PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Stabilisateur de réseaux électriques à base de logique floue
Auteur: Author:	Manuela Carmen Dobritoiu
Date:	2003
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Dobritoiu, M. C. (2003). Stabilisateur de réseaux électriques à base de logique floue [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/7030/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/7030/
Directeurs de recherche: Advisors:	Richard J. Marceau, & Innocent Kamwa
Programme: Program:	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

STABILISATEUR DE RÉSEAUX ÉLECTRIQUES À BASE DE LOGIQUE FLOUE

MANUELA CARMEN DOBRITOIU
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MARS 2003

Manuela Carmen Dobritoiu, 2003

National Library of Canada
Acquisitions and Bibliographic Services
395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale du Canada
Acquisitions et services bibliographiques
395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-81541-2

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

STABILISATEUR DE RÉSEAUX ÉLECTRIQUES À BASE DE LOGIQUE FLOUE

présenté par: DOBRITOIU Manuela Carmen
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. OLIVIER Guy, Ph.D., président

M. MARCEAU Richard, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. KAMWA Innocent, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. GRONDIN Robert, M.Sc.A., membre

À mon fils, OCTAVIAN

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé à l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec, dans l'unité Analyse et Gestion de Réseaux Électriques.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à **Monsieur Innocent Kamwa**, chercheur à l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec et Codirecteur de recherche, pour m'avoir encadré durant ma maîtrise. Je tiens à le remercier pour son aide et pour le temps qu'il m'a consacré.

Je remercie sincèrement **Monsieur Richard Marceau**, professeur à l'École Polytechnique de Montréal, pour avoir accepté d'être mon Directeur de recherche. Je le remercie également pour ses conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à **Madame Annissa Heniche**, chercheur à l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec, pour toute son aide, ses précieux conseils et ses remarques constructives.

Je remercie tout particulièrement **Monsieur Robert Grondin,** chercheur à l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec, pour m'avoir accueilli dans son groupe de travail et pour avoir accepté d'être membre de mon jury.

Je tiens à remercier les membres et le président du Jury qui m'ont fait l'honneur de s'intéresser à ce travail et qui ont accepté de juger ce mémoire et d'y apporter leur caution.

Finalement, je veux remercier le FCAR et Hydro-Québec pour la bourse d'études qu'ils m'ont accordée.

RÉSUMÉ

Les oscillations électromécaniques représentent un problème commun à tous les grands réseaux électriques. L'ajout de dispositifs de stabilisation est souvent le seul moyen pratique pour améliorer la stabilité de ces oscillations. Il va de soi que cette amélioration doit être obtenue sans limiter les conditions d'exploitation et sans renforcement coûteux du système de transport d'énergie électrique. Actuellement, le dispositif de stabilisation le plus efficace et le plus couramment utilisé est le stabilisateur de réseau électrique. Ce dernier contribue fortement à l'amélioration du fonctionnement des réseaux électriques.

Pour amortir les oscillations électromécaniques et améliorer les performances dynamiques du système, le stabilisateur de réseau génère un signal de stabilisation qui module l'entrée du système d'excitation. De nos jours, la plupart des stabilisateurs utilisés dans les réseaux électriques ont été obtenus en utilisant la théorie de la commande linéaire. Autrement dit, ces stabilisateurs ont été synthétisés en utilisant un modèle linéaire du système, ce qui implique que leurs paramètres ont été obtenus en utilisant un point de fonctionnement donné appelé point de conception.

Cependant, les réseaux électriques sont des systèmes non linéaires et leur comportement est de nature incertaine. En effet, la configuration du réseau est en état de changement continu à cause, entre autres, des changements topologiques qui engendrent des déplacements de points de fonctionnement. Comme les paramètres des stabilisateurs sont optimaux au point de conception, pour les autres points de fonctionnement il est fort probable que l'on observe une dégradation des performances du système en boucle fermée. Or, l'objectif principal des stabilisateurs est d'assurer la stabilité du système et des performances satisfaisantes pour toutes les conditions de fonctionnement possibles.

De nos jours, avec le développement des techniques numériques, il est possible de réaliser de nouveaux contrôleurs basés sur des techniques modernes de synthèse. En effet, des contrôleurs basés sur la commande optimale, la commande adaptative, les réseaux de neurones artificiels et la logique floue ont été développés.

Parmi ces méthodes, la logique floue est particulièrement attrayante car cette approche ne requiert pas un modèle du système à commander. Elle est donc adaptée lorsque le système à commander est complexe, non linéaire et difficile à modéliser. Cet outil puissant a été utilisé dans divers champs d'application incluant récemment les réseaux électriques.

Dans le cadre de ce travail, nous avons utilisé la logique floue pour synthétiser un stabilisateur de réseau afin d'améliorer le fonctionnement et la stabilité des réseaux électriques. Les résultats obtenus en simulation sont prometteurs. En effet, ils ont montré que la logique floue a permis d'obtenir un stabilisateur qui satisfait deux propriétés essentielles dans le domaine de la commande des systèmes : la stabilité robuste et la robustesse des performances. Il est important de souligner que dans ce cas, aucune technique liée à la commande robuste n'a été utilisée. Cela démontre le potentiel et l'efficacité de la logique floue dans le domaine de la commande des systèmes.

Ce document est organisé de la manière suivante:

Le chapitre 1 s'articule autour de la commande et de l'analyse des réseaux électriques. Après un rappel concernant la stabilité des réseaux électriques, les méthodes utilisées pour synthétiser des stabilisateurs sont décrites. Par la suite, les outils d'analyse modale qui ont été utilisés dans le cadre de ce travail sont présentés.

Le chapitre 2 est consacré à la synthèse du stabilisateur de réseau basé sur la logique floue (PSS FLOU). Après un rappel concernant les principales notions de la logique

floue, nous verrons comment cette technique a été appliquée pour concevoir le stabilisateur de réseau.

Dans le cadre de ce travail nous avons utilisé un modèle de réseau électrique appelé « réseau de Kundur », qui est composé de quatre machines et de deux régions. Pour mettre en évidence les résultats obtenus avec le stabilisateur à base de logique floue, ce dernier a été comparé avec deux stabilisateurs de référence. Le réseau test et les deux stabilisateurs de référence sont décrits dans le chapitre 3.

Dans le chapitre 4 les résultats obtenus sont présentés. On y retrouve les résultats de l'analyse modale du système en boucle ouverte et en boucle fermée ainsi que les résultats des simulations obtenus suite à divers types de contingences.

Pour finir ce document, une conclusion met en évidence les principaux résultats obtenus au cours de ce travail et les perspectives envisagées.

ABSTRACT

Frequency oscillations represent a common problem in large power systems. The addition of stabilization devices is often the only practical mean to improve the stability of these oscillations. It is obvious that this performance must be obtained without limitation in the operating conditions and without expensive power systems reinforcement. Presently, the most effective and often used stabilization device is the power system stabilizer (PSS). It strongly contributes to the improvement of the power systems dynamic performance.

A power system stabilizer can provide a supplementary control signal to an excitation system in order to damp the electromechanical oscillations of the associated generator and to improve its dynamic performance. Most power system stabilizers in use in electric power systems are derived from the classical linear control theory. This theory is based on a linear model of a fixed power system configuration. In other words, a fixed-parameters power system stabilizer, called a conventional PSS is optimum for one set of operating conditions and may not be such for another set of operating conditions.

However, power systems are nonlinear systems and their operation is of a stochastic nature. Indeed, the system configuration is dynamic, topological changes either due to switching actions in the short term or system enhancements in the long term. With the conventional fixed-parameters stabilizers, the gain and other parameters may not ideally suit the entire spectrum of operation. The main objective of PSS is to insure system stability and good performances for all operating conditions.

Nowadays, with the development in digital technology, it is possible to develop and implement new controllers based on modern and more sophisticated synthesis

techniques. Indeed, controllers based on optimal control, adaptive control, artificial neural networks and fuzzy logic are being developed.

Among these methods, fuzzy logic is particularly attractive because it does not require a mathematical system model to be controlled. It is, therefore, adapted when the system to be controlled is complex, nonlinear and difficult to model. This powerful tool was used in different fields of application including, recently, power systems.

In this work, fuzzy logic is used to synthesize a power system stabilizer in order to maintain the stability of the power system. The results obtained in simulations are promising. Indeed, it showed that the fuzzy logic based PSS satisfies two essential properties in the control system field: robust stability and robust performances. It is important to emphasize that in this study no robust control techniques were used. It demonstrates the potential and efficiency of fuzzy logic in the control system field.

This document is organized in the following way:

Chapter 1 articulates around the power system control and analysis. After a reminder concerning the power system stability, the methods used to synthesize a power system stabilizer are described. Furthermore, the modal analysis tool, used in this work, is presented.

Chapter 2 is dedicated to the synthesis of the fuzzy logic based power system stabilizer (PSS FLOU). After reminding fuzzy logic main notions, we shall see how this technique was applied to design this stabilizer.

In this work, a power system model called "Kundur network" was used. It consists of four synchronous machines and two areas. The fuzzy logic based power system

stabilizer was compared with two reference stabilizers in order to emphasize its good performance. The test system and both reference stabilizers are described in Chapter 3.

In Chapter 4, the results are presented. We find the results of the open and close loop system modal analysis as well as the simulations results obtained for different types of contingencies.

Finally, a conclusion highlights the main results obtained during this work and the estimated perspectives.

TABLE DE MATIÈRES

Page

REMERCIEMENTS v
RÉSUMÉ vi
ABSTRACT ix
TABLE DE MATIÈRES xii
LISTE DE TABLEAUX xvi
LISTE DE FIGURES xvii
LISTE DES ABRÉVIATIONS xxi

I. STABILISATION ET ANALYSE DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES 1
I.1 INTRODUCTION 1
I.2 STABILITÉ DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES INTERCONNECTÉS 4
I.2.1 ÉTUDE DE LA STABILITÉ EN PETIT SIGNAL 5
I.2.2 ÉTUDE DE LA STABILITÉ EN GRAND SIGNAL 7
I.3 STABILISATEUR DE RÉSEAU 9
I.4 TECHNIQUES DE SYNTHÈSE DE STABILISATEURS 10
I.5 ANALYSE MODALE 12
I.5.1 PROCÉDURE D'IDENTIFICATION 13
I.5.2 ANALYSE DES MODES: STABILITÉ, COMMANDABILITÉ ET OBSERVABILITÉ 16
I.5.3 EXEMPLE D'APPLICATION 20
I.6 CONCLUSION 22

II. STABILISATEUR À BASE DE LOGIQUE FLOUE 24
II.1 INTRODUCTION 24
II.2 NOTIONS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE 27

II.2.1 ENSEMBLE FLOU 27
II.2.2 VARIABLE LINGUISTIQUE 28
II.2.3 FONCTION D'APPARTENANCE 29
II.2.4 RÈGLE FLOUE 29
II.2.4.1 Proposition floue élémentaire 30
II.2.4.2 Opérateurs flous 31
II.2.5 SYSTÈME DE COMMANDE FLOU 34
II.2.5.1 La fuzzyfication 35
II.2.5.2 Système d'inférence flou 35
II.2.5.3 La défuzzyfication 39
II.3 LA SYNTHÈSE DE PSS FLOU 41
II.3.1 INTRODUCTION 41
II.3.2 LE CONTRÔLEUR FLOU 43
II.3.2.1 Étape 1: Définition des variables linguistiques 44
II.3.2.2 Étape 2: Définition des ensembles flous 45
II.3.2.3 Étape 3: Choix des fonctions d'appartenance 45
II.3.2.4 Étape 4: Élaboration des règles 48
II.3.2.5 Étape 5: Choix des méthodes d'inférence et de défuzzification 51
II.3.3 RÉGLAGE DES PARAMÈTRES DU PSS FLOU 51
II.3.3.1 Étape 1: Normalisation des signaux d'entrée 54
II.3.3.2 Étape 2- Ajustement des gains d'entrée KP et KD 55
II.3.3.3 Étape 3- Réglage de la branche PD 56
II.3.3.4 Étape 4- Réglage de la branche PI 58
II.3- CONCLUSION 62

III. RESEAU TEST 64
III.1 INTRODUCTION 64
III.2 DESCRIPTION DU RÉSEAU TEST 65
III.3 PARAMETRES DU RESEAU TEST 66

III.3.1 PARAMÈTRES DES GROUPES TURBO-ALTERNATEUR..... 66
III.3.1.1 Paramètres des alternateurs..... 66
III.3.1.2 Paramètres des systèmes d'excitation..... 68
III.3.1.3 Paramètres des régulateurs de vitesse..... 68
III.3.2 PARAMÈTRES DU RÉSEAU DE TRANSPORT..... 69
III.3.2.1 Paramètres des lignes..... 69
III.3.2.2 Données des transformateurs..... 70
III.3.3 MODÈLES DE CHARGE..... 70
III.4 ECOULEMENT DE PUISSANCE..... 71
III.5 DESCRIPTION DES STABILISATEURS DE RÉFÉRENCE..... 72
III.5.1 STABILISATEUR DE PUISSANCE MULTI-BANDES 73
III.5.2 STABILISATEUR DE RÉSEAU SILCO5..... 76
III.6 RÉPONSE EN FRÉQUENCE DES STABILISATEURS..... 78
III.7 CONCLUSION..... 80

IV. RÉSULTATS OBTENUS..... 81
IV.1 INTRODUCTION..... 81
IV.2 DESCRIPTION DES DIFFÉRENTES CONTINGENCES..... 82
IV.2.1 PERTURBATIONS DE TYPE PETIT SIGNAL..... 82
IV.2.2 CONTINGENCES DE TYPE GRAND SIGNAL..... 83
IV.2.3 AUTRES CONTINGENCES..... 83
IV.3 RÉSULTATS..... 83
IV.3.1 ANALYSE MODALE DU SYSTÈME EN BOUCLE OUVERTE..... 84
IV.3.1.1 Commandabilité et observabilité des modes du réseau K1L..... 86
IV.3.1.2 Commandabilité et observabilité des modes du réseau K2L..... 88
IV.3.2 ANALYSE MODALE DU SYSTÈME EN BOUCLE FERMÉE..... 89
IV.3.2.1 Analyse du réseau K1L..... 89
IV.3.2.2 Analyse du réseau K2L..... 91
IV.3.3 RÉSULTATS DE SIMULATION..... 92

IV.3.3.1 Contingences de faible amplitude..... 93
IV.3.3.2 Contingences de grande amplitude..... 99
IV.3.3.3 Autres contingences..... 105
IV.4 CONCLUSION..... 111

CONCLUSION GÉNÉRALE..... 113
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES..... 116
ANNEXE - LE MODÈLE MATLAB DU RÉSEAU TEST KUNDUR..... 119

LISTE DE TABLEAUX

Tableau 2.1: Table des règles 50
Tableau 3.1: Paramètres des alternateurs G1, G2, G3, G4 67
Tableau 3.2: Écoulement de puissance 72
Tableau 3.3: Paramètres du MB-PSS 76
Tableau 3.4: Paramètres du SILCO5 78
Tableau 4.1: Modes naturels du système en boucle ouverte 85
Tableau 4.2: Mode interzone en boucle ouverte et en boucle fermée (K1L) 90
Tableau 4.3: Mode local à la zone 1 en boucle ouverte et en boucle fermée (K1L) ... 90
Tableau 4.4: Mode local à la zone 2 en boucle ouverte et en boucle fermée (K1L) ... 91
Tableau 4.5: Mode interzone en boucle ouverte et en boucle fermée (K2L) 91
Tableau 4.6: Mode local à la zone 1 en boucle ouverte et en boucle fermée (K2L) ... 92
Tableau 4.7: Mode local à la zone 2 en boucle ouverte et en boucle fermée (K2L) ... 92

LISTE DE FIGURES

Figure 1.1: Schéma simplifié d'un alternateur connecté au réseau infini..... 5
Figure 1.2: Étude de stabilité petit signal..... 6
Figure 1.3: Étude de stabilité transitoire..... 8
Figure 1.4: Boucle de stabilisation..... 9
Figure 1.5: Circuit de stabilisation typique..... 9
Figure 1.6: Schéma du réseau test (Réseau de KUNDUR)..... 20
Figure 1.7: Exemple d'identification..... 21
Figure 1.8: Mesures d'observabilité et de commandabilité..... 21
Figure 2.1: Les principales formes de fonctions d'appartenance..... 29
Figure 2.2: Représentation d'une variable linguistique définie par {X; x; TX ={TP; P; L; TL}}..... 31
Figure 2.3: Opérateur ET -ZADEH..... 32
Figure 2.4: Opérateur OU –ZADEH..... 32
Figure 2.5: L'opérateur NON–ZADEH..... 33
Figure 2.6: Système de commande flou..... 34
Figure 2.7a: Inférence de type 1: PRODUIT (Larsen)..... 37
Figure 2.7b: Inférence de type 1: MINIMUM (Mamdani)..... 37
Figure 2.8a: Variables de sortie floues obtenues par la méthode d'inférence MIN.... 38
Figure 2.8b: Variable de sortie finale floue obtenue par l'agrégation MAX..... 39
Figure 2.9: Stratégies de défuzzification à partir de l'union de plusieurs sous-ensembles flous..... 39
Figure 2.10: Le PSS FLOU type PID..... 42
Figure 2.11a: Le PSS FLOU de type PD..... 42
Figure 2.11b: Le PSS FLOU de type PI..... 43
Figure 2.12: Contrôleur flou (CF)..... 44

Figure 2.13: Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée (Dw et Pa)..... 46
Figure 2.14: Les fonctions d'appartenance de la variable de sortie (Vs)..... 47
Figure 2.15: Le PSS FLOU..... 52
Figure 2.16a: Ajustement des gains d'entrée(Vt, Pe, θ)..... 55
Figure 2.16b: Ajustement des gains d'entrée(Dw, Pa, Vs)..... 56
Figure 2.17: Réglage de la branche PD..... 57
Figure 2.18a: Réglage de la branche PI (Rampe de puissance) (Vt, Pe, θ)..... 58
Figure 2.18b: Réglage de la branche PI (Rampe de puissance) (Dw, Pa, Vs)..... 59
Figure 2.19: Réglage de la branche PI (court-circuit)..... 60
Figure 2.20: Paramètres du PSS FLOU..... 61
Figure 2.21: Lieu de Bode du PSS FLOU..... 61
Figure 3.1: Schéma du réseau test (Réseau de KUNDUR)..... 65
Figure 3.2: Le modèle du circuit d'excitation (type 1)..... 68
Figure 3.3: Le modèle du régulateur de vitesse..... 69
Figure 3.4: Schéma du stabilisateur muti-bandes MB-PSS..... 73
Figure 3.5: Le modèle de stabilisateur SILCO5..... 77
Figure 3.6: Réponse en fréquence des trois stabilisateurs de réseaux..... 79
Figure 4.1: Commandabilité des modes du réseau K1L en boucle ouverte..... 86
Figure 4.2: Observabilité des modes du réseau K1L en boucle ouverte..... 87
Figure 4.3: Commandabilité des modes du réseau K2L en boucle ouverte..... 88
Figure 4.4: Observabilité des modes du réseau K2L en boucle ouverte..... 88
Figure 4.5: Créneau de 1% sur Vref _G1- Réseau K1L..... 94
Figure 4.6: Créneau de 1% sur Vref _G1 – Réseau K2L..... 95
Figure 4.7a: Créneau de1% sur Vref_G3 – Réseau K1L (Dw, Pa, Vs)..... 96
Figure 4.7b: Créneau de1% sur Vref_G3 – Réseau K1L (Vt, Pe, θ)..... 97
Figure 4.8: Créneau de 1% sur Vref_G3 – Réseau K2L..... 98
Figure 4.9a: Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions – K1L (Dw, Pa, Vs)..... 99

Figure 4.9b: Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions – K1L (Vt, Pe, θ)..... 100
Figure 4.10: Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions et perte d'une ligne - K2L..... 101
Figure 4.11a: Court-circuit triphasé proche de la machine G1- Réseau K1L(Dw, Pa, Vs)..... 102
Figure 4.11b: Court-circuit triphasé proche de la machine G1- Réseau K1L (Vt, Pe, θ)..... 103
Figure 4.12: Court-circuit triphasé proche de la machine G1-Réseau K2L..... 104
Figure 4.13a: Créneau sur Pref de 10% d'une largeur de 1 seconde à la machine G4 -K1L (Dw, Pa, Vs)..... 105
Figure 4.13b: Créneau sur Pref de 10% d'une largeur de 1 seconde à la machine G4 -K1L (Vt, Pe, θ)..... 106
Figure 4.14: Créneau sur Pref de 10% d'une largeur de 1 seconde à la machine G4-K2L..... 107
Figure 4.15: Rampe négative de 1p.u./minute, largeur de 6 secondes sur Pref_G1-K1L..... 108
Figure 4.16a: Rampe négative de 1p.u./minute, largeur de 6 secondes sur Pref_G1-K2L (Dw, Pa, Vs)..... 109
Figure 4.16b: Rampe négative de 1p.u./minute, largeur de 6 secondes sur Pref_G1-K2L (Vt, Pe, θ)..... 110
Figure A.1 : Le réseau test Kundur à deux régions..... 120
Figure A.2 : La région 1 du réseau Kundur..... 120
Figure A.3 : La région 2 du réseau Kundur..... 121
Figure A.4 : La machine 1: Turbine, excitatrice et stabilisateur..... 121
Figure A.5 : Les paramètres des turbines..... 122
Figure A.6 : Les paramètres des machines..... 122
Figure A.7 : Les paramètres de circuit d'excitation..... 123
Figure A.8 : Le circuit d'excitation..... 123

Figure A.9 : Le modèle du stabilisateur MBPSS..... 124
Figure A.10 : Les paramètres du MBPSS..... 125
Figure A.11 : Les paramètres du SILCO5..... 125
Figure A.12 : Le modèle du stabilisateur SILCO5..... 126
Figure A.13 : Le modèle du stabilisateur PSS FLOU..... 126
Figure A.14 : Le modèle du contrôleur flou (Fuzzy Logic Toolbox)..... 127
Figure A.15 : Les fonctions d'appartenance de l'entrée $\Delta\omega$ du contrôleur flou 127
Figure A.16 : Les fonctions d'appartenance de la sortie Vs du contrôleur flou..... 128
Figure A.17 : Les paramètres des transformateurs 128
Figure A.18 : Les paramètres de la ligne d'attache..... 129

LISTE DES ABRÉVIATIONS

CIGRÉ:	Comité International des Grands Réseaux Électriques à haute tension.
CF-PD:	Contrôleur flou avec action proportionnelle- dérivée.
CF-PI:	Contrôleur flou avec action proportionnelle- intégrale.
CF-PID:	Contrôleur flou avec action proportionnelle- intégrale-dérivée.
EPRI:	Electric Power Research Institute.
FACTS:	Flexible Alternating Current Transmission Systems.
H∞:	Commande H infini.
IEEE:	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IREQ:	Institut de recherche d'Hydro-Québec.
K1L:	Réseau Kundur à deux régions reliées par une ligne d'attache.
K2L:	Réseau Kundur à deux régions reliées par deux lignes d'attache.
LQ:	Commande Linéaire Quadratique
LQG:	Commande Linéaire Quadratique Gaussienne.
PSS:	Power System Stabilizer (stabilisateur de réseau).
PSS FLOU:	Stabilisateur de réseau à base de logique floue.
SCADA:	Supervisory Control And Data Acquisition.
Wash-out:	Filtre passe-haut.

CHAPITRE I.
STABILISATION ET ANALYSE DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES

I.1 INTRODUCTION

Les réseaux électriques sont constitués d'un nombre élevé de centrales électriques, de centres de consommation (charges) et de lignes. Ces dernières assurent la connexion entre les différents éléments et le transit de la puissance électrique produite par les alternateurs vers les consommateurs.

Les réseaux électriques sont des systèmes dynamiques complexes qui doivent, en tout temps, satisfaire les critères de fonctionnement suivants:

- l'énergie électrique produite doit satisfaire la demande qui varie continuellement,
- la production et le transport de l'énergie électrique doivent être réalisés à moindre coût, et ce, tout en respectant les normes environnementales,
- la fréquence et la tension doivent être maintenues constantes et
- l'exploitation des réseaux électriques doit être sécuritaire.

Pour réaliser ces critères, différents niveaux de commande sont nécessaires: la commande globale de la production, la commande locale des unités de production et la commande du réseau de transport.

La commande globale de la production: Elle a pour but, compte tenu des pertes, d'assurer un équilibre entre la production totale et la charge totale du réseau. Cet équilibre est nécessaire au maintien de la fréquence du réseau. Elle est basée sur l'utilisation de systèmes de type SCADA, qui servent à obtenir des informations sur

l'état du réseau. Dans le cas de la commande globale de la production, lors des contingences, l'opérateur humain élabore des stratégies de correction afin de ramener le réseau dans un état de fonctionnement stable.

La commande locale des unités de production: Elle comprend la commande de la turbine entraînant l'alternateur et la commande du système d'excitation de l'alternateur. La commande du système d'entraînement mécanique de l'alternateur consiste à régler la vitesse des générateurs et à contrôler des variables de l'approvisionnement énergétique comme la pression et la température de la turbine. Par contre, la commande du système d'excitation vise la régulation de tension des alternateurs.

La commande du réseau de transport: Elle vise à assurer le transport de la puissance demandée par les charges. En effet, avec l'augmentation de la demande en énergie électrique et compte tenu du fait que les limites de charge des lignes doivent être inférieures à leurs limites thermiques, l'usage de nouveaux équipements de contrôle de l'écoulement de puissance s'est avéré être nécessaire. Ces équipements, regroupés par l'EPRI sous le nom de FACTS, ont pour but d'une part, d'accroître la capacité de transit de puissance des réseaux de transport et d'autre part, de mieux contrôler l'écoulement de puissance dans les réseaux interconnectés.

Par ailleurs, tous les événements qui surviennent sur un réseau créent des modes d'oscillations électromécaniques entre les alternateurs. De plus, ceux-ci affectent le transit de puissance à cause des problèmes d'oscillations de puissance, de déphasage angulaire et de tension. Les modes d'oscillations ont une fréquence comprise entre 0,05 Hz et 4,0 Hz et peuvent être regroupés en trois catégories:

- *Les modes locaux,* qui se produisent entre deux groupes d'une même centrale (modes inter-machines) ou entre des centrales électriquement

très proches. La fréquence typique de ces oscillations est comprise entre 1,0 Hz et 4,0 Hz;

- *Les modes interzones,* qui se produisent entre deux groupes de centrales appartenant à deux régions différentes. La fréquence typique de ces oscillations est de 0,1 Hz à 1,0 Hz.

- *Le mode global* du réseau dont la fréquence est d'environ 0,05 Hz. Ce mode d'oscillation est propre aux réseaux isolés. Il est mis en évidence par des événements sévères ou par des pertes de production ou de charge et se traduit par des fortes variations de la fréquence du réseau.

Les oscillations électromécaniques affectent la stabilité et la fiabilité des réseaux électriques. En effet, elles peuvent être mal amorties, voire instables. Par conséquent, ces oscillations doivent être efficacement amorties pour d'une part, maintenir la stabilité du réseau et d'autre part, augmenter sa capacité de transit, sa robustesse et sa fiabilité. De nos jours, un des moyens employé pour améliorer l'amortissement des oscillations électromécaniques est l'utilisation des stabilisateurs de réseaux. Ces derniers sont obtenus en utilisant différentes techniques de synthèse. Les stabilisateurs permettent d'améliorer la stabilité des réseaux en injectant un signal de stabilité à l'entrée du régulateur de tension. Le signal de stabilité est obtenu en utilisant différents signaux de mesure tels que la vitesse de la machine, sa puissance électrique ou encore sa puissance d'accélération.

Ce chapitre concerne la commande et l'analyse des réseaux électriques. Après un rappel sur la stabilité des réseaux électriques, nous allons brièvement décrire les méthodes utilisées pour synthétiser des stabilisateurs. Par la suite, les outils d'analyse modale qui ont été utilisés dans le cadre de ce travail seront présentés.

I.2 STABILITÉ DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES INTERCONNECTÉS

La stabilité d'un réseau électrique se définit comme étant sa capacité d'opérer normalement en conditions normales de fonctionnement aussi bien qu'en présence de perturbations (Kundur,1994).

Un des problèmes de stabilité est le maintien du fonctionnement en synchronisme des alternateurs. Dans le cas des alternateurs, quelles que soient leurs amplitudes, les perturbations créeront un déséquilibre entre le couple électrique et le couple mécanique qui sera à l'origine de variations de vitesse pouvant entraîner des pertes de synchronisme. Par conséquent, ces couples ont pour rôle de maintenir les alternateurs en synchronisme. En effet, d'après l'équation fondamentale de la mécanique (Kundur,1994) on a :

$$T_m - T_e = 2 * H * \frac{d\omega}{dt} \qquad (1.1)$$

où T_m est le couple mécanique, T_e est le couple électrique, H est la constante d'inertie et ω est la vitesse de rotation de l'arbre. À l'équilibre, la vitesse ω est constante et égale à la fréquence du réseau. Dans ce cas, on observe une égalité entre les couples électrique et mécanique.

Par contre, lors des perturbations, l'équilibre entre le couple électrique et le couple mécanique est rompu. On observe alors des variations de vitesse qui peuvent entraîner des pertes de synchronisme.

Comme les perturbations peuvent avoir des amplitudes plus où moins importantes on distingue deux types de stabilité. En effet, lorsque les perturbations sont de faible amplitude on parle de stabilité petits mouvements. Par contre, il s'agit de stabilité grands

mouvements lorsque les perturbations sont de grande amplitude. On dit qu'un alternateur est *stable en petit signal* s'il revient au point de fonctionnement initial après avoir été soumis à une petite perturbation. Par ailleurs, un alternateur est *stable en grand signal* si partant d'un point de fonctionnement stable en petit signal, il revient à un point de fonctionnement stable en petit signal, après avoir été soumis à une perturbation de grande amplitude susceptible de provoquer des comportements non linéaires.

I.2.1 ÉTUDE DE LA STABILITÉ EN PETIT SIGNAL

Considérons le schéma simplifié, de la figure1.1, d'un alternateur connecté au réseau infini.

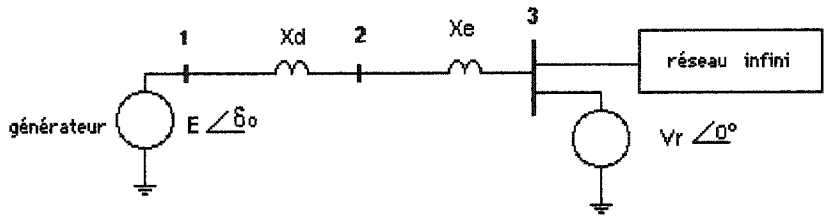


Figure 1.1: Schéma simplifié d'un alternateur connecté au réseau infini

L'alternateur est représenté par un générateur de force électromotrice E et de réactance synchrone X_d. X_e est la réactance externe liant l'alternateur au reste du réseau (X_e est composée de la réactance du transformateur élévateur de tension et de la réactance des lignes). On néglige les résistances de l'induit et des lignes. On suppose que E est constante. La puissance électrique fournie par l'alternateur au réseau est donnée par (Anderson, 1994) :

$$P = \frac{E \cdot V_r}{X_d + X_e} \sin \delta \qquad (1.2)$$

où l'angle total δ est le déphasage entre la force électromotrice E du rotor et la tension du réseau infini V_r. Le déphasage angulaire δ doit être maintenu inférieur à une certaine valeur afin d'assurer l'écoulement de puissance à travers le réseau de transmission et d'alimenter les charges du système (Kundur, 1994).

Compte tenu des hypothèses, la courbe P(δ) de la puissance en fonction de l'angle total est, comme le montre la figure 1.2, une sinusoïde. La puissance maximale transmissible P_{max} est obtenue pour δ=90 degrés. L'intersection de la courbe P(δ) avec la droite P_m (où P_m est la puissance mécanique transmise par la turbine) permet de mettre en évidence deux points d'équilibre P_1 et P_2. On montre qu'en absence de régulation le point d'équilibre naturellement stable est P_1 et le point d'équilibre naturellement instable est P_2.

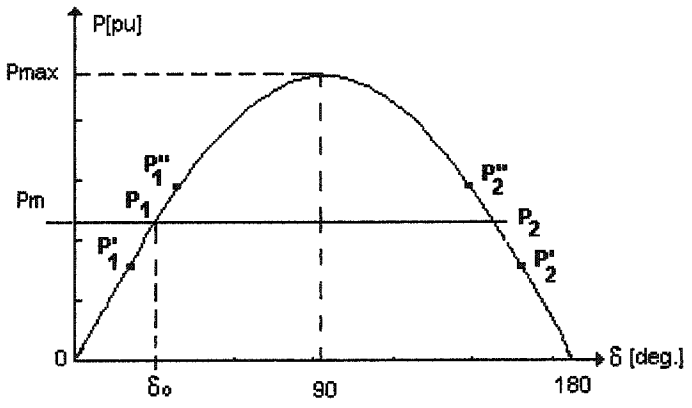


Figure 1.2: Étude de stabilité petit signal

Si une petite perturbation a lieu, deux situations peuvent apparaître :

1. La puissance électrique P augmente légèrement par rapport au point P_1 et est égale à P_1''. Dans ce cas, la puissance électrique devient plus grande

que la puissance mécanique et le couple résistant est supérieur au couple moteur. La machine freine et l'angle δ diminue.

2. La puissance électrique P devient plus petite que Pm et égale à P_1'. Dans ce cas, le couple moteur est supérieur au couple résistant, la machine accélère et l'angle δ augmente.

Dans les deux cas on observe qu'il y a des oscillations autour du point d'équilibre P_1 qui s'amortissent au bout d'un certain temps. Par conséquent, en l'absence de régulation et à excitation constante, l'alternateur connecté au réseau infini est un système qui possède des points d'équilibre naturellement stables correspondant à $\delta < 90$ degrés, ce qui représente la condition naturelle de stabilité en petit signal.

I.2.2 ÉTUDE DE LA STABILITÉ EN GRAND SIGNAL

Pour l'étude de la stabilité en grand signal, on considère des perturbations de fortes amplitudes pouvant exciter les non linéarités du système. Prenons le cas d'un court-circuit triphasé. Comme pour l'étude de la stabilité en petit signal, on considère pour l'alternateur le modèle à force électromotrice E constante.

Initialement, le système est, comme le montre la figure 1.3, à l'équilibre (point a). Dans ce cas, le réseau est dans la configuration avant défaut et l'angle de puissance est δ_0. Dès l'apparition du court-circuit, la puissance électrique s'annule (point b). Dans ce cas, la machine accélère et l'angle δ augmente. Tant que P est nulle la vitesse ω de la machine est plus grande que la pulsation ωr du réseau. À l'élimination du défaut (point c), la puissance électrique croit instantanément (point d).

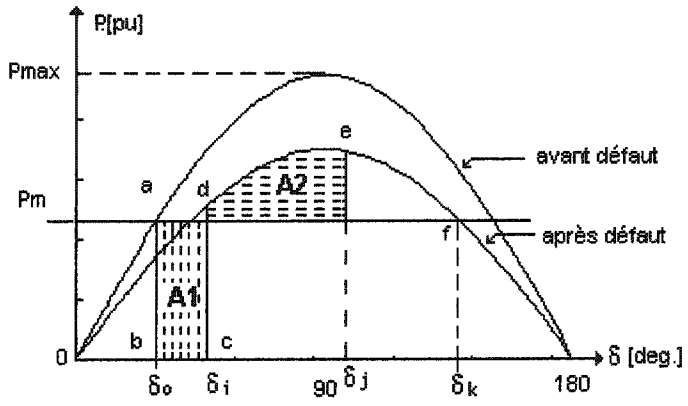


Figure 1.3: Étude de stabilité transitoire

Comme la puissance électrique est supérieure à la puissance mécanique, on observe une décélération de la machine. Cependant, tant que la vitesse ω est supérieure à la pulsation du réseau l'angle δ continue d'augmenter (on se dirige vers le point e). Deux cas peuvent alors se présenter:

- La vitesse diminue suffisamment pour qu'au point e on ait $\omega = \omega_r$. Dès cet instant, l'angle diminue et on observe des oscillations autour du nouveau point d'équilibre.
- La vitesse ne diminue pas suffisamment et quand l'angle atteint le point f on a toujours $\omega > \omega_r$. Dans ce cas, il y a une perte de synchronisme.

En d'autres termes, nous pouvons dire que le système est stable en grand signal si la surface d'accélération A1 est égale à la surface de décélération A2. Il y a instabilité, si l'aire A1 est plus grande que l'aire A2.

Remarque : Dans cette analyse, la puissance mécanique P_m est supposée constante, c'est à dire que la régulation de vitesse n'est pas prise en compte. En réalité, le régulateur de vitesse contribue à améliorer la stabilité grand signal en diminuant la puissance mécanique fournie par la turbine.

I.3 STABILISATEUR DE RÉSEAU

La fonction de base d'un stabilisateur consiste à accroître l'amortissement des différents modes d'oscillation d'une machine par la modulation de son excitation. Pour ce faire, comme le montre la figure 1.4, le stabilisateur doit injecter un signal de stabilité V_s à l'entrée du régulateur de tension.

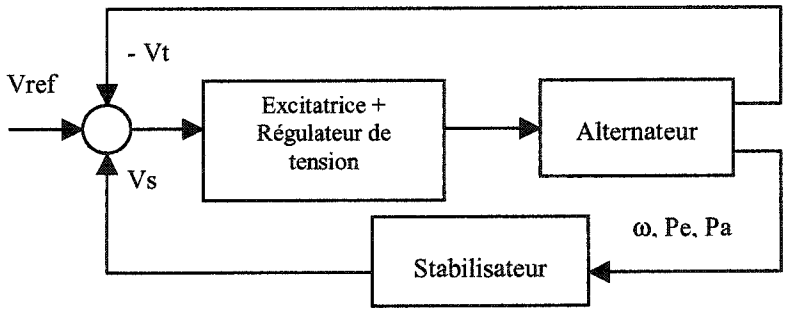


Figure 1.4: Boucle de stabilisation

De manière générale, le stabilisateur de réseau conventionnel peut être représenté par la figure suivante:

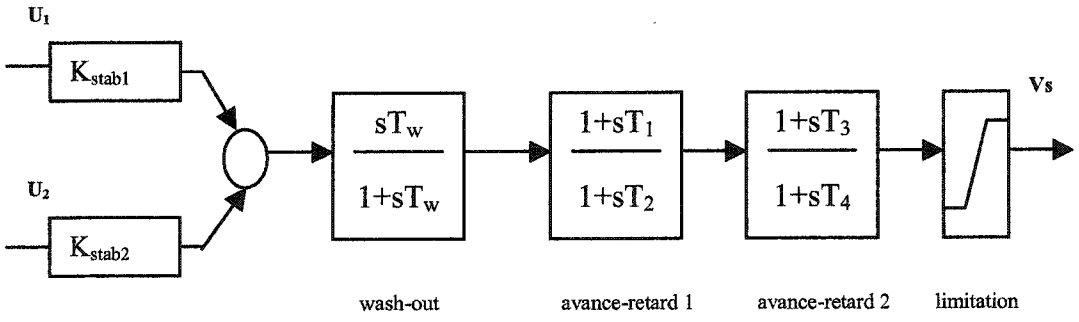


Figure 1.5: Circuit de stabilisation typique

La figure 1.5 montre que le stabilisateur conventionnel est composé de gains, d'un filtre passe-haut du premier ordre (wash-out), de deux filtres avance retard et d'un limiteur. Le « wash-out » permet principalement d'éliminer la composante continue présente dans les signaux d'entrée. Le réglage des gains et des constantes de temps T_1, T_2, T_3 et T_4 est effectué pour accroître l'amortissement du système en boucle fermée. Par ailleurs, comme le montre la figure 1.5, le signal de stabilité est obtenu à partir d'une ou plusieurs entrées. Ces dernières peuvent être : la variation de la vitesse $\Delta\omega$ de la machine, la variation de la puissance électrique ΔP_e de la machine, la variation de la fréquence Δf à la barre ou encore la variation de puissance d'accélération ΔP_a ($P_a=P_m-P_e$, ou P_m est la puissance mécanique). Il va de soi que les stabilisateurs résultants ont des caractéristiques qui dépendent des signaux d'entrée utilisés.

