الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR.YAHIA FARES DEMEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

**Département du Génie Électrique
et de l'Informatique**



Mémoire de Fin d'Études

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

Option: Commande et électronique industrielle

THEME

Commande multimodèle d'un système électrique

Proposé et dirigé par,

Dr. Amel ABBADI

Dr. Fatiha HAMIDIA

Préparé et présenté par,

Mr. Saif eddine SAIDI

Mr. Karim CHIKER SAID

Année universitaire 2014-2015

REMERÉCMENTS

Nous tenons à remercier chaleureusement Dr. Amel ABBADI professeur à l'université Yahia Fares de Médéa pour avoir dirigé notre mémoire et m'avoir accordé sa confiance.

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

Je tiens à remercier également Monsieur RAHAL Abdelllah, l'ingénieur à l'hydraulique, pour son soutien et ses conseils importants.

C'est avec sympathie que je souhaite témoigner ma reconnaissance à Dr. HAMIDIA fethia pour sa assistance et sa soutien tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

Ma famille pour son aide importante au moment de la valorisation et de la rédaction de ce mémoire,

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

DEDICACES

Merci ă ma famille à laquelle je dois cette réussite professionnelle,

A ma Mère

Pour tous les conseils avisés…..

Et pour avoir fourni la matière première

A mes frères et ma sœur

Pour avoir contribué ă ma réussite,

Pour m'avoir soutenu et avoir cru en moi

A MON BINÔME

CHIKER SAID Karim pour les plus belle souvenir

A touts mes ami (e) s

A le group (MEDEA DEBATE CLUB)

Mr.SAIDI Saif eddine

DEDICACES

Merci ă ma famille à laquelle je dois cette réussite professionnelle,

A mes parents

Pour avoir fait ce que je suis,

Sans votre soutien à tous niveaux, je n'y serais jamais arrivé,

A ma Mère

Pour tous les conseils avisés…..

Et pour avoir fourni la matière première

A mon père

Pour m'avoir donné cette vocation et l'amour de la science

Ta vie est un modèle

Ce travail vous est dédié, en témoignage de mon affection

A mes frères et ma sœur

Pour avoir contribué ă ma réussite,

Pour m'avoir soutenu et avoir cru en moi

A touts mes ami (e) s

Et à la lumière de mon cœur bien sûre

Mr.CHIKER SAID Karim

RÉSUMÉS

ملخص : العمل المقدم في هذه الأطروحة يتعلق باقتراح مناهج متعددة المتغيرات لتصميم وحدات التحكم غير الخطية اللامركزية للتحكم بالتوتر الكهربائي و لضمان الاستقرار العابر للشبكات الكهربائية و ذلك باستعمال طرق و تقنيات متطورة و حديثة. نظرا لصعوبة النمذجة الرياضية و تخليق قوانين التحكم الآلي للشبكات الكهربائية متعددة الماكينات التي تعتبر معقدة للغاية و غير خطية، نقترح في البداية استخدام مفهوم متعدد النماذج حيث طورنا نظامين للتحكم، الأول مبني على تقنية التحكم الضبابي PDC، و الثاني يستعمل التحكم الضبابي type-2 ذو المجال الزمني. لاستنتاج هذه القوانين استعملت طريقة Lyapunov لحساب مصفوفات ردود الأفعال المرحلية التي تستوفي شروط الاستقرار حيث الإشكالية ليمكن حلها باستخدام طريقة LMI.

كلمات مفتاحية: الشبكة الكهربائية متعددة الماكينات، تحكم لامركزي، التحكم الضبابي PDC، وحدة التحكم الضبابي type-2.

Résumé : Le travail présenté dans cette mémoire concerne la conception de commandes multi-variables non linéaires pour réguler la tension terminale et assurer la stabilité transitoire des réseaux électriques multi-machines. Vu la nature non linéaire et complexe de ce type de systèmes, leur modélisation et leur commande deviennent des taches très difficile. Ainsi , nous nous sommes intéressés à la conception de lois de commande basées sur la notion du multi-modèle. Le régulateur flou PDC et le régulateur flou type 2 intervalle sont proposés. La synthèse des lois de commande est basée sur la méthode directe de Lyapunov. L'obtention des régulateurs flous proposés consiste à déterminer les matrices des gains de retour d'état satisfaisant lis conditions de stabilité. Ces problèmes sont formulés comme des problèmes de faisabilité qui peuvent être résolu à l'aide des outils issus de l'optimisation convexe LMI.

Mots clés : Réseau électrique multi-machine, commande décentralisée, commande PDC, commande floue type2.

Abstract: In this thesis some multivariable nonlinear decentralized control approaches are proposed for the multi-machine power system. Due to the complexity and the nonlinear nature of this type of systems, control design and implementation are not obvious .To overcome the difficulties related to this highly complex and nonlinear system, some approaches based on the multi-model concept. PDC fuzzy and interval type-2 fuzzy controller are synthesized by using a Lyapunov direct method .Obtaining the fuzzy controllers consists in determining the state feedback gain matrices satisfying the conditions of stability. These problems are formulated as feasibility problems and are solved using tools from convex LMI optimization.

Keywords: Multi-machine power system, decentralized control, PDC controller, fuzzy controller type2.

SOMMAIRE

Introduction générale 1

CHAPITRE: 1

LA MODELISATION ET LA STABILITE DES RÉSEAUX ÉLÉCTRIQUES

1.1 Introduction 3

1.2 Présentation générale 4

1.3 Modélisation 4

1.3.1 Modèle du générateur 4

1.3.1.1 *Equations électriques* 5

1.3.1.2 *Equations mécaniques* 10

1.3.2 Lignes de transmission 11

1.3.2.1 *Le repère $D-Q$* 11

1.3.2.2 *Calcul de la matrice admittance* 13

1.3.2.3 *Calcul de la matrice admittance réduite* 13

1.3.2.4 *Calcul des courants* 14

1.4 Technique de la linéarisation directe 14

1.5 Stabilité des réseaux électrique 17

1.5.1 La stabilité angulaire 17

1.5.1.1 *La stabilité dynamique* 18

1.5.1.2 *Stabilité transitoire* 18

1.5.1.3 *La stabilité statique* 18

1.5.2 La stabilité de tension 19

1.5.3 La stabilité de fréquence 19

1.6 Conclusion 20

CHAPITRE 2
LA LOGIQUE FLOUE TYPE-1 ET TYPE-2

2.1 Introduction 21

2.2 Généralités sur la logique floue type- 1 21

2.2.1 Commande par la logique floue 22

2.2.2 Description générale d'un régulateur flou 22

2.3 Généralités sur la logique floue type-2 26

2.3.1 Concept du flou type-2 26

2.3.2 Ensemble flou type-2 26

2.3.3 Types d'ensemble flou type-2 27

2.3.4 Empreinte d'incertitude 28

2.3.5 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure 28

2.3.6 Systèmes flous type-2 29

2.4 Conclusion 33

CHAPITRE 3
COMMANDES MULTIMODÈLES PAR LA LOGIQUE FLOUE

3.1 Introduction 34

3.2 Construction d'un modèle flou Takagi-Sugeno 35

3.3 Conception du régulateur flou par approche PDC 40

3.3.1 Les Critères de conception 41

3.3.1.1 *Stabilisation* 42

3.3.1.2 *Placement de pôles* 43

3.3.2 Application de la commande floue type-1 (PDC) à un réseau électrique multi-machine 45

3.3.2.1 *Le modèle équivalent T-S du système multi-machine* 45

3.3.2.2 *Conception de la commande PDC* 46

3.3.2.3 *Simulation* 47

3.3.2.4 *Analyse des résultats des simulations* 52

3.4 La commande floue type-2 intervalle 52

3.4.1 Conception du régulateur flou type-2 intervalle 53

3.4.2 Système flou Takagi-Sugeno de type-2 intervalle 54

3.4.3 Les Critères de conception 55

3.4.3.1 *Stabilisation* 56

3.4.3.2 *Placement de pôles* 57

3.4.4 Application de la commande floue de Takagi-Sugeno type-2 intervalle au réseau électrique Multi-machine 58

3.4.4.1 *Conception de commande* 58

3.4.4.2 *Simulations* 59

3.4.4.3 *Analyse des résultats des simulations* 63

3.5 Etude comparative 63

3.6 Conclusion 65

Conclusion générale 66

Références bibliographiques 68

Annexe A paramètre du réseau électrique à deux machines 73

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 :	Schéma représentatif d'un réseau électrique multi-machine	4
Figure 1.2 :	Représentation de la machine synchrone	6
Figure 1.3 :	Représentation bipôlaire de la machine synchrone	6
Figure 1.4 :	Les repères (*d*-*q*) et (*D*-*Q*)	12
Figure 2.1 :	Schéma général d'un régulateur flou type-1	23
Figure 2.2 :	Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien	27
Figure 2.3:	Ensemble flou type-2 intervalle avec une incertitude de variance $\sigma \in [0.42,\ 0.8]$, l'intervalle d'activation appartient à $[0.05,\ 0.45]$ pour $x = 4$.	29
Figure 2.4:	Ensemble flou type-2 intervalle avec une incertitude de moyenne $m \in [2.4, 3.15]$, l'intervalle d'activation appartient à $[0.29, 0.69]$ pour $x = 4$.	29
Figure 2.5 :	Structure d'un système flou type-2	30
Figure 3.1 :	Principe de la commande PDC	40
Figure 3.2 :	Région disque ($D_{q,r}$) pour l'emplacement des pôles	44
Figure 3.3 :	Topologie du réseau électrique à deux machines utilisé	47

Figure 3.4 :	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est Localisé à λ=0.1	50
Figure 3.5 :	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2ème cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.01	51
Figure 3.6 :	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.1.	61
Figure 3.7 :	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2ème cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.01.	62

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1:	Significations de $y_g^j, y_d^j, \underline{f}^j, \overline{f}^j$ et M .	32
Tableau 3.1 :	Les paramètres de réglages des régulateurs flous type 2 intervalles	59
Tableau 3.2 :	Réseau à 2 machines : valeurs des indices de performance obtenus lors de l'évaluation de la stabilité transitoire pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	64
Tableau 3.3 :	Réseau à 2 machines : valeurs des indices de performance obtenus lors de l'évaluation de la régulation de la tension pour différentes condition de fonctionnement (différents défaut)	64

NOTATIONS UTILISÉES

A	Matrice d'état
$\mathbb{A}$, $\mathbb{B}$	Ensembles flous type 1
B	Matrice de commande et d'observation
$\tilde{\mathbb{A}}$, $\tilde{\mathbb{B}}$, $\tilde{\mathbb{C}}$	Ensembles flous type 2
B_{kj}	La suscepetance de l'élément K-j de la matrice admittance
C	Matrice d'observation
D	Coefficient d'amortissement du générateur,
$\mathfrak{A}$	Région du plan complexe déterminée par la résolution d'un problème D'optimisation convexe *LMI*
$E_d^{'}$ et $E_q^{'}$	La f.e.m. derrière la réactance transitoire selon les axes d et q
$F(z(t))$	La matrice de fonction
$F_{ij}(z(t))$	Le (i, j) élément de la matrice $F(z(t))$
f_0	La fréquence de base
$\mathrm{f}(x,t)$	Fonction non linéaire
$\mathrm{f}_1(t)$ et $\mathrm{f}_2(t)$	Des fonctions fortement non linéaires
G_{kj}	La conductance de l'élément k-j de la matrice admittance
g	Fonction d'activation.
H	Constante d'inertie électrique (en secondes),
$h_1(z(t))$	La fonction d'activation da la i^{eme} règle.
$\vec{I}_n$ et $\vec{I}_r$	Vecteurs des courants aux nœuds des générateurs et charges
i_d, i_q, i_f, i_D, i_Q	Les courants dans les enroulements d, q, f, D, Q
i_d et i_q	Composante du courant sur l'axe d et q

J	Fonction du cout
$\vec{K}$	Vecteur des gains de retour d'état
k_c	Coefficients constants
k_z	Coefficients constants positives
L_{ad}	Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques suivant l'axe d en p.u
L_d, L_q, L_f, L_D, L_Q	Les inductances propres des enroulements d, q, f, D et Q
L_d	Inductance transitoire sur l'axe d
M_{fD}	L'inductance mutuelle entre les enroulements rotoriques f et D
M_f, M_D et M_Q	Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriqes et les enroulements rotoriques f, D et Q
$M_{u_{eq}}$	Constante positive
M	Moyenne d'une fonction Gaussienne
m, n	Paramètres de conception de la commande floue $T-S$ Type-2 intervalle
P, P, T	Matrices
p_e	Puissance électrique générée, en p.u
P_m	Puissance mécanique fourni par la turbine, en p.u
$Q(Var)$	Puissance réactive générée, en p.u
q	Centre d'un disque
q_i	Le poids attribué à la i^{eme} règle
r_f, r_D, r_Q et r_s	Les résistances des enroulements rotoriques f, D et Q et statoriques
r	Le degré relatif
R	rayon d'un disque
T'_{do}	La constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert

$\overline{V}_n$ et $\overline{V}_r$	Vecteurs des tensions aux nœuds des générateurs et charges
V_a, V_b et V_c	Les tensions aux bornes des enroulements statoriques a, b et c
V_d, V_q et V_f	Les tensions directe et en quadrature de la tension terminale V_t
V_{td} et V_{tq}	Les composantes directe et en quadrature de la tension terminale V_t
$V(x(t))$	Fonction de Lyapunov
$\underline{w}_i$ et $\overline{w}_i$	Les poids inférieures et supérieures de la i^{eme} règle
$x(t)$	Vecteur d'état
x	Variable d'état
X	Univers de discours
$x_d^{'}$	Réactance transitoire sur l'axe d
$\overline{Y}$	Matrice d'admittance
$y(t)$	Vecteur de sortie
$z(t)$	Vecteur de variables des prémisses
$\beta, \gamma, \lambda, \mu_d, \mu_l, \rho$	Constantes positives
δ	L'angle électrique du rotor, en rad.
ζ	Coefficient d'amortissement
$\eta(t)$	Vecteur des entrées et d'états
μ	Degré d'appartenance
$\underline{\mu}, \overline{\mu}$	Fonction d'appartenance inférieure et supérieure d'un ensemble flou type2
σ	Ecart-type d'une Fonction Gaussienne
$\psi_d, \psi_q, \psi_f, \psi_D$ et ψ_Q	Les flux dans les enroulements d, q, f, D, Q
ω	La vitesse angulaire du rotor, en p.u.
$\omega_0 = 2\pi f_0$	vitesse de synchronisme (vitesse de base), en rad /s.
ω_n	Pulsation naturelle

ω_d	Pseudo pulsation

ABREVIATIONS SIGLES ET ACRONYMES

CIGRE	Conseil International des Grands Réseaux électriques
FOU	Foot print Of Uncertainty
LAE	L'intégrale de la valeur absolue du signal d'erreur
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISE	L'intégrale du carré du signal d'erreur (l'énergie du signal d'erreur)
ITAE	L'intégrale de l'erreur en valeur absolue pondérée par le temps
KM	Krarnik-Mendel
LTI	Linéaires à Temps Invariant
LMI	Linear Matrix Inequalities (Inégalité matricielle Linéaire)
PDC	Parallel Distributed Compensation (Compensation paralléle distribué)
PSS	Power System Stabilizer
$T-ST2I$	Takagi-Sugeno Type 2 Intervalle
f.é.m	Force électromotrice

INTODUCTION GÉNÉRALE

Avec le développement et le progrès remarquables de la société contemporaine, les besoins en énergie électrique ne cessent d'augmenter d'une année à l'autre. En effet, les systèmes de production d'énergie, dans les réseaux électriques, sont parfois appelés à fonctionner dans des conditions pouvant les amener à leurs limites de stabilité, ce qui pourra entrainer une dégradation significative de leurs performances [1]. En outre, les réseaux électriques sont souvent sujets à divers perturbations telles que les court-circuits, les pertes dans les lignes, les pertes d'ouvrage (générateurs, transformateurs,…) ainsi que les aléas de consommations. Afin de faire face aux problèmes liés au fonctionnement des réseaux électriques, en particulier le problème de la stabilité, beaucoup de chercheurs se sont consacrés à l'étude et à l'analyse des problèmes rencontrés par les opérateurs travaillant dans le domaine des réseaux [1-5], afin de chercher des solutions adéquates en utilisant les approches de commande modernes.

Les réseaux d'énergie électriques sont naturellement des systèmes complexes et de taille considérable contenant un nombre important de variables physiques fortement liées entre elles. Ces systèmes sont régis par des modèles mathématiques non-linéaires, complexes et difficilement exploitables pour l'élaboration des lois de commande, particulièrement, lorsque le système est considéré dans sa globalité.

Au cours des dernières années, des efforts considérables ont été consacrés à l'amélioration de la stabilité du système de puissance, mais moins d'attention a été accordée à la conception du régulateur de tension [2]. Ce mémoire se concentre sur la conception d'un nouveau contrôleur de tension non linéaire décentralisée qui peut assuré à la fois la régulation de la tension et l'amélioration de la stabilité du système.

Parmi les approches qui ont montré leur efficacité pour la commande de certains systèmes non-linéaires sur une large plage de fonctionnement, nous pouvons citer les systèmes flous de type Takagi-Sugeno (T-S). Ces approches ont été appliques avec succès sur un grand nombre de systèmes physiques [6-9]. Motivé par les avantages que présentent ces techniques de commande, nous nous sommes orientés vers leur exploitation pour la commande de notre système et assurer ainsi sa stabilité.

La commande floue de type T-S combine la flexibilité de la logique floue et un formalisme d'analyse mathématique rigoureux, afin de modéliser, stabiliser et commander les systèmes non-linéaires. Comme première approche, nous proposons la commande floue de type PDC (Parallel Distributed Compensation). Cependant, comme les systèmes flous type-1 sont incapables de prendre en compte les incertitudes des règles floues, nous avons opté pour les systèmes flous de types-2. Notre contribution consiste à donner un formalisme global pour la conception du régulateur flou Takagi-Sugeno tupe-2 en se basant sur la seconde méthode de Lyapunov . Les conditions de la stabilité sont formulées sous forme d'inégalités matricielles linéaires.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique du réseau électrique, aussi quelques définitions inhérentes à la notion de la stabilité des réseaux électriques ont été données.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons le concept des systèmes flous (type-1 et type-2). Nous sommes limités à quelques définitions et notions afin de permettre au lecteur de comprendre leurs utilisations dans notre application.

Dans le troisième chapitre, nous exploitons une classe de modèles polytopiques non-linéaires, appelés modèles flous continus de type T-S, pour concevoir une commande afin d'assurer la stabilité du réseau électriques. La commande utilisée classiquement pour cette famille de modèle T-S est appelée commande PDC. Ensuite, nous proposons une nouvelle loi de commande floue basée sur les systèmes flous de type-2 intervalle. La conception des régulateurs flous assurant la stabilité et les performances désirées est basé sur le concept de faisabilité des inégalités matricielles linéaires (LMI : Linear Matrix Inequalities). Des résultats de simulations suivis d'une comparaison sont présentés afin d'évaluer les performances des approches proposées.

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

CHAPITRE 1

LA MODELISATION ET LA STABILITÉ DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES

1.1 Introduction

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

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

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

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

Etant donné que le réseau électrique est un système dynamique décrit généralement par un modèle mathématique non-linéaire complexe et de dimensions élevées, l'étude de sa stabilité est une tâche difficile. Dans ce contexte, nous avons besoin d'un modèle qui décrit convenablement les interactions entre les différentes variables du système étudié dans le but de réaliser un compromis entre la fidélité des comportements qualitatifs et quantitatifs et la simplicité de mise en œuvre de lois de commandes stabilisantes. À cette fin, nous allons étudier, dans ce premier chapitre, la modélisation et la stabilité des réseaux électrique multi-machine. En premier lieu, le modèle du réseau électrique sera discuté en commençant par une description succincte de ses différents composants. Le modèle obtenu sera linéarisé avec la technique de linéarisation directe par bouclage. Dans un second lieu, nous traiterons la stabilité du réseau électrique.

1.2 Présentation générale

La figure (1.1) représente un réseau électrique compotant 'n' générateurs et 'r' charges. Les générateurs sont représentés par des tensions et des impédances internes, connectés aux lignes de transmission par des nœuds dits « nœuds générateurs ». Les charges, quant à elles, sont présentées par des impédances (cas des charges statiques ou variant peu). Celles-ci sont connectées aux lignes de transmission via des nœuds dits « nœuds de charges ».

