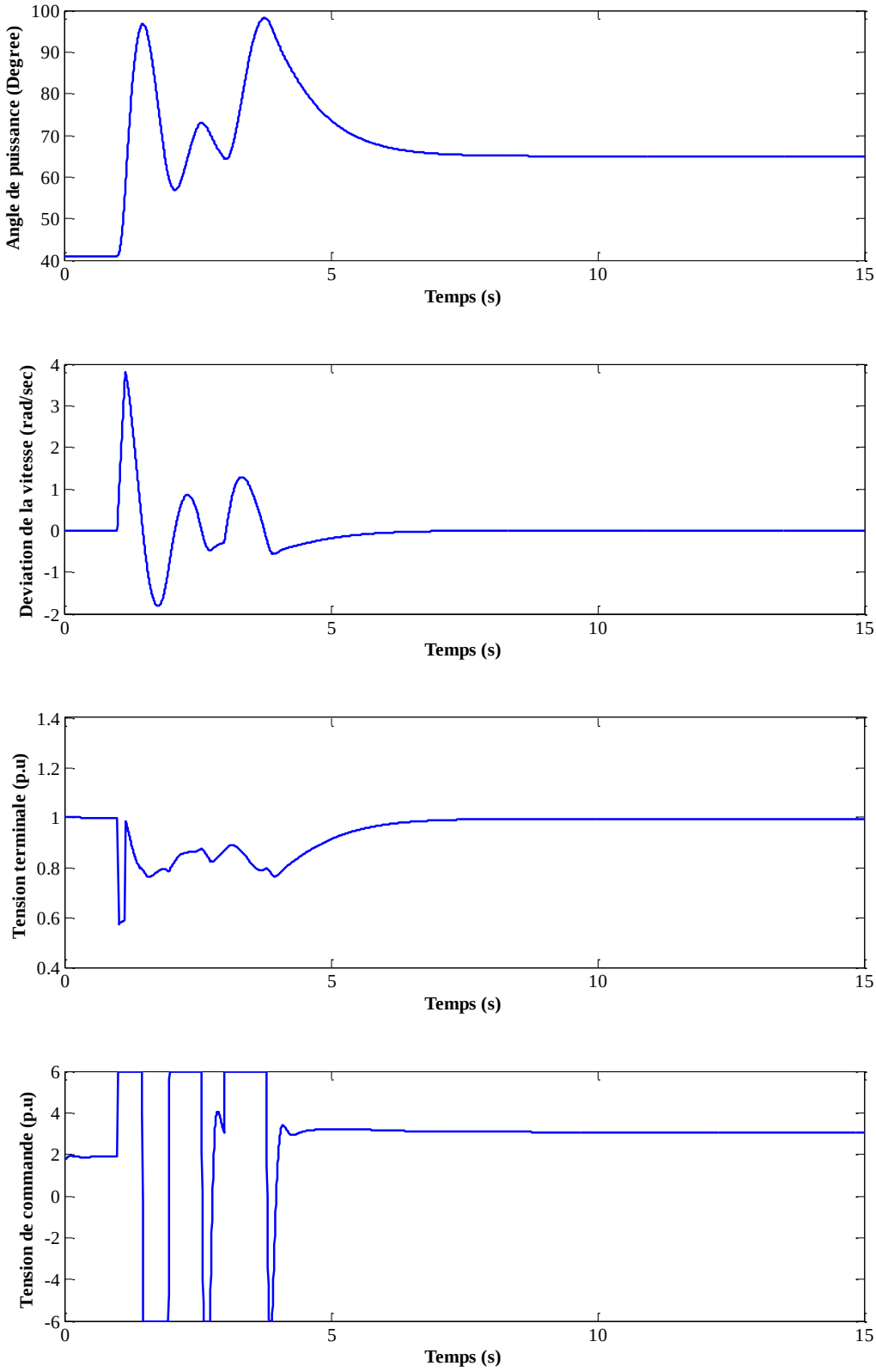


Figure (II.8) : Régulateur PDC avec placement de pôles appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2eme cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.1.

II.4.1 Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation présentés par les figures (II.4)- (II.8) montrent que les tensions terminales sont bien régulées à leurs valeurs pré-défauts, la stabilité transitoire est assurée et les perturbations sont rejetées au bout de 2 à 3 secondes.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une approche de commande se basant sur des modèles flous de type Takagi-Sugeno avec placement de pôles dans des régions LMI a été développée. Les performances présentées par ce régulateur montrent clairement son efficacité lors de la régulation de la tension et le maintient de la stabilité transitoire. Cependant, pour la loi de commande proposée, on suppose que le vecteur d'état est disponible (les variables d'état mesurables). Dans ce qui suit, on propose la reconstruction d'une des variables d'état qui est la vitesse en utilisant un observateur non linéaire.

CHAPITRE III

Estimation de la vitesse –Commande par un régulateur PDC à base d'observateur

Measure what is measurable and make it measurable what is not so.

— Galileo Galilei

III.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de présenter d'une part quelques rappels nécessaires pour l'observabilité des systèmes linéaires et non linéaires, et d'autre part un état de l'art sur les observateurs à fin de choisir un estimateur pour les réseaux électriques.

La première partie, assez générale, est consacrée à rappeler quelques définitions et conditions d'observabilité des systèmes linéaires et non linéaires à temps continu. Nous présenterons les conditions nécessaires et suffisantes garantissant l'observabilité.

La deuxième partie pose le problème de l'estimation de l'état des systèmes. Il s'agit de présenter quelques types d'observateurs pour les systèmes.

La troisième partie a pour objectif de concevoir un observateur qui à pour but la reconstruction de la commande PDC en se basant uniquement sur les mesures de la tension terminale et la puissance (élimination du capteur mécanique). Tout en assurant l'amélioration de la stabilité transitoire et la régulation de la tension du système SMIB.

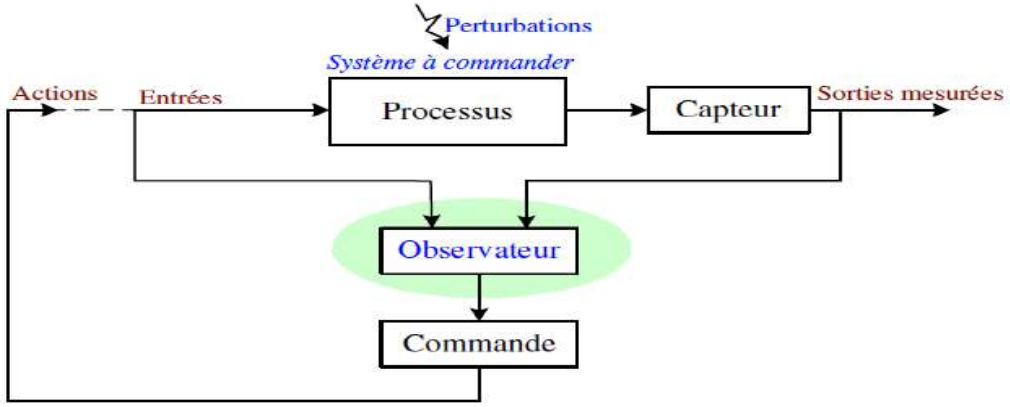


Figure (III.1) : structure d'un observateur [3]

III.2 Observabilité

L'observabilité d'un processus est un concept très important dans le domaine d'estimation de l'état. En effet, pour reconstruire les états inaccessibles d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non. L'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si l'état peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux d'entrées et de sorties.

III.2.1 Observabilité des systèmes linéaires

Soit un système continu décrit par l'équation d'état déterministe suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \tag{III.1}$$

Où les vecteurs $x \in R^n$, $u \in R^m$ et $y \in R^p$ représentent respectivement l'état, la commande et la sortie du système. Les matrices *A*, *B* et *C* sont des matrices constantes de dimensions appropriées. L'observabilité du système linéaire (III.1) est garantie si et seulement si :

$$rang(O) = rang\left(\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{(n-1)} \end{bmatrix}\right) = n \tag{III.2}$$

Par conséquent le système linéaire (III.1) est observable, si le rang de la matrice d'observabilité *O* égale à la dimension *n* de ce système. Dans le cas où le rang de la matrice *O* est inférieur à *n* on parle alors, d'observabilité partielle [29].