I.4 TECHNIQUES DE SYNTHÈSE DE STABILISATEURS

La théorie de la commande linéaire a été largement utilisée pour concevoir des stabilisateurs de réseau. Parmi les méthodes de synthèse qui ont été appliquées dans le passé pour synthétiser des stabilisateurs de puissance nous pouvons mentionner:

1- Le placement de pôles : Cette approche permet d'obtenir un stabilisateur qui assure qu'un pôle du système en boucle fermée sera stable et égal à p_o. L'inconvénient de cette approche est que dans ce cas la stabilité des autres pôles du système en boucle fermée n'est pas garantie (Yu, 1990). De plus, il est bien connu que cette méthode n'assure aucune forme de robustesse.

2-Commande optimale: Dans ce cas, le stabilisateur est obtenu par optimisation d'un critère de performance qui peut être par exemple de type H2 (LQ et LQG) (Urdaneta, 1991) ou H∞ (Klein, 1995). Bien que ces méthodes soient puissantes, elles présentent certains inconvénients lorsqu'il s'agit de les appliquer aux réseaux électriques. En effet,

dans le cas de la commande linéaire quadratique (LQ et LQG) la robustesse n'est pas garantie. Par contre, même si elles garantissent une certaine robustesse, les méthodes H∞ et μ-synthèse présentent l'inconvénient de produire des stabilisateurs d'ordre élevé. De plus, il est bien connu que ces méthodes ne sont pas facilement applicables à cause du choix des gabarits de robustesse et de performance.

3- L'optimisation de paramètres d'un contrôleur à structure imposée. Les structures considérées incluent les correcteurs PID (Abdelnour, 1991), les régulateurs avance-retard, les stabilisateurs conventionnels de puissance (Kundur,1999).

4- L'utilisation des contrôleurs intelligents basés sur la logique floue (Peiris, 1999) et les réseaux de neurones (Park, 1995).

Dans le cadre de cette étude, nous nous sommes intéressés au contrôle intelligent. En effet, un stabilisateur de réseau basé sur la logique floue a été synthétisé. Rappelons que ce dernier fait l'objet du chapitre suivant. Comparativement aux autres méthodes de synthèse, les principaux avantages de la commande par logique floue sont:

- La non-nécessité de la modélisation du système.
- La possibilité d'intégration du savoir de l'expert.
- La possibilité d'application à des systèmes à régler ayant un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'emploi possible pour des processus rapides.
- La disponibilité des systèmes de développement efficaces (soit des solutions logicielles, soit des solutions matérielles).

Dans tout problème de commande, il est nécessaire, pour bien commander le système, d'avoir une idée précise sur les modes à amortir. Une fois le stabilisateur obtenu, une analyse du système en boucle fermée permet une première évaluation de l'efficacité du dispositif de stabilisation.

Par conséquent, tel que mentionné dans l'introduction nous allons dans le paragraphe suivant présenter l'outil d'analyse modale utilisé dans le cadre de ce travail. Ce dernier a été utilisé pour analyser le système en boucle ouverte et en boucle fermée. Il permet d'une part d'identifier les modes à amortir et d'évaluer leur commandabilité et leur observabilité et d'autre part de montrer l'impact du stabilisateur sur l'amortissement de ces modes.

I.5 ANALYSE MODALE

Les techniques d'analyse modale, qui reposent sur un modèle linéarisé du réseau électrique, sont très utiles pour étudier et analyser les oscillations électromécaniques. C'est un outil d'analyse qui vise à quantifier les modes naturels caractérisant la stabilité petit signal des grands réseaux et à concevoir des mesures de correction basées sur une commande améliorée de l'équipement existant ou sur l'ajout d'équipement de renfort.

L'analyse modale *par calcul direct des valeurs propres* du système entier est une méthode d'évaluation de la stabilité du réseau à des faibles perturbations. Cette approche fournit les différents modes résonnants avec leur coefficient d'amortissement, ce qui permet de quantifier la sévérité du problème, de déterminer les machines et les corridors qui y participent et finalement, d'adopter des stratégies de correction.

Une autre technique est l'analyse modale *par expérimentation*. L'utilité de cette analyse consiste dans l'évaluation quantitative de la stabilité petit signal ainsi que l'identification du modèle d'état d'ordre réduit du système, pour des fins d'analyse et de dimensionnement des contrôleurs d'amortissement. Dans le cadre de ce travail, l'outil d'analyse modale par expérimentation développé à l'IREQ a été utilisé (Kamwa, 1993; Heniche, 2001). Ce dernier permet d'une part d'obtenir la représentation d'état du

système et d'autre part d'évaluer la stabilité, l'amortissement, la commandabilité et l'observabilité des principaux modes du système. Nous allons dans ce qui suit décrire les principales fonctions du logiciel d'analyse modale.

I.5.1 PROCÉDURE D'IDENTIFICATION

L'objectif de l'algorithme d'identification (Kamwa, 1993) est de déterminer la représentation d'état du système :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{1.3}$$

$A \in R^{n \times n}, B \in R^{n \times m}, C \in R^{l \times n}$. La réponse impulsionnelle du système Y est égale à la mesure : $y_m = [y_m(0), y_m(T), y_m(2T), \ldots, y_m(kT)]$.

Dans la relation (1.3) :

- x est le vecteur des variables d'état : $x=[x_1\ x_2\ \ldots\ x_n]^T$
- A est la matrice d'état du système, B est la matrice de commande et C est la matrice d'observation.
- T est la période d'échantillonnage et y_m représente la variable de sortie mesurée.

Les vecteurs d'entrée $u_k \in R^{m \times 1}$ et de sortie $y_j \in R^{l \times 1}$ sont mesurés.

Les modes λ_i présents dans les signaux mesurés sont les modes de la matrice d'état A.

L'algorithme d'identification est basé sur la construction de deux matrices H_1 et H_2, dites de Hankel. Les éléments h_{ij} de ces matrices sont les mesures organisées selon les paramètres d'identification choisis. Pour un vecteur de paramètres donné, les matrices H_1 et H_2 se construisent de manière similaire. La différence entre les deux est le décalage

d'un rang de l'une par rapport à l'autre : si pour le calcul de H_1, le premier échantillon utilisé est $y_m(0)$, alors pour la matrice H_2 le premier échantillon utilisé sera $y_m(T)$.

1. Paramètres d'identification

Les paramètres d'identification sont :

y_m	signal de mesure.
T	période d'échantillonnage.
ND	dimension du système (A,B,C) identifié.
NR	dimension des matrices de Hankel H_k.
NI et NJ	paramètres de répartition des matrices de Hankel. Ils permettent d'agir sur le rang des échantillons qui vont être utilisés dans la procédure d'identification.

2. Construction des matrices de Hankel H_1 et H_2

Notations : $y_m = [y_m(0), y_m(T), y_m(2T), \ldots, y_m(nT)] = [y(1), y(2), y(3), \ldots, y(n+1)]$

$k = 1$ ou 2

Avec les notations ci-dessus, les matrices de Hankel H_1 et H_2 sont obtenues comme suit :

$$H_k = \begin{bmatrix} y(k) & y(k+NI) & y(k+2NI) & \ldots & y(k+(NR-1)NI) \\ y(k+NJ) & y(k+NI+NJ) & y(k+2NI+NJ) & \ldots & y(k+(NR-1)NI+NJ) \\ y(k+2NJ) & y(k+NI+2NJ) & y(k+2NI+2NJ) & \ldots & y(k+(NR-1)NI+2NJ) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ y(k+(NR-1)NJ) & y(k+NI+(NR-1)NJ) & y(k+2NI+(NR-1)NJ) & \ldots & y(k+(NR-1)(NI+NJ)) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

On constate que :

- Les matrices H_k dépendent des paramètres T, NR, NI et NJ.

- Pour une valeur de NR, les paramètres NI et NJ permettent d'augmenter la largeur de la fenêtre d'observation égale à NR(NI+NJ).
- Si NI = NJ les matrices H_1 et H_2 sont symétriques.
- Si NI = NJ = 1, on utilise des données contiguës.
- Les paramètres NR, NI et NJ doivent être choisis tels que : $(NR-1)(NI+NJ) \leq n-1$

*3. Calcul des matrices d'état **F**, de commande **G** et d'observation **H** du système discret*

La représentation d'état du système discret est :

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Fx_k + Gu_k \\ y_k &= Hx_k \end{aligned} \tag{1.5}$$

Le calcul des matrices F,G et H du système discret se fait en utilisant les matrices H_1 et H_2 de la manière suivante :

a. Décomposition en valeurs singulières de la matrice H_1 : $H_1 = USV^T$. U et V sont respectivement les vecteurs singuliers gauche et droit. S est la matrice des valeurs singulières.
b. Extraction des ND valeurs singulières et des ND vecteurs singuliers droits et gauches associés.
c. Détermination des matrices F,G et H du système discret:

$$\begin{aligned} G &= S_{ND}^{1/2} V_{ND}^T \\ H &= U_{ND} S_{ND}^{1/2} \\ F &= S_{ND}^{-1/2} U_{ND}^T H_2 V_{ND} S_{ND}^{-1/2} \end{aligned} \tag{1.6}$$

4. Calcul des matrices d'état A, de commande B et d'observation C du système continu

Une fois les matrices F, G et H calculées, le système continu (A,B,C) est obtenu en utilisant la commande d2c (transformation de discret à continu) de Matlab.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{1.7}$$

Nous avons jusqu'à présent décrit les principes de l'algorithme qui va être utilisé pour identifier les modes d'oscillations électromécaniques. Dans ce qui suit, nous allons présenter les outils qui vont permettre d'analyser la stabilité, la commandabilité et l'observabilité de ces modes.

I.5.2 ANALYSE DES MODES: STABILITÉ, COMMANDABILITÉ ET OBSERVABILITÉ

Une fois le système multivariable (A,B,C) identifié, les valeurs propres du système peuvent être calculées. Le spectre de A consiste en « n » valeurs propres supposées distinctes.

$$\text{Spectre (A)} = (\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n) \tag{1.8}$$

Les valeurs propres de A sont associées aux vecteurs propres droits :

$$E = [e_1, e_2, \ldots, e_n] = [e_i]$$

La matrice E des vecteurs propres droits est une matrice carrée de dimension n x n.

Par ailleurs, sachant que le spectre de la matrice A^T est le même que celui de A, on a donc:

$$\text{Spectre } (A^T) = (\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n) \tag{1.9}$$

Par contre le spectre de A^T est associé aux vecteurs propres gauches :

$$F = [f_1, f_2, \ldots, f_n] = [f_i]$$

La matrice F des vecteurs propres gauches est une matrice carrée de dimension n x n.

Les vecteurs e_i et f_i vérifient les relations :

$$A \cdot e_i = \lambda_i \cdot e_i, \quad f_i^H \cdot A = \lambda_i \cdot f_i^H \tag{1.10}$$

λ_i représentent les valeurs propres de A. Ces valeurs propres peuvent être réelles ou complexes conjuguées. f_i^H désigne le vecteur transposé conjugué de f_i. Cette notation plus générale que f_i^T, est utilisée afin de tenir compte des valeurs propres complexes.

La partie réelle de la valeur propre λ_i détermine la stabilité d'un mode d'oscillation naturel ($z_j = K_j \cdot e^{\lambda_j \cdot t}$). Si une valeur propre a la partie réelle positive ou nulle le système est instable. La stabilité d'un mode est mesurée au moyen d'un facteur appelé taux d'amortissement ζ. Pour une valeur propre complexe $\lambda = \sigma \pm j \cdot \omega$, $\zeta = -\frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega^2}}$.

Les matrices E et F sont des bases de l'espace n x n, appelées respectivement base directe et base réciproque. Les vecteurs e_i et f_i sont orthogonaux les uns par rapport aux autres et peuvent être normalisés de telle sorte que : $f_i^H e_j = 1$. Par conséquent, sans perte de généralité nous avons :

$$f_i^H e_j = \begin{cases} 0, & \text{si} \quad i \neq j \\ 1, & \text{si} \quad i = j \end{cases} \tag{1.11}$$

Compte tenu de la relation de bi-orthogonalité entre les vecteurs e_i et f_j les matrices E et F vérifient :

$$E \cdot F^H = F \cdot E^H = I_n \tag{1.12}$$

soit

$$E^{-1} = F^H \text{ et } F^{-1} = E^H.$$

La matrice de transfert du système linéaire (1.7) comprenant 1 sortie et m entrées est la suivante :

$$\Phi(s) = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B = \sum_{i=1}^{n} \frac{R_i}{s - \lambda_i} \tag{1.13}$$

$\mathbf{R_i}$ de dimension 1 x m est la matrice des résidus du système réel associés au mode λ_i. Elle se calcule de la manière suivante :

$$R_i = C \cdot e_i \cdot f_i^H B \tag{1.14}$$

La relation 1.14 montre que la matrice des résidus associée aux modes λ_i est facile à déterminer une fois l'analyse modale complétée : elle est uniquement fonction des vecteurs propres droits (e_i) et gauches (f_i) et des matrices B et C.

Notations :

$$B=[b_1\ b_2\ \dots\ b_m]$$

$$C = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \dots \\ c_l \end{bmatrix}$$

$-\theta(f_i,b_j)$, l'angle géométrique entre le vecteur d'entrée j et le vecteur propre gauche associé à λ_i,

$-\theta(e_i,c_k^T)$, l'angle géométrique entre le vecteur de sortie k et le vecteur propre droit associé à λ_i.

Étant donné la relation étroite entre commandabilité (respectivement observabilité) et orthogonalité des vecteurs f_i et b_j (respectivement e_i et c_k), on peut caractériser la commandabilité du mode λ_i de l'entrée j (respectivement l'observabilité de la sortie k) en utilisant le cosinus de l'angle entre ces vecteurs. Plus le cosinus est proche de zéro,

plus les vecteurs correspondants sont proches de l'orthogonalité, et le mode λ_i de la non commandabilité (respectivement non observabilité). Par contre, plus le cosinus est proche de un, plus le mode λ_i est commandable de l'entrée j (respectivement observable de la sortie k). De façon plus précise, basées sur le test de Popov-Belevitch-Hautus les mesures géométriques de commandabilité et d'observabilité se définissent comme suit (Kamwa,1993).

1-Mesure de commandabilité

Le mode λ_i est commandable à partir de l'entrée j si et seulement si la mesure suivante est non-nulle :

$$m_{ci}(j) = \cos(\theta(f_i, b_j)) = \frac{\left|b_j^T \cdot f_i\right|}{\left\|f_i\right\| \cdot \left\|b_j\right\|} \tag{1.15}$$

2-Mesure d'observabilité

Le mode λi est observable à partir de la sortie k si et seulement si la mesure suivante est non-nulle :

$$m_{oi}(j) = \cos(\theta(c_k^T, e_i)) = \frac{\left|c_k \cdot e_i\right|}{\left\|e_i\right\| \cdot \left\|c_k\right\|} \tag{1.16}$$

Notons que la formulation géométrique présente l'avantage de fournir des mesures adimensionnelles, qui ne dépendent pas de l'échelle relative des variables d'état, ni même du fait qu'elle soit physique ou non. Elles sont donc tout à fait adaptées pour des problèmes d'analyse concernant les réseaux électriques.

I.5.3 EXEMPLE D'APPLICATION

Nous allons dans ce qui suit appliquer le logiciel d'analyse modale au réseau suivant :

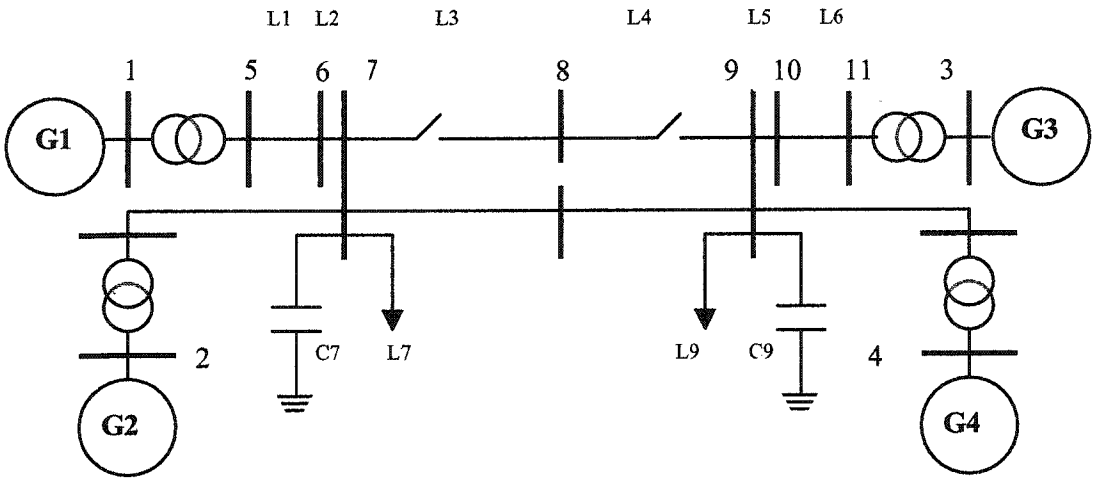


Figure 1.6: Schéma du réseau test (Réseau de KUNDUR)

Pour identifier le système (A,B,C), un créneau sur la tension de référence de la machine G1 de 1% et d'une largeur de 0,2 seconde a été appliqué.

Les paramètres d'identification choisis sont: T=4 points par cycle, ND=12, NR=250, NI=NJ=1.

La figure 1.7 compare la vitesse de la machine G1 du système réel à celle du modèle identifié. Les résultats montrent ce que la vitesse de la machine G1 du système identifié coïncide avec celle du réseau non-linéaire.

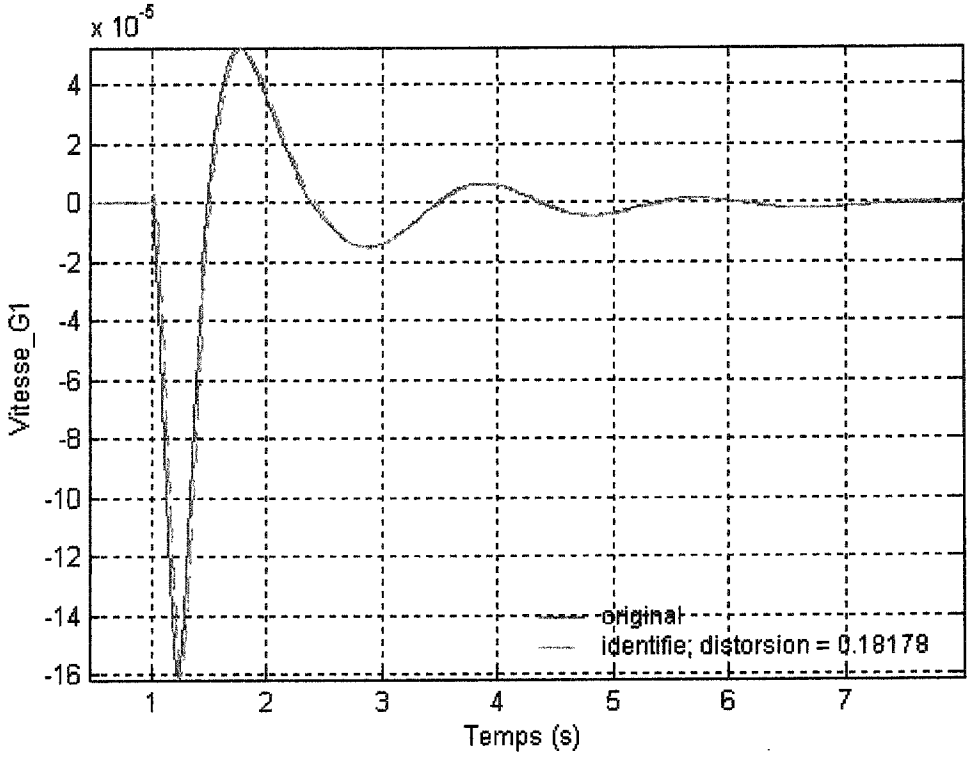


Figure 1.7: Exemple d'identification

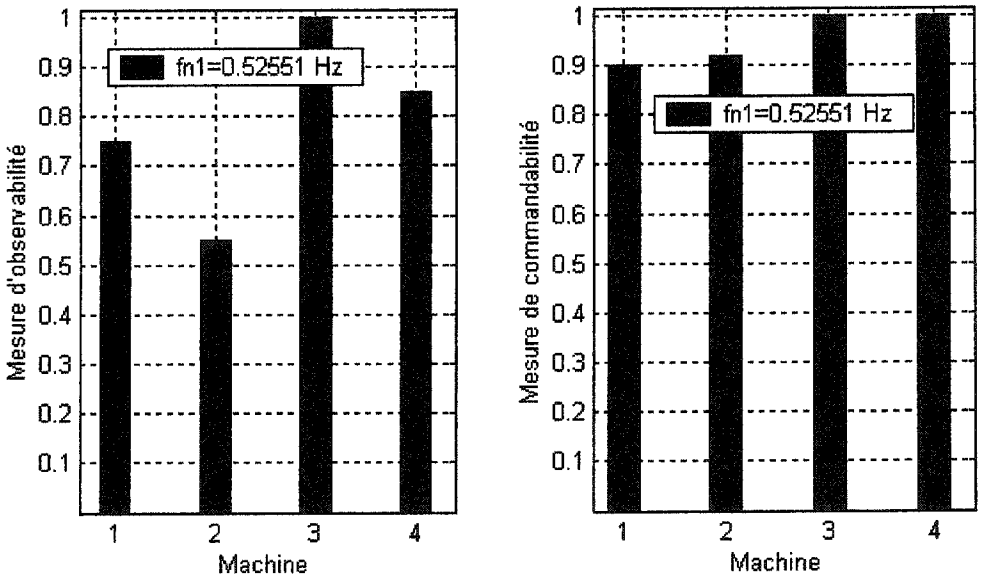


Figure 1.8: Mesures d'observabilité et de commandabilité

La figure 1.8 représente les mesures d'observabilité et de commandabilité du système identifié. L'axe des abscisses représente respectivement les sorties et les entrées des quatre machines du réseau. L'axe des ordonnées représente les mesures d'observabilité et de commandabilité.

Pour chaque mode d'oscillation identifié avec cette analyse nous observons de quelle machine ce mode est commandable et de quelle machine il est observable.

Dans l'exemple ci-dessus, considérons un des modes identifiés à savoir le mode d'oscillation de fréquence 0,52 Hz. La figure 1.8 montre que la meilleure machine pour observer et commander ce mode est la machine G3.

I.6 CONCLUSION

De nos jours, la commande linéaire est largement utilisée pour synthétiser des stabilisateurs de réseau. Ces derniers sont obtenus en utilisant un modèle linéarisé du système autour d'un point de fonctionnement donné. Autrement dit, les paramètres des stabilisateurs sont optimaux pour le point de fonctionnement correspondant au modèle de synthèse. Or, il est bien connu que les réseaux électriques sont des systèmes incertains dans le sens où ils sont en état de changement continu à cause des perturbations, de la demande en énergie et de leur expansion. Par conséquent, si les paramètres des stabilisateurs sont optimaux pour certaines conditions de fonctionnement ils ne le sont pas pour d'autres conditions de fonctionnement et dans ce cas des problèmes de stabilité peuvent apparaître.

Pour palier ces inconvénients, la méthode de synthèse qui a été retenue dans le cadre de ce travail est la commande par logique floue. En effet, l'application de la logique floue présente une alternative intéressante par rapport aux techniques conventionnelles

actuelles. Cela a été confirmé non seulement par des travaux de recherche sur le plan théorique, mais aussi par un fort développement dans beaucoup de domaines d'application. Rappelons que la commande par logique floue est intéressante car elle peut être appliquée lorsqu'un objectif de contrôle bien défini ne peut pas être spécifié ou encore lorsque le système à contrôler est complexe. C'est une technique de commande qui ne requiert pas un modèle du système à commander et qui est basée sur les connaissances de l'expert. Elle permet donc de commander des systèmes complexes ayant un comportement fortement non linéaires.

Nous allons dans le chapitre suivant montrer comment un stabilisateur de réseau électrique à base de logique floue a été obtenu.

CHAPITRE II.
STABILISATEUR À BASE DE LOGIQUE FLOUE

II.1 INTRODUCTION

La logique floue introduite par ZADEH (1965) est particulièrement attirante en raison de sa capacité à produire un raisonnement sur des termes proches du langage courant et à manipuler des informations souffrant d'imprécisions et/ou d'incertitudes. C'est une alternative très intéressante pour résoudre des problèmes complexes, mal définis et pour lesquels la rigueur et la précision des outils mathématiques conventionnels ne sont pas vérifiées, voire nécessaires.

Bien que dans l'esprit de tout le monde le mot « flou » soit de connotation négative, en réalité il n'en est rien. Dans le monde universitaire et technologique, le mot « flou » est un terme technique représentant l'ambiguïté ou le caractère vague de l'intuition humaine plutôt que la probabilité.

Une des principales applications de la logique floue est la commande de procédés. L'intérêt suscité par ce nouveau type de contrôle ne cesse de croître, et ce dans des domaines très variés. Les raisons en sont principalement une grande souplesse et une relative facilité de conception.

Pour synthétiser un contrôleur standard un modèle du système à commander est toujours requis. Le modèle de conception doit être le plus précis afin de représenter au mieux la réalité physique. Par contre, pour synthétiser un contrôleur flou il n'est pas nécessaire d'avoir un modèle du système à commander. Dans ce cas, les décisions sont prises sans avoir recours au modèle analytique. Compte tenu de ces considérations, nous pouvons

dire que la commande par logique floue est particulièrement adaptée lorsqu'il n'est pas possible d'avoir un modèle mathématique du système (Buhler, 1994).

Les contrôleurs flous sont basés sur des règles linguistiques de type Si ... Alors ...Ces dernières découlent de la connaissance d'experts. Elles permettent donc d'atteindre un niveau de performance comparable à celui obtenu par un opérateur expérimenté (Mamdani, 1975). Par ailleurs, comme les règles sont exprimées en utilisant le langage de tous les jours, les opérateurs peuvent facilement interpréter les effets de chaque règle et par conséquent analyser clairement le comportement du système en boucle fermée.

Dans le passé, plusieurs types de contrôleurs basés sur la logique floue ont été synthétisés. Parmi eux on retrouve le contrôleur flou avec actions proportionnelle-dérivée (CF-PD), le contrôleur flou avec actions proportionnelle-intégrale (CF-PI) et le contrôleur flou avec actions proportionnelle – intégrale - dérivée (CF-PID) (Li, 1995). Bien qu'il assure une erreur nulle en régime permanent (basses fréquences), le CF-PI présente de mauvaises performances en régime transitoire (hautes fréquences). En effet, pour accélérer la réponse du système en boucle fermée, il faut que l'action intégrale soit importante. Dans ce cas, on observe en régime transitoire des dépassements importants, particulièrement lorsque le système à commander est d'ordre élevé. Avec le CF-PD l'effet inverse est observé. Autrement dit, ce dernier présente de bonnes performances en régime transitoire. Par contre, il ne permet pas d'annuler l'erreur en régime permanent.

Par conséquent, pour obtenir de bonnes performances dans les hautes et les basses fréquences, différentes approches ont été proposées dans la littérature. La première consiste à synthétiser un contrôleur flou conventionnel de type PID. Pour cela trois variables d'entrées sont nécessaires (Abdelnour, 1991). Dans ce cas, le processus de calcul est considérablement ralenti car la base de règles devient beaucoup plus grande (n^3 au lieu de n^2).

Une autre approche proposée dans la littérature consiste à améliorer les performances du CF-PI (Lee, 1993). L'inconvénient de cette méthode est que, dans ce cas, la synthèse du contrôleur flou est bien plus difficile car pour atteindre le niveau de performances désiré une nouvelle base de règles est nécessaire. Cette dernière doit permettre d'une part d'annuler l'erreur en régime permanent et d'autre part d'accélérer la réponse du système en boucle fermée et ce, sans engendrer de dépassements pendant le régime transitoire. Notons aussi que cette approche est très difficile à réaliser pratiquement.

Pour palier les inconvénients de ces deux approches, une autre méthode a été proposée par Li (1995). L'idée de base consiste à combiner les contrôleurs flous CF-PI et CF-PD pour obtenir un contrôleur flou de type PID (CF-PID) qui assure de bonnes performances aussi bien dans les hautes que dans les basses fréquences. Cette approche est intéressante car la structure de base du contrôleur flou est sensiblement la même que celle des CF-PI et CF-PD. Autrement dit, le contrôleur flou (CF-PID) résultant utilise toujours deux entrées. Par conséquent, sa base de règles contient le même nombre de règles que celle des CF-PI et CF-PD.

Dans le cadre de ce travail, cette méthode a été appliquée pour synthétiser un stabilisateur de réseau (PSS). L'objectif est d'obtenir un stabilisateur robuste, qui d'une part, est capable d'amortir correctement les oscillations des réseaux électriques et d'autre part, présente des performances satisfaisantes en présence de différents types de perturbations.

Ce chapitre concerne la synthèse du stabilisateur basé sur la logique floue. La première partie est consacrée à des rappels sur la logique floue. La seconde partie décrit comment le stabilisateur de réseau « PSS FLOU » a été synthétisé.

II.2 NOTIONS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

Compte tenu du fait que le contrôle par logique floue n'utilise qu'une partie de toutes les notions de logique floue existantes, seuls les concepts utilisés dans le cadre de ce travail seront énoncés. Pour plus de détails le lecteur pourra consulter (Lee,1990 ; Lin, 1996).

II.2.1 ENSEMBLE FLOU

Dans la théorie classique, tout sous-ensemble **A** d'un univers **S** peut être défini par une fonction caractéristique binaire, associant la valeur **1** aux éléments de **S** appartenant à **A** et la valeur **0** à tous les autres. Ainsi, en théorie ensembliste classique, la fonction d'appartenance $\mathbf{I_A}$ associée au sous-ensemble **A** est définie par :

$$I_A : S \rightarrow \{0,1\}$$
$$I_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si} \quad x \in A \\ 0 & \text{si} \quad x \notin A \end{cases} \qquad (2.1)$$

Autrement dit, dans la théorie classique des ensembles, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble.

Par contre, la logique floue est une logique multivaluée basée sur la notion **d'ensemble flou**. Dans ce cas, un sous-ensemble flou[1] **A** est défini par une fonction d'appartenance qui associe à tout élément **x** de **S** un nombre réel $\mu_A(x)$, compris dans l'intervalle [0,1]. $\mu_A(x)$ est appelé degré d'appartenance de l'élément **x** au sous-ensemble flou **A**.

1. Nous emploierons indifféremment les termes ensemble flou et sous-ensemble flou.

$$\begin{aligned} &\mu_A : S \rightarrow [0,1] \\ &\mu_A(x) = 0 \Rightarrow x \notin A \\ &\mu_A(x) \neq 0 \Rightarrow x \in A \end{aligned} \qquad (2.2)$$

Autrement dit, un élément peut appartenir à un sous-ensemble flou de manière graduelle, ce qui rompt avec le tout ou rien de la théorie classique des ensembles.

II.2.2 VARIABLE LINGUISTIQUE

Une variable linguistique peut être définie comme l'association d'une variable classique **X** et de plusieurs sous-ensembles flous caractérisant les valeurs possibles. La variable **X** est définie par des termes linguistiques. Si **X** est par exemple *la distance des obstacles détectés par un capteur*, alors en termes linguistiques les valeurs possibles de **X** peuvent être très proche, proche, loin ou très loin. Par conséquent, les sous-ensembles flous caractérisant ces valeurs sont : pour très proche le sous-ensemble **TP**, pour proche le sous-ensemble **P**, pour loin le sous-ensemble **L** et pour très loin le sous-ensemble **TL**. En d'autres termes, cela signifie que si par exemple **X** appartient au sous-ensemble flou **TP** alors la distance des obstacles détectés par le capteur est très proche.

Dans le cas de cet exemple la variable linguistique **X** est définie par:

$$\{X; x; T_X = \{TP; P; L; TL\}\}$$

Où:

X est la variable linguistique, soit la distance des obstacles détectés par un capteur.

x est la valeur de **X**.

T_x est l'ensemble des sous-ensembles flous auxquels **X** peut appartenir.

II.2.3 FONCTION D'APPARTENANCE

Chaque sous-ensemble flou est représenté par sa fonction d'appartenance. En général, la forme de la fonction d'appartenance dépend de l'application et peut être, comme le montre la figure 2.1, une forme triangulaire, trapézoïdale, Gaussienne ou une forme définie par l'expert (Buhler, 1994). Si l'on se réfère à l'exemple précédent, cela signifie que les fonctions d'appartenance caractérisant les sous-ensembles TP, P, L et TL peuvent être choisies selon une de ces formes.

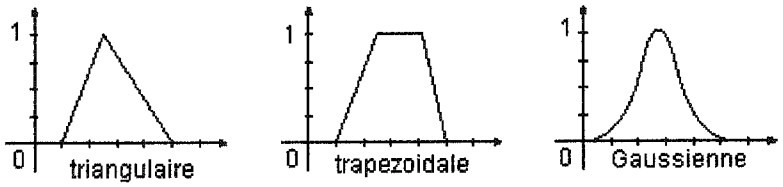


Figure 2.1: Les principales formes de fonctions d'appartenance

II.2.4 RÈGLE FLOUE

D'une manière générale une règle floue s'énonce de la manière suivante :

Prémisse **implique** conclusion.

La prémisse et la conclusion sont constituées d'une ou plusieurs conditions appelées **propositions floues élémentaires**. Ces dernières sont reliées par divers **opérateurs**. À partir de ces généralités, il est alors possible de définir une règle floue de manière plus précise, comme le montre la relation suivante :

Pfe_p1 **Op1** *Pfe_p2* **Op2** *...Pfe_pn* **OP_implique** *Pfe_c* (2.3)

-*Pfe_pi* (i=1,n) et *Pfe_c* sont des propositions floues élémentaires associées respectivement à la prémisse et à la conclusion.
-Op_i (i=1,n) sont des opérateurs flous.
-OP_implique est l'implication floue.

Notons qu'une règle ne peut être activée que lorsque la valeur de vérité de la proposition floue constituant sa prémisse est non nulle (Buhler,1994).

II.2.4.1 Proposition floue élémentaire

On appelle **proposition floue élémentaire** une proposition du type **X** est **A**, où **X** est une variable linguistique et **A** un sous-ensemble flou. Une telle proposition possède un degré d'appartenance $\mu_A(x)$, compris entre **0** et **1**, où **x** est la valeur de la variable.

Pour illustrer cette définition reprenons l'exemple du paragraphe II.2.2. Rappelons que la variable linguistique **X** est *la distance des obstacles détectés par un capteur* et que les sous-ensembles flous la caractérisant sont: **TP** (très proche), **P** (proche), **L** (loin), **TL** (très loin). La variable linguistique **X** peut appartenir à un ou plusieurs de ces sous-ensembles. La figure 2.2 représente les fonctions d'appartenance qui ont été retenues pour représenter les quatre sous-ensembles flous. Elle montre que les fonctions d'appartenance des sous-ensembles flous **TP** et **TL** ont été choisies trapézoïdales, alors que celles des sous-ensembles flous **P** et **L** ont été choisies triangulaires.

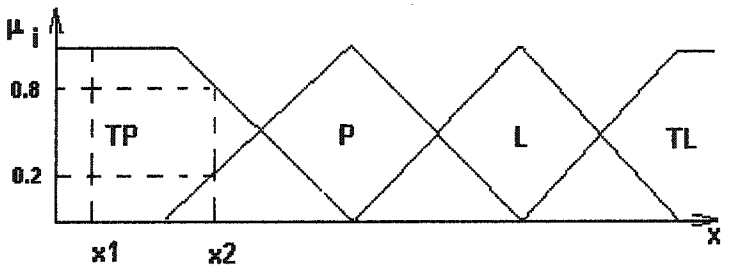


Figure 2.2: Représentation d'une variable linguistique

définie par {X; x; T_X ={TP; P; L; TL}}

Supposons que **x=x1**, alors la variable **X** appartient au sous-ensemble flou **TP** (très proche). Cela signifie que l'obstacle est très proche (X est TP) avec un $\mu_{TP}(x)=1$. Dans ces conditions nous pouvons dire que l'obstacle est proche avec une certitude de 100%. Par contre, si **x=x2**, l'obstacle peut être très proche (X est TP) avec une certitude de 80% ($\mu_{TP}(x)=0.8$) et proche (X est P) avec une certitude de 20% ($\mu_P(x)=0.2$). Cela montre la complexité réelle du problème et la différence entre la logique floue et la logique binaire.

II.2.4.2 Opérateurs flous

Comme en logique floue la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle [0 1], contrairement à la logique binaire où les seules valeurs possibles sont 0 ou 1, les opérateurs sont définis d'une manière différente. Autrement dit, il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur de vérité de telles propositions. Nous ne donnons ici que les plus communément utilisées, à savoir celles basées sur la logique floue de Zadeh, la logique probabiliste et la logique de Lukasiewicz. Rappelons que dans les définitions suivantes **x** et **y** représentent les valeurs des variables linguistiques **X** et **Y**. μ_A et μ_B sont les fonctions d'appartenance de ces variables aux sous-ensembles flous **A** et **B**.