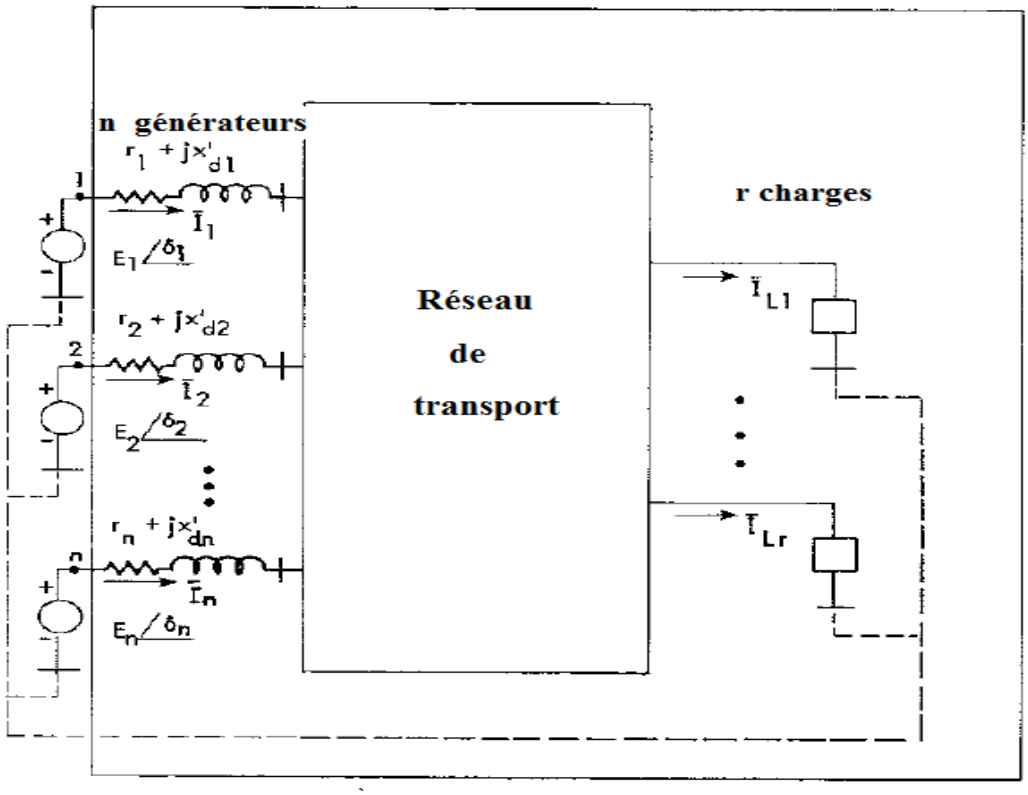


Figure 1.1 Schéma représentatif d'un réseau électrique multi-machine [10]

1.3 Modélisation

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

1.3.1 Modèle du générateur

L'énergie électrique est généralement produite par les machines synchrones. Ces dernières sont caractérisées par une vitesse de rotation de l'arbre de chaque machine qui est égal à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, un couple mécanique issu d'une énergie primaire source, comme l'énergie hydraulique, l'énergie nucléaire ou l'énergie chimique, est appliqué à l'axe de la machine synchrone via un lien mécanique intermédiaire, à savoir la turbine. Le champ magnétique rotorique est généré habituellement par un circuit d'excitation alimenté par un courant continu. La

position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor : ceci implique qu'en fonctionnement normal, la vitesse de rotation du rotor est identique à celle du champ statoriques. Ainsi, les enroulements du stator sont soumis à des champs magnétiques qui varient périodiquement, une f.é.m. de courant alternatif est donc induite dans le stator.

Les générateurs synchrones participent de façon extrêmement importante aux phénomènes dynamiques et à la qualité globale de l'alimentation en énergie. Il est donc nécessaire de développer des modèles pratiques et réalistes des machines synchrones. Dans cette partie nous présenterons un modèle adapté à l'analyse de la stabilité transitoire.

1.3.1.1 Équations électriques

La machine synchrone triphasée se compose de trois enroulements de phase notées a, b et c au niveau du stator et d'un enroulement d'excitation noté f au niveau du rotor, dont l'axe magnétique est l'axe direct noté « d ». Elle contient également un certain nombre de barres d'amortissement formant des circuits symétriques par rapport aux axes direct et en quadrature, Ces derniers peuvent être représentés avec une bonne approximation par deux circuits équivalents notés D et Q suivant les axes direct et transversal. La figure (1.2) donne une représentation schématique de la machine synchrone [11].

Le système d'équations de tentions de la machine synchrone (fonctionnement alternateur) est obtenu par l'application de la relation fondamentale :

$$V = -Ri - \frac{d\psi}{dt} \tag{1.1}$$

avec

$$\begin{aligned} v &= \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c & -v_f & -v_D & -v_Q \end{bmatrix}^T \\ diagR &= \begin{bmatrix} r_s & r_s & r_s & r_f & r_D & r_Q \end{bmatrix} \\ i &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_f & i_D & i_Q \end{bmatrix}^T \\ \psi &= \begin{bmatrix} \psi_a & \psi_b & \psi_c & \psi_f & \psi_D & \psi_Q \end{bmatrix}^T \end{aligned} \tag{1.2}$$

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

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

$$\psi = L(\theta) i \tag{1.3}$$

Si l'expression de ψ est remplacé dans (1.1), on trouve que :

$$V = -Ri - \frac{dL(\theta)}{dt} i - L(\theta) \frac{di}{dt} \tag{1.4}$$

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

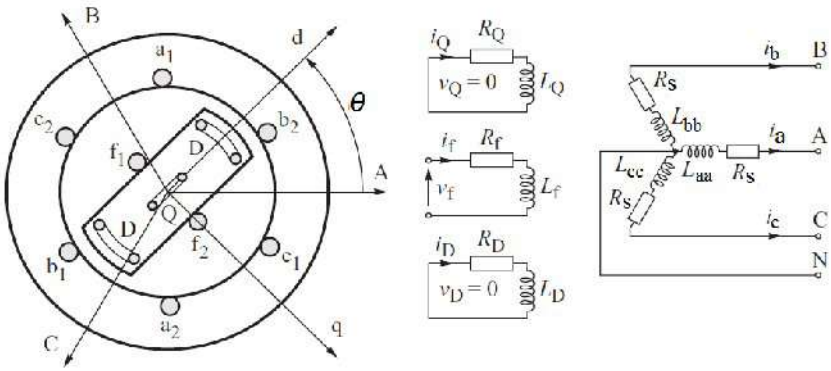


Figure 1.2 : Représentation de la machine synchrone [11]

A. Transformation de Park

Afin de supprimer la non-linéarité, la transformation des deux axes ou transformation de Park est utilisée. Cette dernière peut s'interpréter comme la substitution des trois enroulements de phase (a,b et c) immobiles par rapport au stator, par deux enroulements d et q tournant à la vitesse rotorique, ayant pour axes magnétiques respectivement l'axe direct et l'axe en quadrature (figure 1.3)).

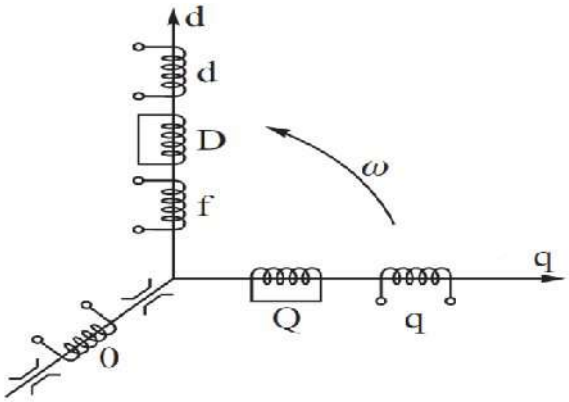


Figure 1.3 : Représentation bipôlaire de la machine synchrone [11]

La transformation dans le cas des courants [12-13]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

En utilisant la notation matricielle nous aurons :

$$i_{dq0} = P i_{abc} \tag{1.6}$$

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

$$\begin{aligned} V_{dq0} &= P V_{abc} \\ \psi_{dq0} &= P \psi_{abc} \end{aligned} \tag{1.7}$$

La transformation inverse :

$$i_{abc} = P^{-1} i_{dq0} \tag{1.8}$$

avec :

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \tag{1.9}$$

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

L'axe homopôlaire :

$$\psi_0 = L_0 i_0 \tag{1.10}$$

L'axe direct :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & L_{af} & L_{aD} \\ -kL_{af} & L_{ff} & L_{fD} \\ -kL_{aD} & L_{fD} & L_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

L'axe en quadrature :

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_q & L_{aQ} \\ -kL_{aQ} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

avec :

$\psi_d, \psi_q, \psi_f, \psi_D, \psi_Q$: Les flux dans les enroulements d, q, f, D et Q :

L_d : L'inductance synchrone longitudinale.

L_q : L'inductance synchrone transversale.

L_0 : L'inductance homopôlaire.

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

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

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

k : Coefficient constant induit par la transformation de Park, k = (3/2).

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

L'axe homôpolaire :

$$V_0 = -ri_0 - \frac{d\psi_0}{dt} \tag{1.13}$$

L'axe direct :

$$\begin{aligned} V_d &= -r_s i_d - \dot{\theta}\psi_q - \frac{d\psi_d}{dt} \\ V_f &= r_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ V_D &= r_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} = 0 \end{aligned} \tag{1.14}$$

L'axe en quadrature

$$\begin{aligned} V_q &= -r_s i_q + \dot{\theta}\psi_{\partial d} - \frac{d\psi_q}{dt} \\ V_Q &= r_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} = 0 \end{aligned} \tag{1.15}$$

Avec

V_d, V_q et V_f : les tensions aux bornes des enroulements d , q et f .

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

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

B. Hypothèses simplificatrices

En raison de la taille, de l'importance et de la complexité des problèmes de stabilité, il est très intéressant de faire des simplifications et des hypothèses appropriées pour représenter analytiquement le système. Pour ce faire, les hypothèses suivantes seront considérées [10-11].

- Les trois enroulements statoriques sont symétriques,
- Les bobines distribuées peuvent être considérées comme concentrées,
- La variation des inductances des enroulements statoriques, en fonction de la position du rotor, est sinusoïdale et ne contiennent pas d'harmoniques supérieures,
- La vitesse du rotor est celle de synchronisme (elle est considérée comme constante ainsi, $\omega_r = 1$ p.u),
- Pas de pertes dues à l'hystérésis,
- L'effet des enroulements amortisseurs est négligé,
- La saturation du circuit magnétique est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements. Les courants de Foucault sont également négligés,
- Les résistances statoriques sont négligeables,
- Les termes des tensions de transformation $\left(d\psi_q / dt \; et \; d\psi_d / dt \right)$ sont négligés.

C. Équations électriques

Lors de l'étude de la stabilité d'un système de puissance, il est nécessaire de représenter le système d'équations en valeurs réduites. Le modèle adopté est un modèle sans enroulement amortisseurs (Nondamping winding model) [22]. Celui-ci néglige également l'amortissement produit par les courants de Foucault dans le corps du rotor (nous supposons que la f.é.m. derrière la réactance transitoire suivant l'axe d, à savoir E'_d, est constante).

Les équations des flux sont représentées par :

$$\begin{aligned} \psi_d &= E'_d - x'_d i'_d \\ \psi_q &= -x'_d i'_q \end{aligned} \tag{1.16}$$

Avec $E'_q = \omega \left(L_{ad} / L_f \right) \psi_f$ la f.é.m. derrière la réactance transitoire d'axe en quadrature,

x'_d : Réactance transitoire sur l'axe d ; $x'_d = \omega L'_d = \omega \left(L_d - \left(L^2_{ad} / L_f \right) \right)$ en p.u,

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

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

$$\dot{E}'(t) = \frac{1}{T_{d0}}\left(E_f(t) - E'_q(t) - (x_d - x'_d)i_d(t)\right) \tag{1.17}$$

avec $E'_q = \omega\left(L_{ad}/r_f\right)V_f$ la f.e.m d'excitation

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

Pour la composante directe, nous avons :

$$V_{td}(t) = x'_d(t)i_q(t) \tag{1.18}$$

Pour la composante en quadrature, nous avons :

$$V_{tq}(t) = E'_q(t) - x'_d i_d(t) \tag{1.19}$$

Ainsi, le module de la tension est telle que

$$V_t(t) = \sqrt{V_{tq}{}^2(t) + V_{td}{}^2(t)} \tag{1.20}$$

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

Comme il n'y a aucun enroulement sur l'axe en quadrature pour représenter le corps du rotor

(Nous aurons : $E'_d = 0, x'_q = x_q$) et en négligeant la saillance transitoire ($x'_q = x'_d$), L'expression de la puissance électrique active est telle que :

$$P_e(t) = E'_q(t)i_q(t) \tag{1.21}$$

1.3.1.2 Équation mécanique

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

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

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

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

Etant donné que les enroulements amortisseurs sont négligés, le couple d'amortissement produit par ces derniers est donc également négligeable. Pour tenir compte de la composante du couple négligée, un terme de compensation D (nommé aussi coefficient d'amortissement du générateur) est introduit dans l'équation du mouvement [11].

L'équation de l'angle rotorique et l'équation du mouvement peuvent être formulées comme suit [11]:

$$\begin{cases} \dot{\delta}(t) = \omega(t) - \omega_0 \\ \dot{\omega}(t) = -\dfrac{D}{2H}(\omega(t) - \omega_0) + \dfrac{\omega_0}{2H}\left(P_m - P_e(t)\right) \end{cases} \tag{1.22}$$

Avec :

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

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

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

f_0 : La fréquence de base,

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

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

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

P_e : Puissance électrique générée, en p.u.

1.3.2 Lignes de transmission

L'établissement du modèle généralisé du réseau implique la détermination des équations algébriques et différentielles le régissant en tenant compte des interconnexions entre les générateurs et l'ensemble des transformateurs, des lignes de transmission et des charges du système sans omettre la modélisation des générateurs synchrones.

1.3.2.1 Le repère D-Q

Dans un réseau électrique multi-machine, les générateurs sont interconnectés via un réseau de lignes de transmission. A fin d'établir les expressions des courants générés, il est impératif de les déterminer par rapport à un repère *D-Q* lié au mouvement de l'ensemble des machines qui tournent à la vitesse du synchronisme (figure(1.4)).

Le passage d'un repère $(d\text{-}q)_k$ lié au générateur $(G)_k$ au repère D-Q se fait par une simple transformation linéaire [13].

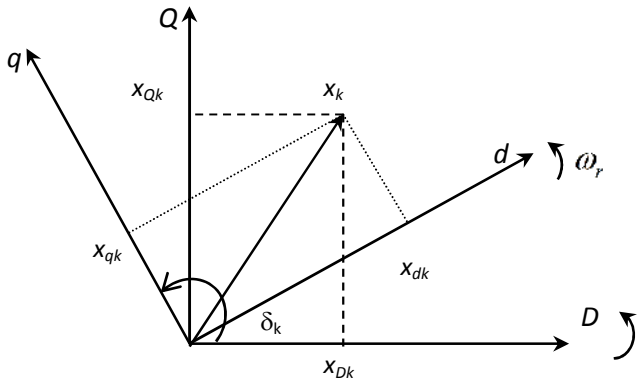


Figure 1.4 : Les repères (*d-q*) et (*D-Q*).

Soit ¯ dans le repère une grandeur(−) , nous pouvons écrire :

$$\overline{x}_{dqk} = x_{dk} + jx_{qk} \tag{1.23}$$

Cette même grandeur le repère D-Q, peut être écrit comme suit :

$$\overline{x}_{DQk} = x_{Dk} + jx_{Qk} \tag{1.24}$$

Et l'équation du passage sera :

$$\overline{x}_{DQk} = \overline{x}_{dqk} \cdot e^{j(\delta_k - \frac{\pi}{2})} \tag{1.25}$$

L'équation. (1.25) peut être généralisée pour inclure tous les nœuds, donc nous aurons :

$$\overline{x}_{DQ} = T \cdot \overline{x}_{dq} \tag{1.26}$$

avec

$$\overline{x}_{dq} = \left[\overline{x}_{dq1} \quad \cdots \quad \overline{x}_{dqn}\right]^T \tag{1.27}$$

$$\overline{x}_{DQ} = \left[\overline{x}_{DQ1} \quad \cdots \quad \overline{x}_{DQn}\right]^T \tag{1.28}$$

et

$$T = \begin{bmatrix} e^{j(\delta_1 - \frac{\pi}{2})} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j(\delta_1 - \frac{\pi}{2})} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{j(\delta_1 - \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \tag{1.29}$$

1.3.2.2 Calcul de la matrice admittance

Il s'agit de trouver la relation entre les courants et les tensions des nœuds du réseau. En considérant le réseau électrique multi-machine représenté par la figure (1.1), la matrice d'admittance $\overline{Y}$ est calculée suivant les étapes ci-après [10] :

- Toutes les charges sont converties en impédances (admittances) équivalentes Ces dernières sont connectées entre les nœuds de charges et le nœud de référence,
- Des nœuds additionnels sont ajoutés pour les tensions internes des générateurs,
- Les inductances transitoires des générateurs sont connectées entre ces nœuds additionnels et les nœuds terminaux des générateurs,
- Toutes les impédances sont converties en admittances,
- Les éléments de la matrice $\overline{Y}$ seront qui lie le nœud i et le nœud j ,
  - Y_{ii} est la somme de toutes les admittance connectées au nœud i.
  - Y_{ij} est l'opposé de l'admittance qui lie le nœud i et le noeud j.
- Tous les nœuds sont éliminés sauf ceux connectés aux générateurs, nous obtenons ainsi la matrice admittance réduite.

1.3.2.3 Calcul de la matrice admittance réduite

Dans le réseau, les générateurs sont connectés à des nœuds dits actifs ou générateurs. Les autres nœuds sont les nœuds passifs auxquels des charges linéaires passives sont connectées. La taille du réseau électrique peut être réduite en éliminant les nœuds passifs par la méthode de Kron.

Soit un réseau électrique multi-machine comportant n nœuds liés aux générateurs et r nœuds liés aux charges (figure (1.1)). Les courants électriques, aux niveau des nœuds, sont liés aux tensions par la formule suivante :

$$\overline{I} = \overline{Y} \cdot \overline{V} \tag{1. 30}$$

où

$$\overline{I} = \begin{bmatrix} \overline{I}_n \\ \overline{I}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{I}_n \\ 0 \end{bmatrix} \tag{1.31}$$

Comme nous pouvons le constater, le vecteur $\overline{I}$ est décomposé en deux sous-vecteurs le premier sous-vecteur est lié aux nœuds des générateurs, notés $\overline{I}_n$ et l'autre est liés aux nœuds des charges, noté $\overline{I}_r$ ce dernier est nul. de même pour le vecteur $\overline{V}$.

Ainsi nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \overline{I}_n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{Y}_{nn} & \overline{Y}_{nr} \\ \overline{Y}_{rn} & \overline{Y}_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{V}_n \\ \overline{V}_r \end{bmatrix} \tag{1.32}$$

Donc pour les courants aux nœuds des générateurs, nous pouvons écrire :

$$\overline{I}_n = \overline{Y}_{nn} \cdot \overline{V}_n + \overline{Y}_{nr} \cdot \overline{V}_r \tag{1.33}$$

et au niveau des nœuds des charges, nous aurons :

$$0 = \overline{Y}_{nn} \cdot \overline{V}_n + \overline{Y}_{nr} \cdot \overline{V}_r \tag{1.34}$$

En tirant l'expression de $\overline{V}_r$ à partir de (1.34) et en la substituant dans (1.33), nous obtenons l'expression qui lie les courants et les tensions au niveau des nœuds des générateurs :

$$\overline{I}_n = \overline{Y}_r \cdot \overline{V}_r \tag{1.35}$$

avec $\overline{Y}_r$: la matrice réduite elle est définie par :

$$\overline{Y}_r = \overline{Y}_m - \overline{Y}_{nr} . \overline{Y}_{rr}^{-1} . \overline{Y}_{rn} \tag{1.36}$$

1.3.2.4 Calcul des courants

Les expressions du courant de la $K^{iéme}$ machine suivant les axes direct et en quadrature exprimées dans le repère global ($D-Q$), puis ramenées aux repères locaux $(d-q)_k$ sont tels que :

$$i_{qk} = \sum_{j=1}^{n} E'_{qj} \cdot Y_{kj} \cdot \cos(\delta_{kj} - \theta_{kj}) \tag{1.37}$$

$$i_{dk} = \sum_{j=1}^{n} E'_{qj} \cdot Y_{kj} \cdot \sin(\delta_{kj} - \theta_{kj}) \tag{1.38}$$

Avec $k = 1,...,n$ et $Y_{kj} \angle \theta_{kj}$ est l'élément kj de la matrice admittance réduite

$$Y_{kj} = G_{KJ} + jB_{kj} \tag{1.39}$$

Où G_{KJ} (respectivement B_{kj}) la conductance (respectivement la susceptance) de transfert entre le nœud k et le nœud j.

1.4 Technique de la linéarisation directe

Soit un réseau électrique à n générateurs, le modèle non-linéaire d'ordre trois $\left(\dot{\delta}, \dot{\omega}, \dot{E}'_q\right)$ du k^{ieme} générateur est tel que [14], [21] :

Équation mécaniques :

$$\dot{\delta}_k(t) = \omega_k(t) - \omega_0 \tag{1.40}$$

$$\dot{\omega}_k(t) = -\frac{D_k}{2H_k}(\omega_k(t) - \omega_0) + \frac{\omega_0}{2H_k}(P_{mk} - P_{ek}(t)) \tag{1.41}$$

Équation de la dynamique électrique du générateur :

$$\dot{E}'_{qk}(t) = \frac{1}{T'_{d0k}}(E_{fk}(t) - E_{qk}(t)) \tag{1.42}$$

Équations électriques :

$$E_{qk}(t) = E'_{qk}(t) + (x_{dk} - x'_{dk})i_{dk}(t) \tag{1.43}$$

$$E_{fk}(t) = k_{ck}u_{fk}(t) \tag{1.44}$$

$$i_{dk}(t) = \sum_{j=1}^{n} E'_{qj}(t)(G_{kj}\sin\delta_{kj}(t) - B_{kj}\cos\delta_{kj}(t)) \tag{1.45}$$

$$i_{qk}(t) = \sum_{j=1}^{n} E'_{qj}(t)(B_{kj}\sin\delta_{kj}(t) - G_{kj}\cos\delta_{kj}(t)) \tag{1.46}$$

$$P_{ek}(t) = E'_{qk}(t)i_{qk}(t) \tag{1.47}$$

$$Q_{ek}(t) = E'_{qk}i_{dk}(t) \tag{1.48}$$

$$E_{qk}(t) = x_{dk}u_{fk}(t) \tag{1.49}$$

$$V_{tdk}(t) = x'_{dk}(t)i_{qk}(t) \tag{1.50}$$

$$V_{tqk}(t) = E'_{qk}(t) - x'_{dk}i_{dk}(t) \tag{1.51}$$

$$V_{tk}(t) = \sqrt{V^2_{tqk}(t) + V^2_{tdk}(t)} \tag{1.52}$$

Avec $k = 1,...,n$, le numéro du générateur.