III.2.2 Observabilité des systèmes non linéaires

Pour les systèmes non linéaires, étant donné l'espace de l'état $X \subset R^n$ et l'ensemble U des entrées, la notion d'observabilité est basée sur la possibilité de différencier deux conditions initiales distinctes. On parlera ainsi de la distinguabilité d'un couple de conditions initiales.
On considère le système non linéaire donné par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

Où les vecteurs $x \in R^n$, $u \in R^m$ sont respectivement le vecteur d'état et de commande.

Définition 3.1:(distinguabilité) : deux états initiaux $x_0^1, x_0^2 \in X$ tel que $x_0^1 \neq x_0^2$ sont dits distinguables dans X si $\exists t \geq 0$ et entrée admissible $u : [0, t] \to U$ telle que les trajectoires des sorties $y(t, x_0^1, u(t))$ et $y(t, x_0^2, u(t))$ issues , respectivement de x_0^1 et x_0^2, restent dans X pendant la durée $[0, t]$ et vérifient $y(t, x_0^1, u(t)) \neq y(t, x_0^2, u(t))$. Dans ce cas, on dira que u distingue x_0^1 et x_0^2 dans X [30].

Définition 3.2 :(observabilité et observabilité locale faible) : un système est observable en $x_0^1 \in X$ si tout autre état $x_0^2 \neq x_0^1$ est distinguable de x_0^1 dans X. un système est globalement observable s'il est distinguable en tous point de X. un système est localement faiblement observable en $x_0^1 \in X$, s'il existe un voisinage $X'(x_0^1) \subset X$ contenant x_0^1, tel que pour tout voisinage $X'' \subset X'(x_0^1)$ de x_0^1, pour tout point $x_0^2 \in X''(x_0^2)$, les couples (x_0^1, x_0^2) sont distinguables et les trajectoires $y(t, x_0^1, u(t))$ et $y(t, x_0^2, u(t))$ évoluent à l'intérieur de $X''(x_0^1)$.

Dans la pratique, ces notions sont relativement difficiles à vérifier et souvent on fait recours à la linéarisation du système au tour d'un point d'équilibre pour s'affranchir de l'observabilité ou pas du système au voisinage de ce point d'équilibre [29].

Définition 3.3 (observabilité au sens du rang) : on dit que la paire (f, h) est observable au sens du rang si :

$$Rang\{dh, dL_f h, \dots, dL_f^{n-1} h\}^T = n \quad \text{(III.4)}$$

Où l'écriture de $dL_f^k h$ est donnée par le vecteur :

$$dL_f^k h = \left(\frac{\partial L_f^k h}{\partial x_1}, \frac{\partial L_f^k h}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial L_f^k h}{\partial x_n}\right) \quad \text{(III.5)}$$

III.3 Synthèse d'observateurs

Pour concevoir un observateur, il faut être capable de récupérer les informations sur l'état via la sortie mesurée à partir de l'instant initial, et par exemple recouvrir la valeur initiale de l'état. Cela signifie que l'observabilité est caractérisée par le fait qu'a partir de la sortie mesurée, il faut être capable de discerner les différents états initiaux [14].

Un observateur d'état déterministe a été introduit dans les années soixante par Luenberger pour les systèmes linéaires continus. Kalman a également formule un observateur en considérant un système linéaire déterministe ou stochastique. Dans le cas de l'observateur de Luenberger ou de Kalman, il suffit de bien choisir G telle que la matrice (A − GC) soit une matrice de Hurwitz, c'est-a-dire telle que ses valeurs propres soient toutes a parties réelles strictement négatives dans le cas continu ou possèdent un module strictement inferieur a 1 dans le cas discret. La différence entre les deux observateurs se trouve principalement dans la façon de calculer le gain de retour G :

- pour l'observateur de Luenberger, on utilise la technique de placement de pôles,
- pour le filtre de Kalman, on résout une équation de Riccati en minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation et de perturbation [29].

III.3.1 Observateurs des systèmes linéaires

Une solution simple et optimale au problème de l'estimation de l'état des systèmes linéaires a été proposée par Luenberger dans le cadre déterministe, et par Kalman dans le cadre stochastique. Dans les deux cas, on considère le modèle dynamique du système linéaire défini par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Gw(t) \\ y(t) = Cx(t) + v(t) \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Où $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$, $y(t) \in R^p$.

$w(t) \in R^r$ et $v(t) \in R^p$ sont deux bruits blancs gaussiens d'espérance nulle, de covariances respectives Q et R. ces bruits sont supposés non corrélés. Les matrices du système sont de dimensions appropriées, et les conditions initiales sont définies par $x(0) = x_0$.

III.3.1.1 Observateur de Luenberger

La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On ce place dans le cas déterministe, ou les bruits w et v sont nuls, Luenberger

propose l'observateur suivant pour le système (III.6) :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + G(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ a pour expression :

$$\dot{e}(t) = (A - GC)e(t) \quad \text{(III.8)}$$

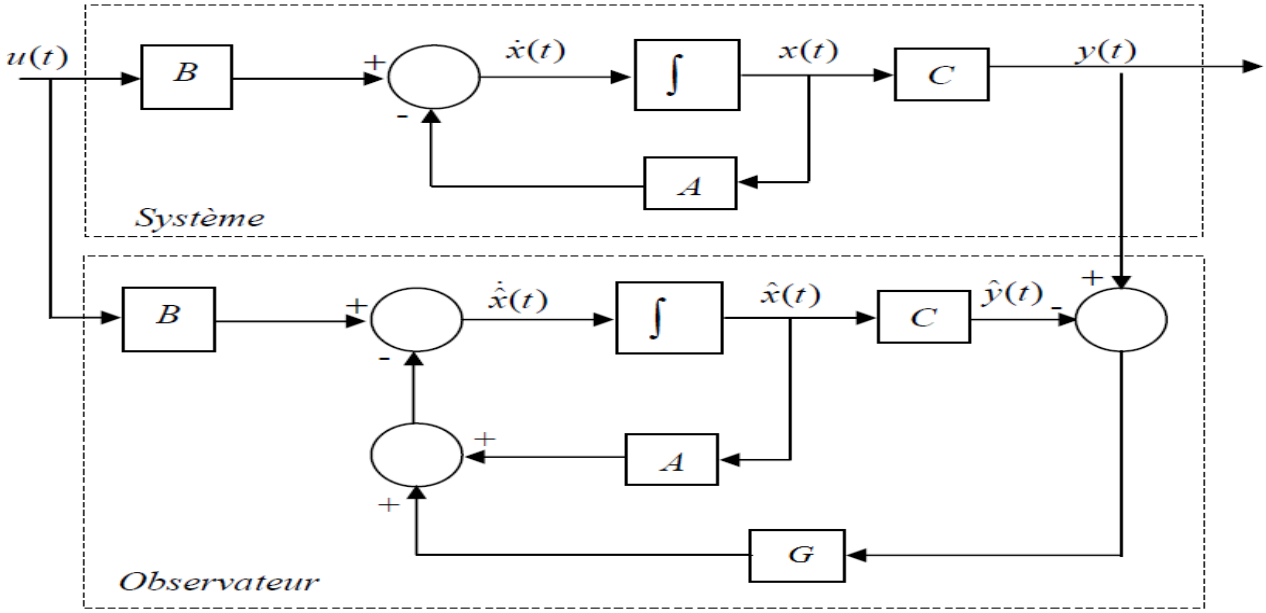


Figure (III.2) : Schéma structurel de l'observateur de Luenberger [8]

En utilisant la technique de placement de pôles, il suffit alors de choisir le gain G de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice A-GC soit dans le demi-plan complexe gauche. Pour ce type d'observateur, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais on pratique on choisit une dynamique d'erreur plus rapides que celle du processus. Cependant on ne peut les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles : on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstructeur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences [29].