1. **Opérateur ET: (X est A) ET (Y est B)**

$\mu_A(x)$ **ET** $\mu_B(y)$=**minimum**($\mu_A(x)$; $\mu_B(y)$) (Logique de Zadeh) (2.4)

$\mu_A(x)$ **ET** $\mu_B(y)$=$\mu_A(x)$ * $\mu_B(y)$ (Logique probabiliste) (2.5)

$\mu_A(x)$ **ET** $\mu_B(y)$=**maximum**($\mu_A(x)$+ $\mu_B(y)$ – 1.0 (Logique de Lukasiewicz) (2.6)

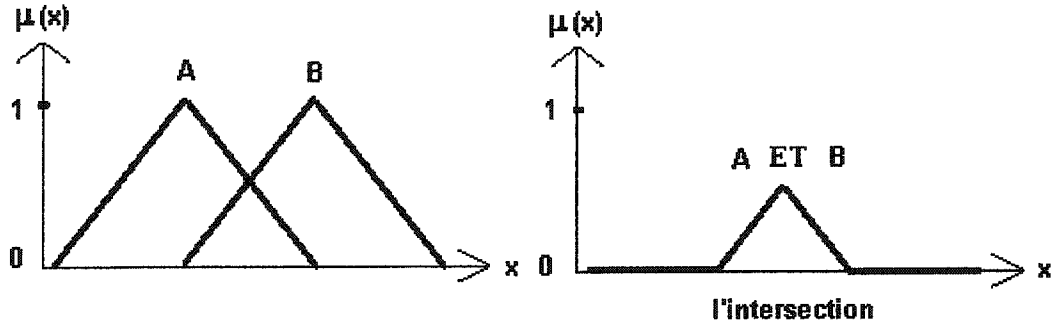


Figure 2.3: Opérateur ET -ZADEH

La figure 2.3 illustre la définition de l'opérateur **ET** selon l'approche ZADEH. Dans ce cas, l'opérateur **ET** réalise l'intersection entre les deux sous-ensembles flous A et B.

2. **Opérateur OU: (X est A) OU (Y est B)**

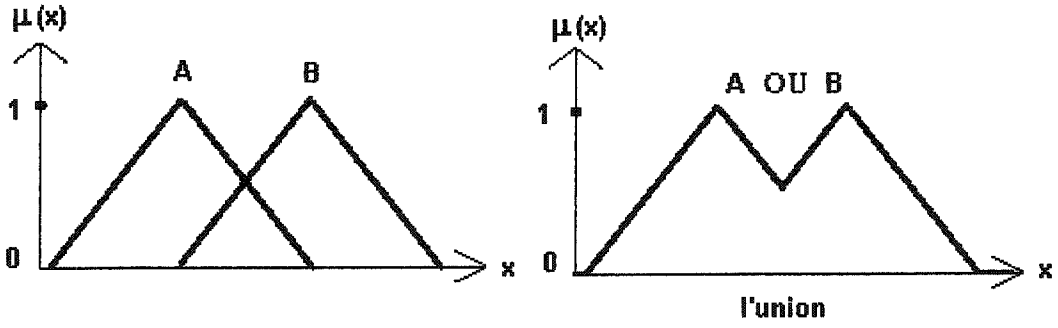


Figure 2.4: Opérateur OU –ZADEH

$\mu_A(x)$ **OU** $\mu_B(y)$=**maximum**($\mu_A(x)$; $\mu_B(y)$) (Logique de Zadeh) (2.7)

$\mu_A(x)$ **OU** $\mu_B(y)$= ($\mu_A(x)$+ $\mu_B(y)$) - ($\mu_A(x)$ * $\mu_B(y)$) (Logique probabiliste) (2.8)

$\mu_A(x)$ **OU** $\mu_B(y)$=**minimum**($\mu_A(x)$+ $\mu_B(y)$; 1) (Logique de Lukasiewicz) (2.9)

La figure 2.4 illustre la définition de l'opérateur **OU** selon l'approche ZADEH. Dans ce cas, l'opérateur **OU** réalise l'union entre les deux sous-ensembles flous A et B.

3. Opérateur Négation: (X est NON A)

$$\text{non}(\mu_A(x)) = \mu_{\bar{A}}(x) = \frac{1-\mu_A(x)}{1+\lambda\cdot\mu_A(x)},\ \lambda > -1 \qquad \text{(Sugeno)} \quad (2.10)$$

$$\text{non}(\mu_A(x)) = \mu_{\bar{A}}(x) = 1-\mu_A(x) \qquad \text{(Zadeh)} \quad (2.11)$$

$\bar{A}$={x| x$\notin$ A}.

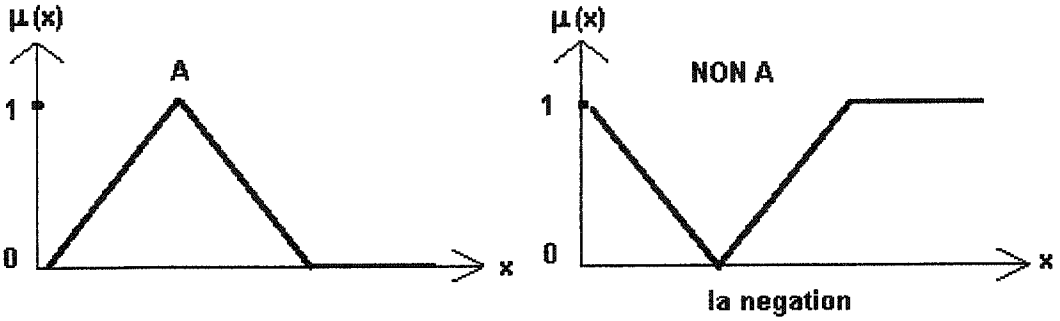


Figure 2.5: L'opérateur NON–ZADEH

La figure 2.5 illustre la définition de l'opérateur **NON** selon l'approche ZADEH. Dans ce cas, l'opérateur **NON A** réalise le complément du sous-ensemble flou A.

4. Opérateur d'implication floue

Tel que mentionné plus haut, cet opérateur permet d'introduire la notion de règle floue qui caractérise les relations de dépendance entre plusieurs propositions floues quelconques :

(X est A) **implique** (Y est B)

où X, Y sont des variables linguistiques et A, B sont des sous-ensembles flous. Notons que cette règle peut également être exprimée sous une forme plus classique :

Si (X est A) **alors** (Y est B).

Remarque : TAKAGI et SUGENO proposent une forme particulière de règle puisque les conclusions ne sont pas des sous-ensembles flous, mais des fonctions numériques dépendant des variables d'entrée (Takagi, 1985). Dans le cas d'une règle mono-entrée et mono-sortie, la forme générale est :

Si (x est A) **alors** (y est f(x)).

II.2.5 SYSTÈME DE COMMANDE FLOU

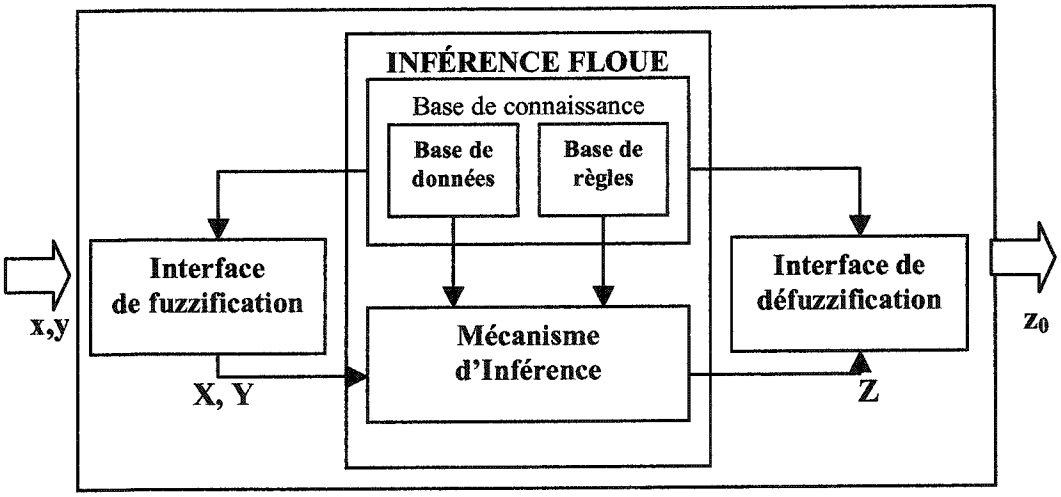


Figure 2.6: Système de commande flou.

Un système de commande flou (ou contrôleur flou), tel qu'il est défini par E. H. Mamdani (1974) fonctionne, comme le montre la figure 2.6, en utilisant trois étapes principales qui sont : **la fuzzification**[1], **l'inférence** et **la défuzzification**[1].

II.2.5.1 La fuzzyfication

La fuzzification est une étape technique permettant d'introduire dans le mécanisme d'inférence des variables floues. Autrement dit, la fuzzification consiste à convertir les valeurs d'entrées (grandeurs physiques) en grandeurs floues. Cette conversion s'effectue comme suit :

- La première étape permet de transformer les grandeurs physiques en variables linguistiques. A cette étape les sous-ensembles flous caractérisant les variables d'entrée sont définis.

- La deuxième étape consiste à calculer le degré d'appartenance de toutes les variables d'entrée aux sous-ensembles flous les caractérisant.

II.2.5.2 Système d'inférence flou

Un système d'inférence flou est essentiellement composé des deux blocs fonctionnels suivants:

- la base de connaissance
- le mécanisme d'inférence flou

---

1 Les mots fuzzification et défuzzification proviennent de l'anglais.

1. La base de connaissance

Elle contient une *base de règles floues* et une *base de données.* La base de données définit les fonctions d'appartenance des ensembles flous. La base de règles floues est obtenue à partir de l'observation des phénomènes réels. Elle permet de décrire le système à l'aide de règles de type SI-ALORS.

2. Le mécanisme d'inférence flou

Le mécanisme d'inférence calcule la sortie du système d'inférence. Cette dernière est une variable floue. Elle est obtenue par l'agrégation des sorties calculées pour chaque règle. Celles-ci sont des variables floues obtenues en utilisant une méthode d'inférence.

a- Méthodes d'inférence

Pour calculer la valeur de sortie de chaque règle il existe différents types de méthodes d'inférence telles que : type 1 (Mamdani, Larsen), type 2 (Tsukamoto) et type 3 (Sugeno et Takagi) .
Dans la commande, les méthodes d'inférence les plus utilisées sont celles de type 1. Ces méthodes s'appellent inférence minimum (Mamdani) et inférence produit (Larsen). Dans ce qui suit, seules ces deux méthodes seront présentées. Pour plus de détails le lecteur pourra consulter (Lin et Lee, 1996).

Considérons la règle suivante:

Si **X** est **A** et **Y** est **B** ALORS **Z** est **C**.

Supposons que la prémisse [**X** est **A** et **Y** est **B**] possède un degré d'appartenance égal à μ_p.

Inférence PRODUIT

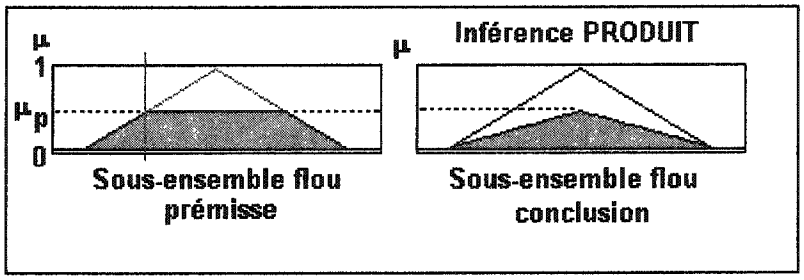


Figure 2.7a:Inférence de type 1: PRODUIT (Larsen)

Dans le cas de l'inférence produit, le sous-ensemble flou associé à la variable de sortie **Z** est obtenu, comme le montre la figure 2.7a, en appliquant un facteur d'échelle μ_p au sous-ensemble flou **C** de la conclusion.

Inférence MINIMUM

Dans ce cas, le sous-ensemble flou associé à la variable de sortie **Z** est obtenu, comme le montre la figure 2.7b, en tronquant le sous-ensemble flou **C** à la valeur μ_p.

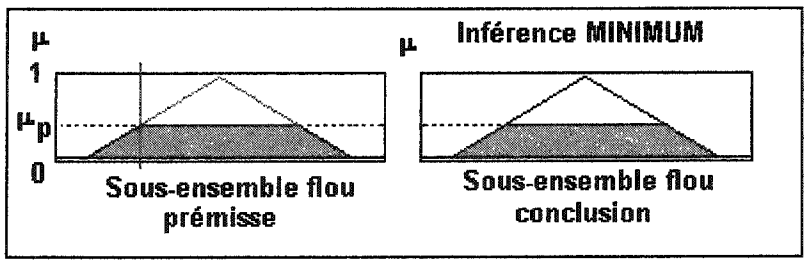


Figure 2.7b:Inférence de type 1: MINIMUM (Mamdani)

b- Agrégation des règles

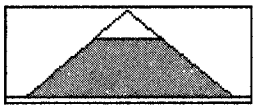
Considérons les règles suivantes:

Si **X** est **A1** et **Y** est **B1** ALORS **Z** est **C1**.

Si **X** est **A2** et **Y** est **B2** ALORS **Z** est **C2**.

L'agrégation des règles consiste à obtenir la valeur finale **Z** à partir des conclusions **Ci** de chaque règle **Ri** obtenues, en utilisant une des deux méthodes d'inférence. La valeur de sortie finale est obtenue en prenant l'union des surfaces associées à chaque sous-ensemble flou **Ci**. En d'autres termes l'agrégation s'effectue par la formation du maximum.

Les figures 2.8a et 2.8b permettent d'illustrer ce concept. Supposons que la méthode d'inférence permet d'obtenir, pour la conclusion de chaque règle, les sous-ensembles flous suivants:



Inférence règle 1 : Z EST C1

Inférence règle 2 : Z EST C2

Figure 2.8a: Variables de sortie floues obtenues par la méthode d'inférence MIN

Alors, dans ce cas, la sortie du système d'inférence obtenue par agrégation est donnée par:

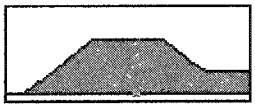


Figure 2.8b: Variable de sortie finale floue obtenue par l'agrégation MAX

II.2.5.3 La défuzzyfication

La *"défuzzification"* a pour but la conversion de la variable de sortie floue du mécanisme d'inférence dans une valeur déterminée z_0. La variable de sortie floue est caractérisée par un degré d'appartenance $\mu_{RES}(z)$.

Parmi les nombreuses méthodes pour réaliser cette étape, nous pouvons citer entre autres *la méthode du centre de gravité, la moyenne des maxima, la bissectrice de la zone* ou encore *le plus petit ou le plus grand maximum*, qui sont illustrés dans la figure 2.9. De manière plus précise, comme le montre la figure 2.9, si la méthode de défuzzification choisie est le plus grand maximum, alors z_0 sera égal à z_{02}. Par contre, si la méthode de défuzzification choisie est le plus petit maximum, z_0 sera égal à z_{01}.

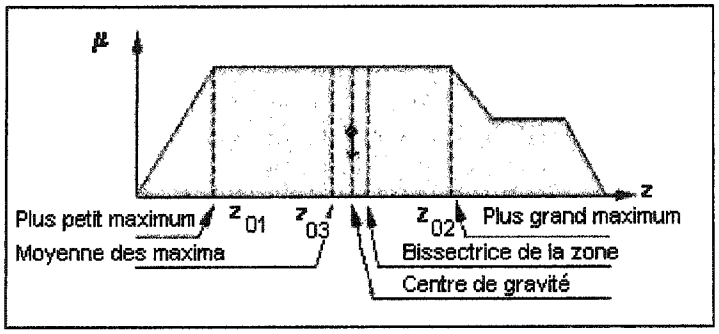


Figure 2.9: Stratégies de défuzzification

à partir de l'union de plusieurs sous-ensembles flous.

Nous allons, dans ce qui suit, présenter les différentes méthodes de défuzzification. Pour plus de détails le lecteur pourra consulter (Buhler, 1994).

1. Méthode de défuzzification par la détermination du centre de gravité

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante μ_{RES}. L'abscisse du centre de gravité est déterminée par la relation :

$$z_0 = \frac{\int_a^b \mu_{RES}(z) \cdot z dz}{\int_a^b \mu_{RES}(z) dz} \tag{2.12}$$

Où :

z est la variable de sortie qui est représentée sur l'abscisse et $\mu_{RES}(z)$ est son degré d'appartenance à un sous-ensemble flou;

[a, b] représente l'intervalle de définition de la commande.

2. Méthode de défuzzification par la détermination du maximum

Dans ce cas la valeur de z_0 est obtenue par la formule suivante :

$$z_0 = \max(\mu_{RES}(z)) \tag{2.13}$$

La valeur z_0 est l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante μ_{RES}. Lorsque la fonction d'appartenance μ_{RES} est écrêtée (figure 2.9), toutes les valeurs entre le plus petit maximum et le plus grand maximum peuvent être utilisées. Afin d'éviter cette indétermination, on peut prendre comme le montre la figure 2.9 le plus petit des maxima ($z_0=z_{01}$), le plus grand des maxima ($z_0=z_{02}$) ou encore la moyenne des maxima ($z_0=z_{03}$).

3. Méthode de défuzzification par la moyenne des maxima

Dans ce cas, la sortie du système est donnée par la moyenne des abscisses du maximum.

$$z_0 = \sum_{i=1}^{k} \frac{\mu_{RES}(z_{mi})}{k} \qquad (2.14)$$

$\{ \mu_{RES}(z_{m1}); \ldots ; \mu_{RES}(z_{ml}) \}$ et k sont respectivement l'ensemble des points et le nombre de points où μ_{RES} atteint son maximum (Lee,1990).

Remarque: Notons que les méthodes de défuzzification basées sur le maximum ne sont pas recommandées pour la commande, car le signal de commande n'est pas toujours monotone.

Nous allons, dans le paragraphe suivant, montrer comment toutes ces notions de logique floues ont été appliquées pour synthétiser un stabilisateur de réseau.

II.3 LA SYNTHÈSE DE PSS FLOU

II.3.1 INTRODUCTION

Le rôle principal d'un stabilisateur est d'amortir correctement les oscillations des réseaux électriques. De manière plus précise, quelle que soit la perturbation qui apparaît sur le réseau, le stabilisateur doit être capable de maintenir la stabilité du système tout en assurant un bon amortissement des oscillations électromécaniques.

Dans ce travail, un stabilisateur de réseau basé sur la logique floue a été synthétisé. Ce dernier, appelé PSS FLOU est, comme le montre la figure 2.10, un stabilisateur de type

PID (Li, 1995) qui utilise comme entrée la vitesse de la machine. Il a été obtenu en combinant deux contrôleurs flous de base représentés par les figures 2.11a et 2.11b: le contrôleur flou avec actions proportionnelle-dérivée (CF-PD) et le contrôleur flou avec actions proportionnelle-intégrale (CF-PI). Malgré le fait que le stabilisateur n'a aucune fonction de régulation, l'action intégrale a tout de même été utilisée afin d'assurer un bon comportement de la boucle fermée en présence de perturbations de type basse fréquence. L'action proportionnelle dérivée est nécessaire afin d'obtenir de bonnes performances durant le régime transitoire (rapidité, absence de dépassement).

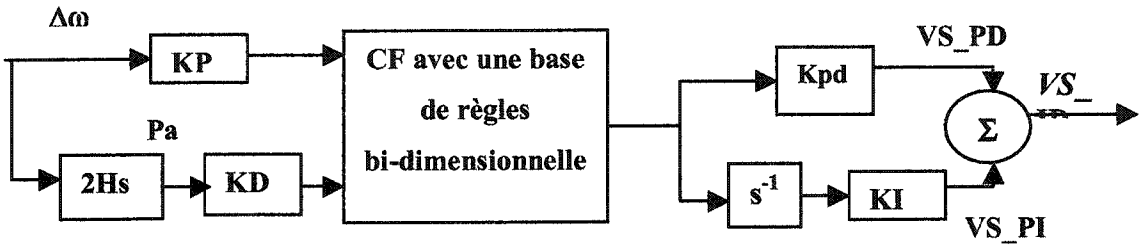


Figure 2.10: Le PSS FLOU type PID

La figure 2.10 montre que le PSS FLOU est composé d'un contrôleur flou et de gains. Ces derniers ont été ajoutés d'une part pour normaliser les entrées du contrôleur flou et d'autre part pour réaliser la fonction PID. Notons que l'ajout de ces gains à l'extérieur du contrôleur flou permet de garder une structure simple. Par conséquent, les difficultés rencontrées lors de la synthèse du stabilisateur sont moindres. En effet, dans ce cas, il n'est pas nécessaire d'ajouter des règles ou une entrée pour réaliser la fonction PID.

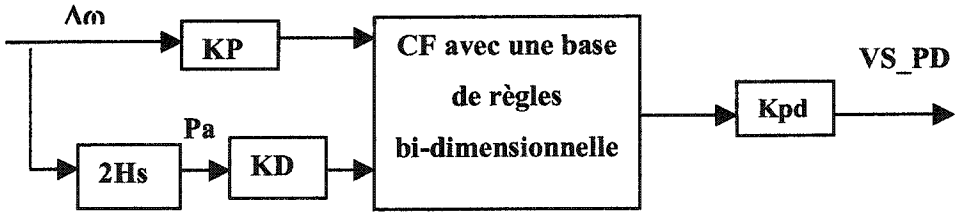


Figure 2.11a: Le PSS FLOU de type PD

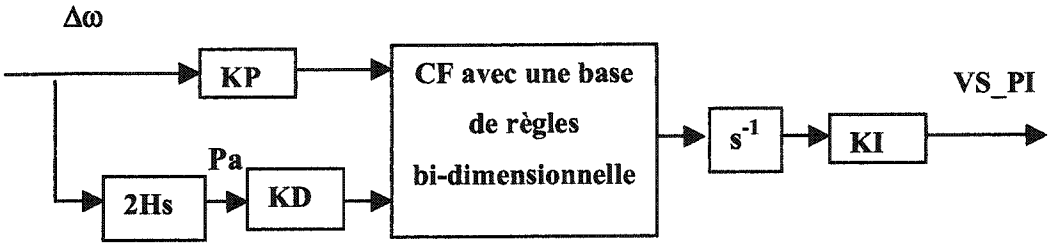


Figure 2.11b: Le PSS FLOU de type PI

Nous allons, dans ce qui suit, décrire comment le PSS FLOU a été synthétisé. Dans un premier temps, nous allons montrer comment le contrôleur flou a été obtenu à partir des concepts de logique floue présentés au paragraphe précédent. Par la suite, nous présenterons la méthodologie utilisée pour le réglage des gains.

II.3.2 LE CONTRÔLEUR FLOU

Pour synthétiser un contrôleur flou, cinq étapes sont nécessaires.

- La première consiste à choisir les variables linguistiques d'entrée et de sortie. Ce choix dépend d'une part du type de commande que l'on veut réaliser et d'autre part des signaux disponibles.
- La seconde étape a pour objectif de définir les sous-ensembles flous caractérisant les variables linguistiques.
- La troisième étape consiste à choisir les fonctions d'appartenance des sous-ensembles flous. Notons que le choix des fonctions d'appartenance est essentiellement basé sur l'intuition et l'expérience de l'opérateur.
- La quatrième étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur. Cette dernière est obtenue à partir de l'expérience et des connaissances acquises sur le système à commander.
- Le choix de la méthode de défuzzification fait l'objet de la dernière étape.

II.3.2.1- Étape 1: Définition des variables linguistiques

Comme le montre la figure suivante, le contrôleur flou synthétise le signal de stabilisation **Vs** à partir de deux signaux d'entrées. Ces derniers sont l'écart de la vitesse **Δω** par rapport à la vitesse nominale et la puissance d'accélération **Pa**. Ces deux signaux ont été choisis car ils permettent de d'avoir une idée précise de l'état dans lequel se trouve la machine.

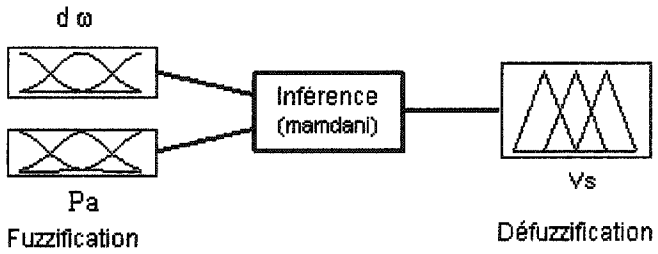


Figure 2.12: Contrôleur flou (CF)

Par conséquent, dans le cadre de cette application, les variables physiques d'entrée sont **Δω** et **Pa**. Les variables linguistiques d'entrée sont **DW** et **PA**. La variable physique de sortie est le signal de stabilisation **Vs**. Sa variable linguistique est **VS**. En définitif, les variables linguistiques du contrôleur flou sont:

{DW; Δω; T_Δω}
{PA; Pa; T_Pa}
{VS; Vs; T_Vs}

Les domaines de variation de chaque variable sont :
-Pour Δω et Pa : [-5, 5] . Notons que ce domaine a été élargi de sorte que, lors du régime transitoire, le domaine admissible ne soit pas dépassé.

-Pour Vs : [-1,1] .

II.3.2.2- Étape 2: Définition des ensembles flous

Les sous-ensembles flous associés aux deux variables d'entrée sont :

T_Δω ={NG; NM; NP; Z; PP; PM; PG}.

T_Pa ={NG; NM; NP; Z; PP; PM; PG}.

Le sous-ensemble flou associé à la variable de sortie est :

T_Vs ={NG; NM; NP; Z; ZP; PP; PM; PG}.

Le nom des sous-ensembles flou est le suivant :

NG = Négatif Grand; **NM** = Négatif Moyen; **NP** = Négatif Petit;
Z = Zéro;
ZP = Zéro Petit ;
PP = Positif Petit; **PM** = Positif Moyen; **PG** = Positif Grand;

II.3.2.3- Étape 3: Choix des Fonctions d'appartenance

A. Variables d'entrées

Pour les variables d'entrées, les fonctions d'appartenance associées aux sous-ensembles flous, sont, comme le montre la figure 2.13, trapézoïdales.

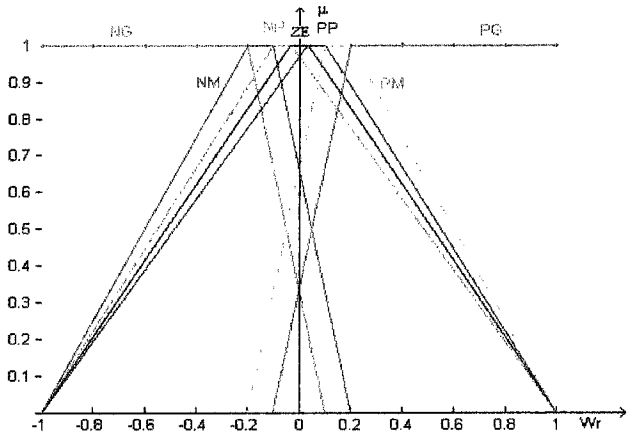


Figure 2.13: Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée ($\Delta\omega$ et Pa)

Les fonctions d'appartenance des deux variables d'entrée ont pu être choisies identiques en raison de la normalisation réalisée sur les variables physiques qui permet au contrôleur flou de traiter des signaux qui sont du même ordre de grandeur. La normalisation est importante car elle permet au contrôleur d'associer un poids équitable à chacune des règles et, par conséquent, de calculer un signal de stabilité, qui est basé sur les deux signaux d'entrée. Par contre, si ces derniers ne sont pas normalisés, la sortie du contrôleur est fonction de la prédominance d'une variable par rapport à l'autre. Dans ces conditions, le poids des règles associées à la variable qui prédomine est plus important, ce qui a pour conséquence de biaiser les résultats.

Compte tenu du fait que les fonctions d'appartenance associées à chaque sous-ensemble flou sont trapézoïdales, celles ci sont définies à partir de quatre points [a b c d]. Ces points représentent les valeurs x (Pa et $\Delta\omega$) de la variable linguistique X (PA et DW) pour lesquelles le degré d'appartenance est défini comme étant égal à 1 ou 0 ou appartenant à l'intervalle [0,1]. Avec ces notations cela signifie que si x = a ou x = d alors $\mu_x = 0$. Par contre, si $x \in [b,c]$ alors $\mu_x = 1$. Enfin, si $a<x<b$ ou $c<x<d$ alors $0<\mu_x<1$. Compte tenu de ces considérations, les fonctions d'appartenance associées aux sous-ensembles flous des variables d'entrée sont définies par les intervalles suivants:

Intervalle_NG = [-5 -1 -0.2 0.1]
Intervalle_NM = [-1 -0.2 -0.1 0.2]
Intervalle_NP = [-1 -0.1 -0.03 1]
Intervalle_Z = [-1 -0.03333 0.03333 1]
Intervalle_PP = [-1 -0.03 0.1 1]
Intervalle_PM = [-0.2 0.1 0.2 1]
Intervalle_PG = [-0.1 0.2 1 5]

B. Variable de sortie

Les fonctions d'appartenance pour la variable de sortie sont triangulaires, comme le montre la figure 2.14.

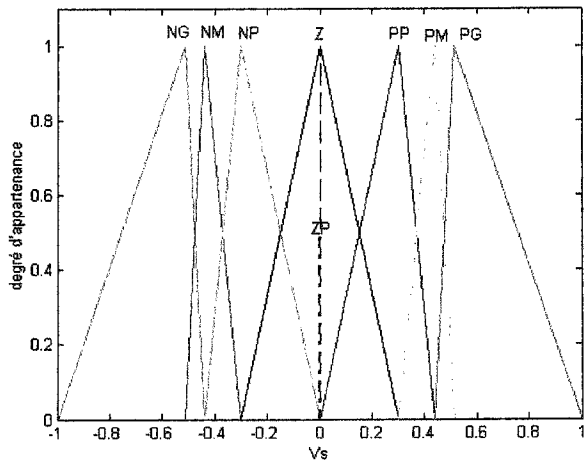


Figure 2.14: Les fonctions d'appartenance de la variable de sortie (Vs)

Dans ce cas, les fonctions d'appartenance associées à chaque sous ensemble flou sont définies à partir de trois points [a b c]. Ces points représentent les valeurs Vs de la variable linguistique VS pour lesquelles le degré d'appartenance est défini comme étant égal à 1 ou 0 ou appartenant à l'intervalle [0,1]. Avec ces notations cela signifie que si Vs=a ou Vs=c alors $\mu_{VS} = 0$. Par contre, si Vs = b alors $\mu_{VS} = 1$. Enfin, si a<Vs<b ou

$b<Vs<c$ alors $0<\mu_{Vs}<1$. Pour la variable de sortie les intervalles, qui définissent les fonctions d'appartenance, sont:

Intervalle_NG =	[-1. -0.515 -0.439]
Intervalle_NM=	[-0.515 -0.439 -0.302]
Intervalle_NP =	[-0.439 -0.302 0]
Intervalle_Z =	[-0.302 0 0.302]
Intervalle_ZP =	[-0.0015 0 0.0015]
Intervalle_PP =	[0 0.302 0.439]
Intervalle_PM =	[0.302 0.439 0.515]
Intervalle_PG =	[0.439 0.515 1]

II.3.2.4- Étape 4: Élaboration des règles

Dans cette étape, il s'agit d'établir les relations qui lient la variable de sortie aux variables d'entrées. Ces relations appelées règles sont des expressions de type Si...ALORS. Elles permettent, à partir de conditions anormales observées sur les variables d'entrées, de définir les actions à prendre afin de ramener le système dans son état d'équilibre. Pour que le comportement du système en boucle fermé soit satisfaisant et ce, quelle que soit la nature des perturbations, les règles doivent couvrir l'ensemble des situations pouvant apparaître. L'élaboration de la base de règles est basée sur la connaissance des phénomènes physiques et sur l'expertise acquise concernant le système à commander.

De manière plus spécifique, dans le cadre de cette application, l'analyse de l'évolution de la vitesse et de la puissance d'accélération de la machine conduit à la définition du signal de stabilité Vs. L'obtention de Vs est basée sur les principes suivants:

- Si l'écart de vitesse est important, mais tend à diminuer, alors la commande doit être modérée. Autrement dit, lorsque la machine est en phase de décélération, même si la vitesse est importante, la commande pour ramener le système à son état d'équilibre doit être modérée, car, dans ce cas, le système est capable, par lui-même, de retourner vers son régime permanent vu que le freinage de la machine est déjà amorcé.

- Si l'écart de vitesse est faible, mais tend à augmenter, alors la commande doit être énergique. Dans ce cas, cela signifie que, si la machine accélère, la commande doit permettre d'inverser la situation. Pour cela, elle doit être importante afin d'engendrer une décélération de la machine et, ainsi, éviter que la machine accélère davantage.

A partir de ces principes il est alors possible, comme le montrent les exemples suivants, d'établir des règles qui vont permettre de définir les actions à prendre selon l'état dans lequel se trouve le système.

Exemple 1: *Si ($\Delta\omega$ est PG) et (Pa est NG) alors (Vs est ZE)*

Cette règle signifie que lorsque le système est capable de retourner de par lui-même à son état d'équilibre (vitesse et accélération de signe opposé), alors le signal de stabilité doit avoir une amplitude minimale.

Exemple 2: *Si ($\Delta\omega$ est NG) et (Pa est NG) alors (Vs est NG)*
Si ($\Delta\omega$ est PG) et (Pa est PG) alors (Vs est PG)

Par contre, ces règles signifient que lorsque la vitesse a dépassé la consigne et tend à s'éloigner, (vitesse et accélération sont de même signe et ont une grande amplitude), alors le signal de stabilité doit être

important et de même signe que la vitesse et l'accélération afin de ramener le système vers son état d'équilibre.

La prise en compte de toutes les situations possibles permet, en définitive, d'obtenir la table des règles appelée matrice d'inférence qui est donnée par le tableau 2.1.

Δω / Pa	*PG*	*PM*	*PP*	*ZE*	*NP*	*NM*	*NG*
	Vs variable de sortie						
NG	**ZE**	**NP**	**NM**	**NM**	**NG**	**NG**	**NG**
NM	**PP**	**ZE**	**NP**	**NM**	**NM**	**NG**	**NG**
NP	**PM**	**PP**	**ZE**	**NP**	**NP**	**NM**	**NG**
ZE	**PG**	**PM**	**PP**	**ZP**	**NP**	**NM**	**NG**
PP	**PG**	**PM**	**PP**	**PP**	**ZE**	**NP**	**NM**
PM	**PG**	**PG**	**PM**	**PM**	**PP**	**ZE**	**NP**
PG	**PG**	**PG**	**PG**	**PM**	**PM**	**PP**	**ZE**

Tableau 2.1: Table des règles

Le tableau 2.1 montre que les règles sont complètes autrement dit, dans chaque secteur une règle d'inférence est définie. Cela signifie que pour toutes les possibilités relatives à l'appartenance des variables d'entrée aux sous-ensembles flous les caractérisant une action a été prévue. Cela évite d'obtenir des actions non souhaitables. En effet, dans ces conditions, le contrôleur flou n'est jamais dans un état d'ambiguïté causé par l'absence d'une règle associée à une situation qui n'a pas été prise en considération. Notons que cet état d'ambiguïté peut être à l'origine d'actions pouvant entraîner un mauvais comportement du système en boucle fermée.

II.3.2.5- Étape 5: Choix des méthodes d'inférence et de défuzzification

La méthode d'inférence utilisée pour déterminer la variable de sortie floue est la méthode **MIN-MAX** décrite aux paragraphes 2.a et 2.b du sous-chapitre II.2.5.2.

La méthode de défuzzification utilisée pour transformer la variable floue de sortie en une valeur est la méthode de détermination du centre de gravité présentée au paragraphe II.2.5.3.

II.3.3 RÉGLAGE DES PARAMÈTRES DU PSS FLOU

Rappelons que le stabilisateur de réseaux électriques basé sur la logique floue est, comme le montre la figure 2.15, un stabilisateur de type PID. Il a été obtenu en combinant deux contrôleurs flous de base: le contrôleur flou avec actions proportionnelle-dérivée (CF-PD) et le contrôleur flou avec actions proportionnelle-intégrale (CF-PI). Même si le stabilisateur de réseau n'a aucune fonction de régulation, l'action intégrale a tout de même été utilisée afin d'assurer un bon comportement du système en boucle fermée en présence de perturbations de type basse fréquence. En effet, dans le cadre de cette application, il s'est avéré que l'action proportionnelle-dérivée est insuffisante pour garantir un niveau de performances acceptable et ce, quelle que soit la nature des perturbations. Dans ces conditions, les gains des actions proportionnelle, dérivée et intégrale du PSS FLOU sont donnés par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} K_{PR} &= KI \times F\{KD\} + Kpd \times F\{KP\} \\ K_{INT} &= KI \times F\{KP\} \\ K_{DER} &= Kpd \times F\{KD\} \end{aligned} \tag{2.15}$$

où :

- K_{PR} est le gain de l'action proportionnelle.
- K_{INT} est le gain de l'action intégrale.
- K_{DER} est le gain de l'action dérivée.
- Le terme F{ } représente l'opération floue.

Par conséquent, la sortie Vs du PSS FLOU type PID est donnée par la relation suivante:

$$Vs^{PID} = K_{PR} \times \Delta\omega + K_{INT} \times \int \Delta\omega dt + K_{DER} \times Pa \qquad (2.16)$$

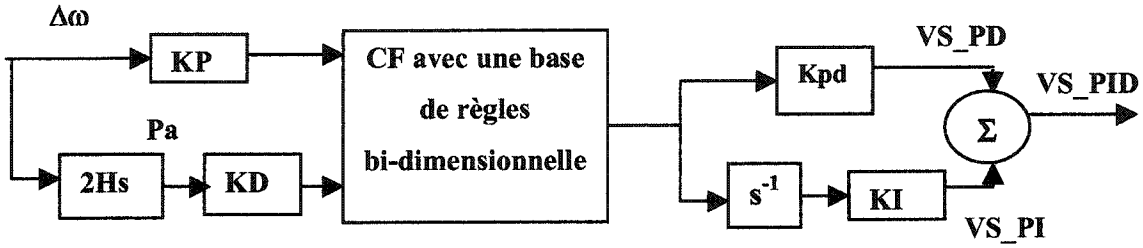


Figure 2.15: Le PSS FLOU

Remarque :

À partir des relations 2.15 et 2.16 d'un contrôleur flou type PID deux types de contrôleurs peuvent être obtenus :

Le contrôleur flou de type PI peut être obtenu en considérant le gain Kpd=0. Dans ce cas, les relations 2.15 et 2.16 deviennent :

$$\begin{aligned} K_{PR} &= KI \times F\{KD\} \\ K_{INT} &= KI \times F\{KP\} \\ Vs^{PI} &= K_{PR} \times \Delta\omega + K_{INT} \times \int \Delta\omega dt \end{aligned} \qquad (2.17)$$

Le contrôleur flou de type PD peut être obtenu en considérant le gain KI=0. Dans ce cas, les relations 2.15 2.16 deviennent :

$$\begin{aligned} K_{PR} &= Kpd \times F\{KP\} \\ K_{DER} &= Kpd \times F\{KD\} \\ Vs^{PD} &= K_{PR} \times \Delta\omega + K_{DER} \times Pa \end{aligned} \tag{2.18}$$

Les relations (2.15) montrent que les gains non linéaires du PSS FLOU dépendent des gains KP, KD, Kpd et KI. Nous allons dans ce paragraphe montrer comment ces paramètres ont été obtenus. De manière plus précise, il s'agit de décrire la méthodologie qui a été utilisée pour obtenir les gains KP, KD, Kpd et KI du PSS FLOU. Notons que les gains KP et KD sont les gains d'entrée. Ils ont été utilisés dans le but d'effectuer la normalisation des signaux qui doivent être traités par le contrôleur flou. Par ailleurs, les gains Kpd et KI représentent respectivement la branche proportionnelle-dérivée et la branche proportionnelle-intégrale du PSS FLOU.