Nous pouvons dire désormais que le réseau électrique est décrit par un ensemble d'équations dynamiques de tous les générateurs et des équations algébriques (ou algébro-dfférentielles) de leurs interconnexions. Il est désormais indéniable que le réseau électrique est un système complexe, fortement non-linéaire et multi-variable. Sur le plan théorique, ce problème a été résolu par le développement des techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle. La technique de linéarisation directe par bouclage (Direct Feedback Linéarisation) est la plus utilisée en réseau électrique [14-19]. C'est une approche de conception de commande non-linéaire dont l'idée principale est de transformer les dynamiques d'un système non-linéaire en un système complétement ou partiellement linéaire.

De plus, le système non linéaire (1.40)-(1.42) ne peut prendre en compte lors de la conception de la loi de commande que de la stabilité transitoire sans aucun préjugé sur la

régulation de la tension. Cependant, comme notre contribution dans ce mémoire porte essentiellement sur la conception de régulateurs non-linéaires qui adaptés à la nature du réseau électrique et qui peuvent assurés la stabilité transitoire et la régulation de la tension, alors il s'est avéré nécessaire de prendre en compte la tension terminale lors de la conception des lois de commande proposées.

Pour ce faire, Zhu et *al* [14] ont proposés la loi de commande linéarisante suivante en se basant sur la technique de linéarisation directe par bouclage :

$$u_{fk} = \frac{1}{k_{ck} i_{qk}(t)} (v_{fk}(t) - T'_{dok} E'_{qk} (di_{qk} / dt) + p_{mk}) + \frac{1}{k_{ck}} ((x_{dk} - x'_{dk}) i_{dk}(t)) \tag{1.53}$$

Où $v_{fk}(t)$ est la loi de commande que nous cherchons à concevoir.

Le système non linéaire (1.40)-(1.42) est maintenant représenté par un système dont les dynamiques en boucle fermée sont linéaires :

$$\begin{cases} \Delta \dot{V}_{tk}(t) = \mathrm{f}_{k_1}(t) \Delta\omega_k(t) - \dfrac{\mathrm{f}_{k_2}(t)}{T'_{dok}} \Delta P_{ek}(t) + \dfrac{\mathrm{f}_{k_2}(t)}{T'_{dok}} v_{fk}(t) \\ \Delta \dot{\omega}_k(t) = -\dfrac{D_k}{2H_k} \Delta\omega_k(t) - \dfrac{\omega_0}{2H_k} \Delta P_{ek}(t) \\ \Delta \dot{P}_{ek}(t) = -\dfrac{1}{T'_{dok}} \Delta P_{ek}(t) + \dfrac{1}{T'_{doi}} v_{fk}(t) \end{cases} \tag{1.54}$$

Où $\mathrm{f}_{k1}(t)$ et $\mathrm{f}_{k2}(t)$ sont des fonctions fortement non linéaires.

$$\mathrm{f}_{k_1} = -\frac{\left(1 + x'_{dk} B_{kk}\right)\left[-E'^2_{qk}(t) B_{kk} - Q_{ek}(t) V_{tqk}(t)\right]}{V_{tk}(t) i_{qk}(t)} - \frac{x'_{dk}\left(1 + x'_{dk} B_{kk}\right) P_{ek}(t)}{V_{tk}(t)} \tag{1.55}$$

$$\mathrm{f}_{k_2} = -\frac{\left(1 + x'_{dk} B_{kk}\right) V_{tqk}(t)}{V_{tk}(t) i_{qk}(t)} \tag{1.56}$$

avec

$$\begin{aligned} \Delta\delta_k(t) &= \delta_k(t) - \delta_{i0} \\ \Delta\omega_i(t) &= \omega_k - \omega_0 \\ \Delta P_{ek}(t) &= P_{ek}(t) - P_{mk} \\ \Delta V_k(t) &= V_{tk}(t) - V_{t0k} \end{aligned} \tag{1.57}$$

La loi de commande linéarisant (1.53) peut parvenir à une réelle amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques multi-machines tout en assurant la régulation de la tension.

1.5 Stabilité des réseaux électriques

Les réseaux électriques sont souvent sujets à des perturbations pouvant entrainer de sérieux problème dans leur fonctionnement, notamment au niveau des générateurs et des lignes de transmission. Ces perturbations peuvent être externe (telles que les coups de foudre) ou interne (telles que les défauts de court-circuit, les variations brusque de charge, etc.). Elles affectent les conditions de fonctionnement normal et conduisent souvent à la perte de la stabilité.

Les définitions adoptées pour les différents types de la stabilité des systèmes par le groupe de travail IEEE/CIGRE [20].

Définition1.1 [20] : La stabilité d'un système de puissance est la capacité d'un système d'énergie électrique. Pour une condition de fonctionnement initial donnée ; de retrouver le même état ou un autre état d'équilibre après avoir subi une perturbation physique, en gardant la plupart des variables du système dans leur limites, de sorte que le système entier reste pratiquement intact.

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

Nous notons que, la stabilité dépend non seulement de fonctionnement initial mais aussi de la nature physique et de l'amplitude de la perturbation. Le mécanisme ou l'enchainement d'évènement conduisant aux blackouts électrique est directement lié aux processus de perte de la stabilité : cette instabilité se manifeste principalement à travers l'instabilité de l'angle rotorique ; de la fréquence ou encore de la tension.

1.5.1 La stabilité angulaire

Définition1.2 [20] : la stabilité de l'angle de rotor concerne la capacité des machines synchrones d'un système de puissance interconnecté de rester en synchronisme suite à une perturbation. Elle dépend de la capacité de maintenir/restaurer l'équilibre entre les couples électromagnétiques et mécanique agissant sur le rotor de chaque machine synchrone dans le système. L'instabilité qui peut résulter se produit sous forme d'augmentation des oscillations angulaire de certains générateurs pouvant conduire à une perte du synchronisme avec d'autres générateurs.

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

1.5.1.1 la stabilité dynamique

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

1.5.1.2 Stabilité transitoire

Définition1.3 [20] : Elle concerne la capacité du système de puissance à maintenir le synchronisme après avoir subi une perturbation sévère transitoire tel qu'un court-circuit sur une ligne de transmission ou une perte d'une partie importante de la charge ou de la génération. La réponse du système implique de grandes variations des angles de rotor. Elle dépend de la relation non-linéaire couple-angle.

La stabilité transitoire traite les effets des perturbations brutales de fortes amplitude et de courtes durées. L'intervention des régulateurs et des automatismes de réseaux est indispensable pour rétablir la stabilité pendant la période transitoire. Dans ce cas, le problème se décrit par un système d'équations différentielles et algébriques non-linéaires.

La stabilité transitoire dépend :

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

1.5.1.3 La stabilité statique

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

1.5.2 La stabilité de tension

Définition1.4 [20] : La stabilité de tension, par définition, se rapporte à la capacité d'un système de puissance, pour une condition de fonctionnement initial donnée, de maintenir des valeurs des tensions acceptables à tous les nœuds du système après avoir subi une perturbation. La stabilité de tension dépend donc de la capacité à maintenir/restaurer l'équilibre entre la demande de la charge et la fourniture de la puissance à la charge, l'instabilité résultante se produit très souvent sous forme de décroissance progressive de tensions à quelques nœuds.

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

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

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

La gamme de temps de l'instabilité de tension s'étend de quelques secondes à plusieurs minutes, ainsi, l'instabilité de tension peut être considérée comme :

- Un phénomène à court terme (de l'ordre de plusieurs secondes) : l'effondrement de tension se produit immédiatement après la perturbation.
- Un phénomène à long terme (de l'ordre de plusieurs minutes) : l'instabilité de tension à long terme se développe lors d'un manque graduel de puissance réactive d'un nœud ou d'une partie du système.

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

1.5.3 La stabilité de fréquence

Définition 1.5 [20] : La stabilité de fréquence d'un système de puissance se définit par la capacité du système à maintenir sa fréquence proche de la valeur nominale suite à une perturbation sévère menant par conséquent à un important déséquilibre ; entre les puissances produites et consommées.

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

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

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

1.6 Conclusion

Dans se chapitre, deux grands axes sont été traités. Le premier a été consacré à la modalisation du système électrique multi-machine, nous avons focalisé sur le modèle non-linéaire qui nous permettra d'évaluer la stabilité transitoire et la régulation de la tension. Une linéarisation directe par bloucage du modèle a été adopté pour remédier au problème de la non-linéarité du système. Pour le deuxième axe, nous avons rappelé les définitions et les principales caractéristiques des différents types de stabilité du réseau électrique.

Dans le troisième chapitre, nous allons proposer des régulateurs qui assureront la stabilité transitoire et la tension du réseau électrique multi-machine suite à des défauts sévères. Tout les régulateurs proposer ce mémoire sont basés sous les techniques de l'intelligence artificielle telles que les régulateurs flous, d'où la nécessité, dans le prochain chapitre, de rappeler les notions de base nécessaire à la conception des régulateurs proposés.

CHAPITRE 2

LA LOGIQUE FLOUE TYPE-1 ET TYPE-2

2.1 Introduction

La plupart des systèmes dynamiques rencontrés dans la pratique sont des systèmes non-linéaires. Les méthodes de commande linéaires peuvent parfois être appliquées aux systèmes non-linéaires dans un domaine de fonctionnement bien limité avec les méthodes de linéarisation. Cependant, pour maintenir le niveau des performances désirées, sur un large domaine de fonctionnement, nous devons inclure les non-linéarités dans la conception de la commande. La non-linéarité et la précision du modèle affectent directement les performances du système de commande. Ainsi, les méthodes de modélisation et de commande conventionnelles s'avèrent souvent incapables de représenter et de commander les systèmes non-linéaires.

Le défi de prendre en compte la non-linéarité durent l'analyse et la conception de la loi commande est compliqué surtout lorsque la description de cette non-linéarité est entachée d'incertitude ou lorsqu'une partie du modèle est inconnue, définie avec incertitude ou encore change durant le fonctionnement. Les incertitudes, les non-linéarités négligées et les différentes contraintes imposées sur la modélisation du processus peuvent être très bien compensées par des régulateurs qui se basent sur les techniques de l'intelligence artificielle comme la logique floue (type-1et type-2). Ces régulateurs ont connu beaucoup de succès et leur conception est devenue un domaine privilégié de recherche [21-30].

L'utilisation de la logique floue (type-1 et type-2)[31-34] peut être une alternative à la commande et à l'identification des systèmes non-linéaires. En effet elle présente l'avantage de tolérer l'incertitude du modèle et compensant son effet. Sa qualité d'approximateur universel garantit la possibilité de modéliser la dynamique des systèmes non-linéaires par un système flou.

Ce mémoire contribu à l'élaboration d'une famille de lois de commande se basant sur les systèmes intelligents. Dans ce qui suit, nous présenterons quelques aspects théoriques de la logique floue de type-1 et de type-2 en insistant sur leur utilisation en automatique.

2.2 Généralités sur la logique floue type 1

Les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou encore parce que nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement. Donc il s'est avéré nécessaire de développer un nouveau type de raisonnement, le raisonnement approché, qui permettra de

traiter mathématiquement l'imprécis et l'incertain. Le premier à avoir souligner ces possibilités de développement est Lotfi. A. Zadeh, qui dés 1965 introduit la théorie de la logique floue [42].

La logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles [45]. Elle s'appuie sur la théorie mathématique des ensembles flous. Introduit par Zadeh , cette théorie est une extension de la théorie des ensembles classiques dans le sens où elle permet d'exprimer l'idée d'appartenance partielle d'un élément à un ensemble. C'est une théorie formelle et mathématique puisque, en partant du notion de la fonction d'appartenance, Zadeh a proposé des concepts, des techniques et des méthodes formellement rigoureuses pour recueillir, représenter et traiter des connaissances et des données floues, c'est-à-dire contenant de l'imprécision, de l'incertitude ou de la subjectivité.

2.2.1 Commande par logique floue

En automatique, la majorité des approches des commandes non-linéaires exige la disponibilité d'un modèle mathématique du système et ceci n'est pas toujours réalisable à cause de l'imprécision et l'incertitude liées aux paramètres mal connus, difficilement identifiables et/ou des dynamiques négligées. D'autre part, les méthodes de modélisation traditionnelles s'avèrent souvent incapables de refléter le comportement global d'un système donné.

L'utilisation de régulateurs basés sur l'expertise humaine (régulateurs flous) peut être une alternative à la commande de ce type de systèmes, leur succès réside, en grande partie, dans des règles linguistiques « **Si … Alors** » facilement interprétables. Ils présentent l'avantage de tolérer l'incertitude du modèle et compensent son effet. Les incertitudes, les non-linéarités négligées et les différentes contraintes peuvent être ainsi compensées.

2.2.2 Description générale d'un régulateur flou

Les régulateurs flous ont connu beaucoup de succès et sont devenus un sujet principal dans le domaine de la recherche des systèmes intelligents [8], [22], [24], [31], [36-37]. Un régulateur flou se distingue d'un contrôleur classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise d'un opérateur humain. Alors que, les approches classiques de l'automatique consistant à élaborer une loi de commandes à partir d'un modèle mathématique du procédé.

En général, la figure (2.1) représente la configuration interne d'un régulateur par logique floue. Cette présentation se scinde en quatre blocs principaux :

- Interface de fuzzification
- Base de règles
- Mécanisme d'inférence
- Interface de défuzzification

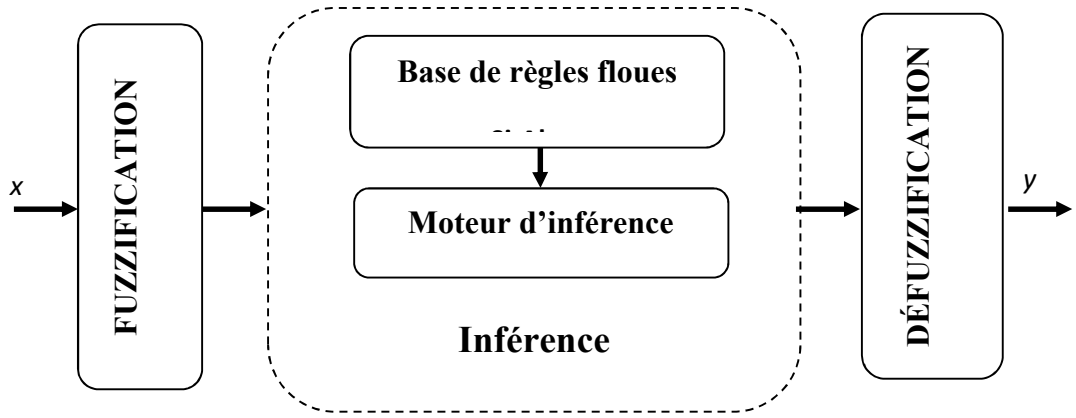


Figure 2.1 : Schéma général d'un régulateur flou type-1

1. Fuzzification

L'entrée x varie dans un domaine appelé univers de discours X, divisé en un nombre fini de sous-ensemble flous de telle sorte que dans chaque zone il y a une situation dominante. Afin de faciliter le traitement numérique et l'utilisation de ces sous-ensembles, nous les décrirons par des fonctions convexes dites d'appartenance. Elles admettent comme argument la position de x dans l'univers de discours et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction.

Il est noter qu'il existe une autre forme de fonctions d'appartenance appelé singleton qui est largement utilisée dans les systèmes floue de type takagi-sugeno (T-S). Cette fonction est définie par : $u(x)=1$ si $x=x_0$ et $u(x)=0$ si $x\neq x_0$ où l'ensemble se limite à un seul élément $E=\{x_0\}$.

La fuzzification proprement dite consiste à la conversion des grandeurs physiques en des variables linguistiques et à y définir leurs fonctions d'appartenances. Il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous qui la caractérisent. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entée à chaque ensemble flou.

2. Base de règles

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du système flou en fonction des signaux d'entrées, elles sont exprimées sous la forme « Si- Alors ». en générale, nous distinguons classiquement deux grandes familles de systèmes flous : à conclusion fonctionnelle (systèmes flous de takagi-sugeno).

Avec l'approche de Mamdani, la sortie du système flou est un sous ensemble flou, de la forme :

$$R_1 : Si\ x_1\ est\ \mathbb{A}_{11}\ Et \ldots\ldots Et\ x_n\ est\ \mathbb{A}_{1n}\ Alors\ y\ est\ \mathbb{B}_1 \qquad (2.1)$$

Avec l'approche de takagi-sugeno, la sortie du système flou est représentée par un polynôme ou encoure un modèle flou dont les variables sont les états de système $(x_1,\ldots,x_n)$

$$R_1 : Si\ x_1\ est\ \mathbb{A}_{11}\ Et \ldots\ldots Et\ x_n\ est\ \mathbb{A}_{1n}\ Alors\ y = f_1(x_1,\ldots,x_n) \qquad (2.2)$$

3. Moteur d'inférence

Les connaissances de l'opérateur humain sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles floues de la forme : prémisse conclusion. La prémisse est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous. La partie conclusion peut être une description d'évolution dans le cas d'identification ou une action dans le cas de commande. Dans les règles floues interviennent les opérateurs « ET » et « OU ». L'opérateur « ET » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'operateur « OU » lie les différents règles. L'interprétation de ces opérateurs dépend directement du type du moteur d'inférence adopté, à titre d'exemple, nous pouvons citer :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

Au niveau de la condition, l'opérateur «ET » est formuler par le minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisée par la formation de maximum [35].

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)**

Au niveau de la condition, l'opérateur «ET » est formuler par le minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. Enfin l'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisée par la formation de maximum [35].

- **Méthode de Sugeno**

L'opérateur « ET » est formulé par le produit ou le minimum. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue [38].

4. Interface de défuzzification

C'est une interface dans laquelle résulte une valeur précise à partir de descriptions floues. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [37],[39] :

- Méthode du maximum
- Méthode de la moyenne des maxima
- Méthode du centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées

- ***Méthode du maximum***

Cette méthode génère une commande qui correspond à la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence :

$$\overline{y} = Max\mu_{res}(y) \tag{2.3}$$

- ***Méthode des moyennes des maxima***

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- ***Méthode de centre de gravité***

La méthode du centre de gravité est une des méthodes les plus mentionnées dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité est déterminée par [35],[40] :

$$\overline{y} = \frac{\int y\mu_{res}(y)dy}{\int \mu_{res}(y)dy} \tag{2.4}$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel.

- ***Méthode des hauteurs pondérées***

Au fond, cette méthode n'est qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, les fonctions d'appartenance pour la variable de sortie sont représentées par des singletons, cette méthode simplifie la détermination de l'abscisse du centre de gravité [35].

L'abscisse du centre de gravité est calculé telle que :

$$\overline{y} = \frac{\sum_{i=1}^{M} \mu_i \overline{y}_i}{\sum_{i=1}^{M} \mu_i} \tag{2.5}$$

Où :

M : Nombre de règles.

μ_i : représente le degré de confiance où d'activation de la règle R_i.

$\overline{y}_i$: est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i.

Cette méthode présente une simplicité notable dans la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

2.3 Généralité sur la logique floue type-2

L'idée principale des systèmes basés sur la logique floue consiste à exprimer la connaissance humaine d'un système physique sous forme de règles linguistiques. La connaissance utilisée pour construire ces règles est d'une nature incertaine. Cette incertitude nécessite l'utilisation de règles dans lesquelles les prémisses ou les conséquences doivent prendre en compte ces imprécisions. Les systèmes flous type-1 dont les fonctions d'appartenance sont des ensembles flous type-1 sont incapables de prendre en compte de telles incertitudes de règles. Pour ce faire, une nouvelles classe de systèmes flous appelée systèmes flou type-2 a été introduite. Avec ces systèmes, les valeurs d'appartenance des prémisses où des conséquences sont elles-mêmes des ensembles flous type-1. Les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance des ensembles flous ; par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes.

Dans ce qui suit, nous allons introduire la logique floue type-2 et présenter tous les points clefs de cette technique.

2.3.1 Concept du flou type-2

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par Zadeh [41-43] comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-a-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble flou dans [0,1]. De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'un de ses paramètres.

La transition d'un ensemble ordinaire à un ensemble flou est une conséquence directe de l'incapacité à déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par un 0 ou un 1. De même, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans [0,1], nous utilisons alors les ensembles flous types-2. De ce fait, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre.

2.3.2 Ensemble flou type-2

Une fonction, d'appartenance de type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables. Pour chaque paire, de l'univers du discours et μ_1 le degré d'appartenance primaire, nous aurons une appartenance secondaire μ_2 qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle [0,1]. Ainsi, une fonction d'appartenance peut être définie par :

$$\mu_2(x,\mu_1): X\times[0,1]\rightarrow[0,1] \tag{2.6}$$

X définit l'espace des entrées x .

La figure (2.2) est une représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 Gaussien, dont la fonction d'appartenance principale est Gaussienne.