Il faut noter qu'en présence de bruits w,v, la dynamique de l'erreur est régie par l'équation :

$$\dot{e}(t) = (A - GC)e(t) + w(t) - Gv(t) \quad \text{(III.9)}$$

III.3.1.2 Filtre de Kalman

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

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - C\hat{x}(t) \quad \text{(III.10)}$$

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

$$K = PC^T R^{-1} \quad \text{(III.11)}$$

Où P est la solution de l'équation de Riccati :

$$AP + PA - PC^T R^{-1} CP + LQL^T = 0 \quad \text{(III.12)}$$

Sous certaines conditions, on peut montrer que la matrice *P* tend vers une limite et que le filtre est stable, ce qui permet éventuellement de conserver pour *K* sa valeur en régime permanent [29].

III.3.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires

III.3.2.1 Observateur de Luenberger étendu

L'observateur de Luenberger étendu intervient, soit au niveau du système original avec un gain constant, soit par le biais d'un changement de coordonnées avec un gain dépendant de l'état à estimer. Dans le premier cas, un modèle linéarisé est nécessaire, et le gain de l'observateur est calculé par placement de pôles. Ce type d'observateur ne peut être utilisé que lorsqu' on est sûr que l'état restera au voisinage de l'état d'équilibre. Pour cette raison, l'utilisation de cet observateur peut être compromise par les instabilités qui peuvent se révéler si l'on s'éloigne du point de fonctionnement. Dans le deuxième cas, les méthodes de changement de coordonnées ne concernent qu'une classe restreinte de systèmes non linéaires.
En effet, beaucoup d'approches utilisant les changements de coordonnées nécessitent l'intégration d'un ensemble d'équations aux dérivées partielles non linéaires, ce qui est souvent très délicat à réaliser. De ce fait, l'utilisation de solutions approchées est envisageable [29].

III.3.2.2 Filtre de Kalman Etendu (EKF)

Le filtre de Kalman étendu est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et le filtre

de Kalman étendu est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et largement étudiées dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre.

Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Malheureusement, les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires, ne peuvent être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires. L'analyse de la convergence de cet estimateur reste, à l'heure actuelle, un problème ouvert [29].

III.3.2.3 Approche LMI

Dans cette section, nous abordons le problème de synthèse d'observateurs d'état des systèmes non linéaires lipschitziens à temps continu qui est basé sur la résolution des LMIs garantissant la stabilité et la convergence d'observateur.

- ***Formulation du problème***

Considérons la classe de systèmes non linéaires de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i\,(x(t))\big(A_i x(t) + B_i u(t)\big) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \qquad \text{(III.13)}$$

Où $x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in R^{n_u}$ est le vecteur des entrées, $y(t) \in R^{n_y}$ représente le vecteur de sortie. $A_i \in R^{n*n}$ sont les matrices d'état, $B_i \in R^{n*n_u}$ sont les matrices d'influence de l'entrée et $C \in R^{n_y*n}$ représente la matrice de sortie ou d'observation. Enfin, les fonctions $\mu_{i(x(t))}$ représentent les fonctions d'activation qui dépendent de l'état $(x(t))$ du système, et qui vérifient les propriétés suivantes :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{r} \mu_i\,\big(x(t)\big) = 1 \\ 0 \le \mu_i\big(x(t)\big) \le 1 \qquad \forall i \in \{1, \dots, n\} \end{cases} \qquad \text{(III.14)}$$

L'objectif de ce chapitre est de construire un observateur d'ordre plein pour le système (III.13) ayant la structure

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i\left(\hat{x}(t)\right)\left(A_i\hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i\left(y(t) - \hat{y}(t)\right)\right) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

Où $\hat{x}(t) \in R^n$ est l'état estimé. Les matrices L_i de dimensions appropriées sont à déterminer de telle sorte que l'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement, voire exponentiellement, vers zéro.

L'erreur d'estimation d'état est donné par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad \text{(III.16)}$$

En utilisant (III.13) et (III.15), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^{r}(\mu_i(x(t))\,(A_i x(t) + B_i u(t)) - \mu_i(\hat{x}(t))(A_i\hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i Ce(t)) \quad \text{(III.17)}$$

Dans ce chapitre, nous allons analyser la stabilité de (III.17). Les conditions de stabilité sont formulées sous forme d'inégalités linéaires matricielles. La résolution de ces LMIs permet alors de déterminer les gains L_i de l'observateur (III.15).

III.3.2.4 Observateur lipschitzien

L'approches rapportées dans cette section sont basées sur des hypothèses de Lipschitz, afin d'obtenir des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état vers zéro.

Soient les matrices A_0, $\bar{A}_i$, B_0, et $\bar{B}_i$ définies comme suit :

$$A_0 = \frac{1}{r}\sum_{i=1}^{r} A_i \quad \text{(III.18)}$$

$$\bar{A}_i = A_i - A_0 \quad \text{(III.19)}$$

$$B_0 = \frac{1}{r}\sum_{i=1}^{r} B_i \quad \text{(III.20)}$$

$$\bar{B}_i = B_i - B_0 \quad \text{(III.21)}$$

Par substitution des matrices $A_0, \bar{A}_i, B_0$ et $\bar{B}_i$ dans le système (III.13), il peut être re-écrit de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(x(t)\right)(\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad \text{(III.22)}$$

De la même manière, l'observateur (III.15) s'écrit sous la forme équivalente :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0 \hat{x}(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(\hat{x}(t)\right)(\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i u(t) + L_i(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

L'erreur de reconstruction d'état est donnée par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad \text{(III.24)}$$

En utilisant (III.22) et (III.23), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(\hat{x}(t)\right)(A_0 - L_i C)e(t) + \sum_{i=1}^{r} \bar{A}_i \left(\mu_i\left(x(t)\right)x(t) - \mu_i\left(\hat{x}(t)\right)\hat{x}(t)\right) + \bar{B}_i(\mu_i\left(x(t)\right) -$$

$$\mu i x t u t \quad \text{(III.25)}$$

Une manière de justifier l'intérêt de l'introduction des matrices A_0 et $\bar{A}_i$ est l'obtention d'une dynamique de l'erreur d'estimation d'état faisant apparaître un terme en $e(t)$. Les autres termes sont non linéaires et tendent vers zéro quand $e(t) \to 0$. Dans cette partie, nous donnons des conditions de convergence de l'observateur en se basant sur la théorie de Lyapunov [32] et des hypothèses sur les termes non linéaires $\mu_i\left(x(t)\right)x(t) - \mu_i\left(\hat{x}(t)\right)\hat{x}(t)$ et $\mu_i\left(x(t)\right) - \mu_i\left(\hat{x}(t)\right)u(t)$.

Pour l'étude de la convergence de l'erreur d'estimation d'état vers zéro, posons les hypothèses suivantes :

Hypothèse 3.1. [30] Les fonctions d'activation sont lipchitziennes :

$$\left|\mu_i\left(x(t)\right) - \mu_i\left(\hat{x}(t)\right)\right| \leq n_i \left|x(t) - \hat{x}(t)\right| \quad \text{(III.26)}$$

$$\left|\mu_i\left(x(t)\right)x(t) - \mu_i\left(\hat{x}(t)\right)\right| \leq m_i \left|x(t) - \hat{x}(t)\right| \quad \text{(III.27)}$$

Où n_i et m_i, scalaires positifs, sont les constantes de Lipschitz.

Hypothèse 3.2. [30] L'entrée $u(t)$ du système est bornée :

$$\|u(t)\| \leq \beta_1, \qquad \beta_1 > 0 \quad \text{(III.28)}$$

Hypothèse 3.3. [30] La paire (A_0, C) est observable (ou au moins détectable).