Pour le réglage des gains KP, KD, Kpd et KI, la méthodologie qui a été utilisée est basée sur des essais-erreurs. Elle consiste à régler un seul paramètre à la fois et comprend les étapes suivantes:

1. Faire une normalisation des variables d'entrée à l'aide des gains KD et KP.
2. Au besoin, ajuster les gains d'entrée KD et KP du PSS FLOU.
3. Prendre KD et KP égaux à ceux obtenus à l'étape 2 et KI=0. Régler la branche PD, autrement dit, faire varier le gain Kpd jusqu'à l'obtention d'un comportement en boucle fermé jugé acceptable.
4. Prendre KD, KP et Kpd égaux à ceux obtenus dans les étapes précédentes. Faire varier le gain KI jusqu'à l'obtention d'un comportement en boucle fermé satisfaisant. En d'autres termes, l'ajout de la branche KI

doit permettre une d'amélioration des performances obtenues avec le PSS FLOU correspondant aux paramètres de l'étape 3 (KI=0).

II.3.3.1 Étape 1: Normalisation des signaux d'entrée

Pour la synthèse du PSS FLOU la normalisation des variables d'entrée est une étape très importante. En effet, cette étape permet d'obtenir des signaux à l'entrée du contrôleur flou qui ont le même ordre de grandeur. Dans ce cas, le contrôleur flou associe un poids équitable à chacune des règles, ce qui évite de favoriser une des variables d'entrée par rapport à l'autre. Par contre, lorsque les signaux d'entrée ne sont pas normalisés, les règles associées aux signaux de faible amplitude ne sont pas activées contrairement à celles associées aux signaux de grande amplitude. Dans ces conditions, il est fort probable que les résultats obtenus soient erronés.

Dans le cadre de ce travail les entrées du contrôleur flou sont les signaux $\Delta\omega$*KP et Pa*KD. La normalisation de ces signaux revient à réaliser la relation (2.19)

$$Pa \times KD \cong \Delta\omega \times KP \tag{2.19}$$

ce qui implique que:

$$KP = \alpha \times KD \quad \text{avec} \quad \alpha = 4 \times H \times \pi \times f \tag{2.20}$$

où :

H est la constante d'inertie de la machine

f est la fréquence.

Dans le cadre de notre application, les machines du réseau ont une inertie H=6,5 [s]. Par ailleurs, le réseau à stabiliser possède un mode interzone instable dont la fréquence est d'une part fonction de la topologie considérée et d'autre part comprise entre 0,5 Hz et 0,7 Hz. Par conséquent, pour f=0,6 Hz le coefficient de proportionnalité entre les gains KP et KD est à peu près égal à 50. On a donc:

$$KP = 50 \times KD \tag{2.21}$$

II.3.3.2 Étape 2- Ajustement des gains d'entrée KP et KD.

Dans les figures suivantes le contrôleur CF-PD correspond au contrôleur flou obtenu selon les équations 2.18. Par contre le contrôleur CF-PID correspond au contrôleur flou obtenu selon les équations 2.15.

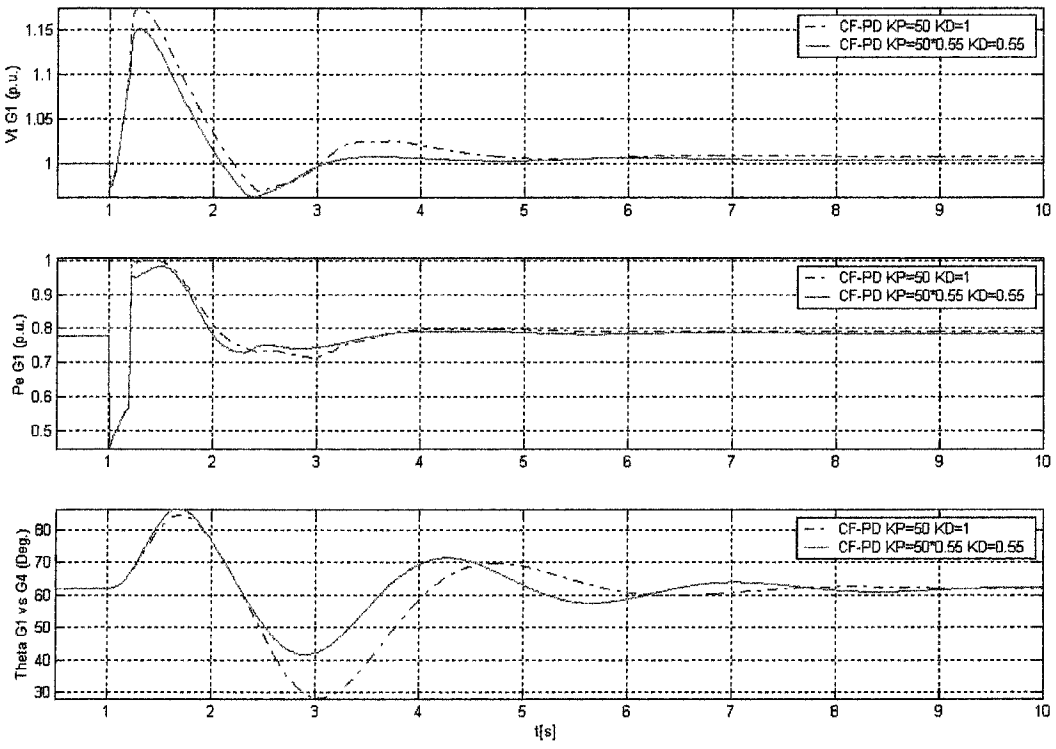


Figure 2.16a: Ajustement des gains d'entrée

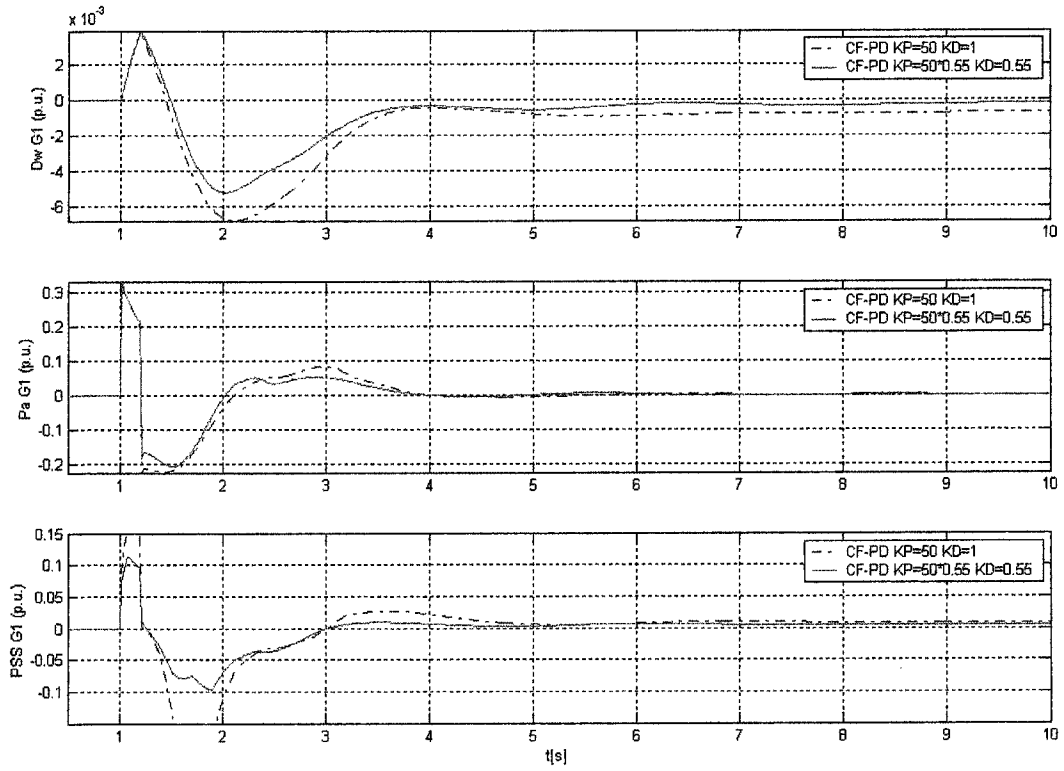


Figure 2.16b: Ajustement des gains d'entrée

Les courbes ci dessus comparent, pour différentes valeurs de KP et KD, la réponse du système en boucle fermée suite à un court-circuit triphasé. Les résultats obtenus montrent que lorsque les gains d'entrées KP et KD sont respectivement égaux à 50 et 1 (les valeurs triviales déduites de l'étape de normalisation), la sortie du PSS FLOU sature. Pour éviter cette situation, les gains KD et KP ont dû être diminués jusqu'à l'obtention d'un comportement en boucle fermé acceptable. En définitive, les valeurs de KP et KD qui ont été retenues sont, comme le montre la figure 2.16, KP= 50*0,55 et KD= 0,55.

II.3.3.3 Étape 3- Réglage de la branche PD

Pour le réglage du gain Kpd du PSS FLOU, les gains d'entrée sont pris égaux à ceux obtenus à l'étape précédente soit KP= 50*0,55 et KD= 0,55. La figure 2.17 compare,

pour différentes valeurs de Kpd, la réponse du système en boucle fermée suite à un court-circuit triphasé.

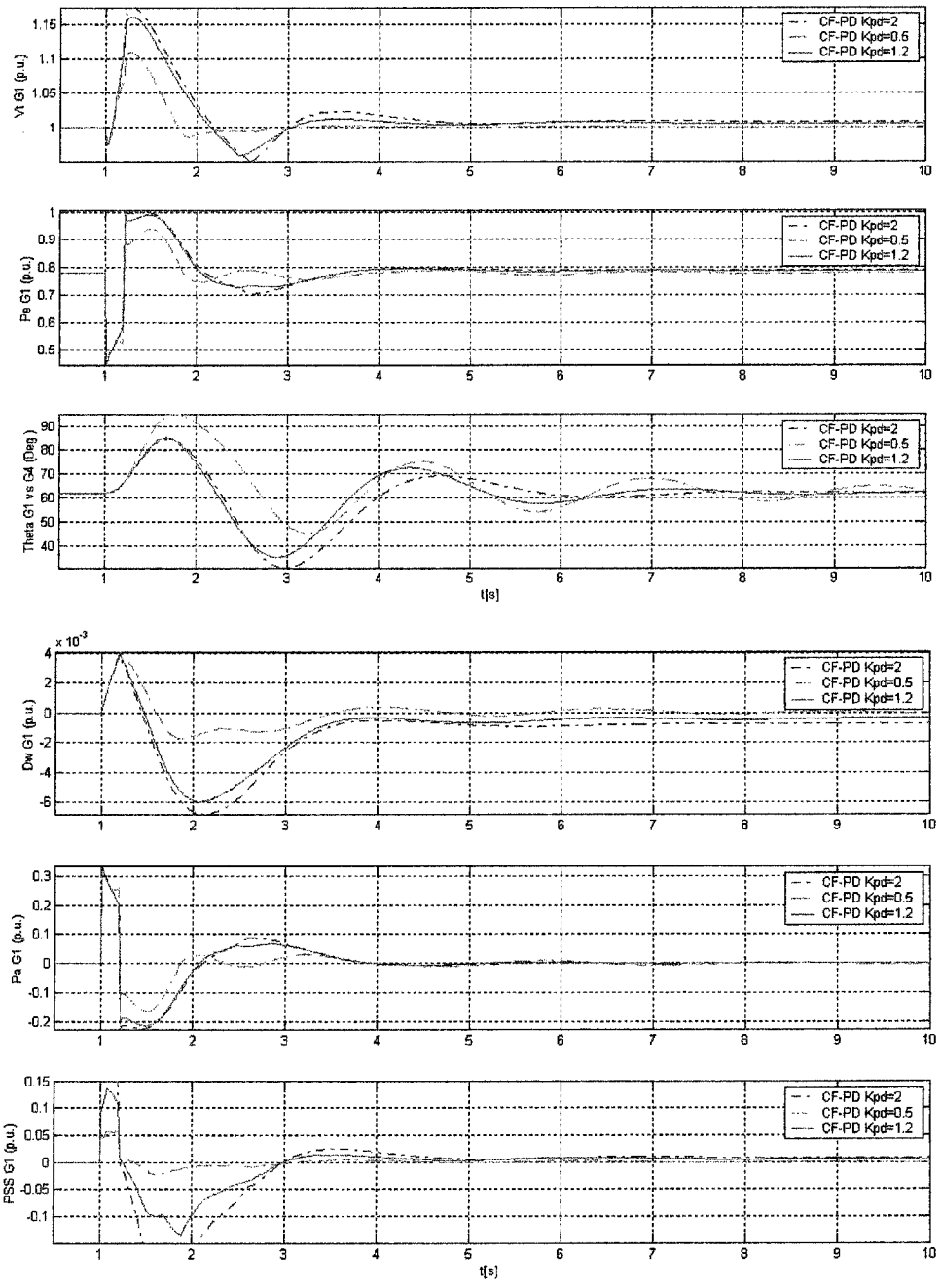


Figure 2.17: Réglage de la branche PD

Les résultats obtenus montrent que les meilleures performances sont obtenues lorsque le gain Kpd est égal à 1,2. En effet, avec un gain Kpd petit (Kpd=0,5) les courbes ci-dessous montrent des variations importantes de l'angle. Par contre lorsque Kpd est égal à 2, les résultats montrent que la commande sature.

II.3.3.4 Étape 4- Réglage de la branche PI

Pour le réglage du gain KI du PSS FLOU, les gains KP, KD et Kpd sont pris égaux à ceux obtenus aux étapes précédentes soit KP= 50*0,55, KD= 0,55 et Kpd=1,2. La figure 2.18 compare, pour différentes valeurs de KI, la réponse du système en boucle fermée suite à une rampe de puissance mécanique de 1 p.u. par minute. Les résultats obtenus montrent que lorsque KI=0, autrement dit lorsque le PSS FLOU est de type PD les performances du système en boucle fermée sont médiocres sur ce type d'événements. En effet, la figure 2.18 montre qu'en régime permanent la tension et la vitesse ne rallient pas leurs valeurs d'équilibre. Ce résultat confirme la nécessité d'une action intégrale pour améliorer les performances du système en boucle fermée suite à des perturbations de type basse fréquence.

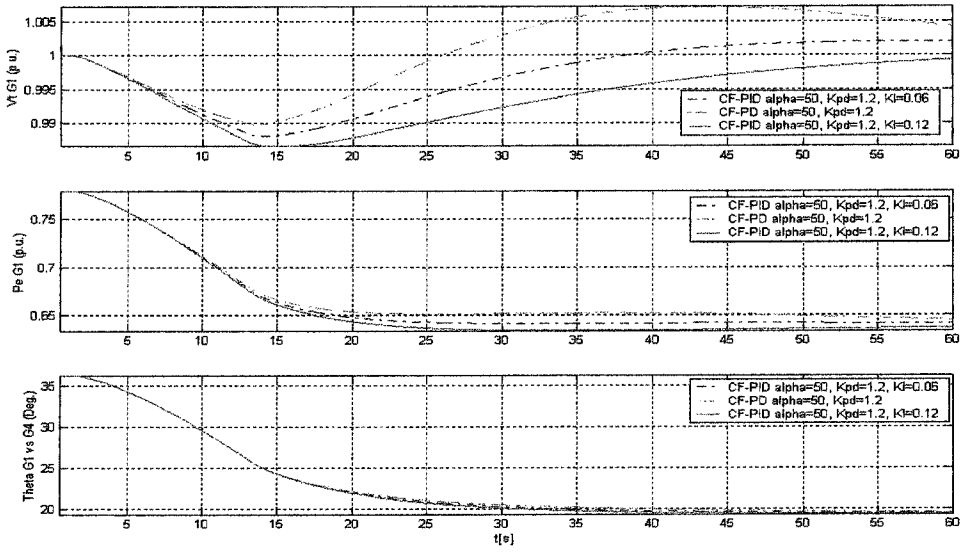


Figure 2.18a: Réglage de la branche PI (Rampe de puissance)

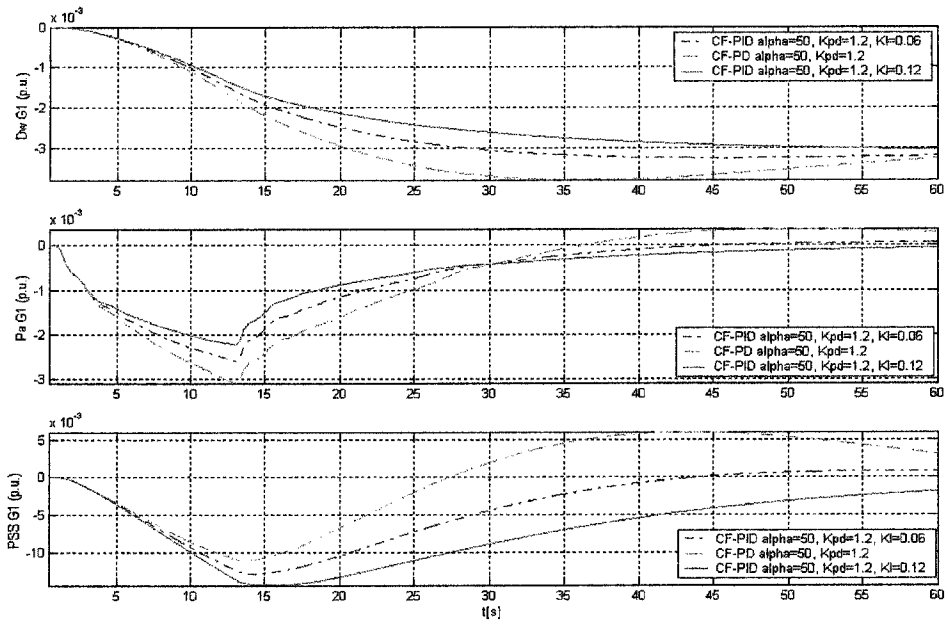


Figure 2.18b: Réglage de la branche PI (Rampe de puissance)

De plus, la figure 2.18 compare les performances du système en boucle fermée obtenues avec KI=0,06 et KI=0,12. Les résultats montrent que pour KI=0,12 les performances du système en boucle fermée sont satisfaisantes et meilleures que celles obtenues avec KI=0,06.

Par ailleurs, la figure 2.19 compare les réponses du système en boucle fermée obtenues avec KI=0, KI=0,06 et KI=0,12 suite à un court-circuit.

Les résultats montrent que dans ce cas, avec KI=0 et KI=0,06 le système est instable. Cela confirme d'une part, que la meilleure valeur pour le gain KI est 0,12 et d'autre part, qu'en plus d'améliorer le comportement du système suite à des perturbations de type basse fréquence, l'action intégrale est aussi nécessaire pour améliorer les performances du système en boucle fermée suite à des perturbations de grande amplitude.

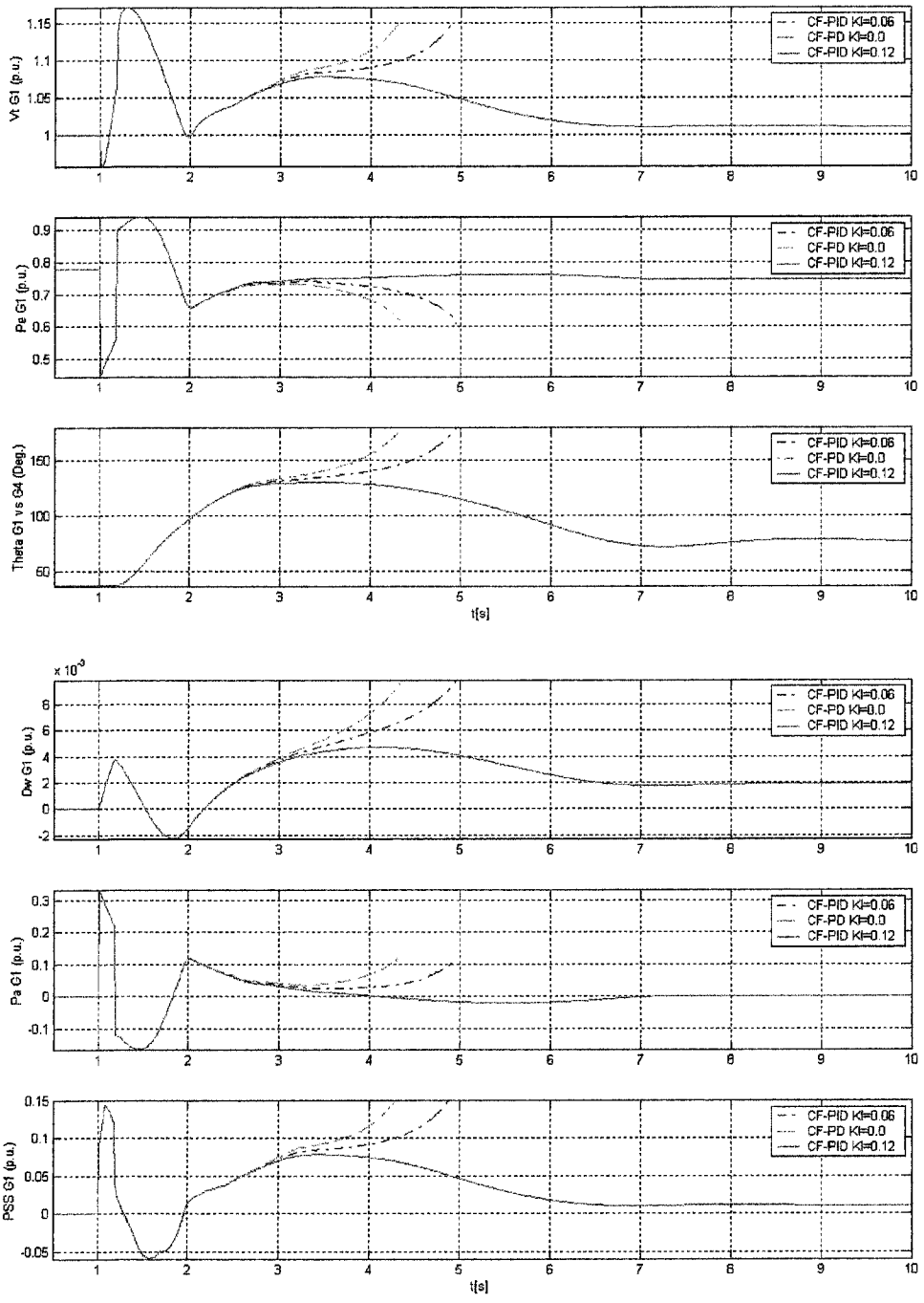


Figure 2.19: Réglage de la branche PI (court-circuit)

En définitive, le PSS FLOU obtenu en utilisant la méthodologie de réglage proposée plus haut est donné par la figure 2.20:

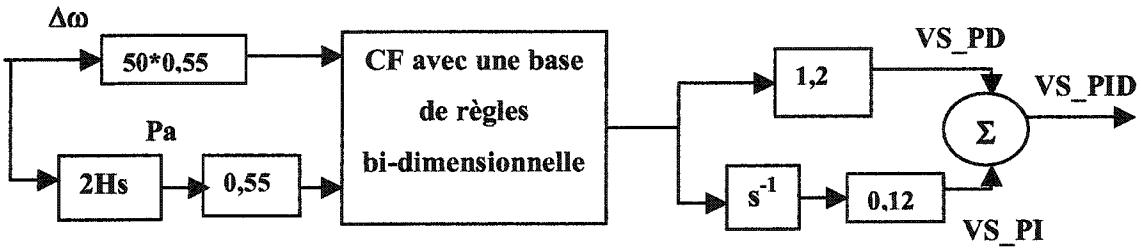


Figure 2.20: Paramètres du PSS FLOU

Le lieu de Bode du PSS FLOU est représenté à la figure 2.21.

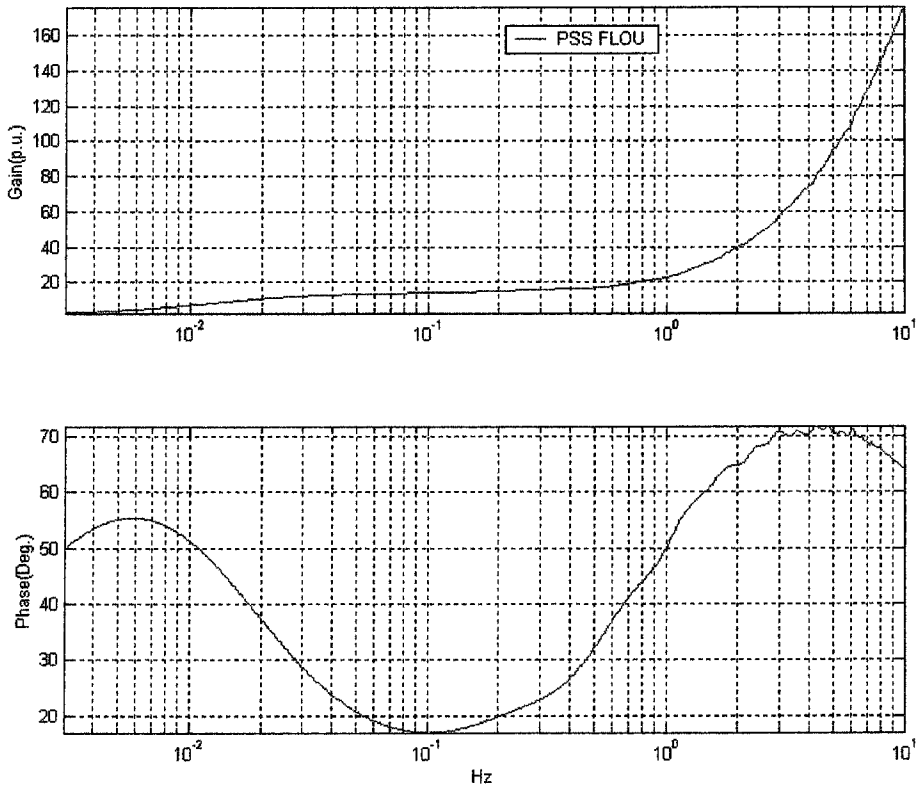


Figure 2.21: Lieu de Bode du PSS FLOU

Il apparaît que le PSS FLOU présente, sur la gamme de fréquence correspondant à l'ensemble des modes électromécaniques, une phase positive. De manière plus précise, entre 0,05 Hz et 0,3 Hz l'avance de phase engendrée par le PSS FLOU est relativement constante et égale à approximativement 20 degrés. A partir de 0,3Hz la phase augmente pour atteindre à f= 4Hz une valeur égale à 65 degrés. Par contre, entre 0,05Hz et 0,3Hz le gain du PSS flou est relativement constant et égal à approximativement à 15 p.u. Par la suite, il augmente pour atteindre à f= 4Hz une valeur égale à 75 p.u.

II.3- CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré comment le PSS FLOU a été synthétisé. Ce dernier, de type PID, a été obtenu en combinant deux contrôleurs flous de base: le contrôleur flou à action proportionnelle-dérivée (CF-PD) et le contrôleur flou a action proportionnelle-intégrale (CF-PI). Le PSS FLOU est composé d'un contrôleur flou et de gains. Ces derniers ont été rajoutés d'une part, pour normaliser les signaux d'entrée du contrôleur flou et d'autre part, pour réaliser la fonction PID.

Les variables d'entrée du contrôleur flou sont l'écart de vitesse par rapport à la vitesse nominale et la puissance d'accélération de la machine. Pour chacune de ces variables, sept sous-ensembles flous ont été définis. A partir des deux variables linguistiques d'entrée et des sous-ensembles flous les caractérisant, 49 règles ont été élaborées. Ces dernières ont été obtenues d'une part, à partir de l'analyse des phénomènes physiques et d'autre part, à partir de la connaissance acquise sur le système à commander.

Par ailleurs, les gains du PSS FLOU ont été réglés en utilisant une méthodologie qui consiste à régler un seul paramètre à la fois et à vérifier via des essais-erreurs le comportement du système en boucle fermée. Cette étape dans la synthèse du PSS FLOU s'est avérée fort intéressante, car elle a permis de montrer que dans le cas de cette

application, l'action intégrale est doublement nécessaire. En effet, les résultats ont montré que l'action intégrale est requise d'une part, pour satisfaire un bon comportement du système en boucle fermée suite à des perturbations de type basse fréquence et d'autre part, pour améliorer les performances du système suite à des perturbations de grandes amplitudes.

Avant de présenter les résultats obtenus, nous allons, dans le chapitre suivant, décrire l'application.

CHAPITRE III.
RESEAU TEST

III.1 INTRODUCTION

Les réseaux électriques sont constitués de différents éléments (alternateurs, transformateurs, charges, etc.) reliés entre eux par des lignes de transport. Ce sont des systèmes complexes, difficile à commander à cause de la variété des modes d'oscillations que l'on y retrouve. En présence de perturbations, la stabilité de ces modes se détériore. Dans ces conditions, des oscillations de différentes natures apparaissent sur les réseaux électriques. Ces dernières peuvent être peu amorties, voire instables, si les dispositifs de stabilisation en service ne permettent pas de correctement les amortir.

Par conséquent, pour tester efficacement les performances d'un stabilisateur, il est primordial d'utiliser un réseau test qui permet de reproduire les différents phénomènes qui apparaissent sur les réseaux. De manière plus précise, le réseau test doit permettre de reproduire d'une part, le comportement non linéaire du système et d'autre part, les modes d'oscillations d'intérêt.

Compte tenu de ces considérations, dans le cadre de ce travail le réseau test qui a été retenu est celui de Kundur (1994). Il a été modélisé à l'aide du logiciel Power System Blockset/Matlab. En dépit de sa petite dimension, le réseau de Kundur réussit à reproduire le comportement d'un réseau interconnecté avec d'autres systèmes de puissance. Par ailleurs, il permet l'étude de plusieurs modes d'oscillations tels que les modes locaux et les modes interzones. Notons que ces derniers sont de nos jours à l'origine de problèmes de stabilité puisque leur apparition dans les réseaux électriques est liée à l'augmentation des interconnections et des échanges d'énergie.

Nous allons, dans ce chapitre, présenter le réseau test qui a été utilisé. Dans un premier temps, les principaux constituants de ce réseau seront décrits. Par la suite, deux stabilisateurs de puissance seront présentés. Ces derniers ont été utilisés afin de comparer les performances du stabilisateur à base de logique floue avec celles de deux stabilisateurs de référence. Cette comparaison est importante car elle permet d'une part, d'évaluer le stabilisateur à base de logique floue par rapport à deux stabilisateurs connus et d'autre part, de montrer les caractéristiques du nouveau stabilisateur.

III.2 DESCRIPTION DU RÉSEAU TEST

Le réseau test utilisé dans cette étude est, comme nous l'avons mentionné plus haut, le réseau de Kundur. Ce dernier est reconnu dans la littérature comme un réseau standard pour l'analyse, la synthèse et la validation de différents stabilisateurs (Klein, 1992).

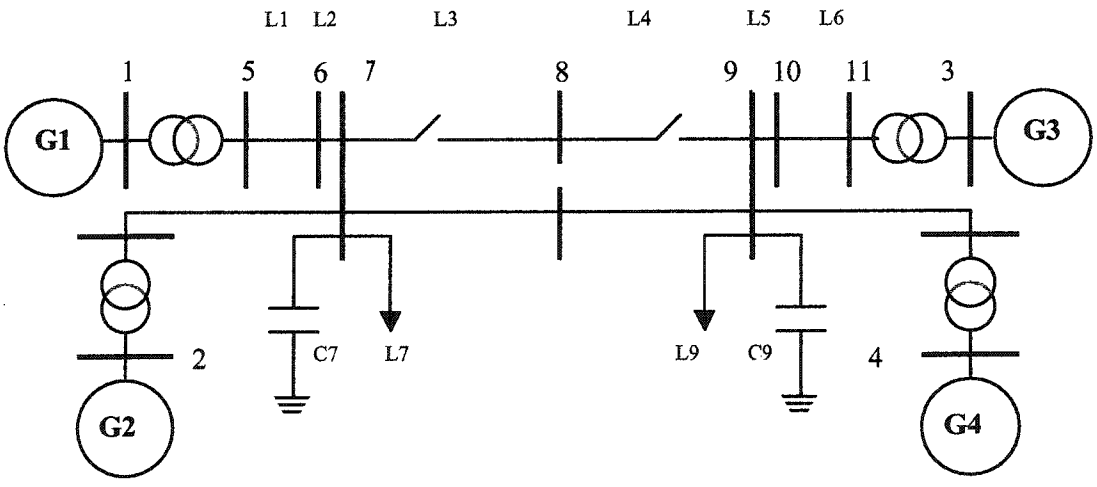


Figure 3.1: Schéma du réseau test (Réseau de KUNDUR)

Comme le montre la figure 3.1, le réseau de Kundur est symétrique. Il est constitué de deux zones identiques. Chaque zone comprend deux générateurs semblables à couplage étroit. Lorsque les disjoncteurs des lignes L3 et L4 sont fermés, les deux zones du réseau de Kundur sont reliées par deux longues lignes parallèles d'attache à 230 kV. Dans ce cas, le réseau est nommé réseau **K2L**. Par contre, lorsque les disjoncteurs des lignes L3 et L4 sont ouverts, les deux zones du réseau sont reliées par une ligne d'attache à 230 kV. Dans ce cas, le réseau obtenu est le réseau **K1L**. Notons que la machine G2 est choisie comme barre infinie.

III.3 PARAMETRES DU RESEAU TEST

III.3.1 PARAMÈTRES DES GROUPES TURBO-ALTERNATEUR

III.3.1.1 Paramètres des alternateurs

Dans le cadre de ce travail, les générateurs du réseau test sont des alternateurs avec des rotors à pôles lisses. Les valeurs nominales de la tension aux bornes de l'alternateur et de la puissance générée sont respectivement V =20kV et S=900MVA.

G1	G2	G3	G4
Xd=1,8 p.u.	Xd=1,8 p.u.	Xd=1,8 p.u.	Xd=1,8 p.u.
Xq=1,7 p.u.	Xq=1,7 p.u.	Xq=1,7 p.u.	Xq=1,7 p.u.
X'd=0,3 p.u.	X'd=0,3 p.u.	X'd=0,3 p.u.	X'd=0,3 p.u.
X'q=0,55 p.u.	X'q=0,55 p.u.	X'q=0,55 p.u.	X'q=0,55 p.u.
X''d=0,25 p.u	X''d=0,25 p.u	X''d=0,25 p.u	X''d=0,25 p.u
X''q=0,25 p.u	X''q=0,25 p.u	X''q=0,25 p.u	X''q=0,25 p.u
Xl=0,2 p.u	Xl=0,2 p.u	Xl=0,2 p.u	Xl=0,2 p.u
Rs=0,0025 p.u	Rs=0,0025 p.u	Rs=0,0025 p.u	Rs=0,0025 p.u

G1	G2	G3	G4
T'_{d0}=8,0 s	T'_{d0}=8,0 s	T'_{d0}=8,0 s	T'_{d0}=8,0 s
T''_{d0}=0,03 s	T''_{d0}=0,03 s	T''_{d0}=0,03 s	T''_{d0}=0,03 s
T'_{q0}=0,4 s	T'_{q0}=0,4 s	T'_{q0}=0,4 s	T'_{q0}=0,4 s
T''_{q0}=0,05 s	T''_{q0}=0,05 s	T''_{q0}=0,05 s	T''_{q0}=0,05 s
H=6,5 s	H=6,5 s	H=6,175 s	H=6,175 s

Tableau 3.1: Paramètres des alternateurs G1, G2, G3, G4

Où:

Xd et Xq sont les réactances synchrones des axes direct et en quadrature.

X'd et X'q sont les réactances transitoires des axes direct et en quadrature.

X"d et X"q sont les réactances sub-transitoires des axes direct et en quadrature.

Rs est la résistance du stator.

Xl est la réactance de fuite du stator.

T'_{d0} et T'_{q0} sont les constantes de temps transitoires des axes direct et en quadrature en circuit ouvert.

T''_{d0} et T''_{q0} sont constantes de temps sub-transitoires des axes direct et en quadrature en circuit ouvert.

Comme le montre le tableau 3.1, les quatre alternateurs du réseau de Kundur ont des paramètres identiques (Kundur, 1994), à l'exception de l'inertie qui est H=6,5s pour les machines de la zone 1 (G1 et G2) et H=6,175s pour les machines de la région 2 (G3 et G4). Notons que dans le tableau 3.1, les paramètres des alternateurs sont exprimés en unités normalisées (p.u.) par rapport à une puissance de base égale à 900 MVA et une tension de base égale à 20 kV.

III.3.1.2 Paramètres des systèmes d'excitation

Dans le cadre de cette étude, les quatre alternateurs du réseau sont munis d'excitatrice statique et de régulateur de tension identiques. Ces derniers ont pour fonction d'ajuster la tension d'excitation Efd et, par conséquent, de maintenir la tension Vt aux bornes des alternateurs égale à la tension de référence Vref.

Comme le montre la figure 3.2, la tension Vt est filtrée à l'aide d'un filtre passe bas **FPB** qui représente le traducteur de la tension aux bornes du stator. La tension filtrée est par la suite soustraite à la tension de référence Vref. Le signal d'erreur se trouve à l'entrée du régulateur de tension **RT** représenté par une fonction de transfert du premier ordre de constante de temps Ta.