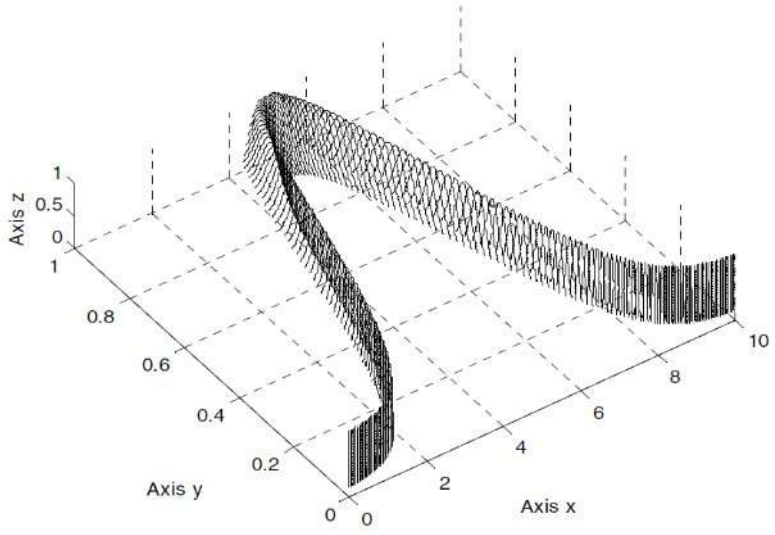


Figure 2.2 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien [44]

2.3.3 Types d'ensemble flous type-2

Selon la forme de l'appartenance primaire, nous distinguons principalement trois sortes d'ensembles flous type-2 :

1. ***Ensemble type-2 Gaussien***

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type-1 Gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [0,1][44].

2. ***Ensemble type-2 triangulaire***

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [0,1][44].

3. ***Ensemble type-2 intervalle***

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [0,1][44-46].Dans ce cas, toutes les appartenances secondaires sont égales à 1. Malgré que chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle est un ensemble ordinaire, nous notons que l'ensemble lui-même est de type-2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et non pas des nombres ordinaires.

Remarque 2.1

En termes de calcul pour la réduction de type, les ensembles type-2 Gaussien et triangulaire nécessitent un grand effort de calcul. Ce qui crée un inconvénient pour une implémentation en temps réel devant la capacité limitée des calculateurs et des interfaces. Contrairement aux deux premiers ensembles flous, les type-2 intervalles sont moîs gourmands en calcul, ce qui les avantages justifie leurs choix pour les simulations et application réelles.

2.3.4 **Empreinte d'incertitude**

L'incertitude dans les appartenances primaires des ensembles flou type-2 $\mathbb{A}$, se compose d'une région bornée que nous appelons « empreinte d'incertitude(footprint Of Uncertainty : FOU » . Mathématiquement, elle est l'union de toutes les fonctions d'appartenance primaires [44] (figures (2.3), (2.4)).

2.3.5 Fonction d'appartenance supérieure et inférieure

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure (les frontières) de la région FOU d'un ensemble flou type-2 sont des fonctions d'appartenances de type-1.

Nous notons respectivement par $\overline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}}(\ )$et $\underline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}}(\ )$ les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure réspectivement, d'où :

$$\overline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}}(x) = \overline{FOU(\tilde{\mathbb{A}})} \qquad \forall x \in X \qquad \underline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{\mathbb{A}})} \tag{2.7}$$

Exemple 2.1 :

La forme d'un ensemble flou tupe-2 intervalle est le résultat de l'incertitude qui peut être soit au niveau de son écart-type (déviation standard) ou de sa moyenne. Pour élucider cette différence, nous considérons les deux cas suivants :

a. Soit un ensemble flou caractérisé par une fonction d'appartenance Gaussienne de moyenne (m) et d'écart-type (σ) qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[\sigma_1, \sigma_2]$, tel que :

$$\mu(x) = \exp\left[-1/2((x-m)/\sigma)^2\right], \quad \sigma \in [\sigma_1, \sigma_2] \tag{2.8}$$

A chaque valeur de σ, nous allons avoir une courbe d'appartenance différente (figure(2, 3)). La valeur d'appartenance de n'importe quel x (excepte pour x=m) peut prendre

plusieurs valeurs (dépendant de σ), ce qui veut dire que le degré d'appartenance n'est pas un nombre ordinaire, mais un ensemble flou.

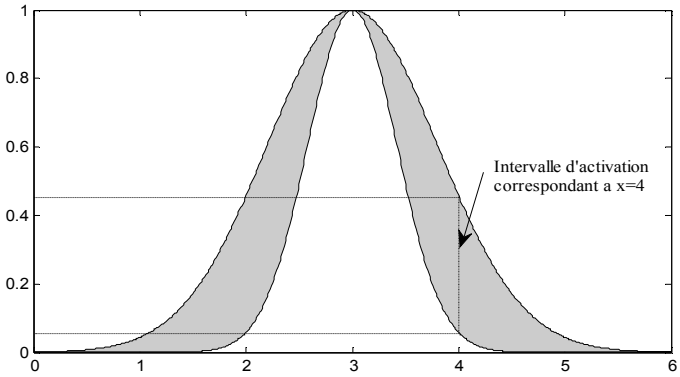


Figure 2.3: Ensemble flou type-2 intervalle avec une incertitude de variance

$\sigma \in [0.42, 0.8]$, l'intervalle d'activation appartient à [0.05, 0.45] pour $x = 4$.

b. Soit un ensemble flou avec une fonction d'appartenance Gaussienne ayant un écart-type σ fixe, mais une valeur moyenne incertaine, prenant ses valeurs dans l'intervalle [,], tel que

$$\mu(x) = \exp\left[-1/2((x-m)/\sigma)^2\right], \quad m \in [m_1, m_2] \tag{2.9}$$

Comme pour le premier cas, à chaque valeur de m, nous allons avoir une courbe d'appartenance différente (figure (2.4)).

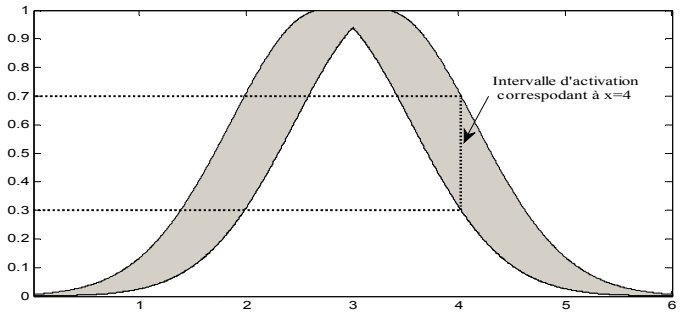


Figure 2.4: Ensemble flou type-2 intervalle avec une incertitude de moyenne

$m \in [2.4, 3.15]$, l'intervalle d'activation appartient à [0.29, 0.69] pour $x = 4$.

2.3.6 Systèmes flous type-2

La structure d'un systèmes flou types-2 est représentée par la figure (2.5)[44]. cette structure est similaire à celle du type-1, la seule différence structurelle réside dans l'addition

d'un bloc dit réducteur de type pour convertir les ensembles flous types-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de la défuzzification.

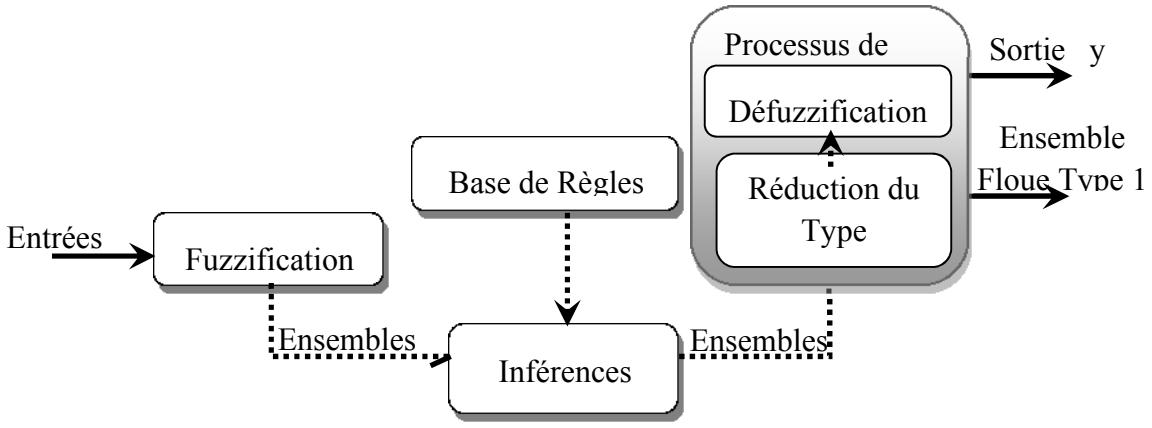


Figure 2.5 : Structure d'un système flou type-2

1.Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, la fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, les incertitudes de règles seront mieux représentées. Dans ce mémoire, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée[47], en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

2. Règles

La structure des règles dans le cas du types-2 va rester exactement la même que celle du type-1. La différence résidera seulement dans la nature des fonctions d'appartenance étant donné que quelques (ou toutes les) fonctions d'appartenance doivent être de type-2.

La $j^{ème}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme [44],[47] :

$$Si\ x_1\ est\ \tilde{\mathbb{A}}_1^j\ \ Et\ x_2\ est\ \tilde{\mathbb{A}}_2^j \ldots Et\ x_p\ est\ \tilde{\mathbb{A}}_p^j\ \ Alors\ y\ est\ \tilde{\mathbb{B}}^j \qquad (2.10)$$

Où $x_1 \in X_1, x_2 \in X_2, \ldots, x_p \in X_P$ sont les entrée, $y \in Y$ est la sortie , les X_i et Y sont les univers de discours de l'entée x_i et de la sortie y respectivement et les $\mathbb{A}$,i=1,2,…,p et les $\mathbb{B}$ sont les ensembles flous des prémisses et des conséquences respectivement.

3. Inférence

L'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $x = (x_1, ..., x_2)^T$ et la sortie y. La première étape dans

l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associe au ensemble flou de sortie :

$$F^{j}(x)=\prod_{i=1}^{p}\mu_{\tilde{\mathbb{A}}_i^{j}}(x_i) \tag{2.11}$$

$_{\mathbb{A}}$ ( ) est l'intervalle d'activation associe à la variable .

Lorsqu'une entrée $x^{'}$ est appliquée, la fonction d'appartenance de la sortie correspondante à la è règle $\mathbb{C}$ est calculée par l'opérateur t-norme :

$$\mu_{\tilde{\mathbb{C}}^{j}}(x)=\mu_{\tilde{\mathbb{B}}^{j}}(y)\cap\left[\prod_{i=1}^{p}\mu_{\tilde{\mathbb{A}}_i^{j}}(x_i)\right] \tag{2.12}$$

OU $\cap$ dénote l'opération *meet* basée sur la T-norme choisie (minimum ou produit)

Comme dans le cadre de notre mémoire uniquement les ensembles flous types-2 intervalle sont utilisés et en choisissant l'opération T-norme comme étant le minimum, l'intervalle d'activation associe à la régle sera donné par :

$$F^{j}(x^{'})=\left[\underline{f}^{j}(x^{'}),\overline{f}^{j}(x^{'})\right] \tag{2.13}$$

Où $\underline{f}^{j}(x^{'})=\underline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )*\underline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )*\ldots*\underline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )$ et $\overline{f}^{j}(x^{'})=\overline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )*\overline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )*\ldots*\overline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )$

Les termes $\underline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )*$ et $\overline{\mu}_{\mathbb{A}}(\ )$ sont respectivement les degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs$\mu_{\mathbb{A}}(\ )$. L'operateur*désigne le minimum.

4. ***Réduction de type***

La réduction de type combine tous les ensembles types-2 issus de la base de règle et transforme l'ensemble flou type-2 résultant en un ensemble flou type-1. L'ensemble flou type-1 obtenu est nommé l'ensemble flou de type réduit.

Parmi les méthode de réduction de type utilisées nous citons [48] (tableau 2.1) :

- Méthode du centroide.
- Méthode de la hauteur.
- Méthode des centres d'ensembles.

Tableau 2.1 [49] : Significations de $y_g^j, y_\partial^j, \underline{f}^j, \overline{f}^j$ et M

Méthode de Réduction de type	Définition de y_g^j et y_∂^j	Définition de $\underline{f}^j$ et $\overline{f}^j$	Définition De M
Centre des ensembles	Les points limites gauche et droite de l'ensemble conséquent du $j^{ème}$	Le degré d'activation supérieur et inférieur de la $j^{ème}$ règle	Nombre des règles
Centroide	$y_g^j = y_\partial^j = y^j$ le $j^{ème}$ Point dans l'univers de discours discrétisé	Le degré d'appartenance supérieur et inférieur de la $j^{ème}$ point du Domain de sortie, discrétisé	Le nombre des points de discrétisation
Hauteur	$y_g^j = y_\partial^j = y^j$ un point dans le domaine de l'ensemble conséquent de la $j^{ème}$ règle, généralement choisit comme le point ayant le plus haut degré d'appartenance primaire dans la fonction d'appartenance principale de la sortie	Le degré d'activation supérieur et inférieur de la $j^{ème}$ règle	Nombre des règles

Pour un système flou type-2 intervalle, l'expression de la réduction de type est donnée par :

$$Y_{TR}(x') = \int_{y^1 \in [y_g^1, y_\partial^1]} \cdots \int_{y^M \in [y_g^M, y_\partial^M]} \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \overline{f}^1]} \cdots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \overline{f}^M]} 1 \Big/ \frac{\sum_{j=1}^{M} f^j y^j}{\sum_{j=1}^{M} f^j} = [y_g(x'), y_\partial(x')] = [y_g, y_\partial] \quad (2.14)$$

5. *Défuzzification*

L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou type-1 résultant du processus de réduction de type en un nombre ordinaire. Le processus de défuzzification est entièrement similaire à celui du système flou type-1.

Dans le cas ou l'ensemble de type réduit est un ensemble intervalle, alors la sortie finale sera la moyenne des deux points y_g et y_∂. l'expression de la sortie défuzzifiée du système flou type-2 intervalle est telle que :

$$y = \frac{y_g + y_\partial}{2} \tag{2.15}$$

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu bibliographique sur les outils de base de deux techniques de l'intelligence artificielle à savoir, la logique floue type-1 et type-2. les systèmes flous incorporent les connaissances d'experts qualifies sous forme de règles ***Si-Alors*** pour accomplir des tâches complexes telles que la commande ou la description de la dynamique d'un système mal connu ou complétement inconnu. Les règles constituant ces systèmes flous sont souvent issues de connaissances imprécises. Ces incertitudes apparaissent plus particulièrement dans les ensembles flous à travers les fonctions d'appartenances correspondantes. Étant donné que les systèmes flous de type-1 sont incapables de prendre en compte et de traiter directement de telles incertitudes, alors il s'est avéré nécessaire d'introduire un nouveau type de raisonnement, le flou type-2. Celui-ci de part sa représentation tridimensionnelle des ensembles flous, permet de prendre en considération de telles imprécisions de règles. La troisième dimension des ensembles flous types-2 fournit un degré supplémentaire permettant la prise en compte de ces incertitudes que ce soit lors de la modélisation ou commande. Dans ce mémoire, ces outils et méthodes présentés serviront pour les travaux qui seront abordés dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3

COMMANDE MULTIMODÈLE PAR LA LOGIQUE FLOUE

3.1 Introduction

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

Une hypothèse contraignante, mais largement utilisée, consiste à supposer que le système évolue autour d'un point de fonctionnement. Il est alors possible d'envisager une étape de linéarisation du modèle non linéaire afin de réduire sa complexité mathématique et permettre l'emploi des outils d'analyse et/ou de commande des systèmes linéaires. Cependant, cette hypothèse n'est vraie que pour les systèmes faiblement non linéaires [49]. Par conséquent, le modèle linéarisé ne peut être considéré complètement représentatif du comportement global d'un système qui est dit complexe et fortement non linéaire tel que le réseau électrique. Ce qui nous amène à rechercher un modèle apte à donner une bonne caractérisation globale du comportement dynamique du système, tout en permettant une utilisation aisée des techniques d'analyse et de commande des systèmes linéaires. Afin de répondre à ces attentes, de nouvelles techniques de modélisation ont vu le jour. Parmi elles, figure l'approche multi –modèle.

Les modèles de Takagi-Sugeno (T-S) constituent une représentation mathématique très intéressante des systèmes non linéaires car ils permettent de représenter tout système non linéaire, quelle que soit sa complexité, par une structure simple en s'appuyant

sur des modèles linéaires interpolés par des fonctions non linéaires positives ou nulles et bornées. Ces modèles permettent de représenter de manière précise les systèmes non linéaires. Ils ont une structure simple présentant des propriétés intéressantes les rendant facilement exploitables de point de vue mathématique et permettant l'extension de certains résultats du domaine linéaire aux systèmes non linéaires.

Ce chapitre a pour objectif de traiter la problématique de la stabilité transitoire et la régulation de la tension du réseau électrique par l'approche multi-modèle en commençant par présenter en premier lieu la modélisation, la stabilité et la stabilisation des modèles flous de type Takagi Sugeno (T-S) , la commande utilisée est de type PDC (Parallel Distributed Compensation).Nous proposons par la suit une nouvelle loi de commande ,le régulateur type-2 intervalle , Il s'agit d'utilisée un système flou type-2 intervalle afin de prendre en compte les différentes incertitudes négligées dans le cas d'un système flou type-1 classique . L'analyse de la stabilité et la synthèse de ces lois de commande se basent essentiellement sur la théorie de Lyapunov et la formulation LMI.

3.2 Construction d'un modèle flou Takagi-Sugeno

L'approche multi-modèle de type Takagi-Sugeno (T-S) a connu un grand essor ces dernières années [50][51]. Connue pour ses propriétés d'approximation universelle, cette approche se base sur l'appréhension du comportement non linéaire d'un système par un ensemble de modèles locaux caractérisant le comportement du système dans différentes zones de fonctionnement. En effet, les multi-modèles s'écrivent sous forme d'interpolation entre des modèles Linéaires à Temps Invariant (LTI) valide dans une zone de fonctionnement. Il s'agit d'une représentation polytopique. Trois méthodes peuvent être utilisées pour l'obtention d'un multi-modèle :

- La première est dite par identification [52][53] ; elle permet, à partir des données sur les entrées et les sorties, d'identifier les paramètres du modèle local correspondant aux différents points de fonctionnement. Cette approche se justifie principalement lorsqu'une représentation analytique du système à partir des lois de la physique est inconnue ou complexe.
- La seconde approche consiste à linéariser le modèle autour d'un ensemble de points de fonctionnement choisis judicieusement [54] ; Notons que dans ce cas, le nombre de modèles locaux dépend de la précision de

modélisation souhaitée, de la complexité du système non linéaire et du choix de la structure des fonctions d'activation.

- La troisième, désignée par l'approche de découpage par secteurs non linéaires [55-56], est adaptée pour les systèmes non linéaires complexes. L'avantage de cette méthode est de ne pas engendrer d'erreur d'approximation et de réduire le nombre de modèles locaux par rapport à la méthode de linéarisation.

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

Dans le travail présenté dans ce chapitre, nous allons exploiter l'approche de découpage par secteurs non linéaires qui consiste, à partir d'un modèle non linéaire, à obtenir un modèle T-S qui représente exactement le comportement du modèle non linéaire dans un compact de l'espace d'état [56,58-59]. Une approche systématique de découpage en secteurs non linéaires a été présentée par Taniguchi et *al*. [58] ; cependant avec cette méthode, le modèle flou T-S obtenu est décrit par un très grand nombre de règles floues. Pour remédier à ce problème, Bae et *al*. [59] ont présenté une méthode pour construire un modèle flou de type T-S en utilisant la somme de produit de fonctions linéairement indépendantes à partir d'un système non linéaire. A cette fin, le système non linéaire suivant est considéré :

$$\dot{x} = F(z(t))\eta(t) \tag{3.1}$$

Où:

(t) : Vecteur des entrées et d'états.

F(z(t)) : La matrice de fonction, elle est définie par :

$$F(z(t)) = \begin{bmatrix} f_{11}(z(t)) & f_{12}(z(t)) & \cdots & f_{1(n+m)}(z(t)) \\ f_{21}(z(t)) & f_{22}(z(t)) & \cdots & f_{2(n+m)}(z(t)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{n1}(z(t)) & f_{n2}(z(t)) & \cdots & f_{n(n+M)}(z(t)) \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

$f_{ij}(z(t))$ est le (i,j) élément de la matrice (z(t))

Le système non linéaire (3.1) peut être récrit comme suit :

$$\dot{x} = \left[F_0 + \sum_{i=1}^{w} f_i(z(t)) F_i \right] \eta(t) \tag{3.3}$$

Où

$$f_i(z(t)) = \prod_{j=1}^{v} g_i^{l_{ij}}(z(t)), \qquad \forall i = 1,2,...w \tag{3.4}$$

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

En substituant l'éq. (3.4) dans l'éq. (3.3), le système non linéaire (3.1) est tel que

$$\dot{x}(t) = \left[F_0 + \sum_{i=1}^{w} \prod_{j=1}^{v} g_j^{l_{ij}}(z(t)) F_i \right] \eta(t) \tag{3.5}$$

L'équation (3.5) est équivalente à :

$$\dot{x}(t) = \left[F_0 + \sum_{i=1}^{w} \prod_{j=1}^{v} \sum_{k=0}^{1} h_{jk}(z(t)) g_j^{l_{ij}} F_i \right] \eta(t) \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned} h_{j0}(z(t)) &= \frac{g_{ij} - g_j(z(t))}{g_{j1} - g_{j0}}; \quad h_{j1}(z(t)) = \frac{g_j(z(t)) - g_{j0}}{g_{j1} - g_{j0}} \\ g_{j0} &= \min_z \{ g_j(z) \}; \qquad g_{j1} = \max_z \{ g_j(z) \} \end{aligned} \tag{3.7}$$

Pour tout j=1,2,…, v

Pour vérifier que les expressions (3.5) et (3.6) sont équivalentes, l'égalité suivante doit être vérifiée :

$$g_j^{l_{ij}}(z(t)) = \sum_{k=0}^{1} h_{jk}(z(t)) g_{jk}^{l_{ij}} \tag{3.8}$$

$$\sum_{k=0}^{1} h_{jk}(z(t)) = 1 \tag{3.9}$$

Pour tout j=1,2,…, v .