Théorème3.1. [30] L'erreur d'estimation d'état entre le système (III.13) et l'observateur (III.15) tend asymptotiquement vers zéro, sous les hypothèses 3.1 et 3.2, s'il existe deux matrices $P \in R^{n*n}$ et $Q \in R^{n*n}$ symétriques et définies positives, des matrices $K_i \in R^{n*n_y}$ et des scalaires positifs λ_1, λ_2 et γ tels que les inégalités matricielles suivantes sont vérifiées :

$$A_0^T P + P A_0 - K_i^T P - P K_i < -Q \tag{III.29}$$

$$\begin{bmatrix} -Q + \lambda_1 m_i^2 I & P\bar{A}_i & P\bar{B}_i & \gamma_i I \\ \bar{A}_i^T P & -\lambda_1 I & 0 & 0 \\ \bar{B}_i^T P & 0 & -\lambda_2 & 0 \\ n_i \gamma I & 0 & 0 & -\lambda_2 I \end{bmatrix} < 0 \tag{III.30}$$

$$\gamma - \beta_1 \lambda_2 \geq 0 \tag{III.31}$$

Les gains de l'observateur sont donnés par :

$$L_i = P^{-1} K_i \tag{III.32}$$

Démonstration. [31] L'erreur d'estimation d'état est :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \tag{III.33}$$

La dynamique de l'erreur d'estimation est obtenue avec les équations (III.13) et (III.15) :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(\hat{x}(t)\right) \Phi_i e(t) + \sum_{i=1}^{n} \bar{A}_i \, \delta_i(t) + \bar{B}_i \Delta_i(t) \tag{III.34}$$

Où :

$$\begin{cases} \delta_i(t) = \mu_i\big(x(t)\big)x(t) - \mu_i\big(\hat{x}(t)\big)\hat{x}(t) \\ \Delta_i(t) = \Big(\mu_i\big(x(t)\big) - \mu_i\big(\hat{x}(t)\big)\Big)u(t) \\ \Phi_i = A_0 - L_i C \end{cases} \tag{III.35}$$

Pour démontrer la convergence asymptotique de l'erreur d'estimation d'état, considérons la fonction de Lyapunov quadratique $\dot{V}\big(e(t)\big) = e(t)^T P e(t), \;\; P = P^T > 0, \;\; P \in R^{n.n}$, dont la dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V}\big(e(t)\big) = \dot{e}(t)^T P e(t) + e(t)^T P \dot{e}(t) \tag{III.36}$$

Puis, en utilisant (III.34) :

$$\dot{V}\big(e(t)\big) = \sum_{i=1}^{r} (\delta_i(t)^T A_i^T P e(t) + e(t)^T P \bar{A}_i \delta_i(t) + \Delta_i(t)^T \bar{B}_i^T P e(t) + e(t)^T P \bar{B}_i \Delta_i(t) + \mu_i\big(\hat{x}(t)\big)(e(t)^T \Phi_i^T P e(t) + e(t)^T P \Phi_i e(t))) \tag{III.37}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov (III.37) est composée de termes quadratiques en $e(t)$ et de termes croisés en $e(t)$, $\delta_i(t)$ et $\Delta_i(t)$. Afin d'exprimer $\dot{V}\big(e(t)\big)$ sous une forme quadratique en $e(t)$, on procède comme suit. Compte tenu les expressions (III.35) et des hypothèses 3.1 et 3.2.

On a alors :

$$\begin{cases} |\delta_i(t)| \le m_i |e(t)| \\ |\Delta_i(t)| \le n_i \beta_1 |e(t)| \end{cases} \qquad \text{(III.38)}$$

Lemme 3.1. [30] Pour toutes matrices X et Y de dimensions appropriées, λ étant un scalaire positif, la propriété suivante est vérifiée :

$$X^T Y + Y^T X \le \lambda X^T X + \lambda^{-1} Y^T Y, \qquad \lambda > 0 \qquad \text{(III.39)}$$

En appliquant ce lemme et en utilisant (III.38), on a les majorations suivantes :

$$\delta_i(t)^T \bar{A}_i^T P e(t) + e(t)^T P \bar{A}_i \delta_i(t) \le \lambda_1 \delta_i(t)^T \delta_i(t) + \lambda_1^{-1} e(t)^T P \bar{A}_i \bar{A}_i^T P e(t)$$

$$\le \lambda_2 m_i^2 e(t)^T e(t) + \lambda_1^{-1} e(t)^T P \bar{A}_i \bar{A}_i^T P e(t) \qquad \text{(III.40)}$$

$$\Delta_i(t)^T \bar{B}_i^T e(t) + e(t)^T P \bar{A}_i \delta_i(t) \le \lambda_2 \Delta_i(t)^T \Delta_i(t) + \lambda_2^T e(t)^T P \bar{B}_i \bar{B}_i^T P e(t)$$

$$\le \lambda_2 n_i^2 \beta_1^2 e(t)^T e(t) + \lambda_2^{-1} e(t)^T P B_i B_i^T P e(t) \qquad \text{(III.41)}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov (III.37) peut alors être majorée de la façon suivante :

$$\big(e(t)\big) \le \sum_{i=1}^{r} e(t)^T \left(\mu_i\big(\hat{x}(t)\big)(\Phi_i^T P + P\Phi_i) + (\lambda_1 m_i^2 + \lambda_2 n_i^2 \beta_1^2) I + \lambda_1^{-1} P \bar{A}_i \bar{A}_i^T P + \right.$$

$$\lambda 2 - 1 P B i B i T P e t \qquad \text{(III.42)}$$

La négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov est assurée si, pour $i = 1, \ldots, r$:

$$\mu_i\big(\hat{x}(t)\big)(\Phi_i^T P + P\Phi_i) + (\lambda_1 m_i^2 + \lambda_2 n_i^2 \beta_1^2) I + \lambda_1^{-1} P \bar{A}_i \bar{A}_i^T P + \lambda_2^{-1} P \bar{B}_i \bar{B}_i^T P < 0 \qquad \text{(III.43)}$$

Ce qui conduit aux conditions suivantes :

$$(A_0 - L_i C)^T P + P(A_0 - L_i C) < -Q \qquad \text{(III.44)}$$

$$-Q + (\lambda_1 m_i^2 + \lambda_2 n_i^2 \beta_1^2) + \lambda_1^{-1} \bar{A}_i \bar{A}_i^T + \lambda_2^{-1} \bar{B}_i \bar{B}_i^T < 0 \qquad \text{(III.45)}$$

En effectuant le changement de variables $K_i = PL_i$, et en appliquant le complément de Schur, on obtient les inégalités matricielles linéaires suivantes :

$$A_0^T P + P A_0 - C^T K_i^T - K_i C < -Q \tag{III.46}$$

$$\begin{bmatrix} -Q + (\lambda_1 m_i^2 + \lambda_2 n_i^2 \beta_1^2) I & P\bar{A}_i & P\bar{B}_i \\ \bar{A}_i^T P & -\lambda_1 I & 0 \\ \bar{B}_i^T P & 0 & -\lambda_2 I \end{bmatrix} < 0 \tag{III.47}$$

Avec

$$\lambda_1 > 0 \ \ et \ \lambda_2 > 0$$

Plutôt que d'imposer a priori la borne sur l'entrée, on peut ajouter un degré de liberté en considérant cette borne comme une variable à déterminer qu'on appellera ρ. En utilisant le complément de Schur, l'inégalité (III.47) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} -Q + \lambda_1 m_i^2 I & P\bar{A}_i & P\bar{B}_i & n_i \lambda_2 \rho I \\ \bar{A}_i^T P & -\lambda_1 I & 0 & 0 \\ \bar{B}_i^T P & 0 & -\lambda_2 I & 0 \\ n_1 \lambda_2 \rho I & 0 & 0 & -\lambda_2 I \end{bmatrix} < 0 \tag{III.48}$$

Avec

$$\lambda_1 > 0 \ et \ \lambda_2 > 0$$

Cette inégalité n'est plus linéaire (présence du produit $\lambda_2 \rho$). Pour l'écrire sous forme LMI, on pose : $\gamma = \lambda_2 \rho$.