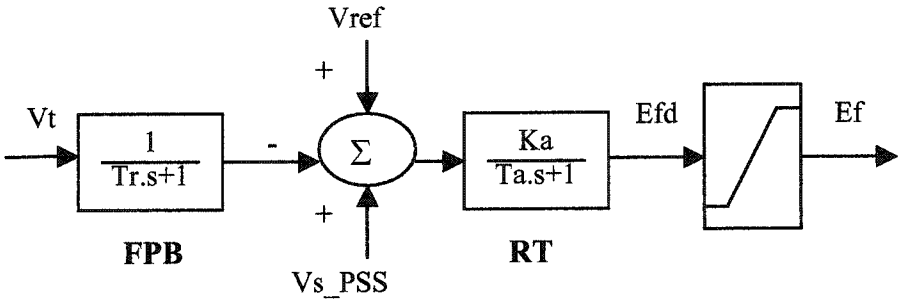


Figure 3.2: Le modèle du circuit d'excitation (type 1)

- Tr=0,02 s.
- Ka=200 et Ta= 0,001 s.
- Ef-min=0 p.u. et Ef-max = 12,3 p.u.

III.3.1.3 Paramètres des régulateurs de vitesse

Pour les quatre générateurs du réseau, les turbines utilisées sont des turbines à vapeur. Ces dernières sont munies de régulateurs de vitesse identiques. Le modèle du régulateur de vitesse est présenté par la figure 3.3.

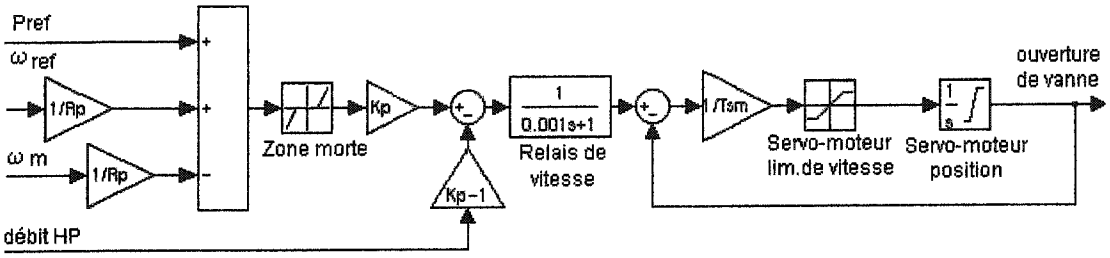


Figure 3.3: Le modèle du régulateur de vitesse

Les variables d'entrée pour le régulateur de vitesse sont les suivantes :

- Pref : la puissance électrique de référence en p.u.
- ωref : la vitesse de référence (ωref=1 p.u.).
- ωm : la vitesse du rotor du générateur en p.u.
- débit HP : le débit de la vapeur à haute pression (variable de commande de la turbine).

Les gains et constante de temps du régulateur de vitesse sont:

- Kp=1
- Rp=0,05 p.u.
- Tsm=0,15 s.

Les limites pour le servomoteur sont:

- Limites de vitesse : Lv_min = -0,1p.u./s, Lv_max = 0,1 p.u./s
- Limites de position : Lp_min = 0 p.u., Lp_max = 4,496 p.u.

III.3.2 PARAMÈTRES DU RÉSEAU DE TRANSPORT

III.3.2.1 Paramètres des lignes

Le modèle de ligne utilisé est le modèle en PI avec des paramètres distribués. La longueur des lignes d'attache est de 220 km.

Les longueurs des lignes représentées dans la figure 3.1 sont :

- L1 = L6 = 25 km
- L2 = L5 = 10 km
- L3 = L4 = 110 km.

Les paramètres des lignes en p.u. sur une base de 100 MVA et 230 kV sont :

- La résistance R = 0,0001 p.u./km
- La réactance inductive X_L = 0,001 p.u./km
- La réactance capacitive B_C = 0,00175 p.u./km

III.3.2.2 Données des transformateurs

Les paramètres des transformateurs, qui équipent chaque départ de ligne de transport, sont les suivants :

- Puissance nominale S=900 MVA
- Rapport de tension =20kV/230 kV
- Réactance de liaison XL=0,15 p.u.

III.3.3 MODÈLES DE CHARGE

Les charges sont représentées comme des charges à impédance constante. En négligeant la dépendance en fonction de la fréquence, la charge est représentée par le modèle mathématique suivant (CIGRÉ, 1990) :

$$P = P_0 \times (V / V_0)^m$$
$$Q = Q_0 \times (V / V_0)^n \qquad (3.1)$$

où :

- P_0 est la valeur initiale de la composante active de la charge.
- Q_0 est la valeur initiale de la composante réactive de la charge.
- V_0 est la valeur initiale de la tension à la barre de la charge.
- m et n sont respectivement les coefficients de puissance active et réactive. Pour une charge à impédance constante, m et n sont égaux à 2.
- P, Q, V sont respectivement les valeurs actuelles de la composante active de la charge, de la composante réactive de la charge et de la tension à la barre de la charge.

Dans le cadre de ce travail, la charge est partagée entre les deux régions de telle sorte que le transit de puissance de la région 1 vers la région 2 soit pour le réseau **K2L** égal à 413 MW et pour le réseau **K1L** égal à 353 MW.

Les charges et les batteries de condensateurs sont installées aux barres 7 et 9 de la manière suivante:

- À la barre 7 : P_L=967 MW, Q_L=100 Mvar, Q_C=200 Mvar.
- À la barre 9 : P_L=1767 MW, Q_L=100 Mvar, Q_C=350 Mvar.

De plus, dans chaque région, une charge capacitive de 187 Mvar a été ajoutée pour améliorer le profil de la tension.

III.4 ECOULEMENT DE PUISSANCE

Le tableau 3.2 résume l'écoulement de puissance obtenu pour les réseaux K1L et K2L. Il apparaît que pour le réseau K2L chaque alternateur produit 700 MW. Par contre, pour le réseau K1L les alternateurs produisent une puissance comprise entre 603 MW et 718 MW.

Réseau Kundur K2L				Réseau Kundur K1L			
Alternateur	P(MW)	Q(Mvar)	V(p.u.)/deg.	Alternateur	P(MW)	Q(Mvar)	V(p.u.)/deg.
G1	700	91,9	1/10,22°	G1	700	114,54	1/11,23°
G2	700	117,7	1/0,0°	G2	603,6	162,53	1/0,0°
G3	700	82,25	1/-15,88°	G3	718,98	110,92	1/-38,51°
G4	700	82,68	1/-26,53°	G4	700	152,75	1/-49,25°

Tableau 3.2: Écoulement de puissance

Tel que mentionné plus haut, les performances du stabilisateur à base de logique floue devront être comparées à celles obtenues avec deux stabilisateurs. Par conséquent, nous allons, dans le paragraphe suivant, décrire brièvement les stabilisateurs de réseau utilisés pour des fins de comparaison. Pour plus de détails le lecteur pourra consulter les références (Murdoch, 1999; Grondin,2000).

III.5 DESCRIPTION DES STABILISATEURS DE REFERENCE

Les deux stabilisateurs de référence, qui ont été retenus pour comparer et évaluer les performances du stabilisateur à base de logique floue, sont les suivants :

1. Le stabilisateur multi-bandes MB-PSS
2. Le stabilisateur DeltaP/Omega appelé aussi SILCO5

Notons que ces deux stabilisateurs de référence sont disponibles commercialement et normalisés par IEEE. Les entrées de ces stabilisateurs sont les écarts, par rapport à leur valeur nominale, de la vitesse et de la puissance électrique de la machine.

III.5.1 STABILISATEUR DE PUISSANCE MULTI-BANDES

Le stabilisateur multi-bandes (MB-PSS), représenté par la figure 3.4, est un nouveau type de stabilisateur d'alternateur qui a été développé à l'IREQ. Ses entrées sont les écarts, par rapport à leur valeur nominale, de la vitesse et de la puissance électrique de la machine.

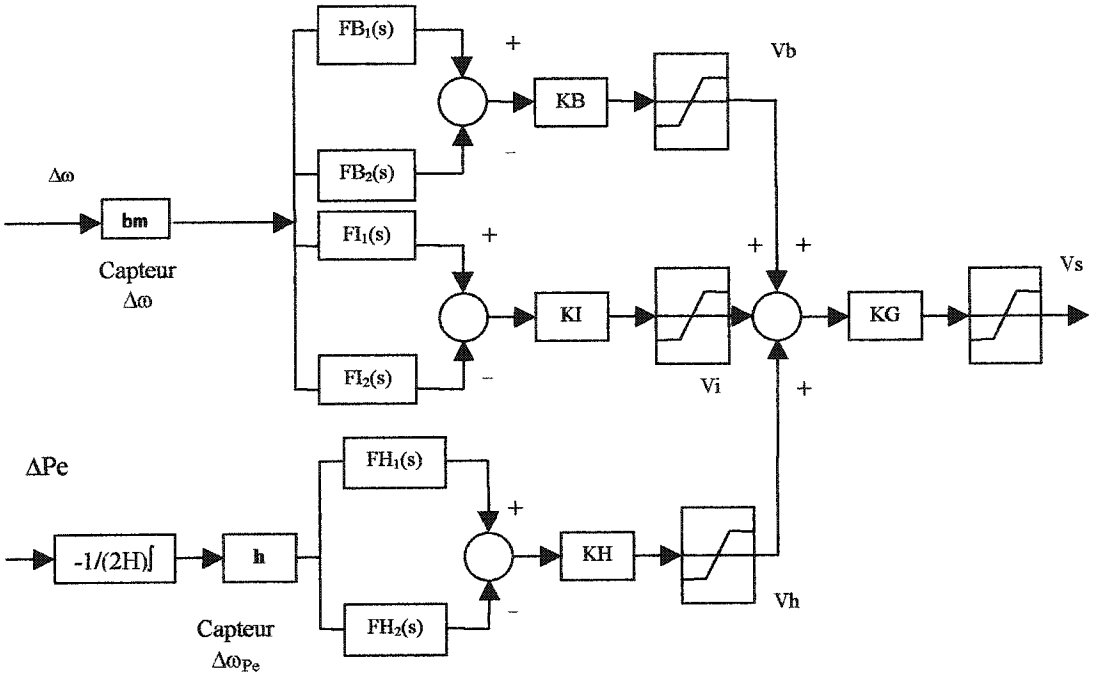


Figure 3.4: Schéma du stabilisateur muti-bandes MB-PSS

La fonction de transfert du capteur de vitesse est représentée par $F_{bm}(s)$. Celle du capteur de vitesse dérivée de la puissance est donnée par la fonction $F_h(s)$.

$$F_{bm}(s) = \frac{-1{,}759 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1}{1{,}2739 \cdot 10^{-4} \cdot s^2 + 1{,}7823 \cdot 10^{-2} \cdot s + 1} \tag{3.2}$$

$$F_h(s) = \left(\frac{s}{s+1}\right)^2 \cdot \frac{1}{0{,}025 \cdot s + 1} \tag{3.3}$$

Contrairement aux stabilisateurs conventionnels, qui traitent l'ensemble des phénomènes oscillatoires à l'aide d'une série de filtres en cascade (passe haut et avance-retard), le MB-PSS est, comme le montre la figure 3.4, constitué de trois étages découplés en fréquence. L'utilisation de plusieurs étages est, en effet, nécessaire si l'on désire amortir un réseau qui possède des modes d'oscillations qui s'étendent sur une large bande de fréquence. Cela permet d'obtenir un stabilisateur robuste vis-à-vis des variations des fréquences à amortir.

De manière plus précise, les trois étages du MB-PSS ont été conçus afin que chacun d'entre eux puisse amortir une bande de fréquence prédéterminée. La combinaison de ces trois étages permet, en définitive, d'améliorer la stabilité de tous les modes d'oscillations électromécaniques que l'on retrouve dans les réseaux électriques. Rappelons que ces modes ont une fréquence comprise entre 0,04 Hz et 4,0 Hz.

Si l'on ne considère pas les capteurs de mesure, la fonction de transfert du MB-PSS est la suivante :

$$H(s) = KG \times [FB(s) + FI(s) + FH(s)] \tag{3.4}$$

où:

- FB(s) est la fonction de transfert de l'étage des basses fréquences synchronisées à la fréquence f_B=0,25 Hz.
- FI(s) est la fonction de transfert de l'étage des fréquences intermédiaires synchronisées à la fréquence f_I=1,25 Hz.
- FH(s) est la fonction de transfert de l'étage des hautes fréquences synchronisées à la fréquence f_H=12,0 Hz.
- KG = 0,7 est le gain global du MB-PSS

La fonction de transfert de chaque étage est la suivante:

$$FJ(s) = (FJ1(s) - FJ2(s)) \times KJ \tag{3.5}$$

avec :

- J= B (basses fréquences), I (fréquences intermédiaires) ou H (hautes fréquences).
- KJ est le gain de l'étage J : KB=20, KI=40 et KH=160
- FJ1(s)-FJ2(s) est le filtre différentiel de l'étage J.

La fonction de transfert FJn(s) de chaque branche est de la forme suivante :

$$FJn(s) = \frac{(1+s\cdot T_{J1n})}{(1+s\cdot T_{J2n})} \cdot \frac{(1+s\cdot T_{J3n})}{(1+s\cdot T_{J4n})} \cdot \frac{(1+s\cdot T_{J5n})}{(1+s\cdot T_{J6n})} \cdot K_{Jn} \tag{3.6}$$

où n = 1,2 est respectivement la branche 1 ou 2 du filtre différentiel.

Le tableau 3.3 donne les valeurs des gains et des constantes de temps de chaque étage du MB-PSS utilisé dans le cadre de ce travail. Notons que, dans notre étude, nous avons utilisé une forme simplifiée du MB-PSS. Cette dernière consiste à avoir un seul bloc avance-retard par branche.

Les constantes de temps de chaque étage sont, comme le montre les formules suivantes, obtenues à partir des fréquences de synchronisation:

$$\begin{aligned} T_{J21} = T_{J12} &= \frac{1}{2\times\pi\times f_J\times\sqrt{R}} \\ T_{J11} = \frac{T_{J21}}{R};& \quad T_{J22} = T_{J12}\times R \\ K_{J1} = K_{J2} &= \frac{(R^2+R)}{(R^2-2\times R+1)} \end{aligned} \tag{3.7}$$

avec :

- J= B (basses fréquences), I (fréquences intermédiaires) ou H (hautes fréquences).
- R est une constante égale à 1,2.

Étage FB	Étage FI	Étage FH
K_B=20,0	K_I=40,0	K_H=160,0
K_{B1}=66,0	K_{I1}=66,0	K_{H1}=66,0
K_{B2}=66,0	K_{I2}=66,0	K_{H2}=66,0
T_{B11}=0,4843	T_{I11}=0,0969	T_{H11}=0,0101
T_{B21}=0,5812	T_{I21}=0,1162	T_{H21}=0,0121
T_{B12}=0,5812	T_{I12}=0,1162	T_{H12}=0,0121
T_{B22}=0,6974	TI_{B22}=0,1395	T_{H22}=0,0145
Vb-max=0,6	Vi-max=0,6	Vh-max=0,6
Vb-min=-0,6	Vi-min=-0,6	Vh-min=-0,6

Tableau 3.3: Les paramètres du MB-PSS

III.5.2 STABILISATEUR DE RÉSEAU SILCO5

Les deux entrées du stabilisateur SILCO5 sont les écarts, par rapport à leur valeur nominale, de la vitesse et de la puissance électrique. Ces dernières sont, comme le montre la figure 3.5, dans un premier temps, filtrés à l'aide de filtres de type wash-out (**FPH1** et **FPH2)** dont la principale fonction est l'élimination de la composante continue des signaux. Les paramètres de ces filtres sont donnés dans le tableau 3.4.

Remarques: Le diagramme complet pour ce type de stabilisateur est donné par la norme 421.5 IEEE (1992).

Comme le montre la figure 3.5, le signal de stabilisation du SILCO5 est synthétisé en utilisant l'intégrale de la puissance d'accélération de la machine. Cette dernière est obtenue à partir de la différence des intégrales des puissances mécanique et électrique.

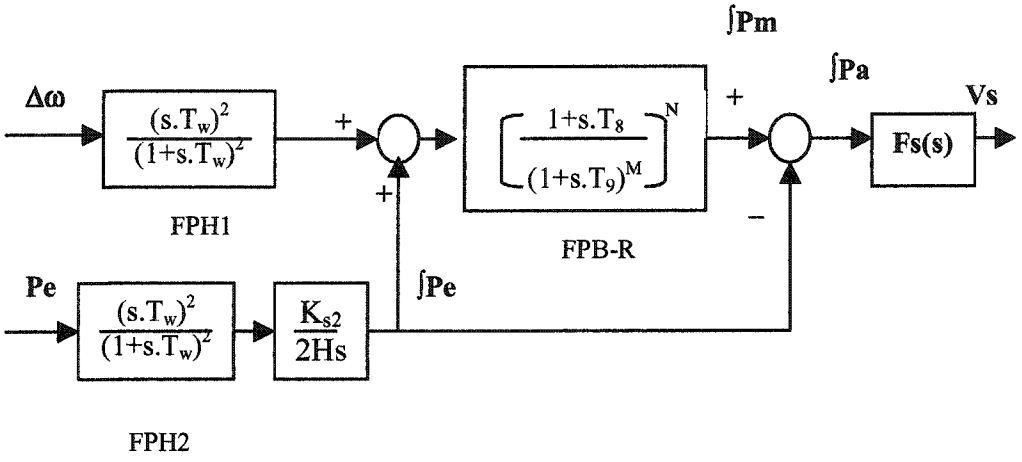


Figure 3.5: Le modèle de stabilisateur SILCO5

Pour obtenir l'intégrale de la puissance mécanique, dans un premier temps, la somme de la vitesse filtrée et de l'intégrale de la puissance électrique filtrée est réalisée. Par la suite, comme la puissance électrique peut avoir des variations brusques lors des phénomènes transitoires contrairement à la puissance mécanique, qui ne change pas rapidement (d'habitude, ces changements sont de type rampe), cette somme est filtrée à l'aide d'un filtre de type « ramp tracking » représenté par la fonction de transfert **FPB-R**. Ce dernier, dont les paramètres sont donnés dans le tableau 3.4, est un filtre à pôles multiples qui permet d'obtenir l'intégrale de la puissance mécanique en laissant passer uniquement les changements à basse fréquence présents dans son signal d'entrée. La dernière opération du SILCO5 consiste à filtrer l'intégrale de la puissance d'accélération Pa, à l'aide du filtre représenté par la fonction de transfert **Fs(s)**. Les paramètres de la fonction **Fs(s)** sont donnés dans le tableau 3.4.

$$Fs(s) = K_{s1} \cdot \frac{T_1 \cdot s+1}{T_2 \cdot s+1} \cdot \frac{T_3 \cdot s+1}{T_4 \cdot s+1} \cdot \frac{T_5 \cdot s+1}{T_6 \cdot s+1} \qquad (3.8)$$

Paramètres des fonctions FPH(1 et 2) et FPB-R		Paramètres de la fonction PSS Fs(s)	
		K_{s1}	20
T_w	10,0 s	T_1	0,12 s
T_8	0,175 s	T_2	0,012 s
T_9	0,10 s	T_3	0,12 s
M	5	T_4	0,012 s
N	1	T_5	0,25 s
K_{s2}	0,99	T_6	0,75 s
		Vs-max	0,15
		Vs-min	-0,15

Tableau 3.4: Paramètres du SILCO5

Comme nous l'avons dit plus haut, le MB-PSS et le SILCO5 ont été utilisés afin de comparer les performances du stabilisateur à base de logique floue avec celles de deux stabilisateurs connus et commercialement disponibles. Cependant, avant de présenter les résultats obtenus, nous allons comparer, dans le paragraphe suivant, les réponses en fréquence de ces trois stabilisateurs. Cette comparaison est importante, car elle permet d'une part, de montrer les différences de comportement des trois stabilisateurs dans le domaine fréquentiel et d'autre part, d'avoir une idée plus précise sur le fonctionnement du système en boucle fermée.

III.6 RÉPONSE EN FRÉQUENCE DES STABILISATEURS

La figure 3.6 illustre la réponse en fréquence des stabilisateurs PSS FLOU, MB-PSS et SILCO5. Pour obtenir la réponse en fréquence du stabilisateur flou, qui est un système non linéaire, nous avons réalisé une identification du PSS FLOU en boucle ouverte.

Dans le cadre de cette identification, l'excitation utilisée comme signal d'entrée est un créneau d'une amplitude de 0,1% et d'une largeur d'une seconde.

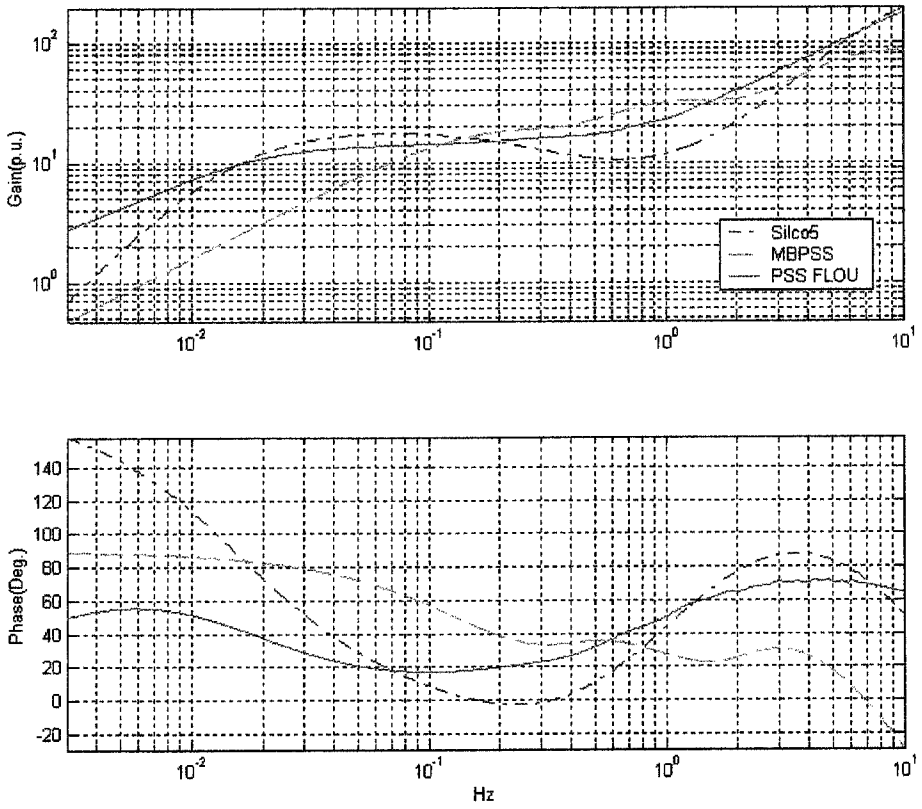


Figure 3.6: Réponse en fréquence des trois stabilisateurs de réseaux

La figure 3.6 montre que, dans la gamme des fréquences d'intérêt (0,05 Hz- 4 Hz), le PSS FLOU et le MB-PSS ne présente pas de retard de phase. Par contre, le SILCO5 présente un retard de phase dans la bande de fréquences 0,15 Hz- 0,35 Hz. Il apparaît aussi que l'avance de phase du MB-PSS décroît avec la fréquence, alors que, pour les deux autres stabilisateurs, elle passe plutôt par un creux pour ensuite remonter.

Par ailleurs, la figure ci-dessus montre que, dans la bande de fréquence d'intérêt, l'avance de phase maximale pour le PSS FLOU et pour le MB-PSS est sensiblement la même. Elle se situe autour de 65 degrés. La différence est qu'avec le PSS FLOU, le maximum d'avance de phase se situe autour de la borne supérieure des fréquences

d'intérêt soit 4 Hz alors qu'avec le MB-PSS il se situe autour de la borne inférieure des fréquences d'intérêt soit 0,04 Hz. Le SILCO 5 présente quant à lui une avance de phase maximale de 90 degrés autour de 4Hz.

La figure 3.6 montre que pour les fréquences inférieures à 0,01 Hz le gain du PSS FLOU est supérieur à celui des deux autres stabilisateurs. Par ailleurs, il apparaît que, comparativement aux autres stabilisateurs, le gain du PSS FLOU varie peu entre 0,04Hz et 0,3Hz. En effet, dans cette bande de fréquence le gain du PSS FLOU se situe autour de 15 p.u. Par contre, au-delà de 1Hz le gain du PSS FLOU augmente rapidement pour atteindre 75 p.u. autour de 4Hz. À cette fréquence, les gains obtenus avec les autres stabilisateurs sont de 55 p.u. pour le MB-PSS et de 60 p.u. pour le SILCO5.

III.7 CONCLUSION

Le réseau test, qui a été retenu pour évaluer les performances du PSS FLOU, est le réseau de Kundur. Dans le cadre de cette étude, deux topologies du réseau de Kundur ont été modélisées à l'aide du logiciel Power System Blockset/Matlab. Dans la première, les deux zones du réseau de Kundur sont reliées par deux longues lignes parallèles. Dans la seconde, les deux zones du réseau sont reliées par une ligne d'attache.

Dans ce chapitre, nous avons, dans un premier temps, décrit les principaux constituants du réseau de Kundur. Par la suite, nous avons présenté deux stabilisateurs de réseau: le MB-PSS et le SILCO5. Ces deux stabilisateurs disponibles commercialement ont été utilisés afin d'évaluer les performances du PSS FLOU.

Nous allons, dans le chapitre suivant, présenter les résultats de simulation. Notons que, pour chaque contingence, les performances du PSS FLOU seront comparées à celles du SILCO5 et du MB-PSS.

CHAPITRE IV.
RÉSULTATS OBTENUS

IV.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats obtenus avec le stabilisateur de puissance basé sur la logique floue. Ces derniers sont comparés avec ceux obtenus avec deux autres types de stabilisateurs.

Les simulations ont été faites avec le logiciel **P**ower **S**ystem **B**lockset /Matlab. Ce logiciel utilise une modélisation non-linéaire détaillée de chaque équipement du réseau.

Le réseau utilisé est celui de Kundur présenté au chapitre III. Deux topologies ont été retenues : le réseau de Kundur à une ligne (**K1L**) dans lequel les deux régions du réseau sont reliées par une ligne et le réseau de Kundur à deux lignes (**K2L**) dans lequel les deux régions sont reliées par deux lignes.

Pour tester les performances et la capacité des stabilisateurs à amortir les oscillations, différents scénarios ont été retenus. Dans un premier temps, une analyse modale du système en boucle ouverte a été réalisée. Le logiciel d'Analyse Modale développé à l'IREQ a été utilisé (Kamwa, 1993). Cette analyse est importante car elle permet d'obtenir la fréquence et l'amortissement des principaux modes du système à commander en plus d'apporter des informations pertinentes relatives à la commandabilité et à l'observabilité de ces modes. De cette manière, il est alors possible d'avoir une idée précise d'une part, sur la stabilité du système, autrement dit sur les modes à amortir, et d'autre part, sur la commandabilité et l'observabilité de ces modes. Par la suite, pour tester le comportement des stabilisateurs suite à des perturbations de

faibles amplitudes, des créneaux ont été appliqués sur la tension de référence de certaines machines du réseau. En plus de ces simulations temporelles, dans ces cas, une analyse modale du système en boucle fermée a été réalisée afin de montrer l'impact des stabilisateurs sur la fréquence et sur l'amortissement des modes peu amortis identifiés en boucle ouverte.

Le comportement du stabilisateur suite à des perturbations de grande amplitude a aussi été testé. Dans ce cas, des courts-circuits de durées variables ont été appliqués à différents endroits du réseau.

Pour finir, une autre classe de contingences a été considérée afin de tester le comportement du stabilisateur de la manière la plus exhaustive possible. Dans ce cas, il s'agit d'une rampe et d'un créneau sur la puissance mécanique de référence de certaines machines.

Nous allons, dans ce qui suit, décrire les différentes contingences retenues pour tester le stabilisateur.

IV.2 DESCRIPTION DES DIFFÉRENTES CONTINGENCES

IV.2.1 PERTURBATIONS DE TYPE PETIT SIGNAL

Les contingences petit signal, appliquées au réseaux tests K1L et K2L, sont :

a. Créneau sur Vref de 1%, d'une largeur de 0,2 seconde, à la machine no.1(G1).

b. Créneau sur Vref de 1%, d'une largeur de 0,2 seconde, à la machine no. 3(G3).

Vref est la tension de référence des machines.

IV.2.2 CONTINGENCES DE TYPE GRAND SIGNAL

Les contingences de grande amplitude, considérées et appliquées sur les réseaux étudiés, sont :

- Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions :
    - de 12 cycles pour le Réseau Kundur à une ligne K1L.
    - de 15 cycles pour le Réseau Kundur à deux lignes K2L avec perte d'une ligne.
- Court-circuit triphasé proche de la machine no. 1 (G1) d'une durée :
    - de 12 cycles pour le Réseau Kundur à une ligne K1L.
    - de 9 cycles pour le Réseau Kundur à deux lignes K2L.

IV.2.3 AUTRES CONTINGENCES

Les deux autres contingences retenues et qui permettent de tester davantage les performances du stabilisateur sont le créneau et la rampe sur la puissance mécanique de référence (Pref).

a. Créneau sur Pref de 10%, d'une largeur de 1 seconde, à la machine no.4 (G4).
b. Rampe négative sur Pref de 1p.u./minute, d'une largeur de 6 secondes, à la machine no.1(G1).

IV.3 RÉSULTATS

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus en débutant par ceux de l'analyse modale du système en boucle ouverte. Par la suite, nous verrons les résultats des simulations correspondant aux contingences décrites au paragraphe précédent.

Pour montrer l'apport de la logique floue, tous les résultats obtenus avec le PSS FLOU seront comparés avec ceux obtenus avec les deux autres stabilisateurs déjà décrits au chapitre III : soient le MBPSS et le SILCO5.

IV.3.1 ANALYSE MODALE DU SYSTÈME EN BOUCLE OUVERTE

Le logiciel d'Analyse Modale développé à l'IREQ a été utilisé d'une part, pour obtenir le modèle linéaire du système en boucle ouverte et d'autre part, pour utiliser certains outils afin d'analyser les modes principaux des réseaux considérés : fréquence, amortissement, commandabilité et observabilité. Rappelons que ces outils ont été présentés au chapitre I.

Pour les deux topologies du réseau de Kundur (K1L et K2L) retenues, les quatre machines du réseau de Kundur sont munies d'excitatrices statiques. Aucune machine n'est équipée de stabilisateur. Dans ces conditions, le modèle linéaire multivariable du réseau en boucle ouverte (B.O.), identifié à l'aide du logiciel d'analyse modale, est donné par l'équation d'état 4.1. Notons que, dans ce cas, les paramètres d'identification choisis (voir I.5.1) sont : T=4 points par cycle, ND=12, NR=250, NI=NJ=1.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{4.1}$$

$x \in R^{12}$ est le vecteur d'état.

$A \in R^{12 \times 12}$ est la matrice d'état.

$B \in R^{12 \times 4}$ est la matrice des entrées.

$C \in R^{4 \times 12}$ est la matrice des sorties.

$u = [V_{ref}_G1 \quad V_{ref}_G2 \quad V_{ref}_G3 \quad V_{ref}_G4]$, est le vecteur des entrées. Vref_Gi est la tension de référence de la machine i.

$y = [\omega_G1 \quad \omega_G2 \quad \omega_G3 \quad \omega_G4]$, est le vecteur des sorties. ω_Gi est la vitesse de la machine i.

Pour l'analyse modale, seuls les modes ayant un amortissement $\zeta<0.4$ ont été retenus. En effet, ceux ayant un amortissement $\zeta\geq0.4$ sont considérés comme suffisamment amortis. Le tableau suivant résume les résultats obtenus.

Réseau Kundur à une ligne (K1L) en B.O.				**Réseau Kundur à deux lignes (K2L) en B.O.**			
fn(Hz)	***Zeta***(ζ)	Observabilité	Commandabilité	***fn***(Hz)	***Zeta***(ζ)	Observabilité	Commandabilité
0,44047	-0,015	ω_G4	Vref_G4	0,64109	-0,026	ω_G3	Vref_G4
1,10634	0,12	ω_G2	Vref_G1	1,12715	0,096	ω_G2	Vref_G2
1,15090	0,095	ω_G4	Vref_G4	1,16220	0,092	ω_G4	Vref_G4

Tableau 4.1: Modes naturels du système en boucle ouverte

Le tableau 4.1 montre que les deux réseaux en boucle ouverte sont instables. De manière plus précise, les résultats obtenus montrent que les deux réseaux ont chacun trois modes dont l'amortissement est $\zeta<0.4$. Parmi ces trois modes, on constate qu'il y a un mode interzone instable de fréquence 0,44 Hz pour le réseau K1L et de fréquence 0,64 Hz pour le réseau K2L.

Les figures 4.1, 4.2, 4.3 et 4.4 représentent les mesures de commandabilité et d'observabilité obtenues pour les réseaux K1L et K2L en boucle ouverte. L'axe des ordonnées représente les valeurs des mesures d'observabilité – commandabilité obtenues et normalisées. Pour les figures associées aux mesures de commandabilité, l'axe des abscisses représente les entrées utilisées qui sont les tensions de référence Vref_Gi (i=1,2,3,4) des quatre machines. Dans les figures associées aux mesures d'observabilité,

l'axe des abscisses représente les sorties utilisées. Dans ce cas il s'agit des vitesses ω_Gi (i=1,2,3,4) des quatre machines.

IV.3.1.1 Commandabilité et observabilité des modes du réseau K1L

Les figures 4.1 et 4.2 montrent que le mode 1,10634 Hz présente une bonne observabilité et une bonne commandabilité à partir des générateurs G1 et G2 de la zone 1. Par contre, l'observabilité et la commandabilité de ce mode à partir des générateurs de la zone 2 (G3 et G4) est médiocre. Par conséquent, nous pouvons dire que ce mode est un mode local à la zone 1. Par ailleurs, les figures 4.1 et 4.2 montrent d'une part, que l'observabilité du mode 1.10634 Hz est maximale à partir de la vitesse de la machine 2 et d'autre part, que la commandabilité de ce mode est maximale à partir de la tension de référence du générateur 1. En d'autres termes, cela signifie, tel qu'indiqué dans le tableau 4.1, que parmi toutes les entrées/sorties du système, la vitesse de la machine 2 est la plus efficace pour observer ce mode et la tension de référence du générateur 1 est la plus efficace pour l'amortir.

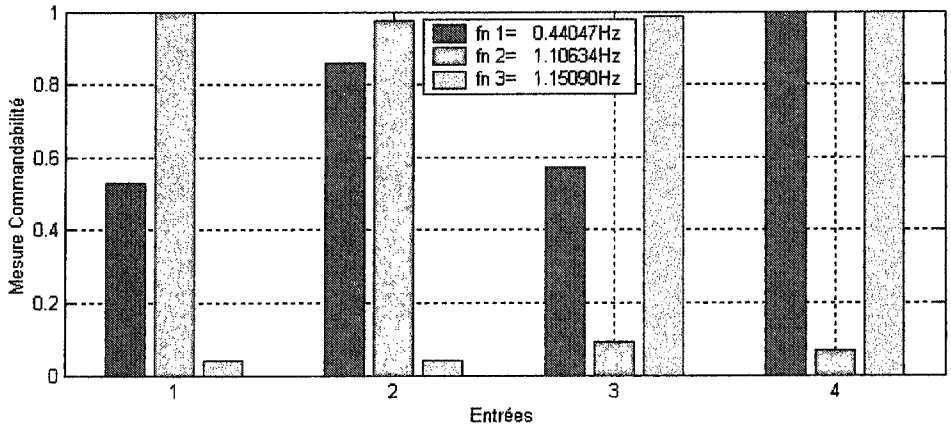


Figure 4.1: Commandabilité des modes du réseau K1L en boucle ouverte

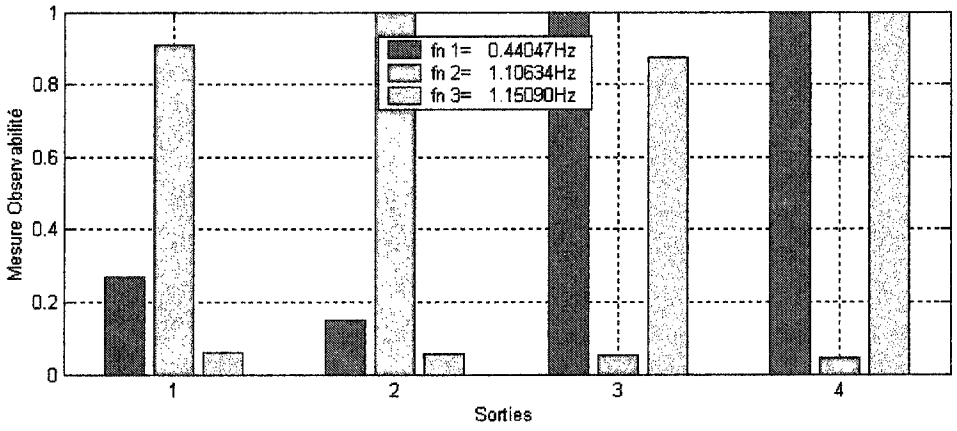


Figure 4.2: Observabilité des modes du réseau K1L en boucle ouverte

Pour le mode 1,1509 Hz, les figures 4.1 et 4.2 montrent que ce mode est local à la zone 2. En effet, il apparaît que ce mode présente une bonne observabilité et une bonne commandabilité uniquement à partir des machines G3 et G4. De plus, pour ce mode, les mesures d'observabilité et de commandabilité obtenues à partir des générateurs 1 et 2 sont très faibles. Enfin, les résultats obtenus montrent que, parmi tous les signaux de commande et de mesure, la vitesse de la machine 4 maximise l'observabilité de ce mode, alors que la tension de référence du générateur 4 en maximise la commandabilité.

Concernant le mode interzone (0,44047 Hz), la figure 4.2 montre qu'il est très bien observable à partir des générateurs de la zone 2. Le maximum d'observabilité est obtenu avec ω_G4. Concernant la commandabilité de ce mode, les résultats obtenus montrent qu'il peut être commandé aussi bien à partir de Vref_G2 (zone 1) que de Vref_G4 (zone 2). Cependant, parmi ces signaux de commande, la tension de référence de la machine 4 permet d'obtenir la mesure de commandabilité la plus grande. Nous pouvons donc dire que, dans ce cas, Vref_G4 est le signal le plus efficace pour amortir le mode interzone.

IV.3.1.2 Commandabilité et observabilité des modes du réseau K2L

Les figures 4.3 et 4.4 montrent que le mode 1,12715 Hz est local à la zone 1. Les signaux les plus efficaces pour l'observer et le commander sont respectivement la vitesse et la tension de référence de la machine 2.