L'équation (3.6) est dérivée de:

$$
\begin{aligned}
g_j^{lij} &= \left[h_{j0}(z(t)) g_{j0} + h_{j1}(z(t)) g_{j1} \right]^{lij} \\
g_j^{lij} &= \begin{cases} h_{j0}(z(t)) g_{j0} + h_{j1}(z(t)) g_{j1}, l_{ij} = 1 \\ 1(= h_{j0}(z(t)) g_{j0} + h_{j1}(z(t)) g_{j1}), l_{ij} = 0 \end{cases} \\
g_j^{l_{ij}} &= h_{j0}(z(t)) g_{j0}^{l_{ij}} + h_{ji}(z(t)) g_{j0}^{l_{ij}}
\end{aligned}
\tag{3.10}
$$

En utilisant la présentation des modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S), l'équation (3.6) peut être représentée comme suit :

$$
\dot{x} = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) \left[A_i x(t) + B_i u(t) \right] \tag{3.11}
$$

Où

$$
\begin{aligned}
r &= 2^v \\
h_i(z(t)) &= \prod_{k=1}^{v} h_{ki_k}(z(t)) \\
\left[A_i \; B_i \right] &= F_0 + \sum_{j=1}^{q} \prod_{k=1}^{v} g_{ki_k}^{l_{ik}} F_i
\end{aligned}
\tag{3.12}
$$

Pour tout i =1,2,…, r et i_k est le *kiéme* bit du nombre binaire i-1 qui est représenté par un nombre binaire qui a v bits.

A partir de l'équation. (3.6) et de l'équation. (3.11), nous avons :

$$
\begin{aligned}
h_i(z(t)) \geq 0, i = 1, 2, ..., r \\
\sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) = 1
\end{aligned}
\tag{3.13}
$$

Le modèle flou de Takagi-Sugeno proposée par Bae et al. [59] offre un moyen efficace pour représenter les systèmes dynamiques non linéaires en termes d'un ensemble de règles flous ***'Si-Alors'*** dont la partie conséquence est un système dynamique LTI. Le comportement non linéaire est obtenu par agrégation des modèles locaux linéaires.

La $i^{éme}$ règle du modèle flou s'écrit

$$
\begin{aligned}
&Si \; z_1(t) \, est \, \mathbb{A}_1^i \, Et, \ldots, Et \, z_p(t) \, est \, \mathbb{A}_p^i \\
&Alors \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y = C_i x(t) \end{cases}, \; i = 1, 2, ...r
\end{aligned}
\tag{3.14}
$$

Où $x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état $i = \{1,...p\}, r$ est le nombre de règles, A_j^i sont les sous-ensembles floues $i = \{1,...p\}, \in R^m$ est le vecteur d'entrée, $y(t) \in R^q$ est le vecteur de sortie, $z(t) = \{z_1(t),.....z_p(t)\}$ sont les variables des prémisses qui représentent les termes non-linéaires dans le système d'équation, $A_i(t) \in R^{n*n}$ est la matrice d'état, $B_i(t) \in R^{n*m}$ est la matrice d'entrée, et $C_i(t) \in R^{q*m}$ est la matrice de sortie.

Le modèle global est tel que :

$$\begin{cases} \dot{x} = \dfrac{\sum_{i=1}^{r} q_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t))}{\sum_{i=1}^{r} q_i(z(t))} \\ y(t) = \dfrac{\sum_{i=1}^{r} q_i(z(t)) C_i x(t)}{\sum_{i=1}^{r} q_i(z(t))} \end{cases} \tag{3.15}$$

À chaque règle est attribué un poids $q_i(z(t))$ qui dépend du vecteur $z(t) = [z_1(t),...,z_p(t)]$ et du choix de l'operateur logique. L'operateur (Et) est souvent choisi comme le produit, d'ou :

$q_i(z(t)) = \prod_{j=1}^{p} A_j^i(z_j(t)), i = 1...,r \ avec q_i(z(t)) \geq 0 \quad pour\ tout \quad t \geq 0$

En posant :

$$h_i(z(t)) = \frac{q_i(z(t))}{\sum_{i=1}^{r} q_i(z(t))} \tag{3.16}$$

Le modèle T-S (3.15) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x} = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) C_i x(t) \end{cases} \tag{3.17}$$

La fonction $h_i(z(t))$, dite d'activation, détermine le degré d'activation du $i^{éme}$ modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la

contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global. Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions dépendent généralement du vecteur d'état $\boldsymbol{x}$(t).

3.3 Conception du régulateur flou par approche PDC :

Pour stabiliser les systèmes décrits par des systèmes flous de type T-S, la loi de commande $u(t)$ de type PDC est souvent utilisée [55]. Celle-ci correspond à un retour d'état non linéaire qui partage la même base de règles que le modèle flou (pour sa prémisse).

Le régulateur est défini tel que :

Règle i :

$$Si\ z_1(t)\ est\ \mathbb{A}_1^i\ Et,\ldots,Et\ z_p(t)\ est\ \mathbb{A}_p^i\ Alors\ u(t)=-k_i x(t),\quad i=1,2,\ldots r \tag{3.18}$$

Chaque règle du régulateur possède le même poids $q_i(z(t))$ que la règle du modèle. La loi de commande globale $\mu(t)$ de type PDC est telle que [55] :

$$u(t)=-\sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))k_i x(t) \tag{3.19}$$

La conception du régulateur revient à déterminer les gains locaux de contre réaction K_i dans la partie conclusion des règles de la loi de commande PDC.

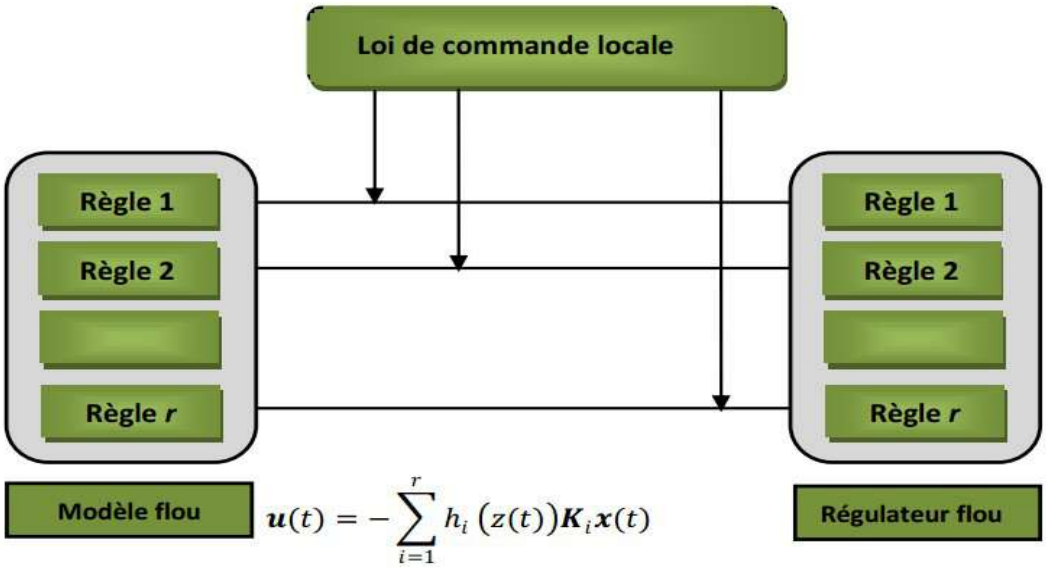


Figure (3.1) : Principe de la commande PDC

3.3.1 Les critères de conception

Pour obtenir l'expression de la dynamique du système en boucle fermée, il suffit de substituer l'équation (3.19) à l'équation (3.17). Ainsi l'expression du système flou inféré en boucle fermée est telle que :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} h_i(z(t)) h_i(z(t)) (A_i - B_i K_j) x(t) \tag{3.20}$$

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

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) h_i(z(t)) G_{ii} x(t) + 2 \cdot \sum_{i<j}^{r} h_i(z(t)) \left(\frac{G_{ii} + G_{ji}}{2} \right) x(t) \tag{3.21}$$

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

- ***Stabilisation***

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

$$\lim_{t \to \infty} x(t) = 0 \tag{3.22}$$

Pour toutes les conditions initiales $x(0)$.

- ***Placement de pôles***

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

$$\sigma(A_i - B_i K_j) \subset \mathfrak{A} \tag{3.23}$$

Pour toutes les conditions initiales $x(0)$.

3.3.1.1 Stabilisation

Que ce soit pour l'analyse de la stabilité ou pour le calcul des lois de commande stabilisante un modèle T-S de la forme (3.17), l'approche basée sur la seconde méthode de Lyapunov reste, de loin, la plus utilisée.

Les conditions de stabilité du système en boucle fermée reviennent à chercher les gains de commande telle que la dérivée de la fonction quadratique de Lyapunov $V(x(t)) = x(t)^T Px(t)$,P>0 soit négative. La dérivée de la fonction de Lyapunov le long des trajectoires du multi-modèle (3.20) en boucle fermée s'écrit :

$$\dot{V}(t) = \sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} h_i(z(t)) h_j(z(t)) x^T(t)((A_i - B_i K_j)^T P + P(A_i - B_i K_j))x(t) < 0 \quad (3.24)$$

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

Théorème 3.1 [60]: L'équilibre du système flou continu (3.20) est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice $P = P^T$ telle que :

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0, \quad i = 1, 2, ...r \quad (3.25)$$

$$\left[\frac{G_{ii} + G_{ji}}{2}\right]^T P + P\left[\frac{G_{ii} + G_{ji}}{2}\right] < 0, \qquad i < j, \quad (3.26)$$

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

Définition 3.1: si les paires (A_i, B_i) sont commandables (stabilisables), alors le multi-modèle(3.17) est dit localement commandable (stabilisable).

Définition 3.2 : si les paires (A_i, C_i) sont observables (détectables), alors le multi-modèle (3.17) est dit localement observable (détectable).

Par la suite, le multi-modèle (3.17) est supposé localement commandable.

Élaborer un régulateur flou de type PDC consiste donc à déterminer les matrices de gains de retour d'état K_j satisfaisant les conditions du théorème 3.1 avec l'existence d'une matrice définie P positive. Pour mettre au point ce régulateur, nous devons résoudre un problème de faisabilité sous contraintes LMIs. Pour cela, nous allons effectuer

les changements de variables bijectifs usuels suivants [60] : $Q = P^{-1} et F_J = K_j Q$, d'où après congruence des inégalités (3.25) et (3.26), nous obtenons les expressions LMIs suivantes par rapport aux variables Q et F_J.

$$A_i Q + Q A_i^T - B_i F_i - F_i^T B_i^T < 0 \tag{3.27}$$

$$\frac{A_i Q + Q A_i^T - B_i F_j - F_j^T B_i^T}{2} + \frac{A_j Q + Q A_j^T - B_j F_i - F_i^T B_j^T}{2} < 0 \tag{3.28}$$

3.3.1.2 Placement de pôles

Lors de la synthèse de la loi de commande, en plus de la stabilité, nous devons assurer quelques performances en régime transitoire tels que la vitesse de convergence et la limitation du phénomène oscillatoire. En général, la condition de stabilité (théorème3.1) ne traite pas directement la réponse transitoire du système en boucle fermée [61]. Il est bien connu que la réponse transitoire du système dynamique est étroitement liée à l'emplacement des pôles. Pour assurer une certaine dynamique de convergence, Chilali et al. [62] ont proposé de placer les pôles en boucle fermée dans une région $D_{q,r}$ déterminer par un disque de centre $(-q,0)$ et de rayon 'r'. Dans cette région les bornes inférieures du taux de décroissance exponentielle et du coefficient d'amortissement sont imposées, ce qui est très commun lors de la conception des régulateurs en pratiques.

La région LMI $D_{q,r}$ est décrite par :

$$\mathfrak{D}_{q,r} = \left\{ x + jy \in : (x+q)^2 + (y)^2 \right\} , \; q > r > 0 \tag{3.29}$$

La fonction caractéristique est telle que :

$$f_{\mathfrak{D}_{q,r}}(z) = \begin{pmatrix} -r & \overline{3} + q \\ 3 + q & -r \end{pmatrix} \tag{3.30}$$

Comme nous pouvons le voir sur la figure (3.2), si $\lambda_{1,2} = \xi\omega_n \mp j\omega_d$ est un pôle complexe situé dans $D_{q,r}$, caractérisé par un coefficient d'amortissement ξ, une pulsation naturelle

(pulsation propre non amortie) ω_n et un pseudo pulsation ω_d, donc : $\xi > \sqrt{1-\left(\left(r/q\right)\right)^2}$

$\omega_n < q + r$ et $|\omega_d| < r$

La stabilité $\mathcal{D}_{q,r}$ est équivalente à l'existence de [62] :

Q>0, Satisfaisant

$$\begin{pmatrix} -rQ & qQ + Q\left(A_i - B_i K_J\right)^T \\ qQ + (A_i - B_i K_j)Q & -rQ \end{pmatrix} < 0 \qquad (3.31)$$

Où $Q = P^{-1}$

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

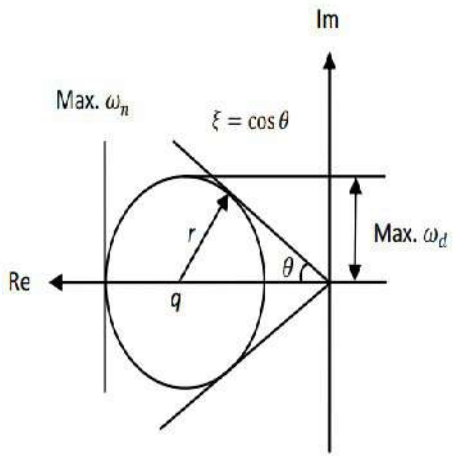


Figure 3.2 : Région disque ($D_{q,r}$) pour l'emplacement des pôles [4]

Remarque 3.1 : Il convient de souligner que le placement de pôles est fondamentalement liée aux cas $i = j$ et pas nécessaire pour $i < j$ puisque l'inégalité (3.31) est considérée comme une contrainte supplémentaires dans notre problème; donc il suffit de localiser les pôles des dits termes dominant dans la région prescrite.

3.3.2 Application de la commande floue type-1(PDC)à un réseau électrique multi-machine

3.3.2.1 Le modèle équivalent T-S du système multi machine

Dans cette section, nous allons exploiter la propriété des systèmes flous T-S d'approximateurs universels pour représenter le système multi-machine [63-64].Il est clair

d'après l'eq (1.54) que l'expression dynamique de la variation de la tension terminale est une fonction non linéaire et et ((1.55) et (1.56)) sont des fonction linéairement indépendantes, donc nous pouvons appliquer la méthode de la somme de produits des fonctions linéairement indépendantes pour le modèle flou T-S correspondant au système (1.54)[63].

Le système (1.54) peut être représenté :

$$\dot{x}_k(t) = \left[F_{k_0} + \sum_{j=1}^{2} f_{k_j}(z(t)) F_{k_j} \right] \eta_K(t) \tag{3.32}$$

Où

$$x_k(t) = \left[\Delta V_{tk}, \Delta\omega_k(t), \Delta P_{ek}(t) \right]^T \tag{3.33}$$

$$\eta_k(t) = \left[\Delta V_{tk}(t), \Delta\omega_k(t), \Delta P_{ek}(t), v_{fk}(t) \right]^T \tag{3.34}$$

$$F_{k_0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{D_k}{2H_k} & -\dfrac{\omega_0}{2H_k} & 0 \\ 0 & 0 & -\dfrac{1}{T'_{dok}} & \dfrac{1}{T'_{dok}} \end{bmatrix}, F_{k_1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, F_{k_2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\dfrac{1}{k'_{dok}} & \dfrac{1}{T'_{dok}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

Il est claire d'après (1.55),(1.56) que les fonction et dépendent des condition de fonctionnement ; cependant elles sont limitées dans une région de fonctionnement donnée [14].

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

Le modèle T-S du système (1.54) est représenté tel que :

$$\dot{x}_k(t) = \sum_{j=1}^{4} h_{k_j}(z(t))\left[A_{k_j} x_k(t) + B_{K_j} u(t) \right] \tag{3.36}$$

Où

$$\begin{aligned}
&h_{k_1} = \mathbb{A}_{k_{10}} \mathbb{A}_{k_{20}}, h_{k_2} = \mathbb{A}_{k_{10}} \mathbb{A}_{k_{21}}, h_{k_3} = \mathbb{A}_{k_{11}} \mathbb{A}_{k_{20}}, h_{k_4} = \mathbb{A}_{k_{11}} \mathbb{A}_{k_{21}} \\
&\mathbb{A}_{k_{j0}}\left(z(t)\right) = \frac{\mathrm{f}_{k_{j1}} - \mathrm{f}_{k_j}(z(t))}{\mathrm{f}_{k_{j1}} - \mathrm{f}_{k_{j0}}}, \mathbb{A}_{k_{j1}}\left(z(t)\right) = \frac{\mathrm{f}_{k_j}(z(t)) - \mathrm{f}_{k_{j0}}}{\mathrm{f}_{k_{j1}} - \mathrm{f}_{k_{j0}}} \\
&[A_{k_1}\ B_{k_1}] = F_{k_0} + f_{k_{10}} F_{K_1} + f_{k_{20}} F_{k_2}, \\
&[A_{k_2}\ B_{k_2}] = F_{k_0} + f_{k_{11}} F_{K_1} + f_{k_{21}} F_{k_2}, \\
&[A_{k_3}\ B_{k_3}] = F_{k_0} + f_{k_{11}} F_{K_1} + f_{k_{21}} F_{k_2}, \\
&[A_{k_4}\ B_{k_4}] = F_{k_0} + f_{k_{11}} F_{K_1} + f_{k_{21}} F_{k_2},
\end{aligned} \tag{3.37}$$

3.2.2.2 Conception de la commande PDC

En se basant sur le modèle T-S du système (3.36),le régulateur flou est décrit par quatre règles floues de la forme :

$$Si\ f_{k_1}(t)\ est \mathbb{A}_{k_1}^{i}\ Et\ f_{k_2}(t)\ est\ \mathbb{A}_{k_2}^{i}\ Alors\ u_{k_i}(t) = -K_{k_1} x_k(t)\ , i = 1,2,\ldots 4 \tag{3.38}$$

La loi de commande de type PDC est telle que :

$$v_{fk}(t) = \sum_{(j=1)}^{4} h_{(k_j)}(z(t)) k_{(k_j)} x_k(t) \tag{3.39}$$

Le problème de conception du régulateur flou par retour d'état qui garantit la stabilité et fournit la réponse transitoire désiré peut être résolu par l'utilisation de la contrainte LMI (3.40). Les exigences de conception sont donc reformulées comme un problème de faisabilité LMI pour chaque générateur.

$$\begin{aligned}
&Q > 0 \\
&A_i Q + Q A_i^T - B_i F_j - F_i^T B_i^T < 0 \\
&\frac{A_i Q + Q A_i^T - B_i F_j - F_j^T B_i^T}{2} + \frac{A_j Q + Q A_j^T - B_j F_i - F_i^T B_j^T}{2} < 0, \qquad i < js.t. h_i \cap h_j \neq \varnothing \\
&\begin{pmatrix} -rQ & qQ + Q A_i^T - F_i^T B_i^T \\ qQ + A_i Q - B_i K_j & -rQ \end{pmatrix} < 0
\end{aligned} \tag{3.40}$$

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

$$K_i = F_i Q^{-1} \tag{3.41}$$

Par la résolution du problème de faisabilité LMI (3.40), nous pouvons obtenir les gains de retour d'état (3.41) qui garantissent la stabilité globale tout en assurant le comportement transitoire souhaitée.

Nous imposons un placement de pole dans un disque de centre $(-q_k, 0)$ et de rayon .la synthèse des contraintes LMIs est effectuée pou un ensemble de la valeur, $(-q_k$,)=(17.5,16). La région LMI a la fonction caractéristique suivante :

$$f_{D_k, r_k}(z) = \begin{pmatrix} -16 & 17.5 + \overline{3} \\ 17.5 + 3 & -16 \end{pmatrix} \tag{3.42}$$

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

3.3.2.3 *Simulation*

Le modèle retenus pour démontrer l'efficacité du régulateur flou (PDC) est le réseau électrique à 2 machines [14] (figure (3. 3)) .Les paramètres de ce réseau électrique sont donnés dans l'annexe A.

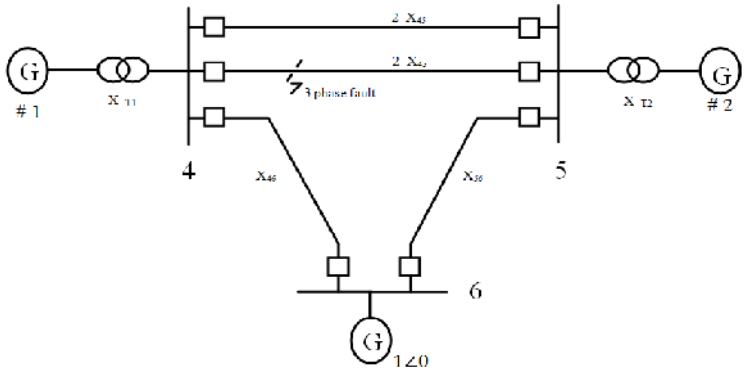


Figure 3.3 : Topologie du réseau électrique à deux machines utilisé

Plusieurs séquences de défauts avec divers lieux de défaut et d'éventuel changement de la puissance mécanique appliquée au générateur #1 sont prises en compte.