On a alors :

$$A_0^T P + P A_0 - C^T K_i^T - K_i C < -Q \tag{III.49}$$

$$\begin{bmatrix} -Q + \lambda_1 m_i^2 I & P\bar{A}_i & P\bar{B}_i & n_i \gamma I \\ \bar{A}_i^T P & -\lambda_1 I & 0 & 0 \\ \bar{B}_i^T P & 0 & -\lambda_2 I & 0 \\ n_i \gamma I & 0 & 0 & -\lambda_2 I \end{bmatrix} < 0 \tag{III.50}$$

Connaissant γ et λ_2 , on peut déduire la valeur ρ :

$$\rho = \frac{\gamma}{\lambda_2} \tag{III.51}$$

Pour s'assurer que les valeurs de γ et λ_2 vérifient l'hypothèse 3.2 (ρ doit être supérieur ou égal à β_1), on se propose d'ajouter une contrainte sur γ et λ_2 pour garantir $\frac{\gamma}{\lambda_2} \geq \beta_1$:

$$\gamma - \lambda_2 \beta_1 \geq 0 \qquad \text{(III.52)}$$

En utilisant la contrainte (III.52) avec les conditions (III.49) et (III.50), la valeur de ρ trouvée est supérieure ou égale à la borne de l'entrée β_1.

III.4 *Application de l'observateur pour l'estimation de la vitesse dans le système SMIB*

Dans cette partie, nous allons exploiter le modèle Takagi-Sugeno pour synthétiser un observateur

Nous calculons les matrices $A_0, \overline{A}_i, B_0$ et $\overline{B}_i$ à partir les équations (3.18) à (3.21), puis on applique l'approche LMI pour déterminer le gain L_i de l'observateur.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & f_{10} & -\frac{f_{20}}{T'_d} \\ 0 & -\frac{D}{2H} & -\frac{\omega_0}{2H} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \qquad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{f_{20}}{T'_{d0}} \\ 0 \\ \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & f_{10} & -\frac{f_{21}}{T'_d} \\ 0 & -\frac{D}{2H} & -\frac{\omega_0}{2H} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \qquad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{f_{21}}{T'_{d0}} \\ 0 \\ \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & f_{11} & -\frac{f_{20}}{T'_d} \\ 0 & -\frac{D}{2H} & -\frac{\omega_0}{2H} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \qquad B_3 = \begin{bmatrix} \frac{f_{20}}{T'_{d0}} \\ 0 \\ \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & f_{11} & -\frac{f_{21}}{T'_d} \\ 0 & -\frac{D}{2H} & -\frac{\omega_0}{2H} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \qquad B_4 = \begin{bmatrix} \frac{f_{21}}{T'_{d0}} \\ 0 \\ \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & -0{,}44 & -0{,}22 \\ 0 & -10 & -628{,}39 \\ 0 & 0 & 0{,}14 \end{bmatrix} \qquad B_0 = \begin{bmatrix} 0.22 \\ 0 \\ 0.14 \end{bmatrix}$$

$$\overline{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -0{,}87 & -0{,}0045 \\ 0 & -10 & -628{,}32 \\ 0 & 0 & 0{,}14 \end{bmatrix} \qquad \overline{B}_1 = \begin{bmatrix} 0.22 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\overline{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -0.44 & -0,22 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \overline{B}_2 = \begin{bmatrix} 0.22 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\overline{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0.44 & 0,22 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \overline{B}_3 = \begin{bmatrix} 0.22 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\overline{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0.44 & -0,22 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \overline{B}_4 = \begin{bmatrix} 0.22 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matrice ***C*** est la même pour les quatre sous système

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ce qui implique qu'on ne prend en considération que les variables mesurables, c'est à dire : la tension terminale et la puissance.

Les gains de cet observateur sont calculés au travers la résolution d'Inégalités Matricielles Linéaires ou LMI (III.49), (III.50) et (III.52).

III.5 Simulation

Nous rappelons les différents cas considérés

- Cas n° 1 : Défaut momentané puis un défaut permanent figures (3.3) et (3.4).
- Cas n° 2 : Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique figure (3.5) et (3.6)

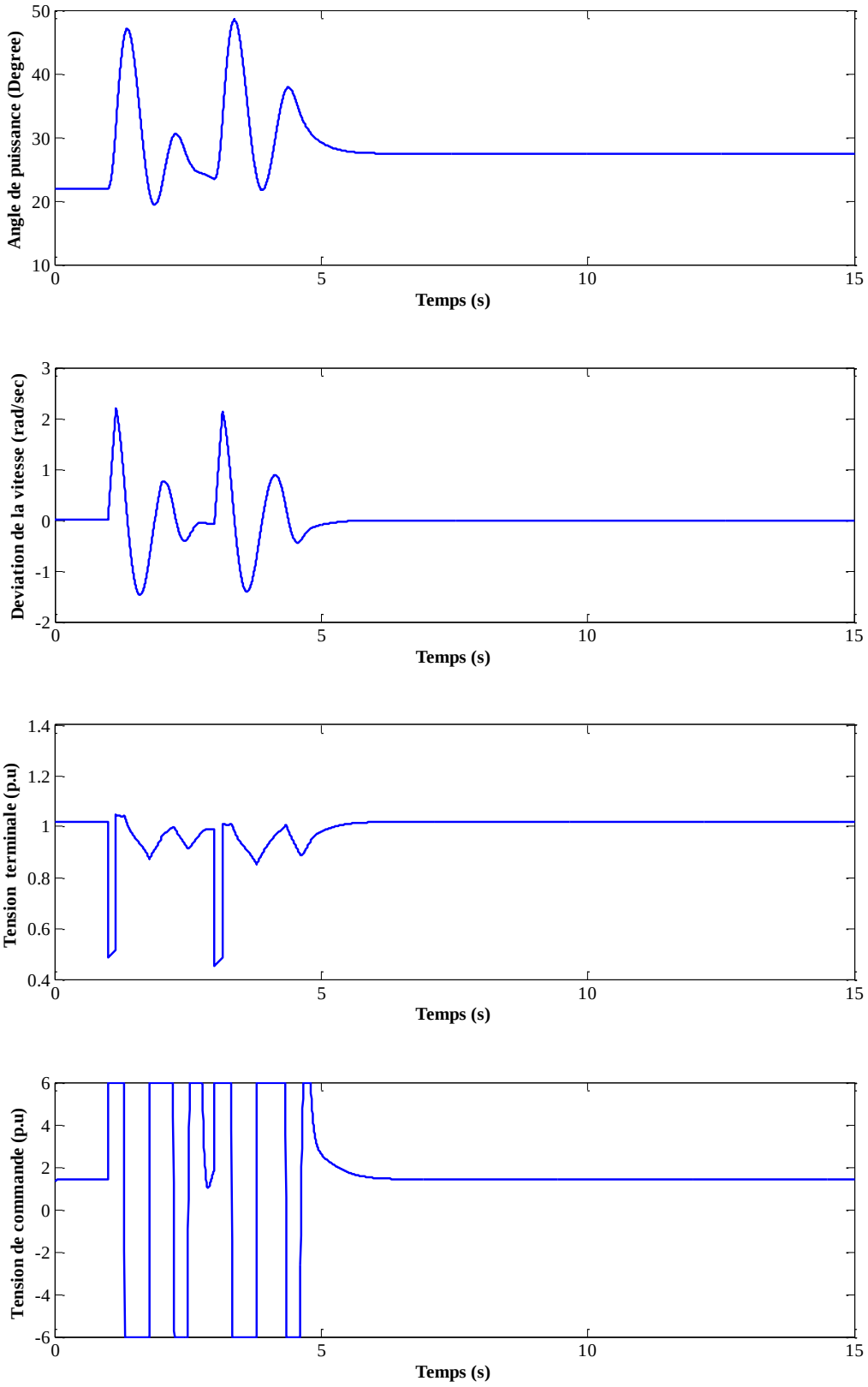


Figure (III.3) : Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.02.