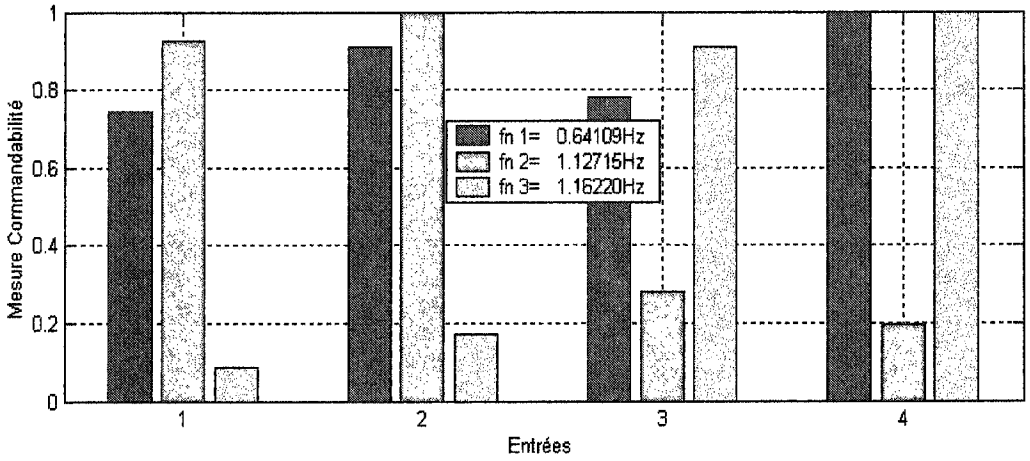


Figure 4.3: Commandabilité des modes du réseau K2L en boucle ouverte

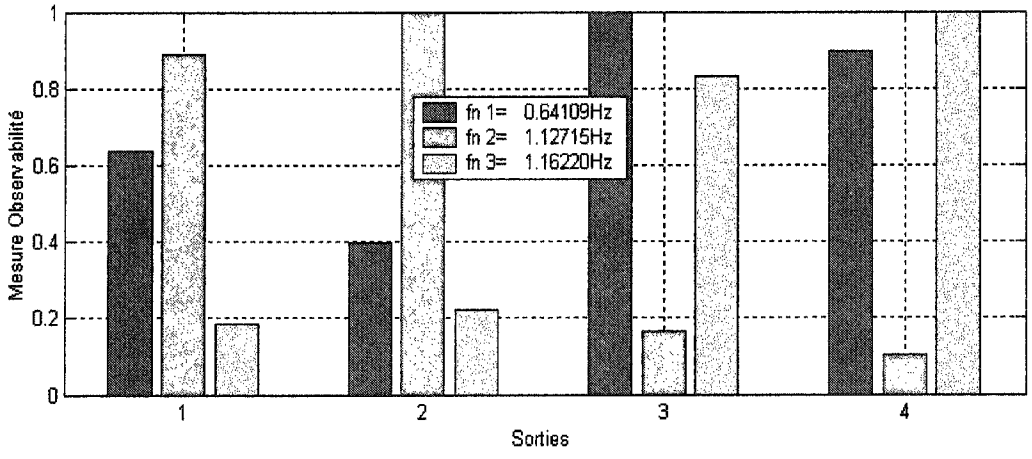


Figure 4.4: Observabilité des modes du réseau K2L en boucle ouverte

On remarque aussi que le mode 1,1622 Hz est local à la zone 2 et que les signaux du générateur 4 sont les plus efficaces pour le commander et l'observer. Enfin, les résultats montrent qu'il est possible d'une part, de commander le mode interzone à partir des quatre machines et d'autre part, de l'observer à partir des machines de la zone 2. Cependant, pour ce mode, les signaux les plus efficaces en terme d'observabilité et de commandabilité sont respectivement ω_G3 et Vref_G4.

IV.3.2 ANALYSE MODALE DU SYSTÈME EN BOUCLE FERMÉE

Les modes en boucle fermée résultent du fait que, dans ce cas, chaque machine du réseau est munie d'un stabilisateur de vitesse. Pour chaque type de stabilisateur décrit dans les chapitres précédents (le PSS FLOU, le MBPSS et le SILCO5), nous avons fait une étude afin de montrer l'effet de chacun sur l'amortissement des modes électromécaniques.

Pour chaque réseau étudié, les résultats de l'analyse modale du système en boucle fermée sont résumés dans trois tableaux. Chaque tableau est associé à un des trois modes identifiés lors de l'analyse modale du système en boucle ouverte, à savoir : le mode interzone, le mode local à la zone 1 et le mode local à la zone 2. Enfin, pour montrer l'effet des stabilisateurs sur ces trois modes, les résultats de l'analyse modale du système en boucle ouverte (B.O.) sont à nouveau présentés.

IV.3.2.1 Analyse du réseau K1L

a. Mode interzone

Le tableau 4.2 montre que le mode interzone en boucle ouverte est un mode instable, tandis que pour le réseau en boucle fermée le mode est amorti. Le meilleur amortissement est réalisé avec le stabilisateur MBPSS.

	fn(Hz)	*Zeta*(ζ)	Observabilité	Commandabilité
B.O.	0,44047	-0,015	ω_G4	Vref_G4
PSS FLOU	0,36847	0,26	ω_G3	Vref_G4
MBPSS	0,33249	0,37	ω_G4	Vref_G4
SILCO5	0,45529	0,19	ω_G3	Vref_G4

Tableau 4.2: Mode interzone en boucle ouverte et en boucle fermée (K1L)

b. Mode local à la zone 1

Le tableau 4.3 montre que le mode local à la zone 1 est très peu amorti en boucle ouverte. En boucle fermée, les résultats obtenus montrent que les trois stabilisateurs permettent d'augmenter l'amortissement de ce mode. De plus, il apparaît que, parmi les trois stabilisateurs, le PSS FLOU est le plus efficace pour amortir ce mode.

	fn(Hz)	*Zeta*(ζ)	Observabilité	Commandabilité
B.O.	1,10634	0,12	ω_G2	Vref_G1
PSS FLOU	0,82665	0,59	ω_G2	Vref_G1
MBPSS	1,86973	0,50	ω_G2	Vref_G2
SILCO5	1,04035	0,33	ω_G2	Vref_G1

Tableau 4.3: Mode local à la zone 1 en boucle ouverte et en boucle fermée (K1L)

c. Mode local à la zone 2

Le tableau 4.4 montre que le mode local à la zone 2 possède, en boucle ouverte, un amortissement très faible. Les résultats obtenus montrent que l'amortissement obtenu avec le PSS FLOU est le plus élevé. Par conséquent, nous pouvons dire que, parmi les trois stabilisateurs, le PSS FLOU est le plus efficace pour amortir ce mode.

	fn(Hz)	*Zeta*(ζ)	Observabilité	Commandabilité
B.O.	1,15090	0,095	ω_G4	Vref_G4
PSS FLOU	0,85746	0,61	ω_G4	Vref_G4
MBPSS	1,99764	0,45	ω_G4	Vref_G4
SILCO5	1,06798	0,32	ω_G4	Vref_G4

Tableau 4.4: Mode local à la zone 2 en boucle ouverte et en boucle fermée (K1L)

IV.3.2.2 Analyse du réseau K2L

a. Mode interzone

	fn(Hz)	*Zeta*(ζ)	Observabilité	Commandabilité
B.O.	0,64109	-0,026	ω_G3	Vref_G4
PSS FLOU	0,54713	0,19	ω_G3	Vref_G4
MBPSS	0,52089	0,31	ω_G3	Vref_G4
SILCO5	0,62180	0,10	ω_G3	Vref_G4

Tableau 4.5: Mode interzone en boucle ouverte et en boucle fermée (K2L)

Le tableau 4.5 montre que le meilleur amortissement du mode interzone est obtenu avec le stabilisateur MBPSS.

b. Mode local à la zone 1

Le tableau 4.6 montre que le PSS FLOU est le plus efficace pour amortir le mode local à la zone 1.

	fn(Hz)	*Zeta*(ζ)	Observabilité	Commandabilité
B.O.	1,12715	0,096	ω_G2	Vref_G2
PSS FLOU	0,82812	0,60	ω_G2	Vref_G2
MBPSS	1,92120	0,47	ω_G2	Vref_G2
SILCO5	1,05667	0,32	ω_G2	Vref_G2

Tableau 4.6: Mode local à la zone 1 en boucle ouverte et en boucle fermée (K2L)

c. Mode local à la zone 2

	fn(Hz)	*Zeta*(ζ)	Observabilité	Commandabilité
B.O.	1,16220	0,092	ω_G4	Vref_G4
PSS FLOU	0,86080	0,65	ω_G4	Vref_G4
MBPSS	1,99686	0,45	ω_G4	Vref_G4
SILCO5	1,07115	0,33	ω_G4	Vref_G4

Tableau 4.7: Mode local à la zone 2 en boucle ouverte et en boucle fermée (K2L)

Le tableau 4.7 montre que le PSS FLOU permet d'obtenir le meilleur amortissement pour le mode local à la zone 2.

IV.3.3 RÉSULTATS DE SIMULATION

Nous allons, dans ce qui suit, présenter les résultats de simulation obtenus pour les réseaux K1L et K2L en boucle fermée. Comme dans le paragraphe précédent, les résultats obtenus avec le PSS FLOU seront présentés en comparaison avec ceux obtenus avec les stabilisateurs MBPSS et SILCO5. Rappelons que toutes les contingences retenues ont été décrites au paragraphe IV.2.

Pour toutes les simulations réalisées les variables suivantes seront présentées:

- Vt : la tension au terminal du générateur.
- Pe : la puissance électrique de la machine.
- Theta : l'écart angulaire entre deux machines.
- $\Delta\omega$: l'écart de vitesse par rapport à la vitesse nominale.
- Pa : la puissance d'accélération.
- PSS : le signal de stabilité.
- Transit : l'écart relatif du transit de puissance sur la ligne d'attache par rapport à la valeur de régime permanent.

Bien que les résultats obtenus pour toutes les machines soient intéressants, nous nous limiterons à la présentation des résultats de simulation pour les machines auxquelles les défauts ont été appliqués. De plus, la variable Transit ne sera présentée que dans certains cas.

IV.3.3.1 Contingences de faible amplitude

1. Créneau sur Vref de 1%, d'une largeur de 0,2 seconde, à la machine no.1

a. Réseau K1L

La figure 4.5 montre que, pour cette contingence, les performances du MBPSS et du PSS FLOU sont supérieures à celle du SILCO5. Par ailleurs, la figure 4.5 montre que, pendant le régime transitoire, les amplitudes des signaux sont moindres avec le PSS FLOU. On constate aussi que le régime permanent est atteint plus rapidement avec le PSS FLOU. Compte tenu de ces considérations, nous pouvons dire que, pour cette contingence, les meilleurs résultats sont obtenus avec le PSS FLOU.

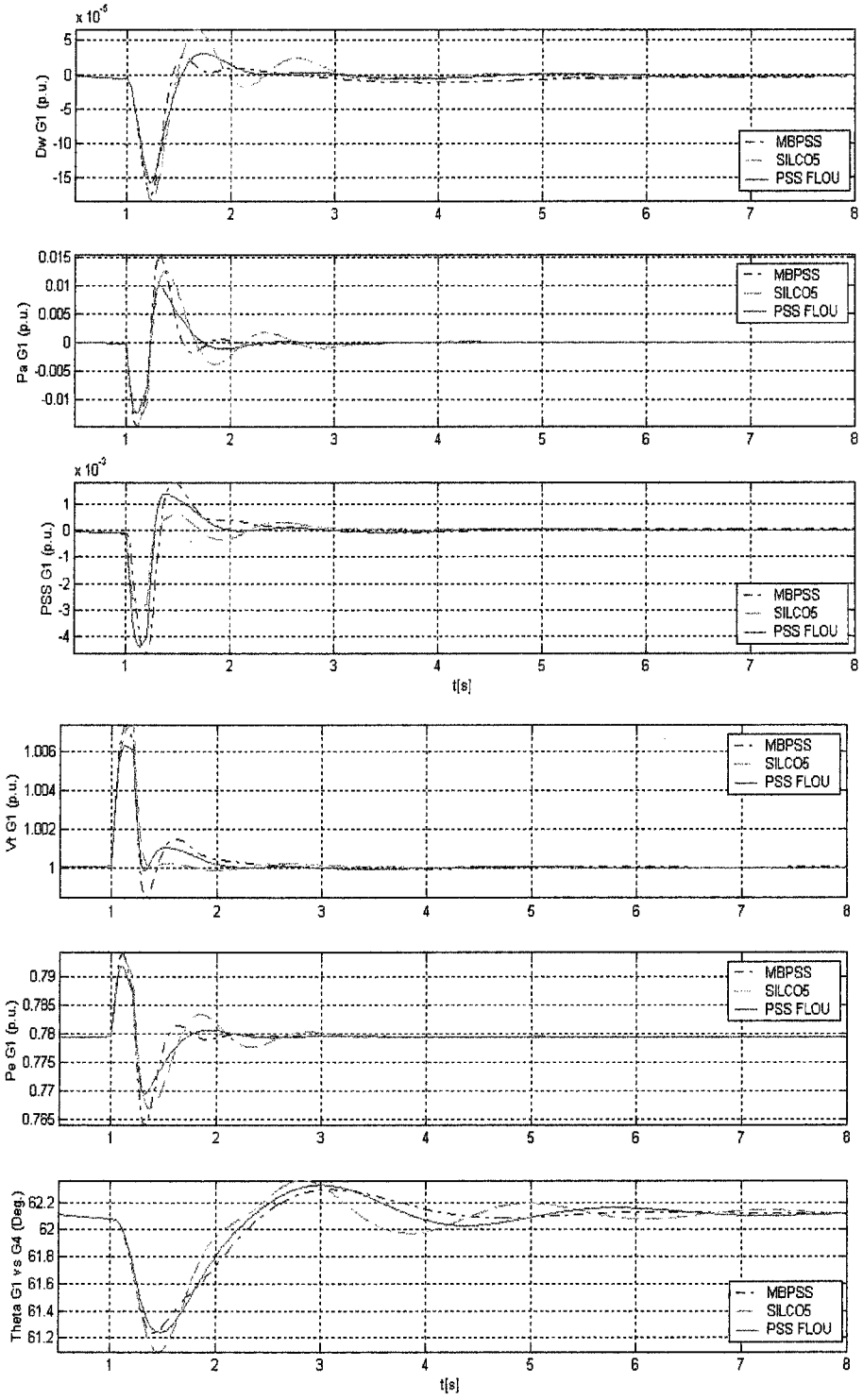


Figure 4.5: Créneau de 1% sur Vref _G1- Réseau K1L

b. Réseau K2L

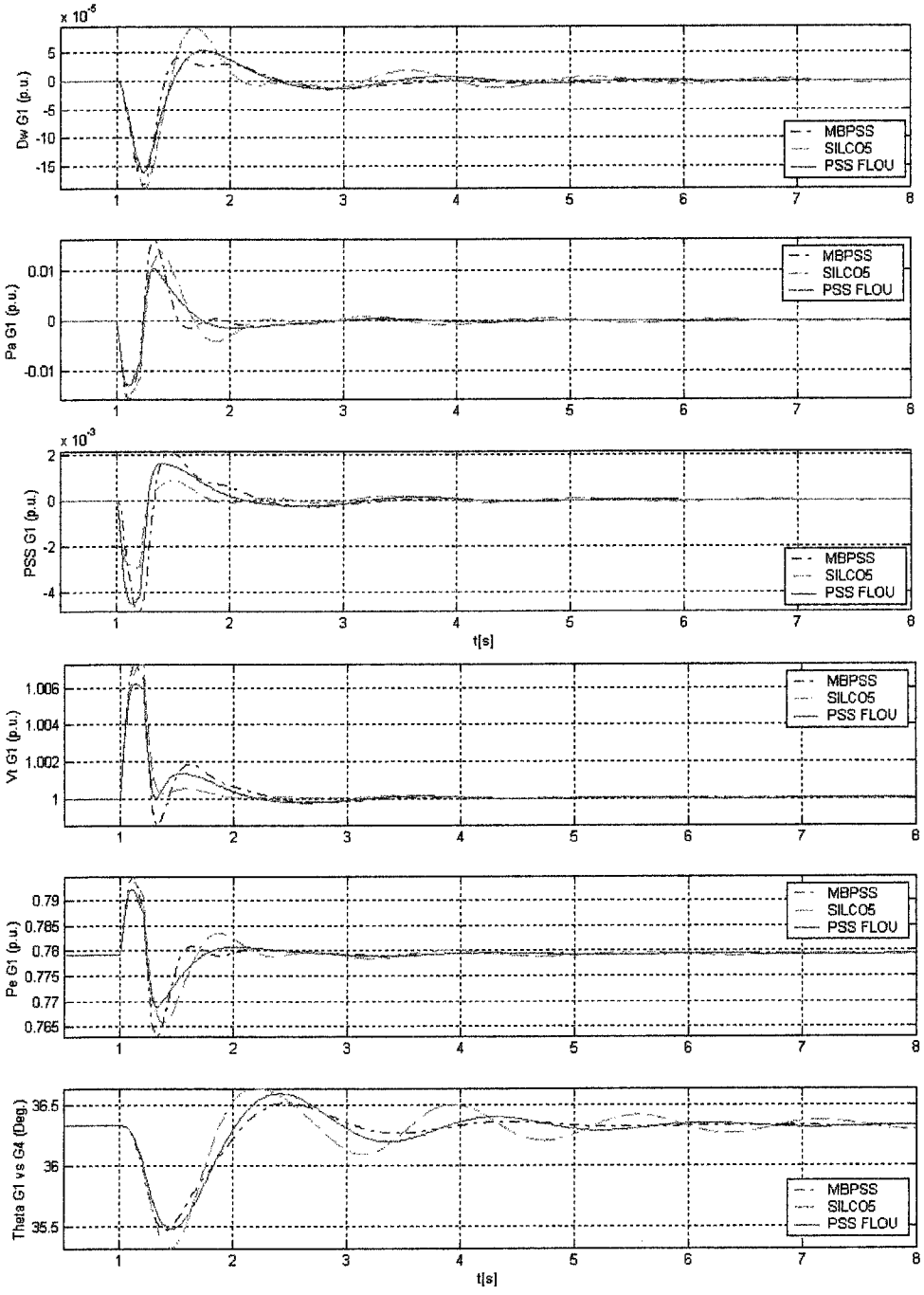


Figure 4.6: Créneau de 1% sur Vref _G1 – Réseau K2L

La figure 4.6 montre que les performances du PSS FLOU sont supérieures à celles des deux autres stabilisateurs. En effet, on constate que les observations notées avec le réseau K1L restent valables dans le cas du réseau K2L. De manière plus précise, les résultats montrent encore une fois que le PSS FLOU permet d'une part, de rallier le régime permanent plus rapidement et d'autre part, d'obtenir un régime transitoire plus amorti.

2. Créneau sur Vref de 1%, d'une largeur de 0,2 seconde, à la machine no.3

a. Réseau K1L

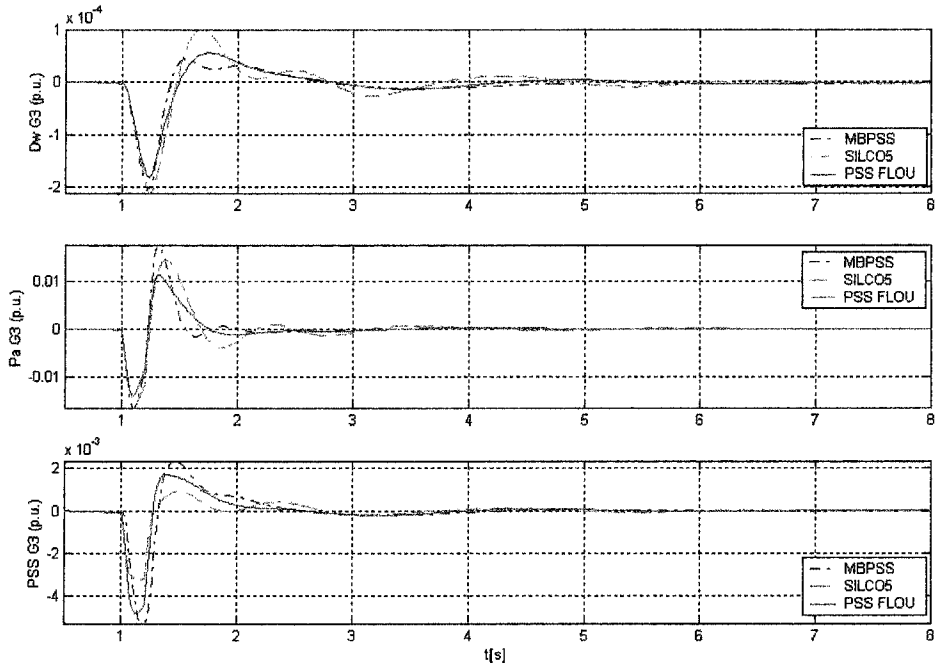


Figure 4.7a: Créneau de1% sur Vref_G3 – Réseau K1L

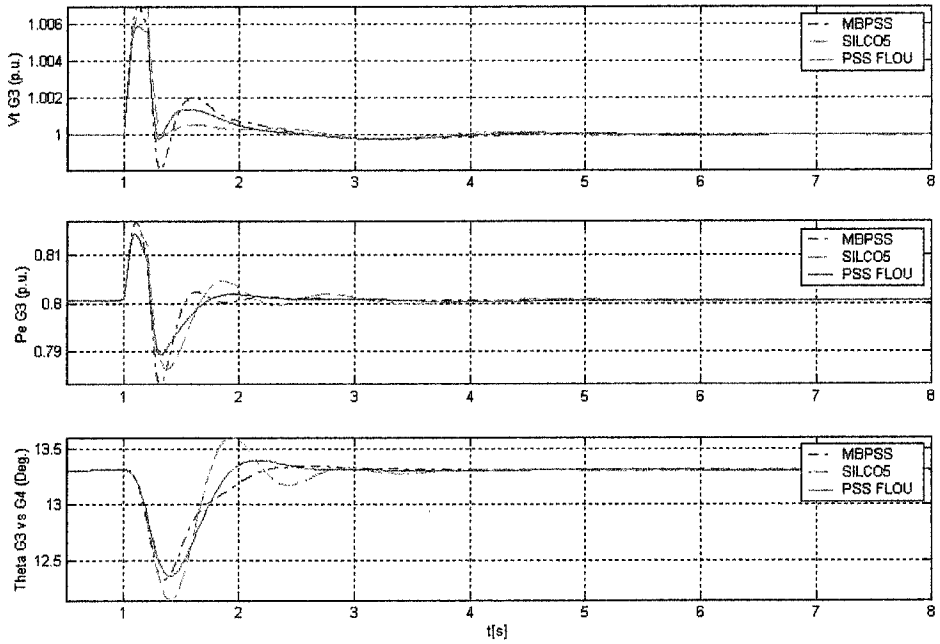


Figure 4.7b: Créneau de1% sur Vref_G3 – Réseau K1L

La figure 4.7 montre que, pour cette contingence, les performances du PSS FLOU sont supérieures à celles du SILCO5 et du MBPSS. Pendant le régime transitoire, les amplitudes des variables sont moindres avec le PSS FLOU. On constate aussi que le régime permanent est atteint plus rapidement avec le PSS FLOU.

b. Réseau K2L

La figure 4.8 montre que, pour le réseau K2L, les observations notées dans le cas du réseau K1L restent valables. Par conséquent, nous pouvons dire que pour cette contingence, parmi les trois stabilisateurs, le PSS FLOU est celui qui possède les meilleures performances.

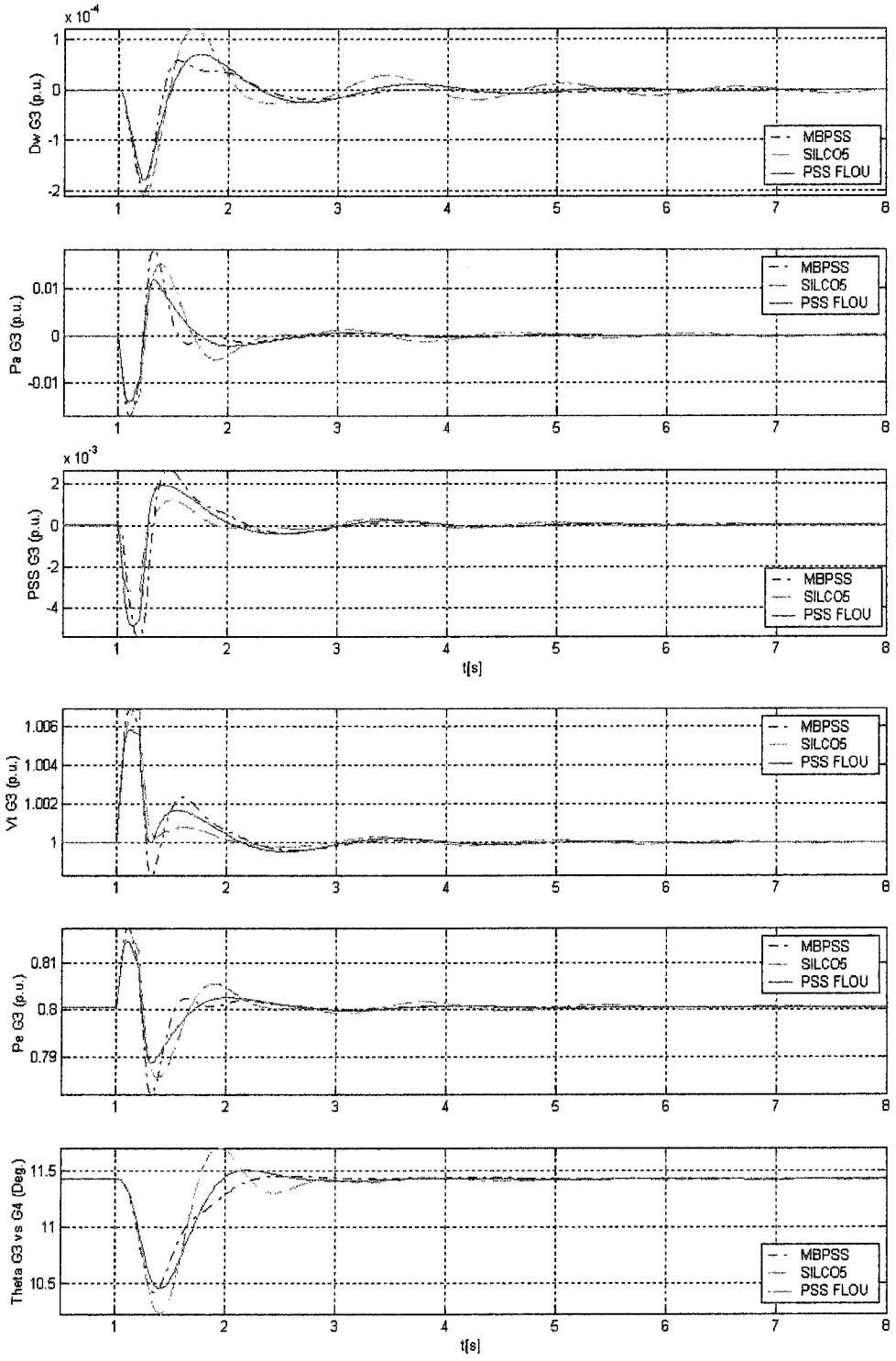


Figure 4.8: Créneau de 1% sur Vref_G3 – Réseau K2L

IV.3.3.2 Contingences de grande amplitude

1. Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions

a. Réseau K1L : durée du court-circuit 12 cycles

La figure 4.9 montre que, dans ce cas, les performances du MBPSS et du PSS FLOU sont comparables. Bien que l'écart angulaire dépasse 90 degrés avec SILCO5, nous pouvons dire que, dans ce cas, les performances du SILCO5 sont meilleures que celles des deux autres stabilisateurs.

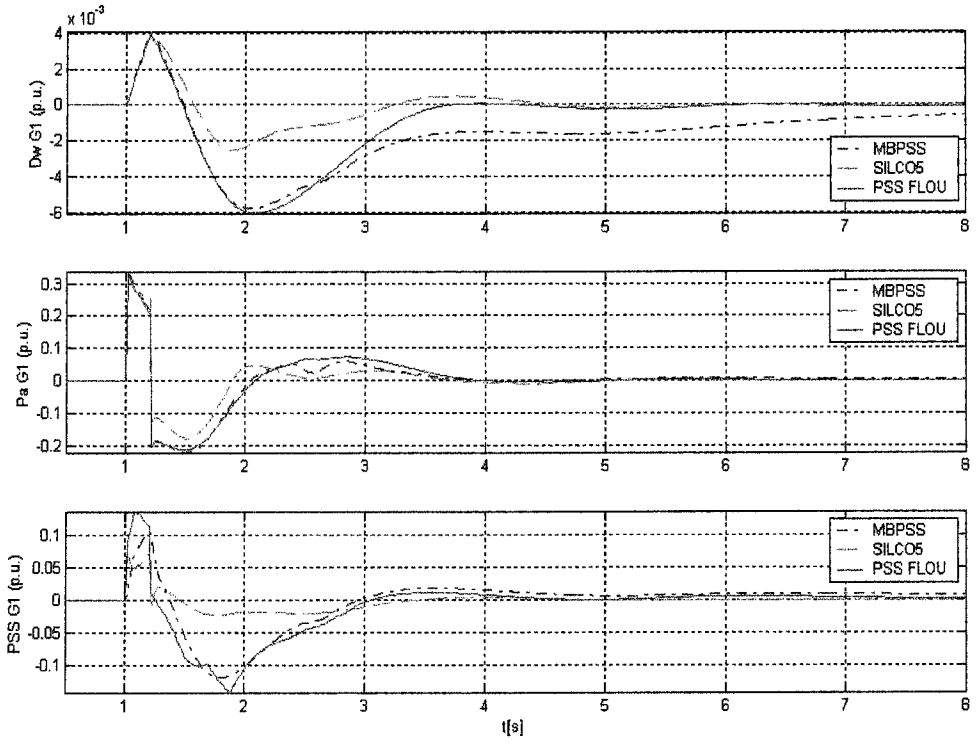


Figure 4.9a: Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions –K1L

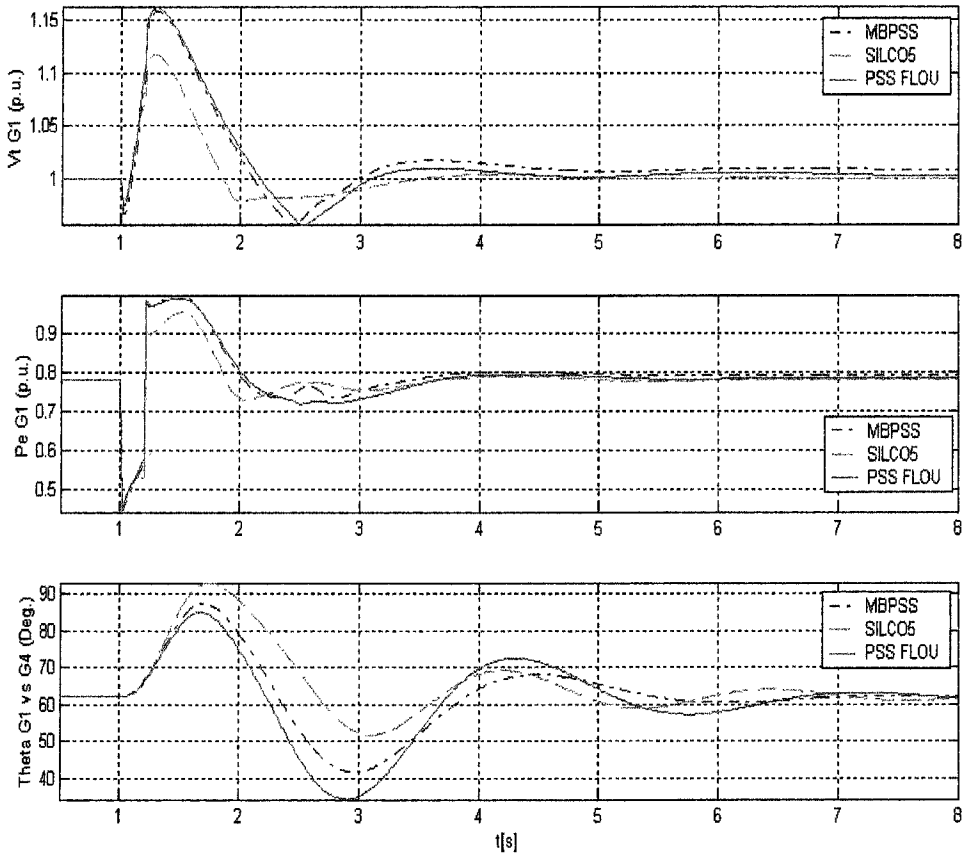


Figure 4.9b: Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions –K1L

b. Réseau K2L :durée du court-circuit 15 cycles et perte d'une ligne

La figure 4.10 montre que, dans ce cas, le réseau K2L en boucle fermée avec le stabilisateur MBPSS perd la stabilité. Par contre, les deux autres stabilisateurs permettent de maintenir le réseau stable. Cependant, comme dans le cas du réseau K1L, nous pouvons dire que, suite à ce type de contingence, les performances du SILCO5 sont supérieures à celles du PSS FLOU.

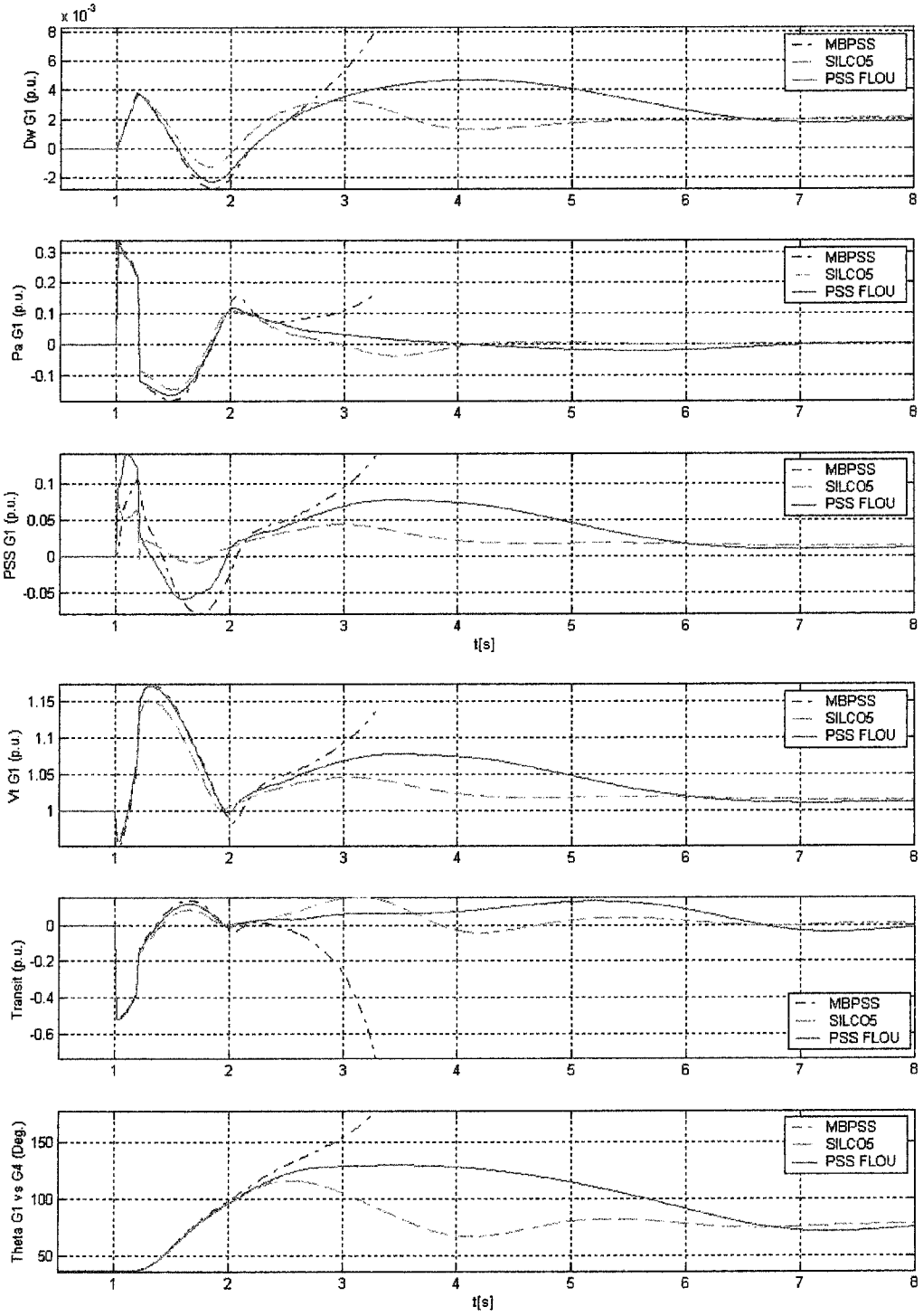


Figure 4.10: Court-circuit triphasé sur une ligne d'attache entre les deux régions et perte d'une ligne -K2L

2. Court-circuit triphasé proche de la machine G1

a. Réseau K1L : durée du court-circuit 12 cycles

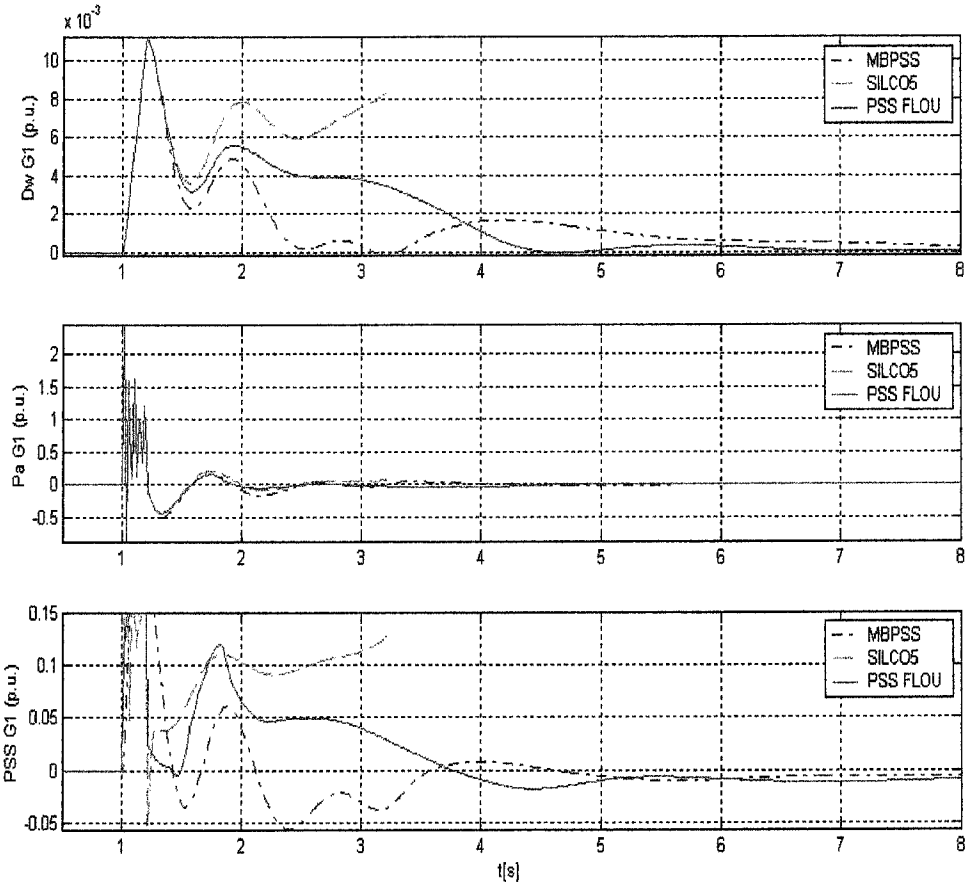


Figure 4.11a: Court-circuit triphasé proche de la machine G1- Réseau K1L

Les figures 4.11a et 4.11b montrent que le réseau K1L en boucle fermée avec le stabilisateur SILCO5 perd la stabilité. Les deux autres stabilisateurs réussissent à stabiliser le réseau. Pour cette contingence, nous pouvons dire que le PSS FLOU et le MBPSS ont des performances comparables.