Le défaut considéré est un court-circuit triphasé qui se produit sur une des lignes de transmission entre le générateur n #1 et le générateur n #2. L'emplacement de défaut considéré est indexé par une constante λ, cette dernière représente la fraction de la ligne à gauche du défaut.

Cas $n^{\circ}1$.défaut momentané puis un défaut permanent

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

- Etape 1 : Le système est en régime permanent avant le défaut ;
- Etape 2 : Un défaut se produit à l'instant t=1 s ;
- Etape 3 : Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 1.15 s ;
- Etape 4 : La ligne de transmission est restaurée à l'instant t=2.5 s ;
- Etape 5 : Un autre défaut se produit à l'instant t=3 s ;
- Etape 6 : Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 3,15 s ;
- Etape 7 : Le système est dans un état après-défaut.
    - les points de fonctionnement pris en compte sont :

$$\delta_{10} = 52.72^{\circ}, P_{m10} = 0.95 p.u, V_{i10} = 1.00 p.u.$$

$$\delta_{20} = 54.48^{\circ}, P_{m20} = 0.86 p.u, V_{i20} = 1.00 p.u.$$

L'emplacement du défaut considéré est à $\lambda = 0.1$. La réponse du système en boucle fermée est présentée à la figure (3.4)

Cas $n^{\circ}2$.défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique

La stabilité transitoire et la régulation de la tension sont testées d'après la réponse du système à la séquence de défaut décrit ci-dessous :

- Etape 1 : Le système est en régime permanent avant le défaut ;
- Etape 2 : Un défaut se produit à l'instant t=1 s ;
- Etape 3 : Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 1.15 s ;

- Etape 4 : La puissance mécanique appliquée au générateur n#1 a augmenté de 30% à t=1,5s ;
- Etape 5 : Le système est dans un état après-défaut.

  - les points de fonctionnement considérés sont :

    $\delta_{10} = 46.00^{\circ}, P_{m10} = 0.87 p.u, V_{i10} = 1.00 p.u.$

    $\delta_{20} = 44.69^{\circ}, P_{m20} = 0.86 p.u, V_{i20} = 1.10 p.u.$

Le défaut est localisé à $\lambda = 0.01$. La réponse du système en boucle fermée est présentée à la figure (3.5)

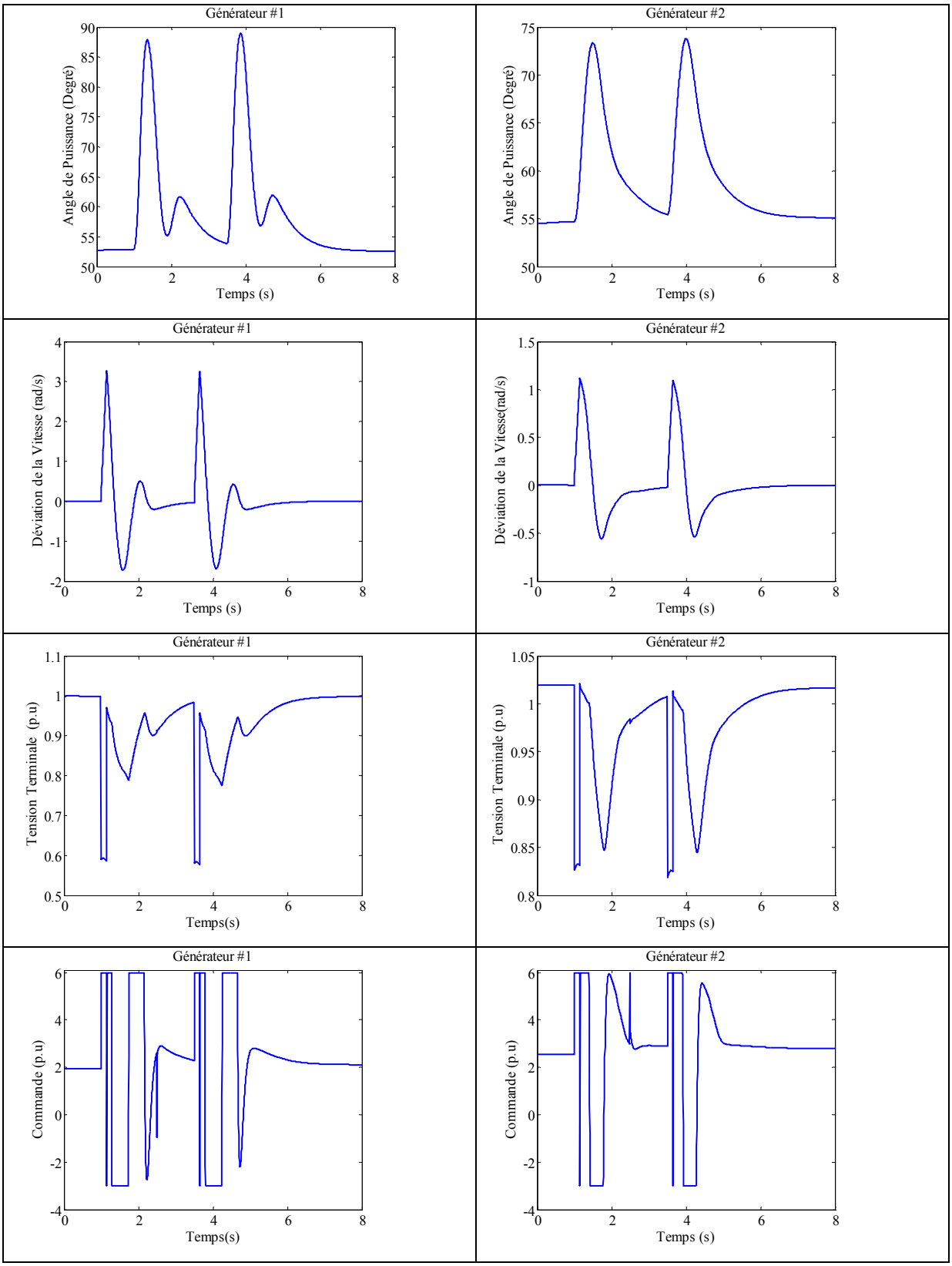


Figure 3.4 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.1.

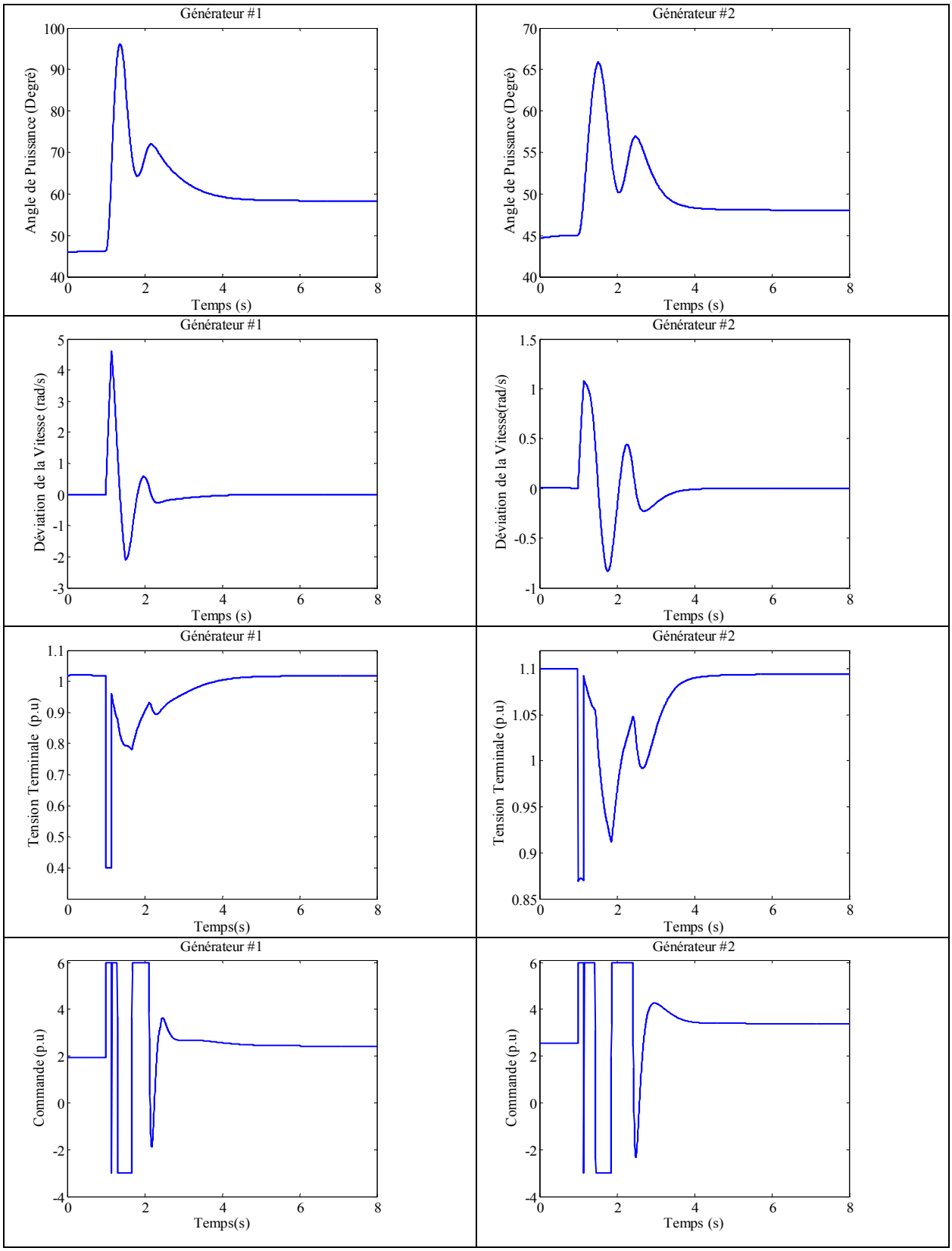


Figure 3.5 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2ème cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.01.

3.3.2.4 Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation présentés par les figures (3.4)-(3.5) montrent que la stabilité transitoire est assurée. Avec ce régulateur, nous somme parvenu à une bonne régulation des tensions post-défauts. Comme nous pouvons le constater, les perturbations sont rejetées au bout de 2 à 3 seconds quels que soient le type, la sévérité du défaut imposé (temporaire ou permanent, accroissement de la puissance mécanique, point d'application du défaut), et les points d'opérations du système.

3.4 La commande floue type-2 intervalle

Plusieurs travaux ont mis en évidence l'intérêt de l'usage des systèmes flous type-2 en automatique [65]. Les systèmes flous type-2 sont constitué par des ensembles flous de type-2 dans la partie prémisse et/ou conséquence. Ces ensembles flous dont les degrés d'appartenance, qui sont eux-mêmes des ensembles flous type-1, sont très utiles dans les circonstances où nous avons des difficultés à déterminer avec précision une fonction d'appartenance pour un ensemble flou. La logique floue de type-2 est une généralisation de la logique floue conventionnelle dans le sens où les incertitudes ne sont pas uniquement limitées aux variables linguistiques (les mots), mais ils sont aussi pris en compte lors de la définition des fonctions d'appartenance.

La méthode de réduction de type est considérée comme une opération de base dans la conception des systèmes flous type-2 intervalle. Cette méthode a pour but de réduire l'ensemble flou type-2 résultant à une ensemble flou type-1. Pour les régulateurs flous-type-2utilisant la méthode itérative de Karnik-Mendel (KM) ou encore la méthode des limites incertaines de Wu-Mendel [65], nous n'avons aucune méthodologie générale qui garantie la stabilité du système de commande. La conception des régulateurs est réalisée au moyen de simulations ou en imposant des hypothèses adéquates dans le but d'obtenir les conditions de stabilité des systèmes de commande en boucle fermé. Récemment, Lam et Senevirante [66] ont analysé la stabilité des systèmes flou type-2 intervalle en se basant sur des hypothèses formulées par rapport aux fonctions d'appartenance. Cependant aucune méthode systématique pour identifier les paramètres de la fonction d'appartenance n'a été donnée [67]. Pour tenter d'aborder la stabilité du système flou type-2 intervalle, un nouveau mécanisme d'inférence est introduit par Biglarbegian et al [67]. Le nouveau moteur d'inférence présente l'avantage que la forme mathématique dérivée du système en boucle fermée peut être facilement utilisée pour

la conception des régulateurs. Les conditions nécessaires pour garantir la stabilité asymptotique des systèmes flous type-2 intervalle, qui utilisent ce moteur d'inférence, peuvent être facilement converties en un problème d'optimisation convexe en termes d'inégalités matricielles linéaires.

Dans cette partie, notre objectif consiste à formuler la conception d'un régulateur flou type-2 intervalle (T2I) de type Takagi-Sugeno comme un problème d'optimisation convexe en se basant sur la théorie de la stabilité au sens de Lyapunov.

3.4.1 Conception du régulateur flou type -2 intervalle

Dans cette section, un régulateur flou type-2 intervalle est proposé afin de stabiliser le modèle T-S type-1 (3.17). La règle adoptée, pour ce type de régulateur flou type-2intervalle a la forme suivante :

$$\begin{gathered} Si\ z_1(t)\ est\ \tilde{\mathbb{A}}_1^i\ Et,\ldots,Et\ z_p(t)\ est\ \tilde{\mathbb{A}}_p^i\ Alors\ u(t) = -k_i x(t), \\ i = 1,2,\ldots r \end{gathered} \tag{3.43}$$

Où $\tilde{\mathbb{A}}_p^i$ représente l'ensemble flou 2 intervalle de la variable floue de la prémisse de la règle et est le vecteur des gain de retour d'état pour le è sous-système, r est le nombre de règles.

Les poids inférieure et supérieure__(( )) et (( )) de la è règle, sont donnés par

$$\begin{aligned} \overline{W}_i\left(z(t)\right) &= \overline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}_1^i}(z_1(t)) \star \ldots \star \overline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}_p^i}(z_p(t)) \\ \underline{W}_i\left(z(t)\right) &= \underline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}_1^i}(z_1(t)) \star \ldots \star \underline{\mu}_{\tilde{\mathbb{A}}_p^i}(z_p(t)) \end{aligned} \tag{3.44}$$

Où _𝔸 et ¯𝔸 représentent les fonctions d'appartenance inferieure et supérieure de la variable floue (= 1, … ,)de la règle et « ⋆ » est l'operateur T-norme.

La forme générale du régulateur flou proposée par Biglarbegian et al [67] est la forme :

$$u(t) = -m\frac{\sum_{i=1}^{r}\underline{W}_i(z(t))K_i x(t)}{\sum_{i=1}^{r}\underline{W}_i(z(t)} - n\frac{\sum_{i=1}^{r}\overline{W}_i(z(t))K_i x(t)}{\sum_{i=1}^{r}\overline{W}_i(z(t)} \tag{3.45}$$

Où n et m sont des paramètres de conception.

3.4.2 Système flou Takagi-Sugeno de type-2 intervalle

Pour obtenir des conditions de stabilité rigoureuses pour les systèmes flous takagi-sugeno type-2 intervalle à l'aide d'une analyse mathématique, l'équation caractéristique en boucle fermée du système est indisponible. Un système flou takagi-sugeno type-2 intervalle en boucle fermée est constitué d'un modèle T-S T1 flou (3.17) et d'un régulateur flou type-2 intervalle (3.45).

L'expression du système flou type-2 intervalle inferré en boucle fermée est telle que :

$$\dot{x}(t) = \frac{\sum_{i,j,l=1}^{r} d_{ijl}(z(t))G_{ijl}}{\sum_{i,j,l=1}^{r} d_{ijl}(z(t))} x(t) \tag{3.46}$$

Où

$$\begin{aligned} d_{ijl}(z(t)) &= q_i(z(t))\underline{W}_i(z(t))\overline{W}_i(z(t)) \\ G_{ijl} &= A_i - mB_iK_j - nB_iK_i \end{aligned} \tag{3.47}$$

Il est simple de monter que $\sum_{i,j,l=1}^{r} G_{ijl}$ peut être exprimé tel que :

$$\sum_{i,j,l=1}^{r} G_{ijl} = \sum_{i=1}^{r} G_{iii} + \sum_{i\neq j}^{i}\sum_{j=1}^{r} G_{ijj} + \sum_{i=1}^{r}\sum_{j\neq l}^{r}\sum_{l=1}^{r} G_{ijl} \tag{3.48}$$

Notons que le système (3.46) peut être réécrit comme :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = &\frac{\sum_{i=1}^{r} d_{iii}(z(t))G_{iii}}{\sum_{i,j,l=1}^{r} d_{ijl}(z(t))} x(t) + \frac{2\sum_{i<j}^{r}\sum_{j=1}^{r} d_{ijj}(z(t))}{\sum_{i,j,l=1}^{r} d_{ijl}(z(t))}\left[\frac{G_{ijj}+G_{jii}}{2}\right]x(t) \\ &+ \frac{2\sum_{i=1}^{r}\sum_{j<l}^{r}\sum_{l=1}^{r} d_{ijl}(z(t))}{\sum_{i,j,l=1}^{r} d_{ijl}(z(t))}\left[\frac{G_{ijl}+G_{ilj}}{2}\right]x(t) \end{aligned} \tag{3.49}$$

Sans perte de généralité, l'équation (3.49) peut être exprimée comme suit :

$$\dot{x}(t) = \frac{\sum_{s=1}^{r(r^2+1)/2} v_s(t) H_s}{\sum_{s=1}^{r(r^2+1)/2} v_s(t)} x(t) \tag{3.50}$$

où

$$H_s = \begin{cases} \frac{G_{ijl}+G_{ilj}}{2}, s = i + r\left(j-1+\frac{(l-1)(l-2)}{2}\right), j = l, i < j \\ \frac{G_{ijj}+G_{jii}}{2}, s = i + \frac{j(j-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2}, j = l, i < j \\ G_{iii}, s = i + \frac{j(j-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2}, i = j = l \end{cases} ; v_s = \begin{cases} 2d_{ijl}, s = i + r\left(j-1+\frac{(l-1)(l-2)}{2}\right), j = l, i < j \\ 2d_{ijj}, s = i + \frac{j(j-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2}, j = l, i < j \\ 2d_{iii}, s = i + \frac{j(j-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2}, i = j = l \end{cases} \tag{3.51}$$

3.4.3 Les critères de conception

Afin de déterminer les gains du régulateur flou type-2 intervalle, les exigences de conception suivantes sont considérées :

- ***Stabilisation***

Conception du régulateur flou takagi-sugeno type-2 intervalle afin que le système correspondant en boucle fermée soit asymptotiquement stable, c'est-à-dire $\lim_{t\to\infty} x(t) = 0$ pour touts les conditions initiales $x(0)$.

- ***Placement de pôles***

Concevoir le régulateur flou de Takagi-sugeno type-2 intervalle tel que les valeurs propres, en boucle fermée, du système correspondant appartiennent à une région $(\mathfrak{A})$ du plan complexe dans le but d'assurer un comportement prédéterminé en régime transitoire, c'est-à-dire :

$$\sigma(A_i - mB_i k_j - nB_i K_l) \subset \mathfrak{A} \tag{3.52}$$

Pour toutes les conditions initiales $x(0)$.

3.4.3.1 Stabilisation

Rappelons que les systèmes T-S sont composés de modèles linéaires interconnectés par des fonctions non linéaires. Cette structure particulière permet d'entendre certains concepts relatifs aux systèmes linéaires au cas des systèmes non linéaire, notamment l'analyse de la stabilité et la stabilisation. cette section est dédiée à la présentation des conditions élémentaires garantissant la stabilité du système flou T-S type-2 intervalle (3.50) en se basant sur la théorie de Lyapunov.

D'une manière générale, la deuxième méthode de lyapunov consiste à sélectionner d'une fonction candidate définie positive notée $\dot{V}\left(x(t)\right)$, puis de choisir des lois de commande assurant sa décroissance c'est-à-dire $\dot{V}\left(x(t)\right)<0$ pour le système flou T-S type-2 intervalle (3.50), si ces conditions sont satisfaites, alors la fonction V est dite fonction de Lyapunov et la stabilité est vérifiée.

La dérivée de la fonction de Lyapunov le long trajectoires du multimodèle (3.50) en boucle fermée s'explicite comme suit :

$$\dot{V}(t)=\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}h_i\left(z(t)\right)h_j\left(z(t)\right)x^T(t)\begin{pmatrix}(A_i-mB_iK_l-nB_iK_l)^TP\\+P(A_i-mB_iK_l-nB_iK_l)\end{pmatrix}x(t)<0 \qquad (3.53)$$

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

Théorème3.2 [59] : l'équilibre du système flou Takagi-Sugeno type-2 intervalle (3.50) est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice $P=P^T$ telle que :

$$H_s^TP+PH_s<0,\quad s=1,2,...,r(r^2+1)/2 \qquad (3.54)$$

En d'autres termes, le système flou T-S type-2 intervalle (3.50) est stabilisable quadratiquement par la loi de commande flous type-2 (3.45) s'il existe une matrice commune P définie positive telle que :

$$\begin{gathered}\left(A_i-mB_iK_j-nB_iK_j\right)^TP+P\left(A_i-mB_iK_j-nB_iK_j\right)<0\\ i,j,l=1,2,...,r\end{gathered} \qquad (3.55)$$

Théorème 3.3 [68] : l'équilibre du système flou Takagi-Sugeno type-2 intervalle (3.50) est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice commune P définie positive telle que :

$$\begin{aligned} & G_{iii}^T P + P G_{iii} < 0, i = 1,2,...r \\ & \left[\frac{G_{ijj} + G_{jii}}{2}\right]^T P + P\left[\frac{G_{ijj} + G_{jii}}{2}\right] \le 0, \quad i < j, s.t. h_i \cap h_j \ne \phi \\ & \left[\frac{G_{ijl} + G_{ilj}}{2}\right]^T P + P\left[\frac{G_{ijl} + G_{ilj}}{2}\right] \le 0, \forall i, \quad j < l, s.t. h_1 \cap h_j \cap h_l \ne \phi \end{aligned} \tag{3.56}$$

La conception d'un système flou T-S type-2 intervalle asymptotiquement stable revient à déterminer les matrices de gain K_J en utilisant les conditions de stabilité du **théorème 3.3**. Ce problème est considéré comme un problème d'optimisation convexe.