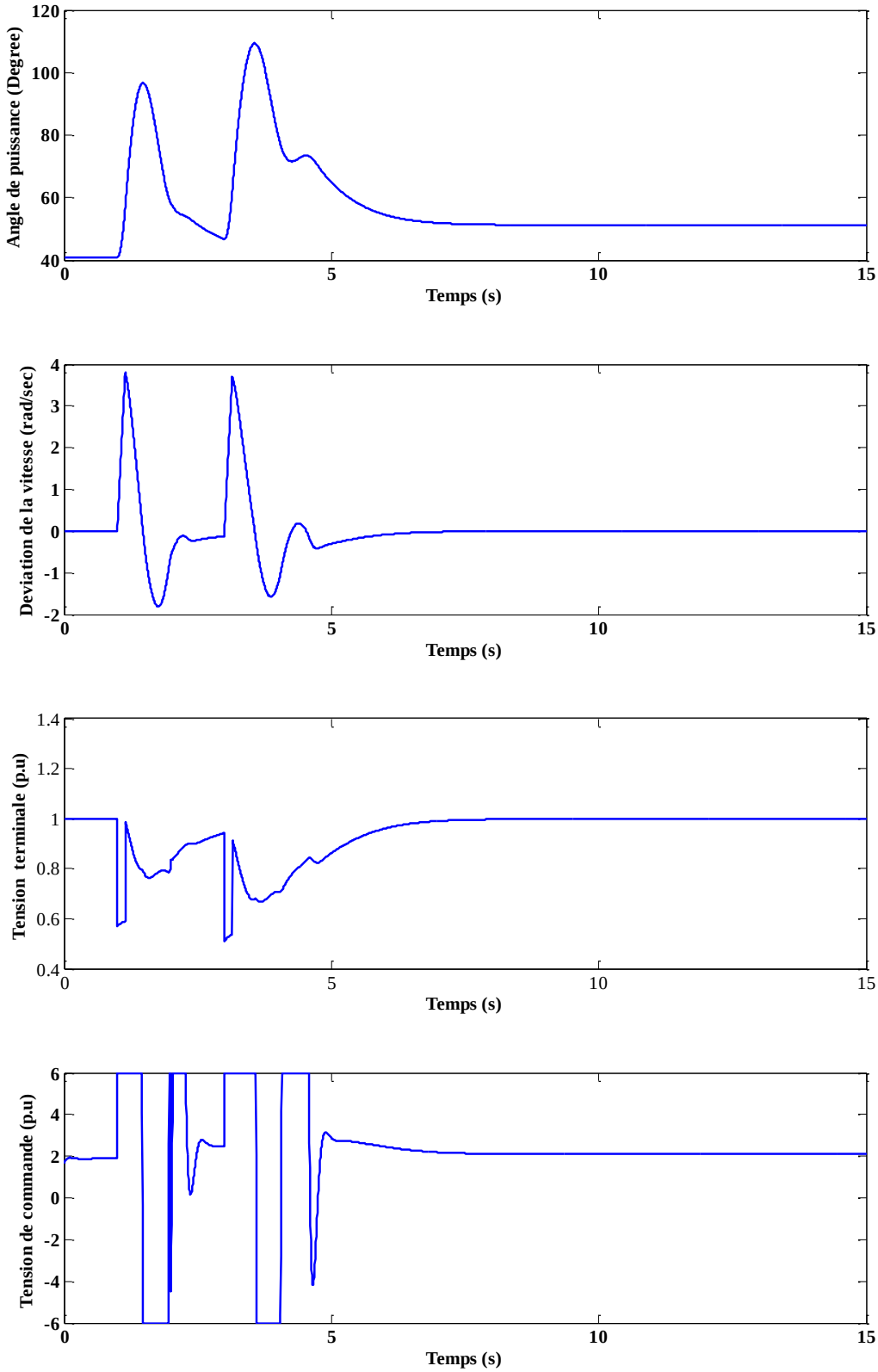


Figure (III.4) : Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.1.

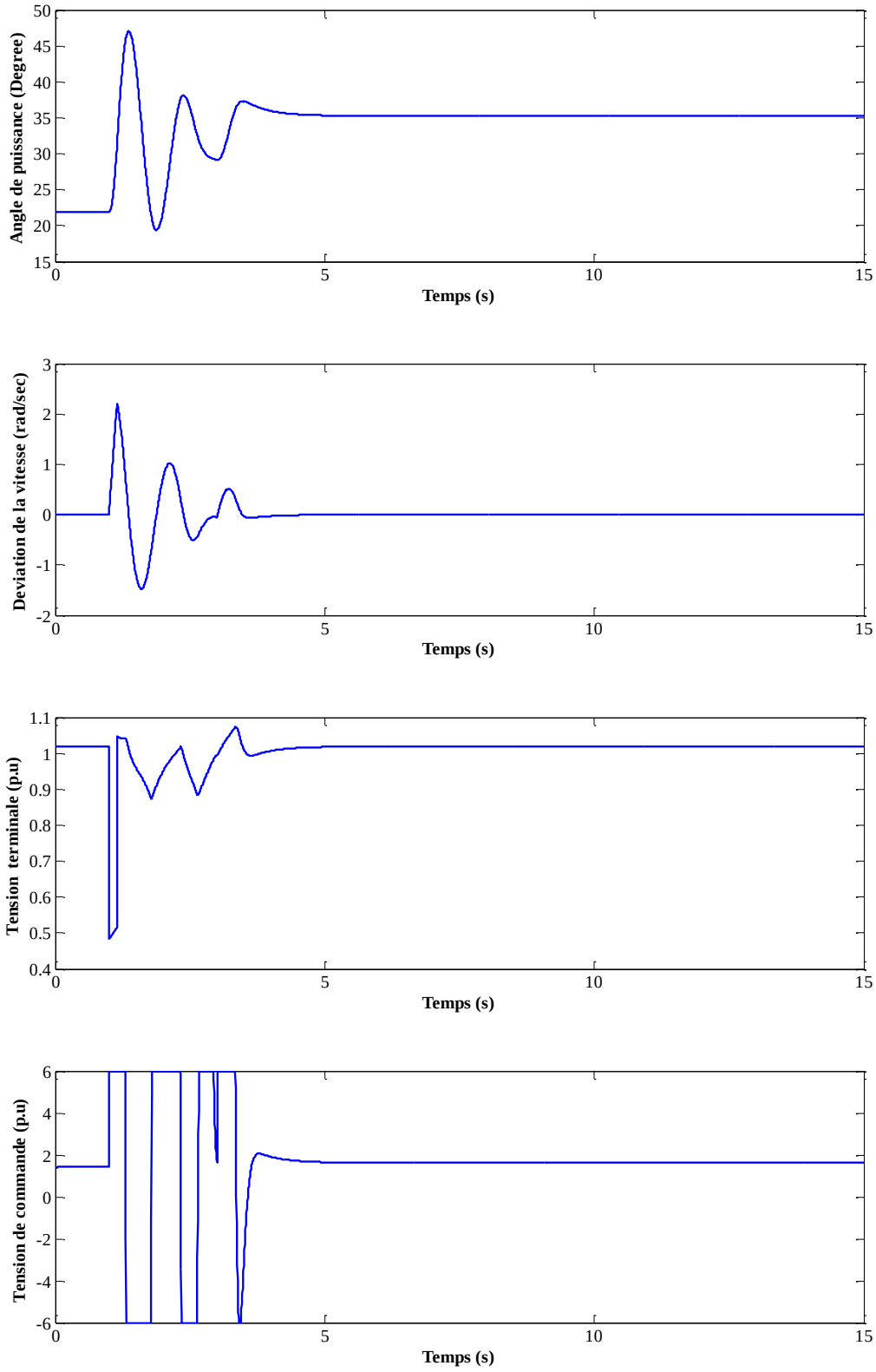


Figure (III.5) : Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2eme cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.02.