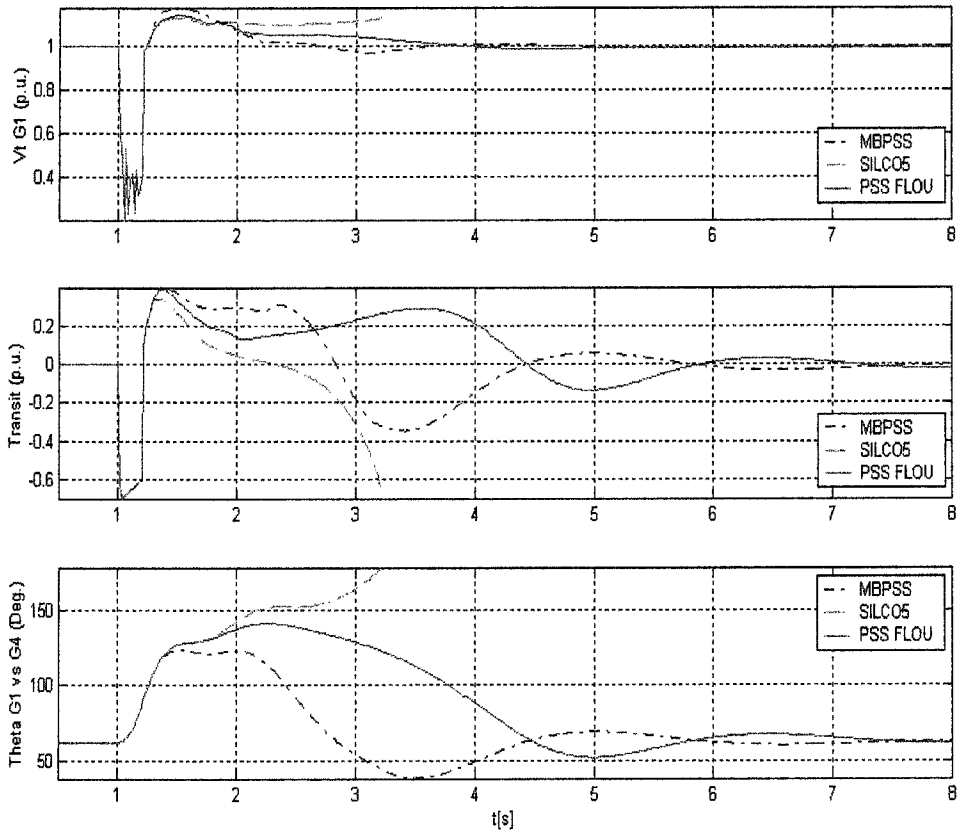


Figure 4.11b: Court-circuit triphasé proche de la machine G1- Réseau K1L

b Réseau K2L : durée du court-circuit 9 cycles

La figure 4.12 montre que le réseau est moins oscillant avec le MBPSS et le PSS FLOU. On constate aussi que les excursions sur la vitesse sont moins importantes avec le PSS FLOU. De plus, il apparaît que le PSS FLOU permet à la vitesse d'atteindre le régime permanent plus vite. Compte tenu de ces constatations, nous pouvons dire que le PSS FLOU présente, dans ce cas, les meilleures performances.

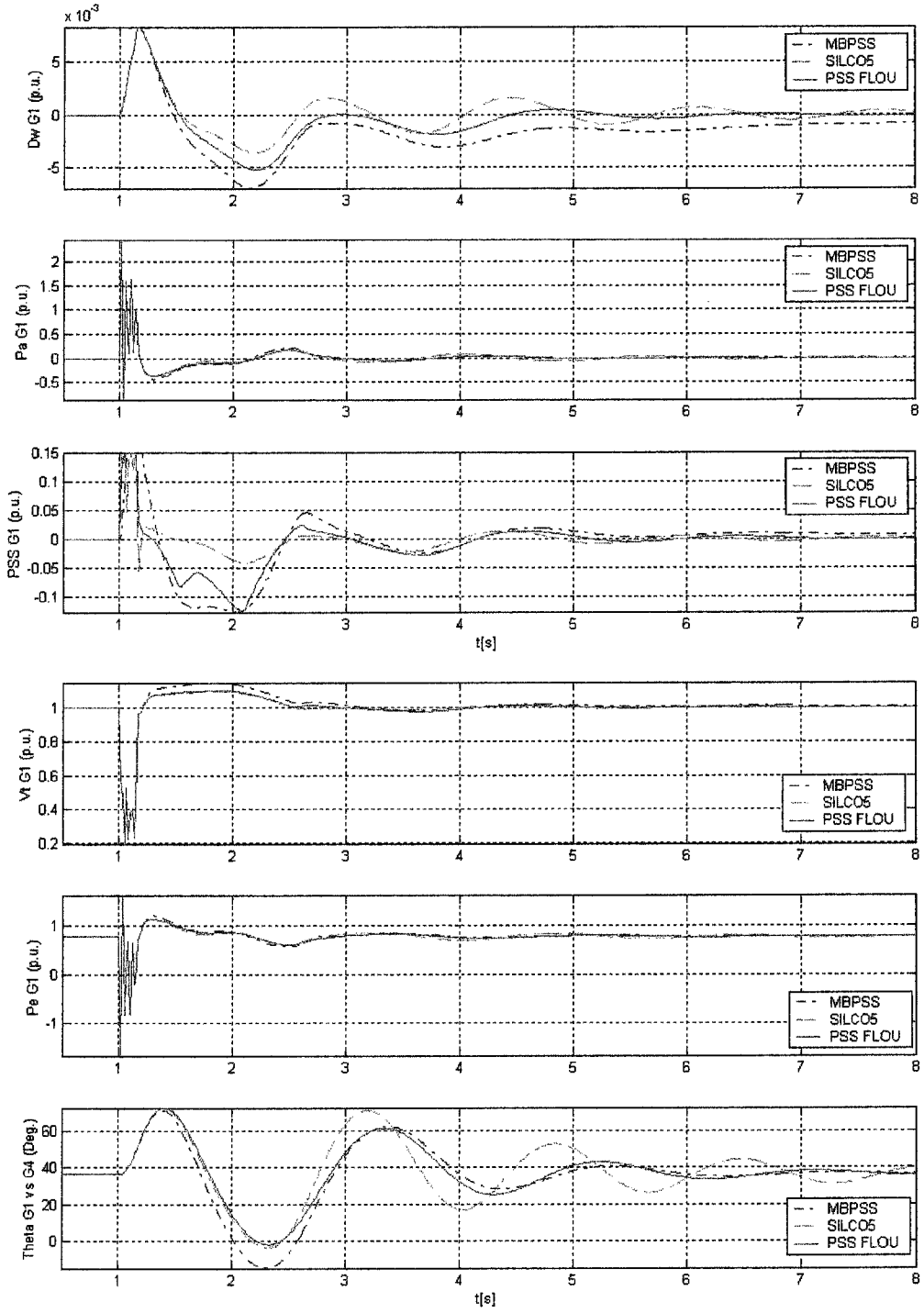


Figure 4.12: Court-circuit triphasé proche de la machine G1-Réseau K2L

IV.3.3.3 Autres contingences

1. Créneau sur Pref de 10% d'une largeur de 1 seconde à la machine G4

a. Réseau K1L

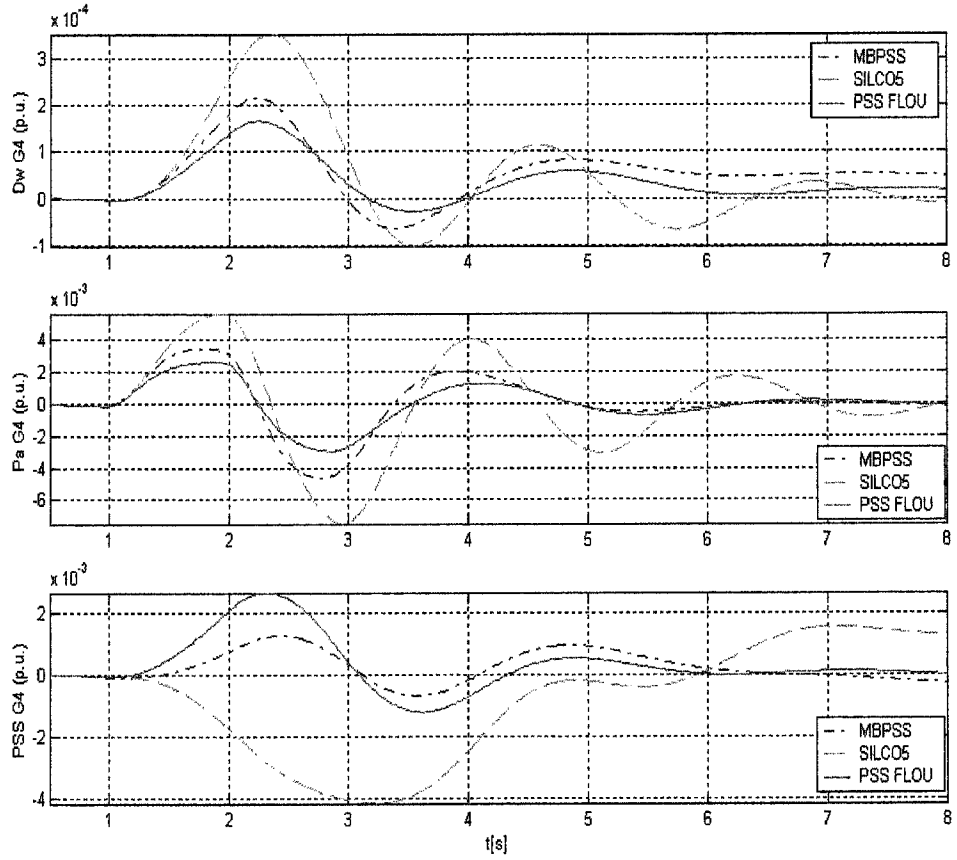


Figure 4.13a: Créneau sur Pref de 10% d'une largeur de 1 seconde à la machine G4-K1L

La figure 4.13a montre qu'avec le PSS FLOU les excursions sur la vitesse et sur la puissance d'accélération sont moins importantes que celles obtenues avec les deux autres stabilisateurs. On constate aussi que le PSS FLOU permet d'atteindre le régime permanent plus vite. Par ailleurs, la figure 4.13a montre qu'avec le SILCO5 le signal de stabilité va à l'envers comparativement aux deux autres stabilisateurs. Cette situation est dangereuse car elle peut engendrer de chutes de tension qui peuvent être inacceptables.

Compte tenu de toutes ces considérations, nous pouvons dire que le PSS FLOU présente, dans ce cas, les meilleures performances.

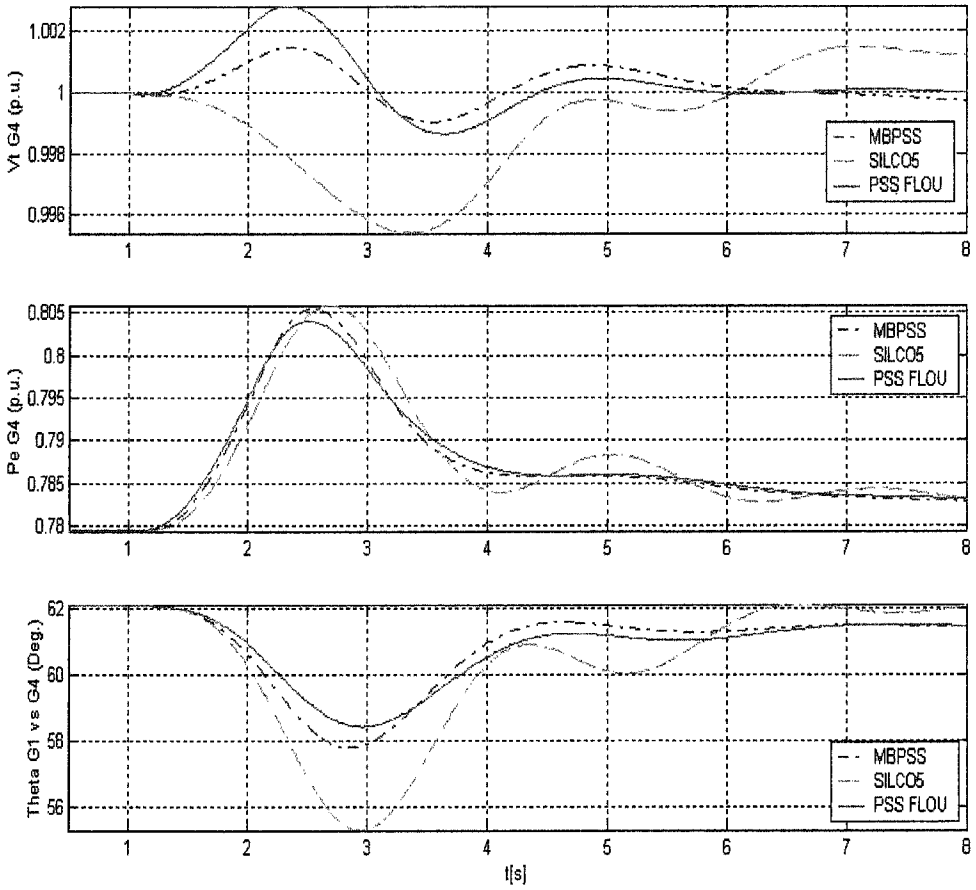


Figure 4.13b: Créneau sur Pref de 10% d'une largeur de 1 seconde à la machine G4-K1L

b. Réseau K2L

La figure 4.14 montre que les performances du PSS FLOU sont les meilleures. En effet, on constate que pour ce type d'événement les observations faites dans le cas du réseau K1L restent valables avec le réseau K2L. De manière plus précise, les résultats obtenus montrent que le PSS FLOU permet d'une part, d'atteindre le régime permanent plus

rapidement et d'autre part, de limiter les excursions sur la vitesse et sur la puissance d'accélération de la machine 4.

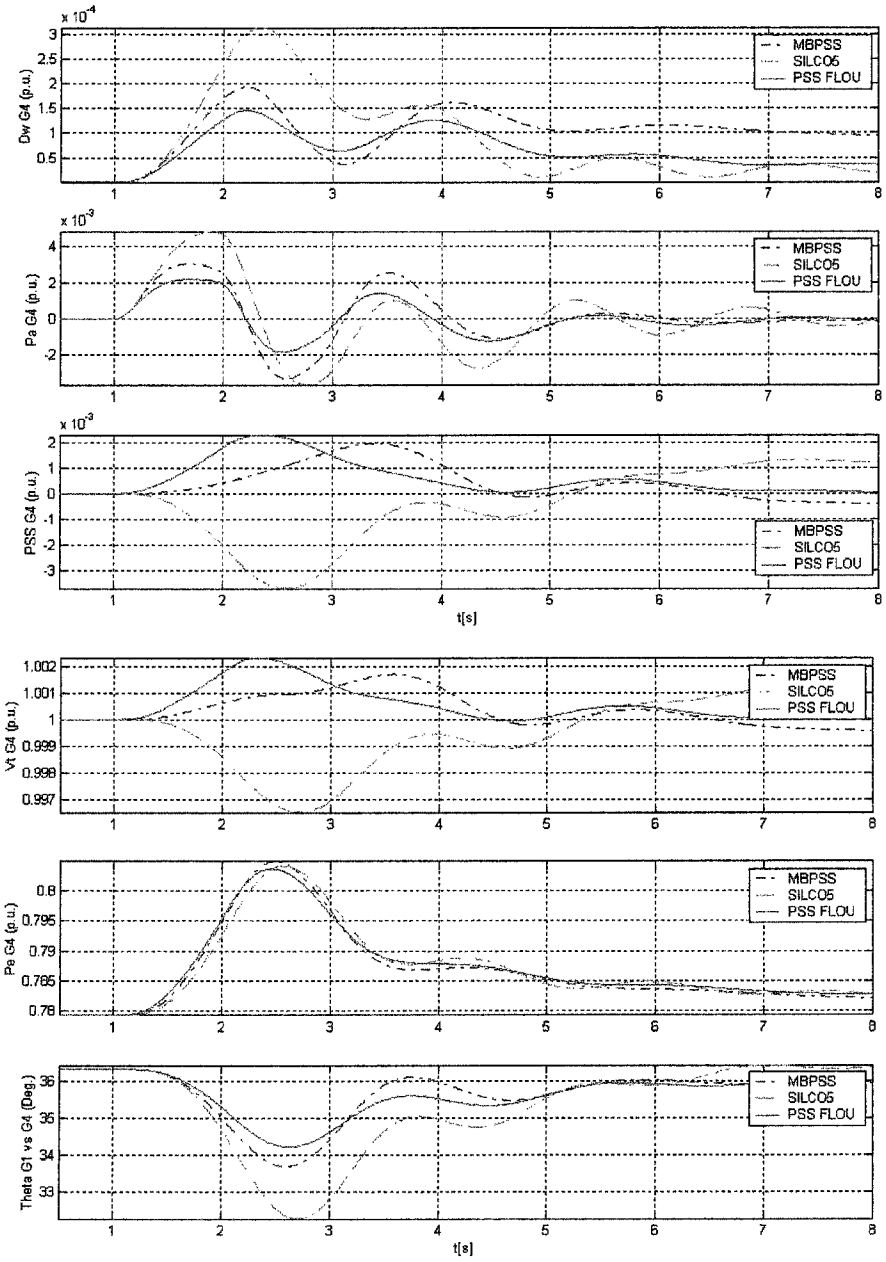


Figure 4.14: Créneau sur Pref de 10% d'une largeur de 1 seconde à la machine G4-K2L

2. Rampe négative sur Pref de 1p.u./minute d'une largeur de 6 secondes à la machine G1

a. Réseau K1L

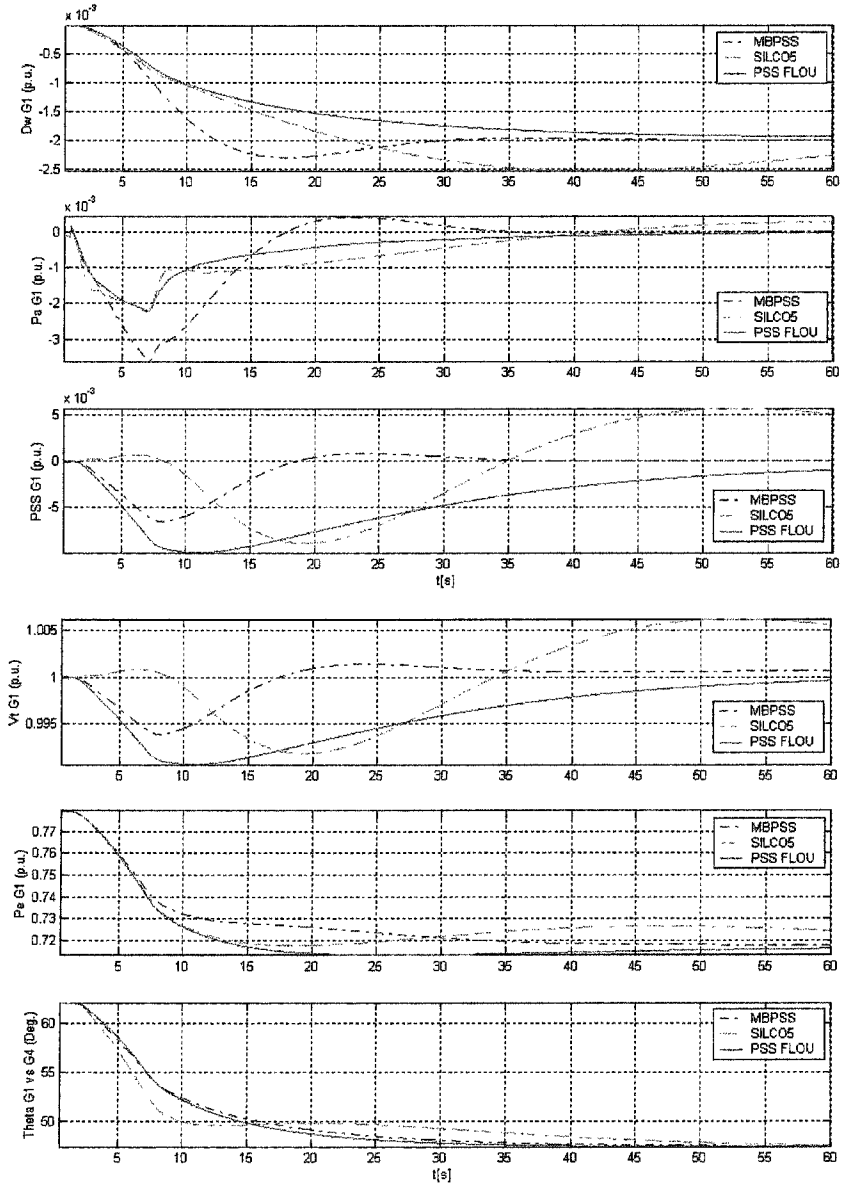


Figure 4.15: Rampe négative de 1p.u./minute, largeur de 6 secondes sur Pref_G1-K1L

La figure 4.15 montre que, comparativement au MBPSS et au PSS FLOU, avec le stabilisateur SILCO5 le régime permanent n'est pas atteint. On constate aussi que les variations sur la vitesse et sur la puissance d'accélération sont plus faibles avec le PSS FLOU. Par contre, la chute de tension est moindre avec le MBPSS comparativement au PSS FLOU. Par conséquent, nous pouvons dire que sur ce type d'événement les performances du MBPSS sont les meilleures.

b. Réseau K2L

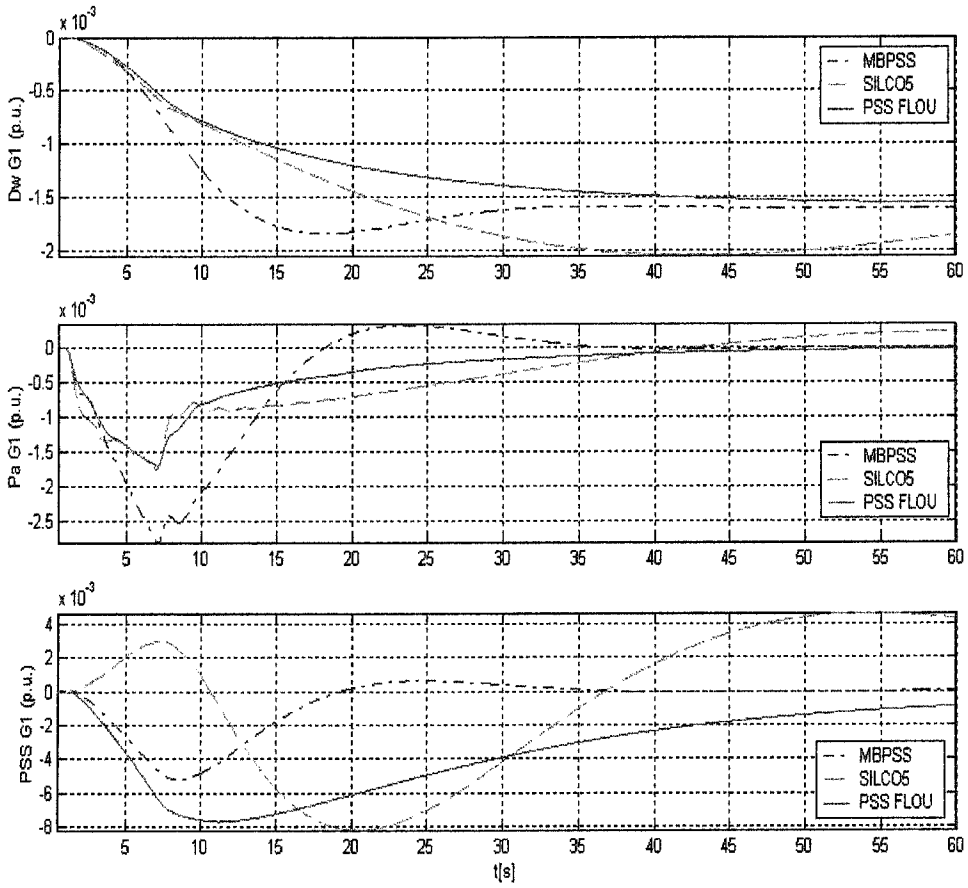


Figure 4.16a: Rampe négative de 1p.u./minute, largeur de 6 secondes sur Pref_G1-K2L

Les figures 4.16a et 4.16b montrent que les observations faites dans le cas du réseau K1L sont toujours valables. Par conséquent, nous pouvons dire que, dans le cas d'une rampe négative, le MBPSS a des performances supérieures à celles des deux autres stabilisateurs. Sur ce type d'événement, le moins performant des stabilisateurs est le SILCO5.

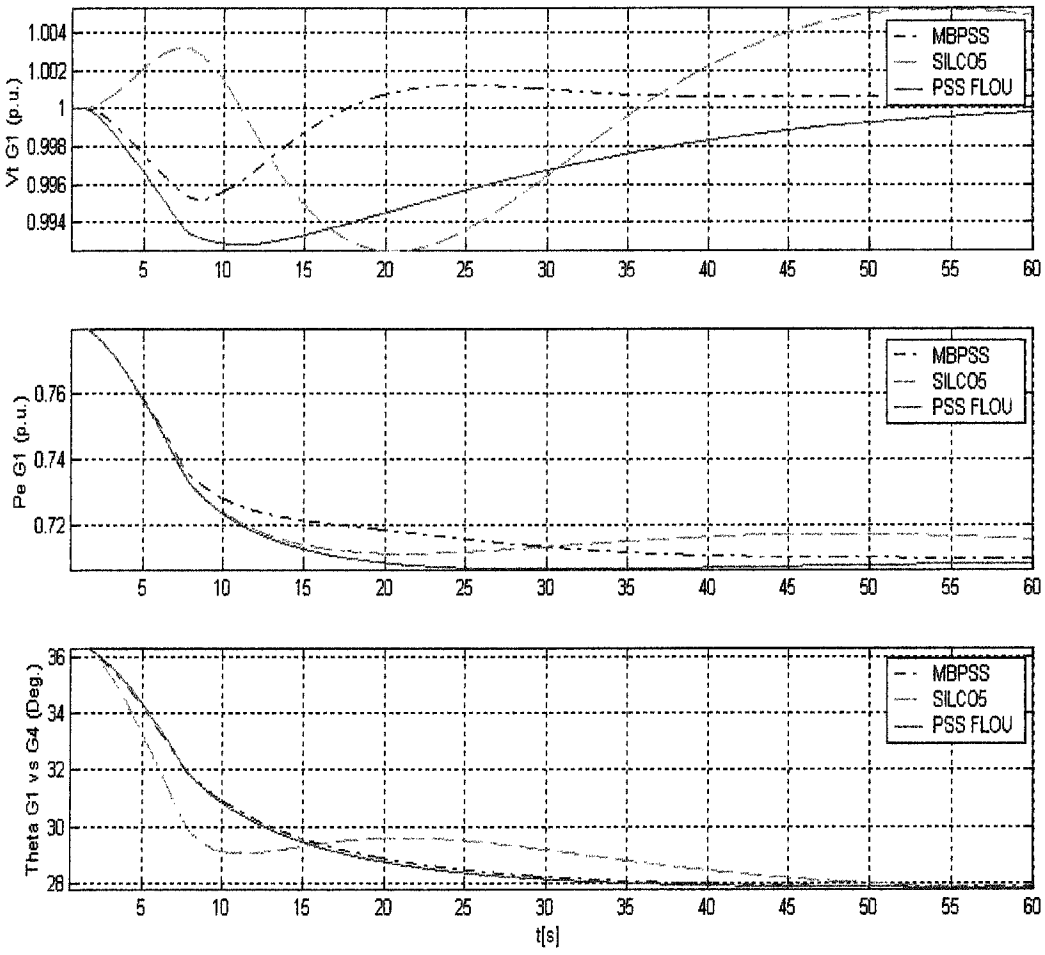


Figure 4.16b: Rampe négative de 1p.u./minute, largeur de 6 secondes sur Pref_G1-K2L

IV.4 CONCLUSION

Pour les deux réseaux considérés, les résultats de l'analyse modale du système en boucle ouverte ont montré la présence de trois modes à amortir : un mode local à la zone 1, un mode local à la zone 2 et un mode interzone instable.

L'analyse modale du système en boucle fermée a montré que les trois stabilisateurs (PSS FLOU, MBPSS, SILCO5) permettent d'une part, de stabiliser le mode interzone et d'autre part, d'améliorer l'amortissement des modes locaux. De plus, les résultats obtenus ont montré que le MBPSS est le plus efficace pour amortir le mode interzone, alors que pour les modes locaux c'est le PSS FLOU qui permet d'obtenir le meilleur amortissement.

Pour les contingences de faible amplitude, les résultats de simulation ont montré que, comparativement au MBPSS et au SILCO5, le PSS FLOU présente les meilleures performances, et ce, pour les deux types de défauts et les deux réseaux qui ont été considérés.

Pour les contingences de grande amplitude, les résultats de simulation ont montré que le PSS FLOU est le stabilisateur qui permet de réaliser le meilleur compromis. En effet, le PSS FLOU est le seul des trois stabilisateurs à avoir réussi à stabiliser le système pour tous les cas qui ont été testés, et ce, avec un niveau de performance largement acceptable. De manière plus précise, les résultats ont montré que si le SILCO5 présente les meilleures performances lors d'un court-circuit à la ligne d'attache, ce stabilisateur ne permet pas de stabiliser le système lors de courts-circuits proches de la machine. Concernant le MBPSS, l'effet inverse a été observé. Autrement dit, les résultats ont montré d'une part, que le MBPSS présente de bonnes performances en présence d'un court-circuit proche de la machine et d'autre part, que le stabilisateur n'assure pas

toujours la stabilité du système lorsque le court-circuit est appliqué sur la ligne d'attache.

Dans le cas d'un créneau sur la puissance mécanique de référence, les résultats de simulation ont montré que le PSS FLOU présente les meilleures performances comparativement aux deux autres stabilisateurs. Par contre, en présence d'une rampe de puissance mécanique, c'est le MBPSS qui est le plus efficace. Par ailleurs, dans ce cas, les résultats ont montré que le PSS FLOU présente des performances acceptables comparativement au SILCO5, qui de par son comportement engendre des chutes de tension pouvant être inacceptables.

Pour finir, nous pouvons dire que la logique floue a permis d'obtenir un stabilisateur qui réalise un compromis satisfaisant. En effet, à ce stade, il est possible d'affirmer que le PSS FLOU est le seul des trois stabilisateurs qui a réussi, dans tous les cas testés, à maintenir le système stable avec un niveau de performance acceptable. En d'autres termes, nous pouvons dire que la logique floue a permis d'obtenir un stabilisateur qui satisfait deux propriétés essentielles dans le domaine de la commande des systèmes : la stabilité robuste et la robustesse des performances. Il est important de souligner que, dans ce cas, aucune technique liée à la commande robuste n'a été utilisée. Cela démontre le potentiel et l'efficacité de la logique floue dans le domaine de la commande des systèmes.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans le cadre de ce travail, un stabilisateur de réseau à base de logique floue – PSS FLOU – a été synthétisé, afin de maintenir la stabilité et d'améliorer les performances des réseaux électriques.

Étant donné que les réseaux électriques sont des systèmes incertains, dans le sens où ils sont en état de changement continu, et que les paramètres des stabilisateurs classiques sont optimaux uniquement pour certaines conditions de fonctionnement, le PSS FLOU représente une alternative très intéressante.

Ce dernier est composé d'un contrôleur flou et de gains, qui ont été rajoutés d'une part, pour normaliser les signaux d'entrée du contrôleur flou et d'autre part, pour réaliser la fonction PID. Les variables d'entrée du contrôleur flou sont l'écart de vitesse par rapport à la vitesse nominale et la puissance d'accélération de la machine, puissance calculée à partir de l'écart de vitesse. A partir de ces 2 variables d'entrée et des 7 sous-ensembles flous associés à chacune d'elles, 49 règles ont été élaborées. Ces dernières ont été obtenues d'une part, à partir de l'analyse des phénomènes physiques et d'autre part, à partir de la connaissance acquise sur le système à commander. Par ailleurs, les gains du PSS FLOU ont été ajustés en utilisant une méthodologie de réglage par essais-erreurs.

Pour des fins de comparaison, deux stabilisateurs, le MB-PSS et le SILCO5, ont été utilisés afin d'évaluer les performances du PSS FLOU. Le réseau test retenu pour évaluer les performances du PSS FLOU est le réseau de Kundur à quatre machines et deux régions. Dans la première topologie de ce réseau, les deux régions du réseau de Kundur sont reliées par deux longues lignes parallèles. Dans la seconde, les deux zones du réseau sont reliées par une seule ligne d'attache.

Les résultats de l'analyse modale du système en boucle ouverte ont montré la présence de trois modes à amortir : un mode local à la zone 1, un mode local à la zone 2 et un mode interzone instable. L'analyse modale du système en boucle fermée a montré que les trois stabilisateurs (PSS FLOU, MB-PSS, SILCO5) permettent d'une part, de stabiliser le mode interzone et d'autre part, d'améliorer l'amortissement des modes locaux. De plus, les résultats obtenus ont montré que le MB-PSS est le plus efficace pour amortir le mode interzone, alors que pour les modes locaux c'est le PSS FLOU qui permet d'obtenir le meilleur amortissement.

Les résultats de simulation ont montré que le PSS FLOU est le seul des trois stabilisateurs qui a réussi, dans tous les cas testés, à maintenir le système stable avec un niveau de performance acceptable. En effet, pour les contingences de faible amplitude, les résultats de simulation ont montré que, comparativement au MB-PSS et au SILCO5, le PSS FLOU présente les meilleures performances, et ce, pour les deux types de défauts et les deux réseaux qui ont été considérés. De plus, pour les contingences de grande amplitude, les résultats de simulation ont montré que le PSS FLOU est le seul des trois stabilisateurs qui a réussi à stabiliser le système pour tous les cas qui ont été testés, et ce, avec un niveau de performance largement acceptable. De manière plus précise, les résultats ont montré que si le SILCO5 et le MB-PSS présentent de très bonnes performances lors de certains défauts, ils ne permettent pas de stabiliser le réseau pour d'autres défauts. Par ailleurs, dans le cas d'un créneau sur la puissance mécanique de référence, les résultats de simulation ont montré que le PSS FLOU présente les meilleures performances comparativement aux deux autres stabilisateurs. Toutefois, en présence d'une rampe de puissance mécanique, le MB-PSS est plus efficace que les deux autres stabilisateurs. Le SILCO5, pour ce type de défaut, engendre des chutes de tension pouvant être inacceptables.

Pour conclure, compte tenu des résultats obtenus, nous pouvons dire que la logique floue a permis d'obtenir un stabilisateur qui satisfait deux propriétés essentielles dans le domaine de la commande des systèmes : la stabilité robuste et la robustesse des performances. Pourtant, aucune technique liée à la commande robuste n'a été utilisée. Cela démontre le potentiel et l'efficacité de la logique floue dans le domaine de la commande des systèmes.

Un prolongement utile de ce travail serait l'automatisation de la procédure de réglage des paramètres du contrôleur flou. Ces derniers sont représentés par les sommets des triangles, qui définissent les fonctions d'appartenance de la sortie. Une approche qui pourrait être utilisée serait basée sur l'utilisation de la programmation génétique ou toute autre forme d'optimisation non linéaire.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ABDELNOUR G. M. et al. (1991), Design of a Fuzzy Controller Using Input and Output Mapping Factors, IEEE transactions on systems, man and cybernetics, vol.21, No.5, pp.952-960.

ANDERSON P. M. et FOUAD A. A. (1994), Power System Control and Stability, IEEE Press, pp.37.

BUHLER H. (1994), Réglage par logique floue, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne.

CIGRÉ ELECTRA (1990), Dynamique et représentation des charges, Rapport préparé par le Groupe d'Action 02-05 du Comité d'Étude 38 –No. 130.

GRONDIN R., KAMWA I. (2000) et al., Le stabilisateur multi-bandes, une technologie flexible pour faire face à l'ouverture des marches, CIGRÉ, groupe 39-201

HENICHE A., KAMWA I., GRONDIN R. (2001), Identification des modes torsionnels des groupes turboalternateur, Rapport IREQ-2001-227C.

IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies, **(1992)**, STANDARD.

KAMWA I. (1993), Notes pour un cours d'analyse modale, Rapport IREQ-93-292, Institut de Recherche d'Hydro-Québec.

KLEIN M., ROGERS G. J., MOORTY, KUNDUR P. (1992), Analytical investigation of factors influencing PSS performance, IEEE Trans. on EC, Vol. 7 , No 3, pp.382-390

KLEIN M., ROGERS G. J. et al. (1995), H∞ Damping Controller Design in Large Power Systems, IEEE Trans. on Power Systems, PWRS-10(1), pp. 158-166.

KUNDUR P. (1994), Power System Stability and Control, McGraw-Hill, pp. 813.

KUNDUR P. (1999), Effective Use of Power System Stabilizers for Enhancement of Power System Reliability, Panel Session on System Reliability as Affected by Power System Stabilizers, IEEE PES Summer Meeting.

LEE C. C. (1990), Fuzzy Logic in Control Systems : Fuzzy Logic Controller, Part I, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 20, no. 2, pp. 404-418.

LEE C. C. (1990), Fuzzy Logic in Control Systems : Fuzzy Logic Controller, Part II, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 20, no. 2, pp. 419-435.

LEE J. (1993), On Methods for Improving Performance of PI Type Fuzzy Logic Controllers, IEEE transactions on fuzzy systems, vol.1, No.4, pp. 298-301.

LI H. X., GATLAND H. B. (1995), Enhanced Methods of Fuzzy Logic Control, IEEE transactions on systems, man and cybernetics, pp.331-336.

LIN C.-T., LEE G. C. S. (1996), A Neuro-Fuzzy Synergism to Intelligent Systems, Neural Fuzzy Systems, Prentice Hall PTR.