Il convient de souligner que l'inégalité précédente est non linéaire (bilinéaire) par rapport aux variables K_i et P. Il n'est pas donc possible de calculer une solution en utilisant directement les méthodes classiques de résolution des LMIs. Pour cela, nous allons effectuer les mêmes changements de variables bijectifs usuels que pour le système flou type-1. Nous obtenons les expressions LMIs suivantes par rapport aux variables Q et F_j.

$$\begin{aligned} & A_i Q + Q A_i^T - (n+m) F_i^T B_i^T - (n+m) F_i B_i < 0 \\ & \left(\frac{A_i + A_j}{2}\right) Q + Q\left(\frac{A_i + A_j}{2}\right)^T - \frac{(n+m)}{2} F_j^T B_i^T - \frac{(n+m)}{2} B_i F_j - \frac{(n+m)}{2} F_i^T B_j^T - \frac{(n+m)}{2} B_j F_i \le 0 \\ & A_i Q + Q A_i^T - \frac{(n+m)}{2} F_j^T B_i^T - \frac{(n+m)}{2} B_i F_j - \frac{(n+m)}{2} F_i^T B_j^T - \frac{(n+m)}{2} B_i F_j \le 0 \end{aligned} \tag{3.57}$$

3.4.3.2 Placements de pôles

De même que pour le système flou type-1 la condition suffisante pour garantir la , - stabilité est énoncée comme suit :

Théorème 3.4 : le système flou T-S type-2 intervalle (3.50) est , –stabilisable (tous les pôles se localisent dans la région LMI « , »si et seulement si l'existe une matrice Q symétrique et positive, telle que :

$$\begin{pmatrix} -rQ & qQ+Q(A_i-mB_iK_j-nB_iK_l)^T \\ qQ+Q(A_i-mB_iK_j-nB_iK_l)^T & -rQ \end{pmatrix}<0 \qquad (3.58)$$

Nous pouvons remarquer que l'inégalité (3.58) n'est pas convexe, une simple transformation $F_i = K_iQ$ donne une égalité convexe par rapport aux variables F_i et Q. Ce problème de placement de pôles peut être maintenant reformulé comme un problème de faisabilité LMI.

Remarque 3.2 : Il convient de souligner que placement des pôles est fondamentalement liée aux cas pour lesquels '$i = j = l$' et pas nécessaire pour les autres cas vu que l'inégalité (3.58) est considérée comme une contrainte supplémentaire dans notre problème ; donc, il suffit de localiser les pôles des termes dominants dans la région pré-spécifié.

Théorème 3.5 : le système flou T-S type-2 intervalle (3.50) est , -stabilisable si et seulement s'il existe une matrice symétrique positive Q et F_i telle que l'inégalité matricielle linéaire suivante est satisfaite

$$\begin{pmatrix} -rQ & qQ+A_i^T-(n+m)F_i^TB_i^T \\ qQ+A_i^T-(n+m)F_i^TB_i^T & -rQ \end{pmatrix}<0 \qquad (3.59)$$

3.4.4 Application de la commande floue de Takagi-Sugeno type-2 intervalle au réseau électrique multi-machine

3.4.4.1 Conceptions de commande

En se basant sur le modèle T-S du système (3.36), le régulateur flou est décrit par quatre règles floues de la forme :

$$\begin{gathered} Si\ \mathrm{f}_{k_1}(t)\ est\ \tilde{\mathbb{A}}_{k_1}^{i}\ Et,\ldots,Et\ \mathrm{f}_{k_2}(t)\ est\ \tilde{\mathbb{A}}_{k_2}^{i}\ Alors\ u_{k_i}(t)=-K_{k_i}x_k(t), \\ i=1,2,\ldots 4 \end{gathered} \qquad (3.60)$$

La loi de commande globale est telle que :

$$v_{fk}(t)=-m\frac{\sum_{i=1}^{4}\underline{W}_{k_1}(z_k(t))K_{k_1}x_k(t)}{\sum_{i=1}^{4}\underline{W}_{k_1}(z_k(t))}-n\frac{\sum_{i=1}^{4}\overline{W}_{k_1}(z_k(t))K_{k_1}x_k(t)}{\sum_{i=1}^{4}\overline{W}_{k_1}(z_k(t))} \qquad (3.61)$$

Le problème de conception du régulateur flou type-2 intervalle qui garantit la stabilité et fournit la réponse transitoire désiré peut être résolu par l'utilisation de la contrainte LMI (3.62). Ces exigences de conception sont donc reformulées comme un problème de faisabilité LMI pour chaque générateur.

$$\begin{aligned}
&A_iQ+QA_i^T-(m+n)F_i^TB_i^T-(m+n)F_iB_i<0\\
&\left(\frac{A_i+A_j}{2}\right)Q+Q\left(\frac{A_i+A_j}{2}\right)^T-\frac{(m+n)}{2}F_j^TB_i^T-\frac{(m+n)}{2}B_iF_j-\frac{(m+n)}{2}F_i^TB_j^T-\frac{(m+n)}{2}B_jF_i\le 0\\
&A_iQ+QA_i^T-\frac{(m+n)}{2}F_j^TB_i^T-\frac{(m+n)}{2}B_iF_j-\frac{(m+n)}{2}F_i^TB_j^T-\frac{(m+n)}{2}B_iF_j\le 0\\
&\begin{pmatrix}-rQ & qQ+A_i^T-(m+n)F_i^TB_i^T\\ qQ+A_i^T-(m+n)F_i^TB_i^T & -rQ\end{pmatrix}<0
\end{aligned} \tag{3.62}$$

Pour une solution donné (Q,F_i), les gains du régulateur proposé sont obtenus par $K_i=F_iQ^{-1}$

Nous imposons le même placement de pôles que la commande PDC, donc la limite inférieure du coefficient d'amortissement imposée est 0.4051.

Les paramètres des régulateurs flous m_k et n_k ont été déterminés sur la base des meilleures réponses obtenues du système. Les paramètres obtenus sont regroupés dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1 : Les paramètres de réglages des régulateurs flous type-2 intervalles

	Le réseau électrique à 2 machines	
	Générateur #1	Générateur #2
m	−6.8452	6.9149
n	−5.0445	−6.8937

3.4.4.2 simulations

Pour valider le régulateur synthétisé, nous avons effectué les mêmes tests que pour le régulateur PDC à savoir :

Nous rappelons les différents cas considérés

- Cas $n^\circ 1$: défaut momentané puis un défaut permanant (figure (3.6)).

- Cas $n^{\circ}2$: défaut permanant avec augmentation de la puissance mécanique (figure (3.7)).

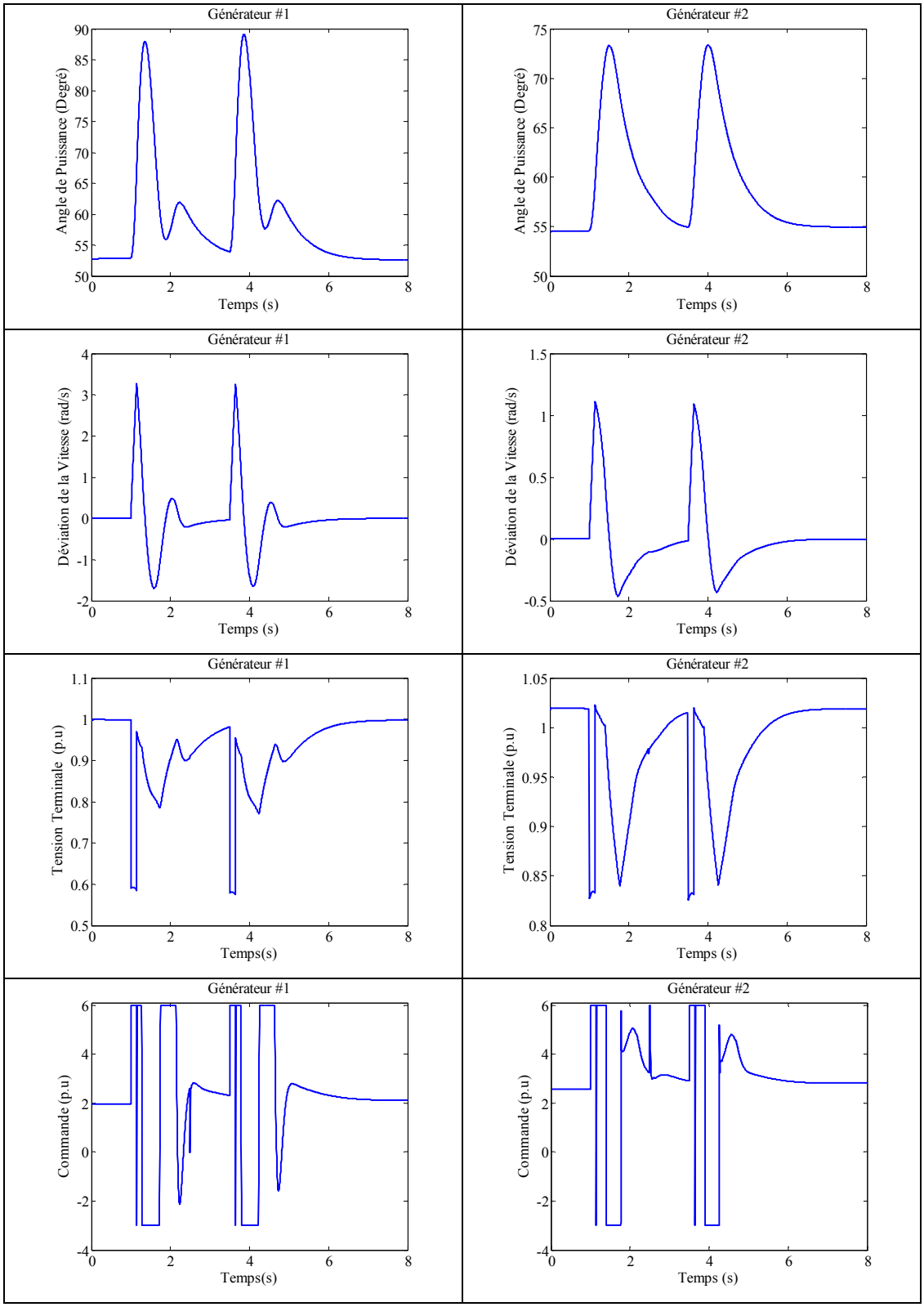


Figure 3.6 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.1.

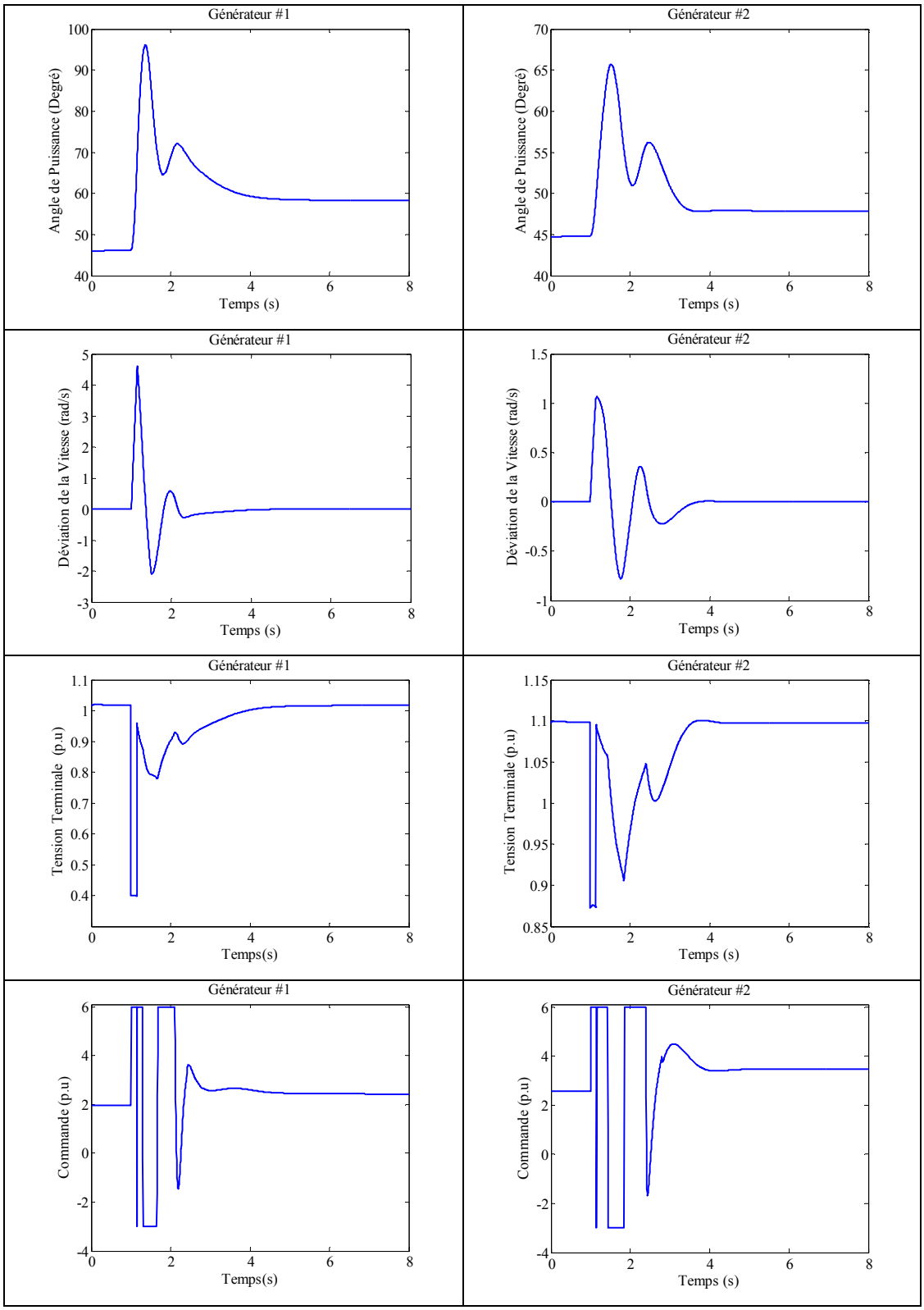


Figure 3.7 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2ème cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.01

3.4.4.3 analyses des résultats des simulations :

Les résultats de simulation présentés par les figures ((3.6)-(3.7)) mettent en évidence les performances de l'approche développée, indépendamment des conditions de fonctionnement du système. Nous trouvons ainsi un rejet efficace des perturbations qui s'effectue au bout de 2 à 3 secondes tout en maintenant la stabilité transitoire et une régulation satisfaisante des tensions.

3.5 Étude comparative

La comparaison des performances des régulateurs proposés se base sur l'évaluation de certains indices. Les indices de performance dits les critères intégraux sont révélés être les plus significatives pour l'évaluation des caractéristiques dynamiques des systèmes [69].

Trois indices de performance, à savoir l'intégrale du carré du signal d'erreur (l'énergie du signal d'erreur ou ISE), l'intégrale de la valeur absolue du signal du l'erreur (IAE) et l'intégrale de l'erreur en valeur absolue pondérée par le temps (ITAE) définis ci-dessous sont utilisés afin d'effectuer une comparaison quantitative.

$$ISE = \int_0^T \left(\sum_{i=1}^{2} (\Delta Z_i)^2 \right) dt \tag{3.63}$$

$$ISE = \int_0^T \left(\sum_{i=1}^{2} (\Delta Z_i)^2 \right) dt \tag{3.64}$$

$$ISE = \int_0^T \left(\sum_{i=1}^{2} (\Delta Z_i)^2 \right) dt \tag{3.65}$$

Pour apprécier la stabilité transitoire, la déviation de la vitesse est choisie comme étant l'erreur à évaluer $\left(\Delta Z_i = \Delta \omega_i\right)$; pour la stabilité de tension, nous allons utiliser la déviation de la tension terminale $\left(\Delta Z_i = \Delta V_i\right)$.

En règle générale, le régulateur le mieux performant est celui qui présente la valeur la plus minimale du critère intégral choisi.

Tableau 3.2 : Réseau à 2 machines : valeurs des indices de performance obtenus lors de l'évaluation de la stabilité transitoire pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)

		Régulateur flou type-1	Régulateur flou T-S T2I
Cas n :1	ISE	1021.4179	1001.9744
	IAE	829.3323	823.7041
	ITAE	2357.3621	2347.6498
Cas n:2	ISE	857.4528	847.9875
	IAE	543.4966	533.2564
	ITAE	905.604	885.224

Tableau3.3 : Réseau à 2 machines : valeurs des indices de performance obtenus lors de l'évaluation de la régulation de la tension pour différentes condition de fonctionnement (différents défaut)

		Régulateur flou type-1	Régulateur flou T-S T2I
Cas n :1	ISE	28.3904	29.4261
	IAE	188.6331	188.2114
	ITAE	716.09	667.6194
Cas n:2	ISE	25.2873	25.2676
	IAE	148.8526	136.9393
	ITAE	547.1071	417.366

Les performances exhibées par chacune des commandes proposées ont été analysées en, se basant sur les tableaux récapitulatifs (3.2-3.3). Nous constatons que les performances du régulateur T-S type-2 intervalle surpassent nettement celles du régulateur flou type-1 que ce

soit lors de la régulation de la tension ou encore lors de maintient de la stabilité transitoire indépendamment des conditions de fonctionnement imposées.

3.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, des approches de commande se basant sur les modèles flous de type Takagi-Sugeno avec placement de pôles dans des régions LMI ont été développées. Les performances présentées par ces régulateurs montrant clairement leurs efficacités lors de la régulation de la tension et le maintient de la stabilité transitoire .

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objective principale de cette mémoire est l'utilisation des techniques de commande multi-modèle de l'automatique avancée à la structure décentralisée pour la commande des réseaux électrique multi-machines. Ces approches de commande aux été utilisé pour améliorer les performances de fonctionnement du réseaux et maintenir sa stabilité en présence de défauts et de perturbations.

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

Dans la première partie , nous avons commencé par la modélisation de ces réseaux électrique multi-machines afin de pouvoir utilisé le modèle élaborer pour valider les méthodes proposées en ayant pour objectif la régulation des tensions terminales des différents générateurs et l'amélioration de la stabilité transitoire du système. Les performances sont testées dans le domaine temporel en appliquant aux réseaux des perturbations rapides et de fortes amplitudes.

La deuxième partie, nous avons donné également les terminologies utilisées en logique floue type-1 et type-2 ainsi que le mode de raisonnement en automatique dans les deux cas (type1 et type-2)

Dans la troisième partie a été consacré à l'étude de l'approche multi-modèle. Nous avons donné des rappels sur l'analyse de la stabilité et la synthèse de lois de commande des systèmes linéaires en utilisant le formalisme des inégalités matricielles linéaires (LMI). La démarche proposée est exclusivement basée sur la deuxième méthode de Lyapunov, elle consiste en la formulation de la stabilité et la synthèse de la loi de commande en termes d'inégalités matricielles linéaires. Nous avons montré la capacité de l'approche multi-modèle à approximer le comportement d'un système dynamique non linéaire (réseau électrique multi-machines) en exploitant l'approche par la méthode de la somme de produits de fonctions qui sont linéairement indépendantes. Cette méthode consiste à obtenir un modèle de type Takagi-Sugeno, qui représente exactement le comportement du modèle non linéaire dans un compact de l'espace d'état.

Les commandes utilisées pour la stabilisation des systèmes sont respectivement la commande de type PDC et la commande Takagi-Sugeno type-2 intervalle. Il est à noter que notre contribution porte principalement sur la synthèse de loi de commande des systèmes flous type-2 intervalle en utilisant les fonctions quadratiques de Lyapunov. Pour assurer une certaine dynamique de convergence, nous avons utilisé la technique du placement de pôles. La synthèse de la loi de commande a été formulée comme un problème de faisabilité LMI.

Suit à notre étude, un certain nombre d'idée a été dégagées. Ce dernières peuvent faire l'objet d'une suite de notre travail à savoir :

- L’integration de la logique floue tpe-2 pour le conception de régulateur optimal et/ou robuste.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUE

[1] Alkhatib,H. : Etude de la stabilité aux petites perturbations dans les grandes réseaux électriques : Optimisation de la régulation par une méthode métaheuristique. Thèse de doctorat d'état, université Paul Cezanne d'aix- Marseille , France, 2008.

[2] Sadeghzadeh, S.M., Ehsen, M., Hadj Said, N., Feuillet, R.: Transient stability improvement of multi-machine power systems using on-line fuzzy control of SMES. *Control Engineering practice*, Vol. 7 , No: 4, pp: 531-536, April 1999.

[3] Dysko, A., Leithead, W.E. , O'Reilly, J. :Enhanced power system stability by coordinated PSS design. *IEEE Tras on power Systems*, Vol. 25, No.1, pp. 413-422,2010.

[4] Gao,L., Chen, L., Fan, Y. , Ma, H. : A nonlinear control design for power systems. *Automatica*, Vol.28, pp. 975-979, 1992.

[5] Cong, L. , Wang, Y . , Hill, D.J.: Transient stability and voltage regulation enhancement via coordinated control of generator excitation and SVC. *Electrical power and Energy Systems* , Vol. 27, pp. 121-130,2005.

[6] Schulte H., Guelton K. : Descriptor modelling toward control of two links pneumatic robot manipulator a T-S multimodel approach*, Elsevier, Nonlinear Analysis :Hybriiid Systems,* Vol.3,No.2,pp. 124-132, 2009.