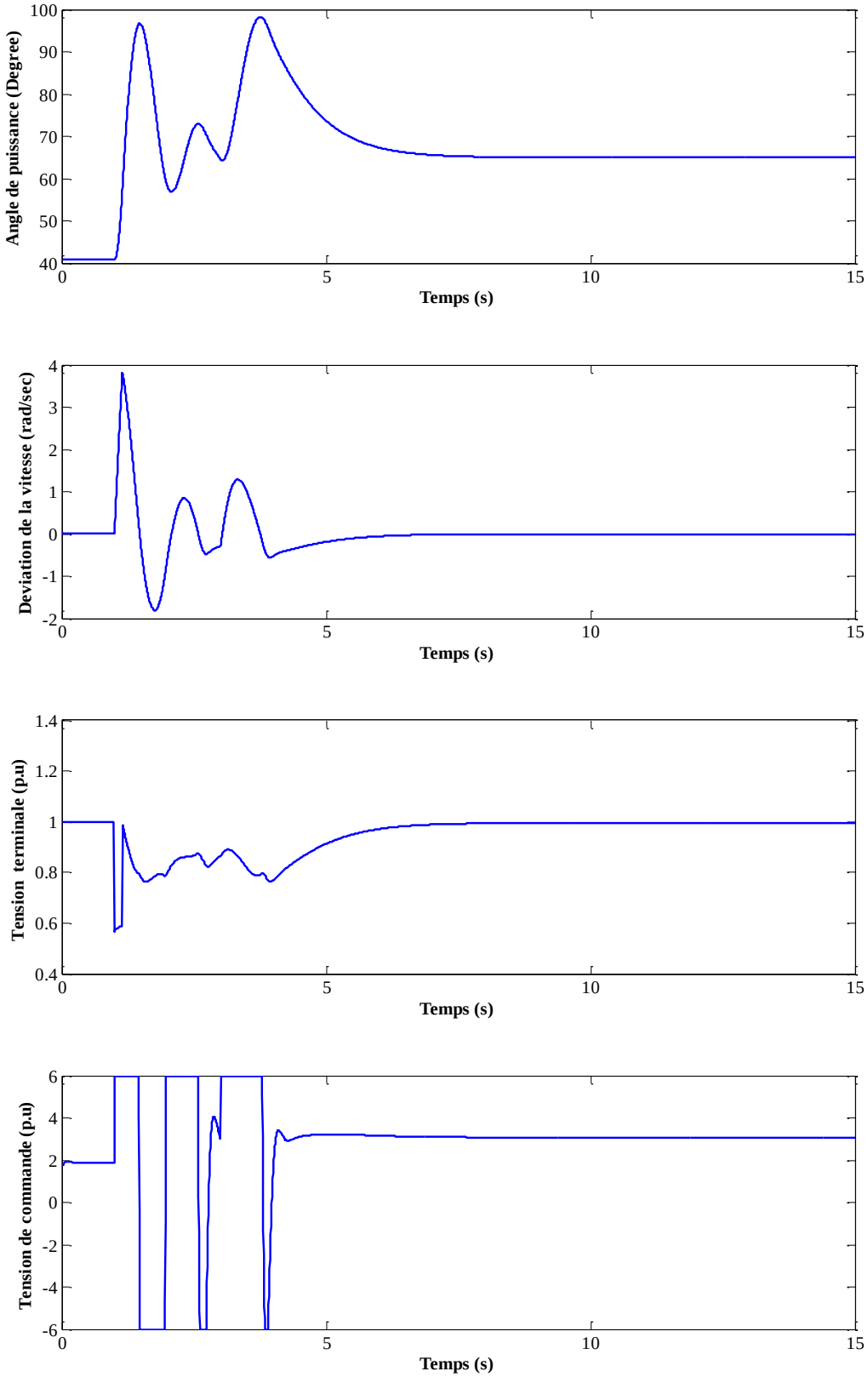


Figure (III.6) : Régulateur PDC avec placement de pôles à base d'observateur appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2eme cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.1.

III.5.1 *Analyse des résultats des simulations*

Les résultats de simulation présentés par les figures (III.3) à (III.6) montrent que les tensions terminales sont bien régulées à leurs valeurs pré-défauts avec des chutes de tension , la stabilité transitoire est assurée et les perturbations sont rejetées au bout de 2 à 3 secondes.

On remarque une très bonne estimation de la vitesse et part la suite de l'angle de ce système.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un observateur non linéaire basé sur le modèle Takagi-Sugeno, cet observateur permet de s'affranchir du capteur mécanique de la vitesse.

Les conditions de la stabilité de l'observateur ont été établies en utilisant la deuxième méthode de Lyapunov. Ces conditions ont été données sous forme d'inégalités linéaires matricielles LMI.

Les résultats obtenus lors de la simulation montrent clairement l'efficacité de cette approche.

CONCLUSION GENERALE

En vu d'atteindre l'objectif ciblé dans ce mémoire, de synthétiser un régulateur non linéaire à base d'observateur afin d'améliorer la stabilité transitoire du réseau électrique.

L'approche présentée est essentiellement théorique. Elle est dédiée à l'analyse et à la synthèse de loi de commande par Le système non linéaire SMIB décrit par une structure multimodèle. L'établissement de cette approche fait appel exclusivement à la deuxième méthode de Lyapunov et au formalisme LMI.

L'étude que nous avons menée est organisée en 3 parties :

Dans la première partie, nous avons présenté le modèle classique de la machine synchrone, puis nous avons étudié le modèle non linéaire d'un système SMIB qui convient à notre étude de commander le système électrique lorsqu'il est soumit une perturbation sévère tel qu'un court-circuit triphasé, ensuite nous avons rappelé à la théorie de la stabilité des systèmes électriques

Dans la deuxième partie a été consacré à l'étude du modèle flou Takagi-Sugeno, qui nous a permit de linéarisé le modèle adopté par une technique de linéarisation par secteur. L'approche T-S se différencie à celle de Madani seulement dans la partie conséquence des règles floue, la partie prémisse est la même.

Les conséquences des règles floues correspondent au nombre de sous-modèle, ce qui ensuite fait appel à une commande PDC basé sur le principe de retour d'état de chaque sous-modèle, l'agrégation de ses sous-modèle permit l'activation d'un seul sous-modèle.

La stabilité au sens quadratique de Lyapunov et la détermination des matrices du gain du retour d'état ont fait l'objet au formalisme LMI.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement l'effet de cette commande sur le comportement dynamique du système lorsqu'il est subit une sévère perturbation due à un court-circuit triphasé et sa capacité de maintenir le synchronisme, la rapidité et la précision.

En plus de la stabilité une nette amélioration de la précision et de la rapidité du système ont été obtenus lorsqu'un placement est effectué.

La troisième partie dédie à la synthèse d'un observateur non linéaire basé sur le modèle T-S afin de s'affranchir au capteur mécanique de la vitesse, par la suite des bruits engendrés dans le signal de mesure.

Cette technique a fait appel aux approches lipchitziennes qui permettent de borner les termes non linéaires apparaissent lors de la détermination de la dynamique de l'erreur et l'établissement des conditions de stabilité du système au sens quadrature de Lyapunov,

La détermination des gains d'état et de l'observateur s'est fait par le formalisme LMI.

La simulation des défauts provoqués dans les mêmes conditions que celles vue à la deuxième partie de cette étude permettent de faire une analyse comparative entre les deux résultats.