MAMDANI E. H. (1974), Applications of fuzzy algorithms for simple dynamic plants, Proc. of the IEEE, 121(12):pp.1585-1588

MURDOCH A., VENKATARAMAN S. et al **(1999),** Integral of Acceleratind Power Type PSS, Part1- Theory, Design and Tuning Methodology, IEEE trans. On Energy Conversion, vol. 14, No.4, Dec. 1999.

PARK Y. M., HYUN H. et LEE J. H. (1995), A Neuro Power System Stabilizer Based on Adaptive Control Technique, Proc. Of IFAC Symp. On Control of Power Plants and Power systems, Cancun, Mexic, Vol.1, pp.238-244. Pahalawaththa

PEIRIS H.J.C., ANNAKKAGE U.D., PAHALAWATHTHA N.C. (1999), Generation of fuzzy rules to develop fuzzy logic modulation controllers for damping of power system oscillations, IEEE Transaction on Power Systems, Vol.14, No.4, pp.1440-1445.

TAKAGI T. et SUGENO M. (1985), Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 15, n° 1. pp.116-132.

URDANETA A. J., BACALAO N. J. et al. (1991), Tuning of Power System Stabilizers Using Optimization Techniques, IEEE Trans. on Power Systems, PWRS-6(1), pp. 127-134.

YU Y. N. et LI Q. H. (1990), Pole-Placement Power System Stabilizers Design of an Unstable Nine Machine System, IEEE Trans. on Power Systems, PWRS-5(2), pp. 353-358.

ZADEH L. A. (1965), Fuzzy sets, Information and Control, vol. 8. pp 338-353.

ANNEXE

LE MODÈLE MATLAB DU RÉSEAU TEST KUNDUR

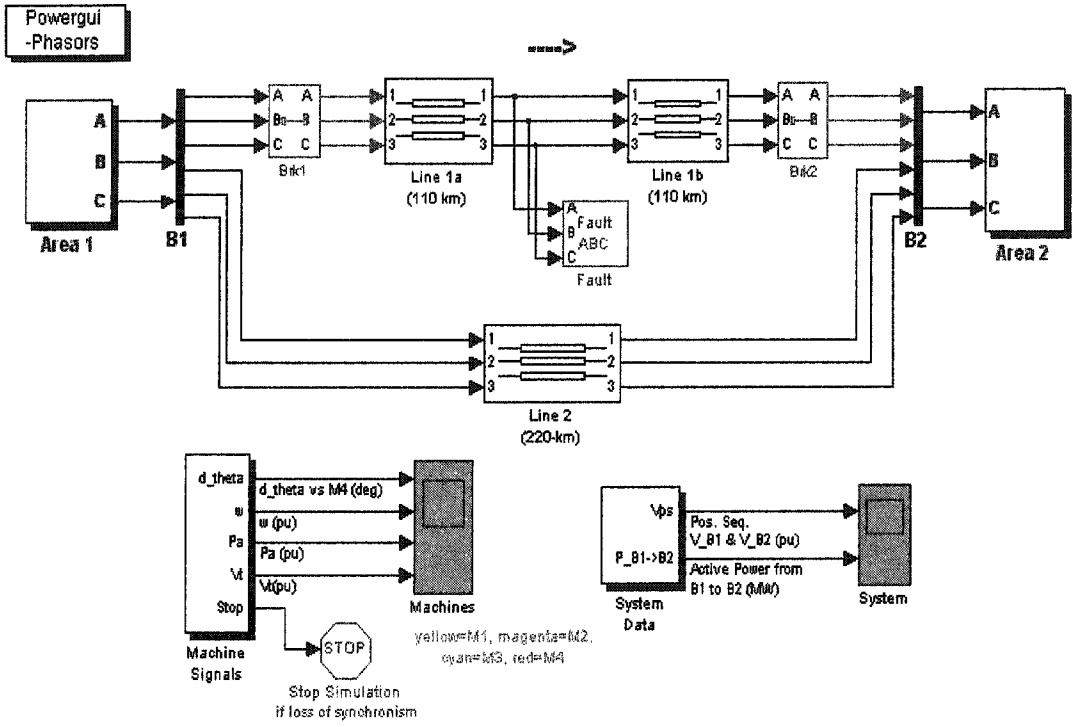


Figure A.1 : Le réseau test Kundur à deux régions

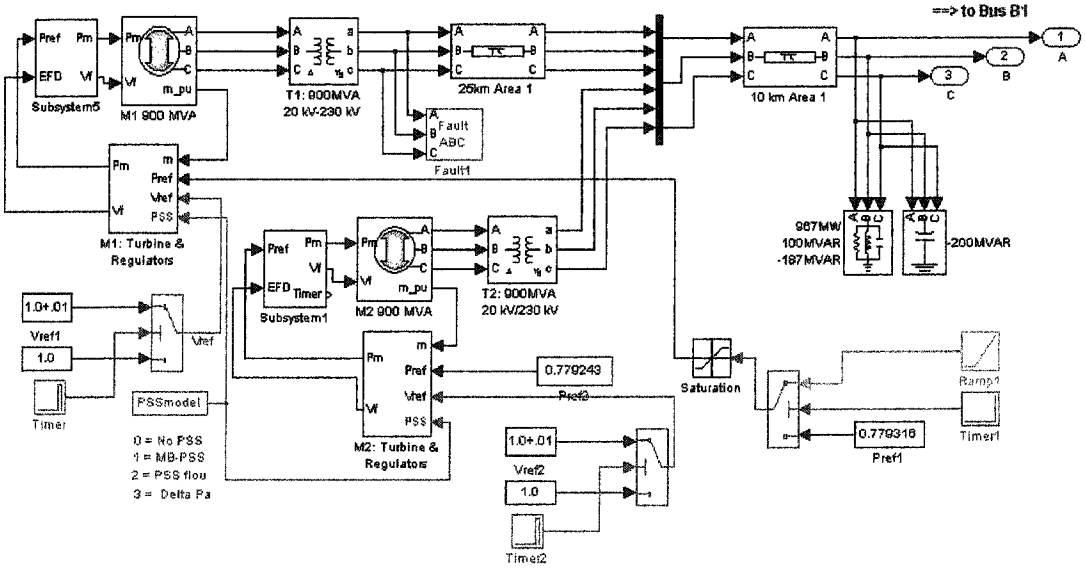


Figure A.2 : La région 1 du réseau Kundur

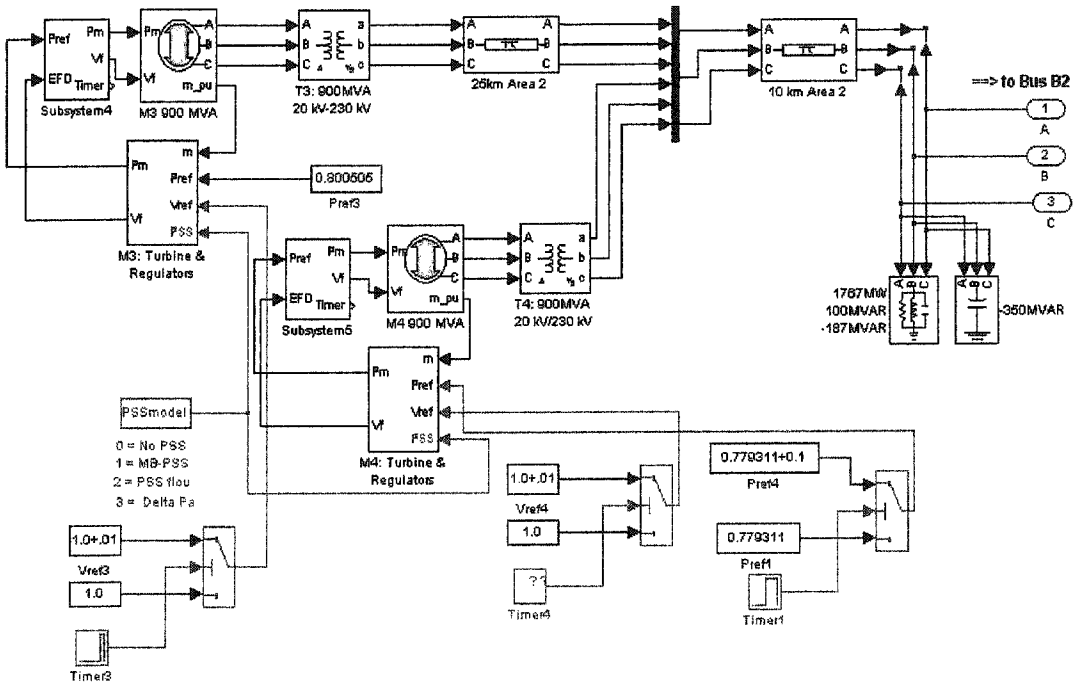


Figure A.3 : La région 2 du réseau Kundur

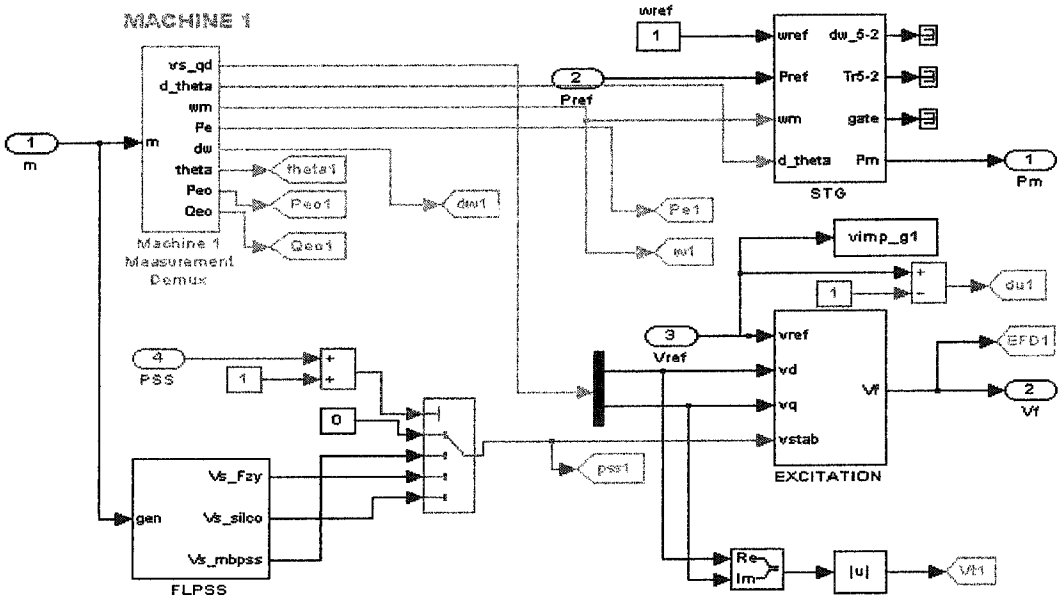


Figure A.4 : La machine 1 : Turbine, excitatrice et stabilisateur

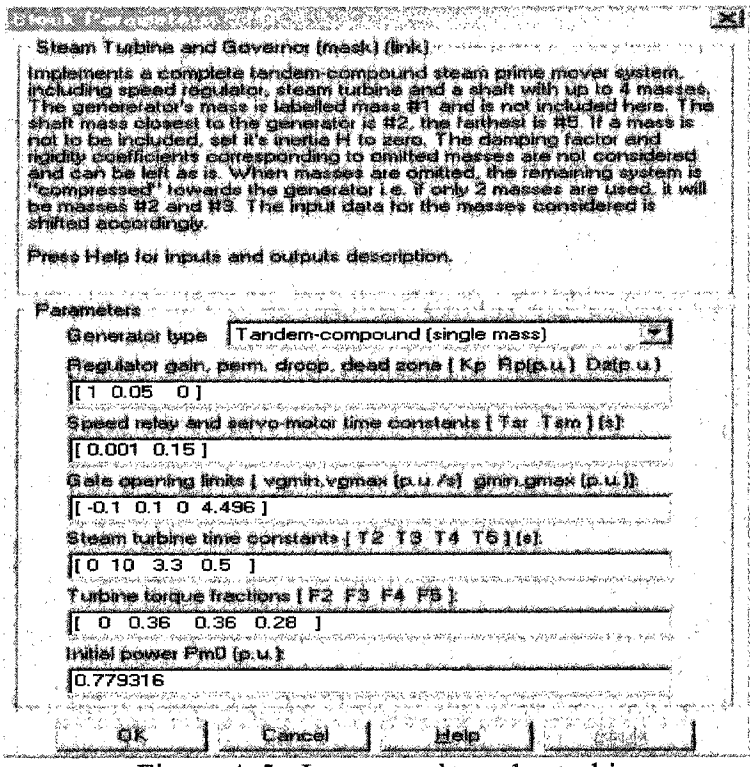


Figure A.5 : Les paramètres des turbines

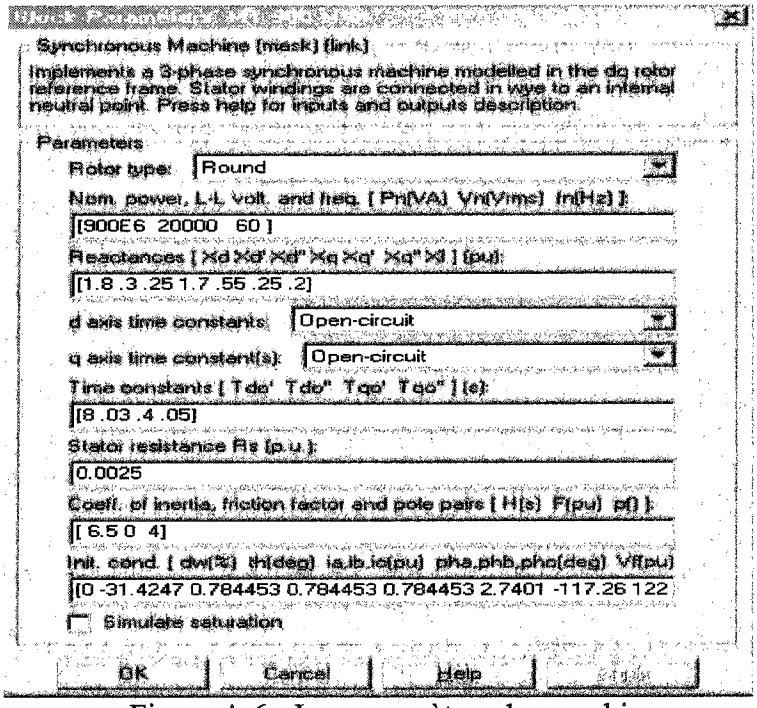


Figure A.6 : Les paramètres des machines

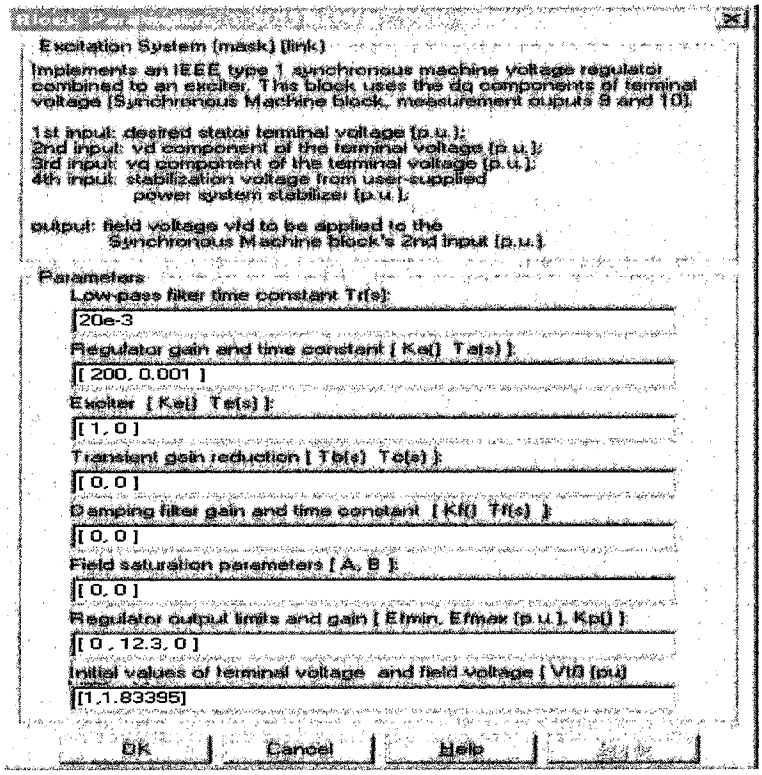


Figure A.7 : Les paramètres de circuit d'excitation

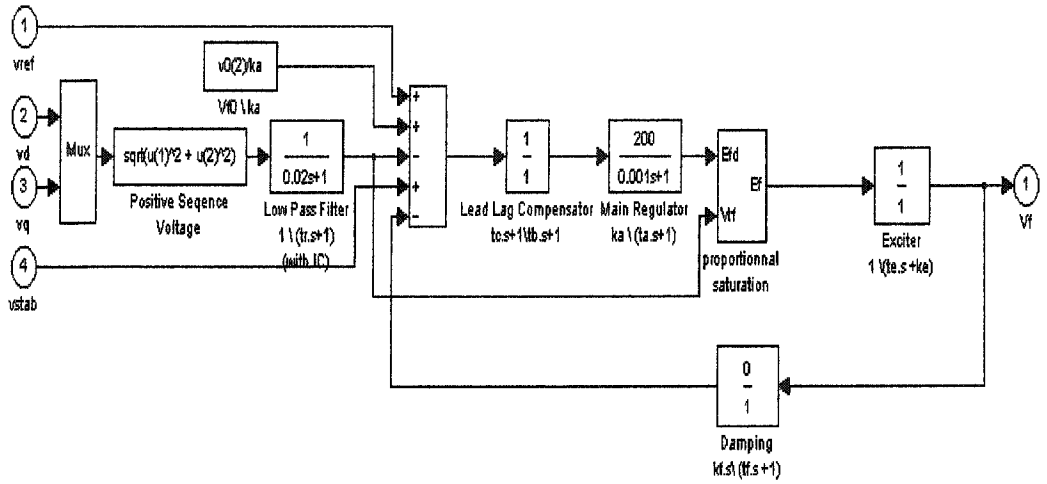
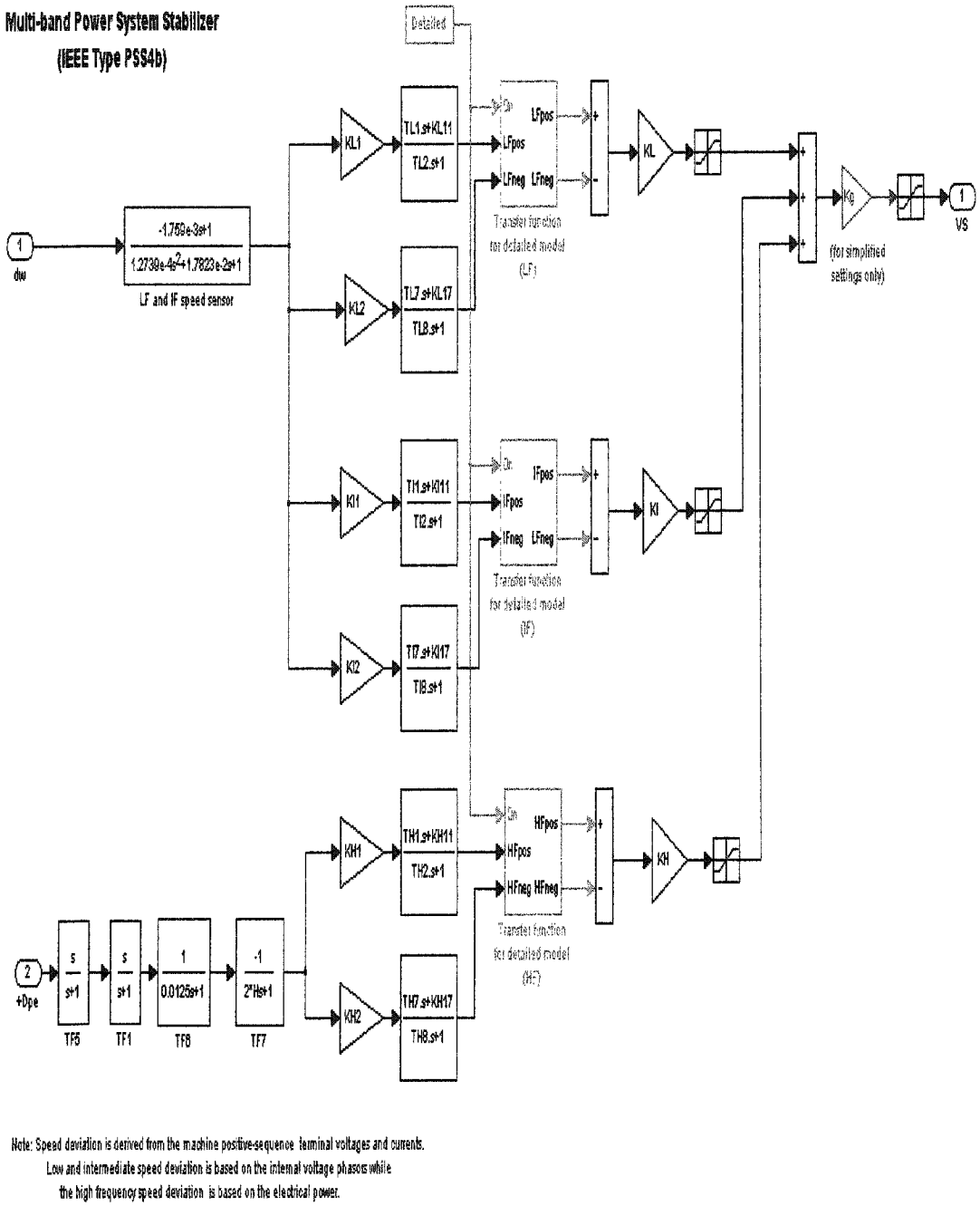


Figure A.8 : Le circuit d'excitation



Note: Speed deviation is derived from the machine positive-sequence terminal voltages and currents.
Low and intermediate speed deviation is based on the internal voltage phasors while
the high frequency speed deviation is based on the electrical power.

Figure A.9 : Le modèle du stabilisateur MBPSS

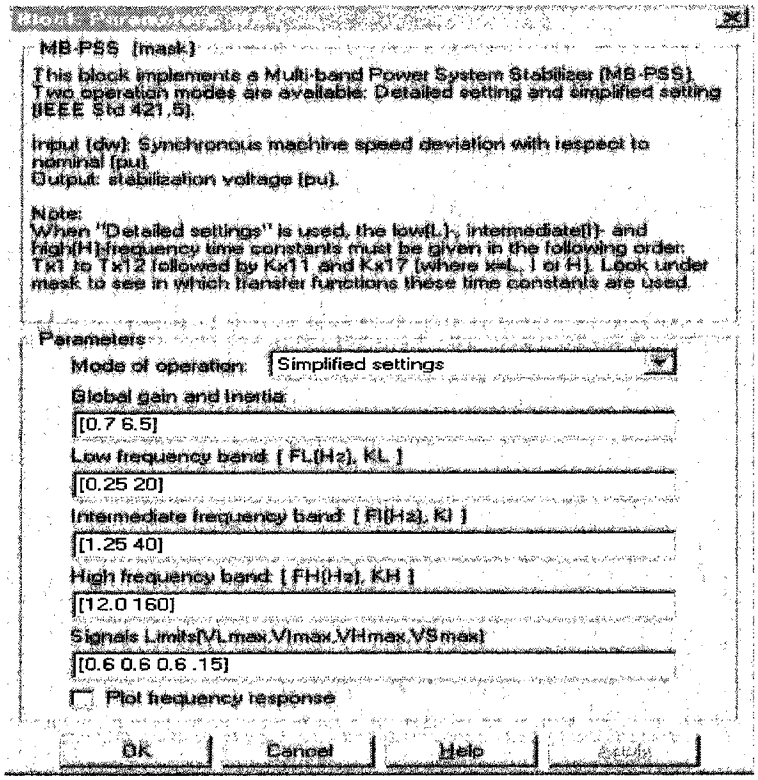


Figure A.10 : Les paramètres du MBPSS

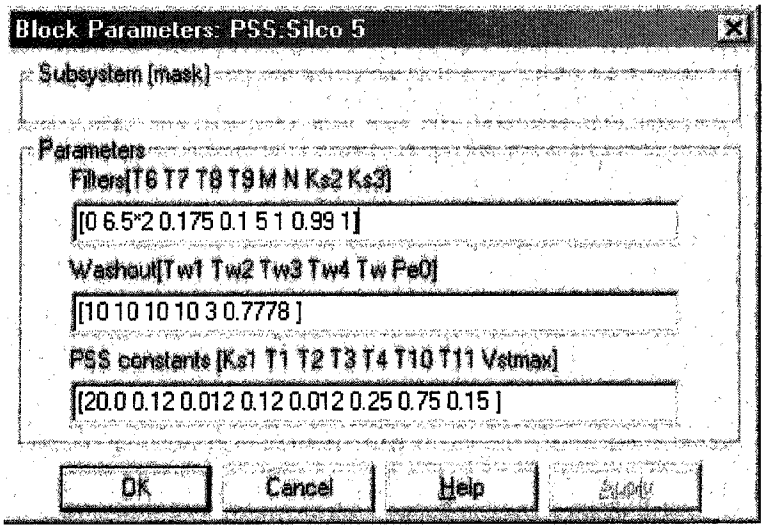


Figure A.11 : Les paramètres du SILCO5

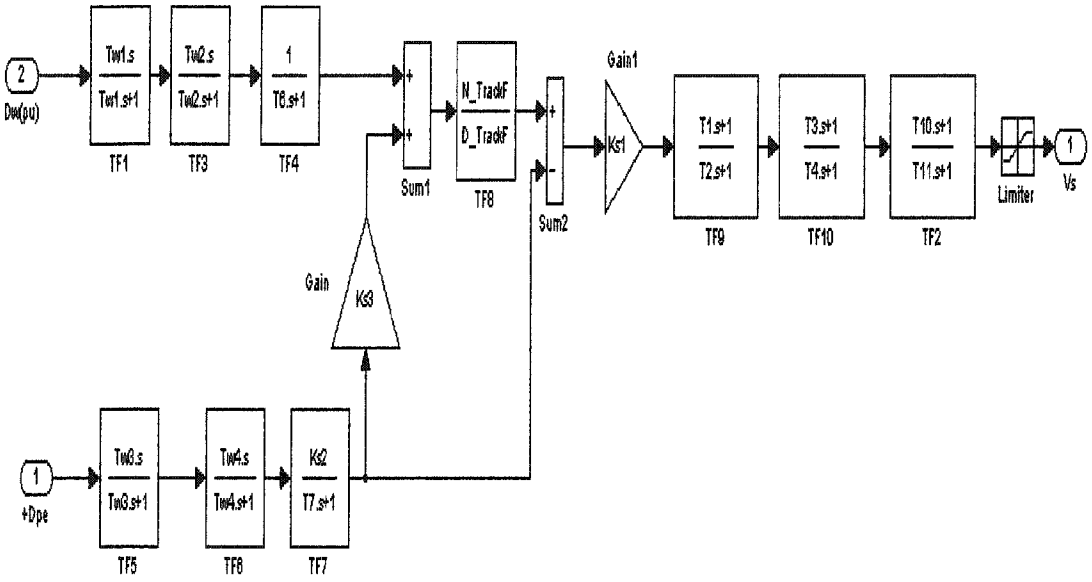


Figure A.12 : Le modèle du stabilisateur SILCO5

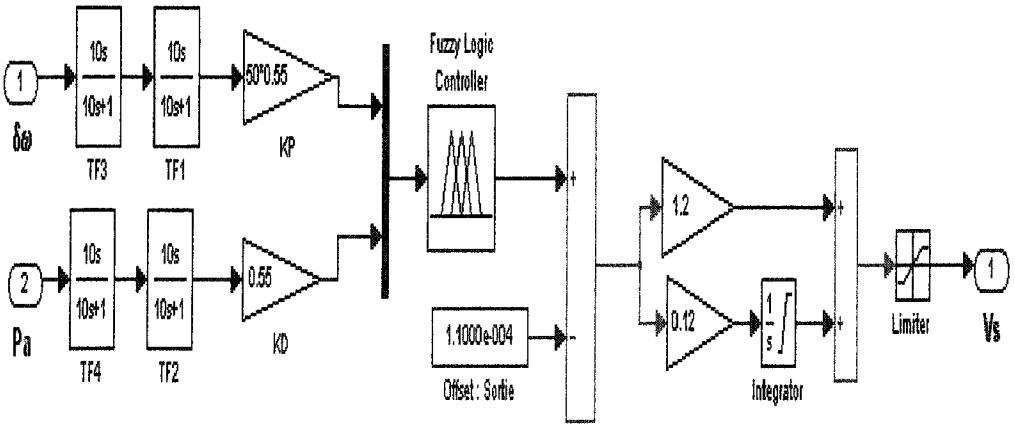


Figure A.13 : Le modèle du stabilisateur PSS FLOU

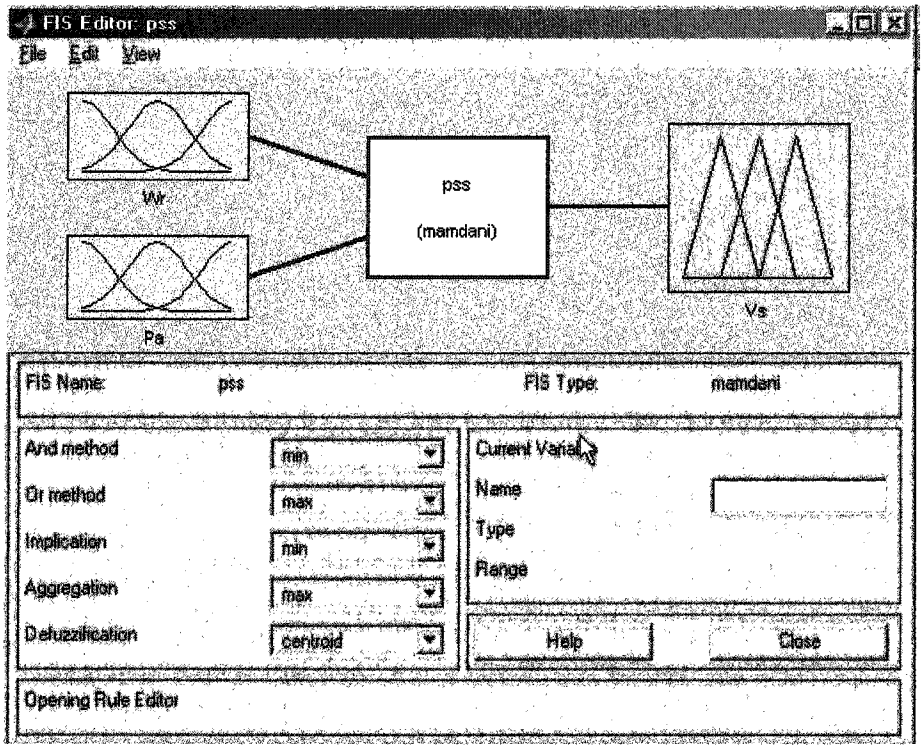


Figure A.14 : Le modèle du controleur flou (Fuzzy Logic Toolbox)

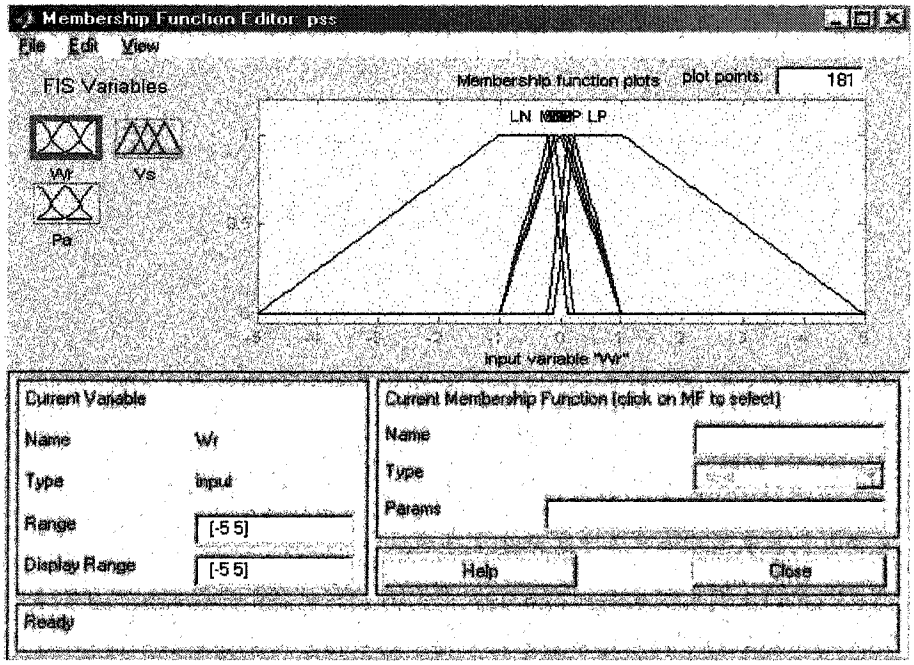


Figure A.15 : Les fonctions d'appartenance de l'entrée $\Delta\omega$ du controleur flou

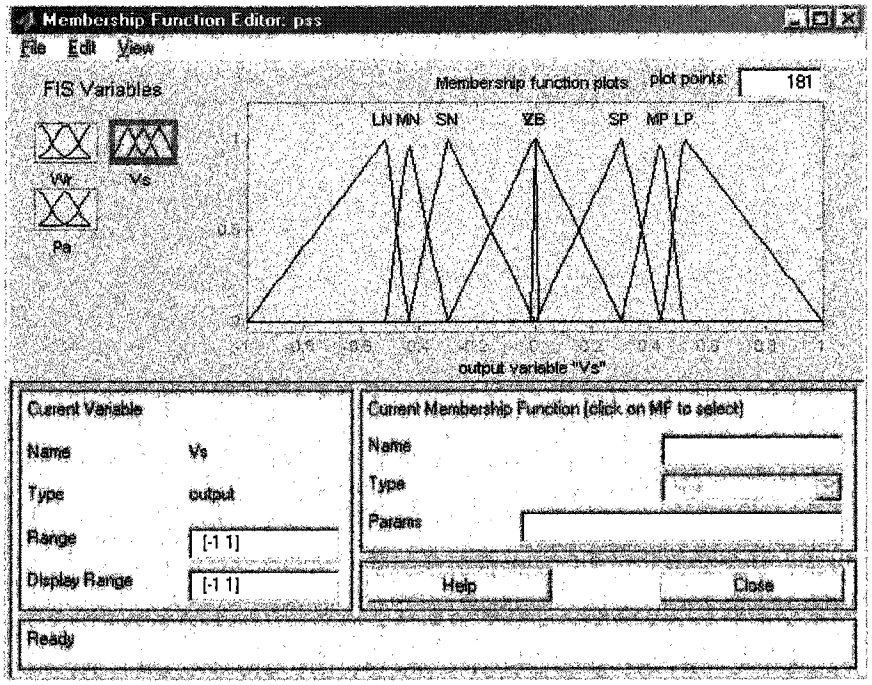


Figure A.16 : Les fonctions d'appartenance de la sortie Vs du controleur flou

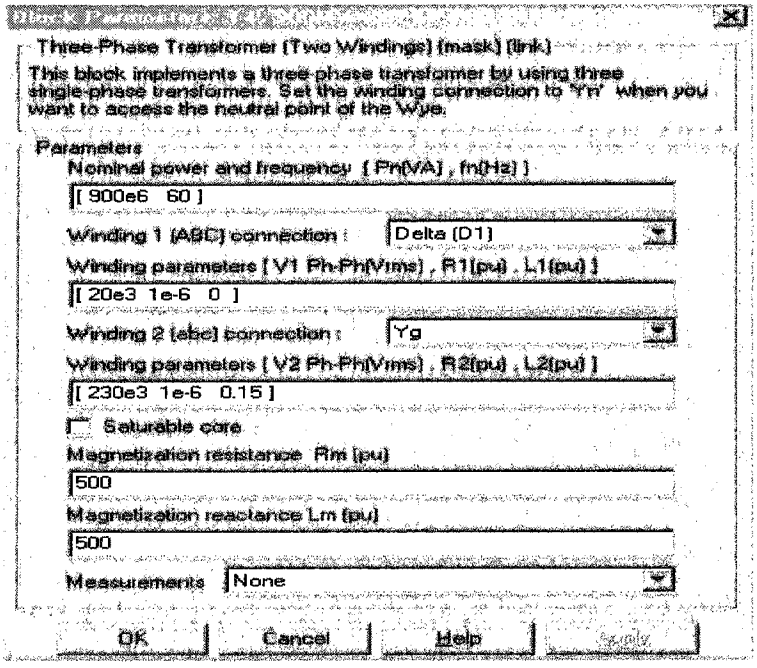


Figure A.17 : Les paramètres des transformateurs

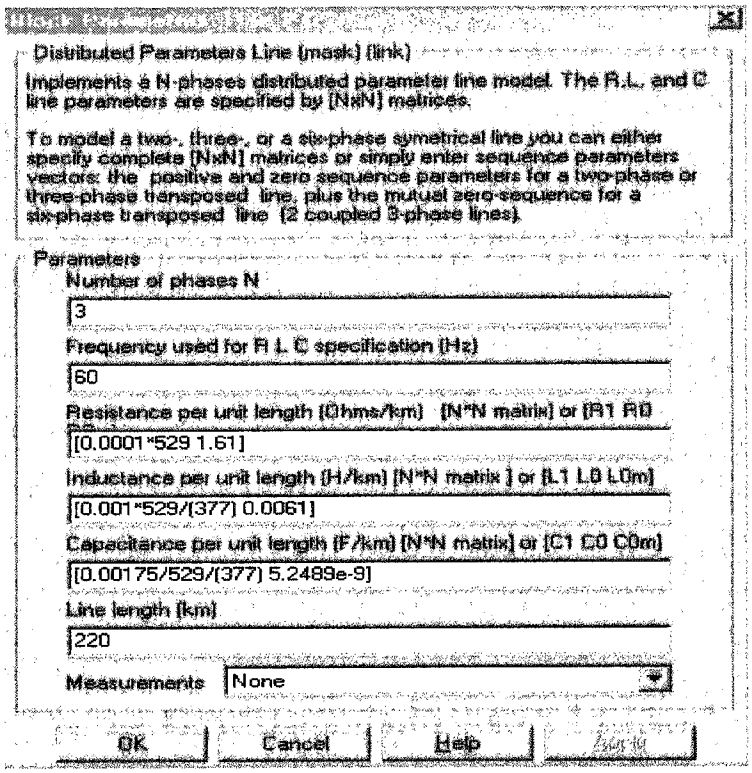


Figure A.18 : Les paramètres de la ligne d'attache