[7] Seddiki, L. : Développement et commande T-S d'une machine de rééducation des membres inférieurs en chaine musculaire fermée, Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2009.

[8] Han, H.C .Jin, W.J. : Design and implementation of a Takagi-Sugeno Fuzzy Speed Regulator for a Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 59 ,No. 8, August 2012.

[9] Takagi, T .Sugeno, M. : Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.,Vol. SMC-15,pp.116-132,Jan. 1985.

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

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

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

[13] Kundur, P.: Power System Stability and Control. *McGraw-Hill, New York,* 1994.

[14] Zhu, C. , Zhou, R. , Wang, Y. : A new decentralized nonlinear voltage controller for multimachine power systems. *IEEE Trans. Power Systems* ,Vol. 13, No. 1,pp. 211-216, 1998.

[15] Wang, Y., Guo, G., Hill, D. J .: Robust decentralized nonlinear controller design for multi-machine power systems. *Automatica* ,Vol. 33, No,9,pp.1725-1733,1997.

[16] Guo, Y., Hill, D.J .: Wang, Y. Nonlinear decentralized control of large-scale power systems. *Automatica,* Vol. 36, No.9, pp.1275-1289, 2000.

[17] Tan, Y. L., Wang, Y. : Transient stabilization using adaptive excitation and dynamic brake control. *Control Eng. Pract* ,Vol. 5, No 3, pp. 337-346, 1997.

[18] Gao, L. Chen, L. Fan, Y. , Ma, A nonlinear control design for power systems. *Automatica* ,Vol. 28, pp. 975-979 1992.

[19] Gong , L. Wang, Y. , Hill, D.J. :Transient stability and voltage regulation enhancement via coordinated control of generator excitation and SVC. *Electrical Power and Enrgy System*s ,Vol. 27, pp. 121-130, 2005.

[20] Kundur, P., Paserba, J. Ajjarapu, V. ,Adersson. G., Bose, A. ,Canizares, C. Hatziargyriou, N., Hill, D. ,Stankovic, A. ,Taylor, C. ,Custsem, T.V. ,Vittal, V. : Definition and classifications of power system stability IEEE CIGRE joint task force on stability terms definitions. *IEEE Trans. on Power Systems,* Vol. 19, p.p 1387-1401, 2004.

[21] Morére,Y. :Mise en œuvre de lois de commande pour les modèles flous de type Takagi-Sugeno , thèse de Doctorat , Université de Valenciennes et du Haninaut Cambrésis,2001.

[22] Kolokov, Y. V. ,Koschinsky, S.L. ,Hamzaoui, A. :Comparative study of the dynamics and overall performance of boost converter with conventional and fuzzy control in application to PFC, *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* ,pp. 2165-2171,2004.

[23] Li,Y.M., Sun, Y.Y .:Type-2 T-S fuzzy impulsive control of nonlinear systems, *Applied Mathematical Modelling*, Vol. 36, pp.2710-2723, 2012.

[24] Carvajal, J. ,Chen, G. , Ogmen, H. :Fuzzy PID controller: design performance evaluation and stability analysis. *Inter. Jour, of Information Sciences,* pp. 249-170, 2000.

[25] Dariankow, D. , Hellendoorn ,H.,Reinfrank,M. : An introduction to fuzzy Control, Springer-Verlag, Germany,1993.

[26] Nor, M. K. B. M. ,Okubo, S. : The Design of Nonlinear Servo System Using Fuzzy Method. *International Conference on fuzzy systems and Knowledge Discovery*,pp.540-544.2011.

[27] Ogata, K. ; Modern Control Engineering, *Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall*.2001.

[28] Wu, D. :Tan, W.W. :A simplified type -2 fuzzy logic controller for real-time control. *ISA Transactions,* Vol. 45,No, 4 pp ,503-516, October 2006.

[29] Lin, T.C.,Roopaei, M. : Based on interval type -2 adaptive fuzzy H tracking controller for SISO time-delay nonlinear systems. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, Vol. 15, No, 12, pp,4065-4075, December 2010.

[30] Hamidia, F. ,Larabi, A. ,Boucherit, M.S. , Abbadi, A. :Direct Torque Control of Permanent Magent SM using Neural – Fuzzy Speed Controller and Kalman filer. *2éme Conférence Nationale sur les Systémes d'Order Fractionnaire et leurs Applications* SOFA, Tizi Ouzzou, Algérie, October 24-26 2011.

[31] Hamidia, F.,Larabi ,A. ,Boucherit, M.S. ,Abbadi, A. :Fuzzy Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Doubly fed Induction Motors, *10th IEEE*

International Conference on Networking Sensing and Control, ICNSC 2013 ,pp,45-58 April 10-12 ,2013. Paris, France.

[32] Hojati ,M. ,Gazor, S. :Hybrid adaptive fuzzy identification and control of nonlinear systems*, IEEE Transactions on Fuzzy System*s, Vol. 10,No, 2 ,pp ,198-210, 2002.

[33] Torres ,P. ,Saez, .D, :Type-2 fuzzy Logic Identification applied to the modeling of a robot hand. *IEEE International Conference on Fuzzy Systems,* 2008. FUZZ – IEEE 2008, *(IEEE World Congress on Computational Intelligence)* ,pp, 854-461, 2008.

[34] Hagras , H. , :A hierarchical tapy-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 12,pp, 524-539, 2004.

[35] Bulhler, H. : Réglage par logique floue, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes,1994.

[36] Tlemcani ,A. :Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur ulticellulaire série .Thèse de doctorat ENP d'Alger, 2007.

[37] Li,Y., Li, Y., Tong, S. :Adaptive fuzzy decentralized output feedback control for stochastic nonlinear large-scale systems. *Neurocomputing* Vol.83, pp. 38-46 2012.

[38] Sugeno, M. ,Kang, G.T. :Structure identification of fuzzy model. *Fuzzy sets and Systems*. Vol. 28,pp, 15-33, 1988.

[39] Lee ,C.C. :Fuzzy logic in control systems Logic controller-Part I and II. *IEEE Trans on System,* Vol. 20, No,2 ,pp, 404-414, 1990.

[40] Mendel, J.M. :Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial. *Proc IEEE*, Vol. 83, No, 3, pp, 345-377, 1995.

[41] Jon ,R.I. ,Coupland, S. :Type-2 fuzzy a Historical View. *IEEE Computational Intelligence Magazine,* Vol. 2, No, 1, pp, 57-62, 2007.

[42] Zadeh, L.A. :The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning 1. *Information Science* ,Vol. 8, pp, 199-249, 1975.

[43] Zadeh, L.A. :The Concept of Linguistic Variable and Application to Approximate Reasoning 3. *Information Sciences,* Vol. 9, pp, 43-80, 1975.

[44] Castillo, O. : Type-2 Fuzzy Logic in Intelligent Control Applications. *Supringer-Verlag Berlin*, 2012.

[45] Mendel, J.M. ,John, R. I. :Interval Type-2 Fuzzy Logic System Made Simple, IEEE Transactions on fuzzy Systems, Vol. 14, No, 6, 2006.

[46] Liang, Q. ,Mendel, J.M. :Interval type-2 fuzzy logic systems Theory and design. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 8, No, 5, pp, 535-550, 2000.

[47] Mendal, J.M. : An Architecture for making judgments using computing with words. *International Journal of Applied Mathematics and Computing science* ,Vol. ,12,No.3, pp.325-336 ,2002.

[48] Mendel, J.M. ,Hagras, H. ,John, R.I. : Standard background material about interval type-2 fuzzy logic systems that can be used by all authors. http;//cis.ieee.org/images/files/Documents/standards.t2.win.pdf

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

[50] Ying, H. :The Takagi-Sugeno fuzzy controllers using the simplified linear control rules are nonlinear variable gain controllers, *Automatica,* Vol. 34, No, 23, pp,157-167, 1998.

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

[52] Georgieva, O. ,Wagenknecht, M. ,Hampel, R. : Takagi-Sugeno fuzzy model development of batch biotechnological processes. *International Journal of Approximate Reasoning,* Vol. 26,No,3, pp, 233-250, 2001.

[53] Hou, G. ,Zeng, J. : Improved Takagi-Sugeno identification approach and its application in power plants. *Proceedings of the 2010 International Conference on Modelling, Identification and Control, Okayama, Japan,* pp, 53-58, July, 17-19 2010.

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

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

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

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

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

[59] Bae, H.S. ,Kwou ,S.J. ,eung, .E.T. :Design of stabilizing controller for an inverted pendulum system using the T-S fuzzy model. *J Control Automat Syst Eng* ,Vol. 8, No, 11, pp, 961-210, 2002.

[60] Tanaka, K. ,Ikeda, T. , Wang, H.O. :Fuzzy regulators and fuzzy observers relaxed stability conditions and LMI-based designs. *IEEE Trans Fuzzy Systems,* Vol. 6, No, 23, pp, 250-265, 1998.

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

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

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

[64] Abbadi ,A. ,Nezli, L. ,Boukhatala,,D. : Nonlinear Voltage Controller for power Systems. *2éme CIMGLE'2012, Oran,* November, 19-12-2012.

[65] Hagras, H. :Type -2 fuzzy control a new generation of fuzzy controllers. *IEEE Comput Intell Mag,* Vol. 2, No, 1 ,pp ,30-43 ,2007.

[66] Lam, H.K. ,Seneviratne, L.D. : Stability analysis of interval type -2 fuzzy –model based control systems, *IEEE Trans Syst Man Cybern B, Cybern,* Vol. 38, No, 3, pp, 617-28, 2008.

[67] Biglarbegian, M, . Melek, W.W. ,Mendel, J.M. : On the stability of interval type -2 TSK fuzzy logic control systems. *IEEE Trans Syst Man Cybern B, Cybern,* Vol. 40, No, 3, pp, 798-818, 2010.

[68] Abbadi ,A**. ,**Nezli,L.,Boukhatala, D.:A nonlinear voltage controller based on interval type 2 fuzzy logic control system for multimachine power systems, *International journal of Electrical Power &Energy Systems,*Vol.45,No.1, , pp.456-467,February 2013

[69] Abdel-Magid Y.L., Dawoud ,MM.:Tuning of power system stabilizers using genetic algorithms.*Electr Pow Syst Res,*Vol.39,pp.137-43,1996.

ANNEXE A

PARAMETRES DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE À DEUX MACHINES

A.1 Paramètres du réseau [14]

Nœud de départ	Nœud d'arrivée	_(pu)
4	5	0.55
4	6	0.53
5	6	0.6

A.2 Paramètres des transformateurs

$$x_{r1} = 0.129 pu.$$

$$x_{r2} = 0.127 pu.$$

A.3 Paramètres des machines

Machine	x_d (p.u.)	x_d' (p.u.)	T_{d0}'(s)	H(s)	D	k_c
1	1.863	0.257	6.9	4.0	5.0	1
2	2.36	0.319	7.96	5.1	3.0	1

A.4 Calcule de la matrice admittance réduite

Le défaut considéré ici est un court-circuit triphasé survenant à la ligne de transmission qui lie le nœud (4) au nœud (5) à une distance du nœud (4) égale à 20% de la longueur de cette ligne. Ce défaut est poursuivi par l'ouverture de cette ligne de transmission.

- **Avant le défaut**

La figure ci-après montre le réseau avant l'arrivée du défaut.

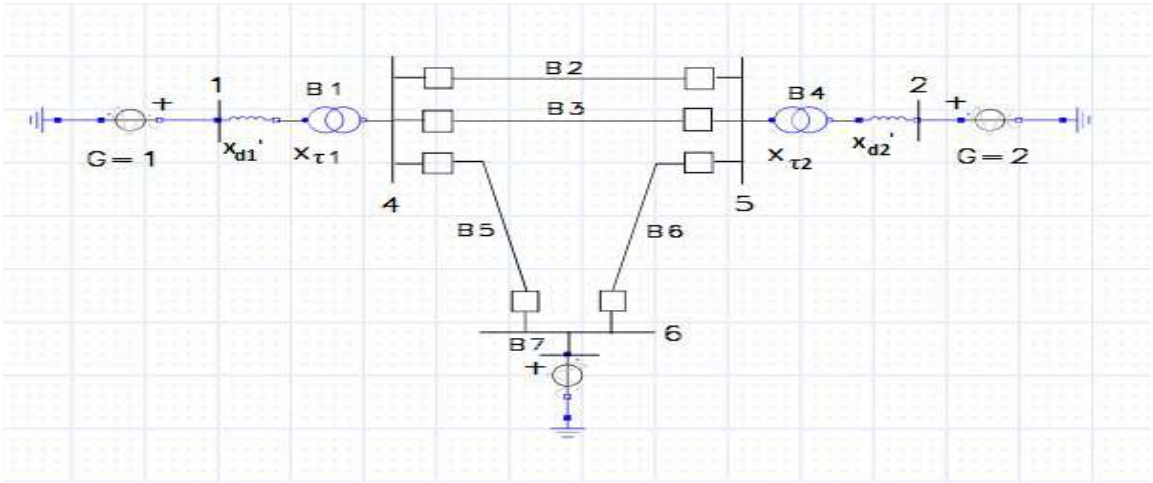


Figure A.1 : le réseau avant le défaut.

Les différentes grandeurs $B_i = 1,\ldots\ldots,7$ sont données comme suit

$$B_1 = -\frac{1}{x_{d1}+x_{r1}},\ B_2 = -\frac{1}{2x_{45}},\ B_3 = -\frac{1}{2x_{45}},\ B_4 = -\frac{1}{x_{d2}+x_{r2}},$$

$$B_5 = -\frac{1}{2x_{46}}, B_6 = -\frac{1}{2x_{56}}, |B_7| \to \infty \qquad \text{(A.1)}$$

La matrice $[\bar{Y}]$ est donnée par

$$[\bar{Y}] = j\begin{bmatrix} B_1 & 0 & 0 & -B_1 & 0 & 0 \\ 0 & B_4 & 0 & 0 & -B_4 & 0 \\ 0 & 0 & B_7 & 0 & 0 & -B_7 \\ -B_1 & 0 & 0 & (B_1+B_2+B_3+B_5) & -(B_2+B_3) & -B_5 \\ 0 & -B_4 & 0 & -(B_2+B_3) & (B_2+B_3+B_4+B_6) & -B_6 \\ 0 & 0 & -B_7 & -B_5 & -B_6 & (B_5+B_6+B_7) \end{bmatrix} \qquad \text{(A.2)}$$

Décomposons la matrice $[\bar{Y}]$ en $[\bar{Y}_{GG}], [\bar{Y}_{GL}], [\bar{Y}_{LG}]$ et $[\bar{Y}_{LL}]$

$$[\bar{Y}_{GG}] = j\begin{bmatrix} B_1 & 0 & 0 \\ 0 & B_4 & 0 \\ 0 & 0 & B_7 \end{bmatrix} \qquad \text{(A.3)}$$

$$[\bar{Y}_{GL}] = -j\begin{bmatrix} B_1 & 0 & 0 \\ 0 & B_4 & 0 \\ 0 & 0 & B_7 \end{bmatrix} \qquad \text{(A.4)}$$

$$\left[\bar{Y}_{LG}\right] = -j\begin{bmatrix} B_1 & 0 & 0 \\ 0 & B_4 & 0 \\ 0 & 0 & B_7 \end{bmatrix} \tag{A.5}$$

$$\left[\bar{Y}_{LL}\right] = -j\begin{bmatrix} (B_1+B_2+B_3+B_5) & -(B_2+B_3) & -B_5 \\ -(B_2+B_3) & (B_2+B_3+B_4+B_6) & -B_6 \\ -B_5 & -B_6 & (B_5+B_6+B_7) \end{bmatrix} \tag{A.6}$$

Utilisant la formule

$$\left[\bar{Y}_r\right] = \left[\bar{Y}_{GG}\right] - \left[\bar{Y}_{GL}\right].\left[\bar{Y}_{LL}\right]^{-1}.\left[\bar{Y}_{LG}\right] \tag{A.7}$$

Nous pouvons tirer

$$\left[\bar{Y}_r\right] = j\begin{bmatrix} -0.7708 & 0.1788 & 0.5919 \\ 0.1788 & -0.7428 & 0.5640 \\ 0.5919 & 0.5640 & ---- \end{bmatrix} \tag{A.8}$$

En fait, la dernière ligne n'est pas nécessaire, car nous nous intéressant seulement aux machines G1 et G2.

- **Pendant le défaut**

La figure ci-après montre le réseau pendant le défaut.

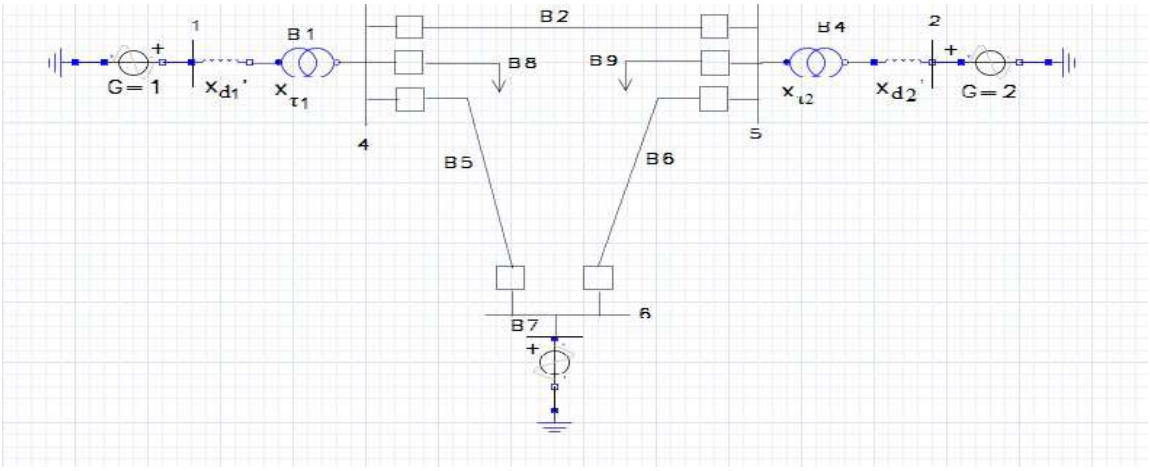


Figure A.2 : le réseau pendant le défaut

Nous avons les relations suivantes

$$B_8 = \frac{B_3}{0.2},\ B_9 = \frac{B_3}{0.8} \tag{A.9}$$

Dans la matrice $\left[\bar{Y}\right]$ précédente, nous changeons les éléments suivants

$$\begin{cases} y_{44} = j\left(B_1 + B_2 + B_5 + B_8\right) \\ y_{45} = -jB_2 \\ y_{54} = -jB_2 \\ y_{55} = j\left(B_2 + B_9 + B_4 + B_6\right) \end{cases} \quad (A.10)$$

La colonne donne

$$\left[\bar{Y}_r\right] = j\begin{bmatrix} -1.0233 & 0.0424 & 0.2502 \\ 0.0424 & -0.8166 & 0.3793 \\ 0.2502 & 0.3793 & ---- \end{bmatrix} \quad (A.11)$$

- **Après le défaut (ouverture de la ligne).**

La figure ci-après montre le réseau après le défaut

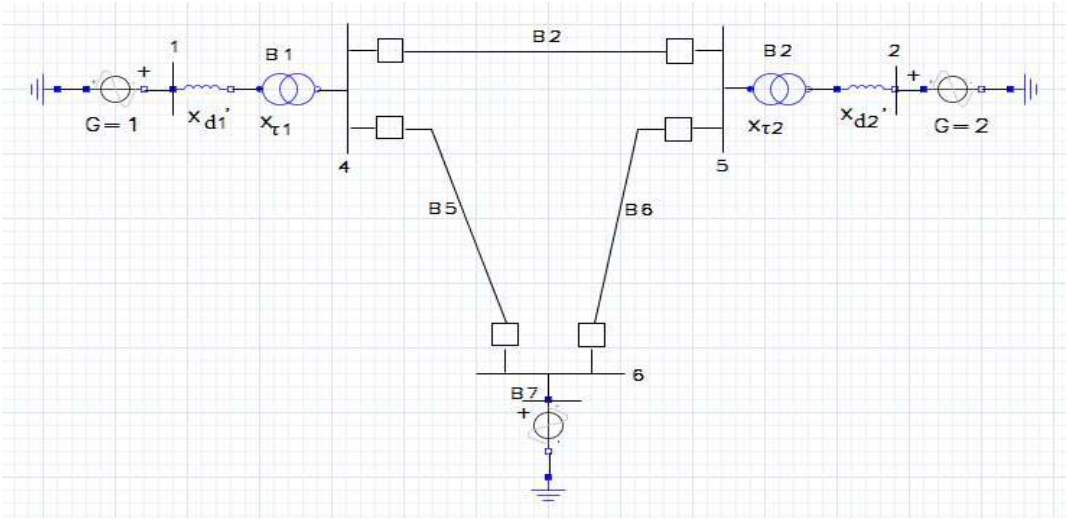


Figure A.3 : le réseau après le défaut

Dans la matrice $\left[\bar{Y}\right]$ précédente, nous changeons les éléments suivant

$$\begin{cases} y_{44} = j\left(B_1 + B_2 + B_5\right) \\ y_{45} = -jB_2 \\ y_{54} = -jB_2 \\ y_{55} = j\left(B_2 + B_4 + B_6\right) \end{cases} \quad (A.12)$$

Le calcule donne

$$\left[\bar{Y}_r\right] = j\begin{bmatrix} -0.7126 & 0.1235 & 0.5891 \\ 0.1235 & -0.6902 & 0.5667 \\ 0.5891 & 0.5667 & ---- \end{bmatrix} \quad (A.13)$$