L'analyse des résultats montre que la diminution de la chute de tension terminale est moins importante dans le cas d'un régulateur à base d'observateur à ceux obtenus par le régulateur à commande PDC.

Bibliographies

[1] **Emira Nechadi :** COMMANDE ET STABILITE D'UN SYSTEME ELECTRO-ENERGETIQUE. Thèse de doctorat en Génie Électrique Option Automatique , UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF.

[2] **Roosta A :** contribution a la commande décentralisée non linéaire des réseau électriques Thèse de doctorat en Génie Électrique , Institut Nationale Polytechnique Département d'Automatique, Université de Grenoble 2007.

[3] **Tian yang :** Une contribution à l'observation et àl'estimation des systèmes linéaires thèse de doctorat Spécialité : Automatique et Informatique Industrielle ÉCOLE CENTRALE DE LILLE.

[4] **Abbadi, A. :** Investigation sur les Techniques de Commandes Décentralisées Appliquées aux Réseau Électriques Multi-machines. Thèse de doctorat en Génie Électrique , École Nationale Polytechnique Département d'Automatique, Laboratoire de Commande des Processus 2013.[5] Machowski,J. ,Bialek, J.W., Bumby, J.R. : Power System Dynamics Stability and Control, John Wiley, 2008.

[5] **Machowski,J. ,Bialek, J.W., Bumby, J.R. :** Power System Dynamics Stability and Control, John Wiley, 2008.

[6] **Anderson, P. M. , Fouad, A.A. :** Power system control and stability, The IOWA state University press , Ames, IOWA, 1977.

[7] **Wang, X.F. , Song, Y.H. Irving, M. :** Modern Power Systems Analysis. Springer Verlag, 2008.

[8] **Boukhalfa Nait Slimani :** Synthèse d'observateurs non linéaires :

Application au diagnostic de défauts. MEMOIRE DE MAGISTER Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

[9] **Apel Mahmud:** Robust Nonlinear Feedback Linearizing Control for Power Systems to Enhance. MEMOIRE DE MAGISTER Spécialité : Automatique Option : Automatique des

Systèmes Continus et Productique . Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou Transirent Stability . Thèse de doctorat, Université New South Wales Canberra Australia. 2012.

[10] **Sahnoun R, Mimouni A :** Evaluation de la stabilité transitoire par la Méthode d'intégration numérique En modèle classique et détaille . Mémoire de Master en Electrotechnique Option : Machines Electrique . Universite saad dahlab de blidadepartement d'electronique 2013

[11] **Jean Pierre corriou :** Commande des procédés 2e Édition Londres-Paris-New York.

[12] **Zhu, C. , Zhou, R. , Wang, Y. :** A new decentralized nonlinear voltage controller for multi- machine power systems. IEEE Trans. Power Systems, Vol. 13, No. 1, pp.

[13] **Kundur,P., Paserba, J. Ajjarapu, V. , Andersson.G., Bose, A. , Cañizares, C. Hatziargyriou,N., Hill, D. , Stankovic, A. , Taylor, C. , Custsem, T.V. , Vittal , V. :**Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force stability terms and definitions. IEEE Trans. on Power Systems, Vol 19, p.p 1387 1401, 2004. 211-216, 1998.al Networks,Vol. 2,No.5,pp. 359–366,1989.

[14] **Hubert,A. :** Commande des systèmes dynamiques : Introduction à la modélisation et au contrôle des systèmes automatiques. Presses Universitaires de Franche-Comté, 2008.

[15] **Ying, H. :**The Takagi-Sugeno fuzzy controllers using the simplified linear control rules are nonlinear variable gain controllers . Automatica. Vol. 34, no. 2, pp.157167,1998.

[16] **Wang, H.O.**, Tanaka, K., Griffin, M.: An Approach to Fuzzy Control of Non-linear Systems: Stability and Design Issues, IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 4, No. 1, pp.14-23,1996.

[17] **Hou, G. Zeng, F. Zhang , J. :** Improuved T-S fuzzy model identification approach and its application in power plants. Proceedings of the 2010 International Conference on Modelling, Identification and Control, Okayama, Japan, pp. 53–58, July 17-19, 2010.

[18] **Chun, C. ,Yiao, J.:** T-S Fuzzy model identification and the fuzzy model based controller design. IEEE International conference on systems, man and cybernetics, pp. 859 - 864, October 2007.

[19] **Chadli,M. :** Stabilité et stabilisation des multimodeles. Thèse de doctorat ,Institut National Polytechnique de Lorraine,2002.

[20] **Tanaka, K. ,Wang, H. O. :** Fuzzy control systems design and analysis: A Linear Matrix Inequality Approach. John Wiley & Sons Inc, 2001.

[21] **Ohtake, H., Tanaka, K. , Wang, H. O. :** Fuzzy modeling via sector nonlinearity concept. IFSA World congress and international conference, Vol. 1, pp. 127-132, 25-28 July 2001.

[22] **Taniguchi, T., Tanaka, K. , Othake, H. ,Wang, H. O.:** Model construction, rule reduction, and robust compensation for generalized form of Takagi-Sugeno fuzzy systems. Transactions on Fuzzy Systems, Vol.9,No.4,pp. 525-537, 2001.

[23] **Bae, H.S., Kwou ,S., Jeung, E.T. :** Design of stabilizing controller for an inverted pendulum system using the T–S fuzzy model. J Control Automat Syst Eng ,Vol:8,No:11,pp:916–21,2002.

[24] **Tanaka, K., Ikeda, T. , Wang, H.O. :** Fuzzy regulators and fuzzy observers: relaxedstability conditions and LMI-based designs. IEEE Trans. Fuzzy Systems, Vol.6,No.2, pp. 250- 265,1998.

[25] **Hong, S.K. ,Nam, Y . :** Stable fuzzy control system design with pole-placement constraint: an LMI approach. Computers in Industry,Vol. 51,pp.1-11,2003.Références bibliographiques.

[26] **Chilali, M., Gahinet, P. :** H∞ Design with pole placement constraints: an LMI approach. Proceedings of the 33 rd Conference on Decision and Control, pp. 553-558, 1994.

[27] **Abbadi ,A., Boukhetala, D. ,Nezli, L. Kouzou, A. :** A nonlinear voltage controller using T-S fuzzy model for multimachine power systems. Proceedings of the 9 th annual IEEE] international multi-conference on systems,signals and devices, Chemnitz, Germany, p.1 8,2012.

[28] **Abbadi, A., Nezli, L. ,Boukhatala, D. :** Nonlinear Voltage Controller for power.

[29] **Wang, X.F. , Song, Y.H. Irving, M. :** Modern Power Systems Analysis. Springer
[27] Verlag, 2008. Sytems, 2ème CIMGLE'2012, Oran, November 19-21, 2012.

[30] **Ichalal ,Dalil :** Estimation et diagnostic de systèmes non linéaires d´écrits par un modèle de Takagi-Sugeno . Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine Spécialité Automatique, Traitement du Signal et des Images, Génie Informatique.

[31] **Lefebvre, S. :** Tuning of stabilizers in multimachine power systems. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 2, pp. 290-299, February 1983.

Annexe

Les points d'opération et l'emplacement des défauts considérés sont tels que:

- Le premier point d'opération : P_{m0}= 0.40 p.u., Vt_0 = 1.02 p.u., δ_0 = 21.8 ° ,λ = 0.02.
- Le second point d'opération : P_{m0}= 0.75 p.u., Vt_0 = 1.00 p.u., δ_0 = 40.8°, λ = 0.1.

Les paramètres de simulation sont telles que :

f_{10}= -0.877 ; f_{11} = -0.004 ; f_{20}= 0.034 ; f_{21} = 3.024 ; D = 5 pu ; H = 4 s ; Kc = 1 ;

Pm = 0.4 pu Vs = 1 pu ; ω_0 = 314.159 rad/s ; T'_{d0} = 6.9 s ; X'_d = 1.865 pu ; X_d = 0.657 pu ; X_T = 0.127 pu