



École Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Génie Électrique

Spécialité : Automatique

Présentée par :

ABBADI AMEL

Magister en Systèmes et Commandes Électromécaniques

Intitulé

Investigation sur les Techniques de Commandes Décentralisées Appliquées aux Réseaux Électriques Multi-machines

Soutenu publiquement le **11/ 12/ 2013** devant le jury composé de :

Président :	BOUDJEMA Farès	Professeur, ENP
Rapporteurs :	BOUKHETALA Djamel NEZLI Lazhari	Professeur, ENP Professeur, ENP
Examineurs :	HELLAL AbdelHafid BARAZANE Linda GROUNI Said	Professeur, U.A.T. Laghouat Professeur, USTHB Maître de conférences, UMBB
Invitée :	AMOROUAYACHE Meriem	Docteur, Chargée de mission auprès de l'opérateur système SONELGAZ

ENP 2013

REMERCIEMENTS

*Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur **Djamel Boukhetala**, directeur de thèse et professeur à l'ENP. Je le remercie très sincèrement pour son soutien, pour la confiance qu'il m'a accordée, pour son regard avisé sur mes travaux ainsi que pour la patience inouïe qu'il m'a témoignée tout au long de l'élaboration de ce travail. Nos discussions stimulantes ont beaucoup contribué à la clarification des notions ainsi qu'à la bonne présentation de ce mémoire. Qu'il reçoive l'expression de ma très grande reconnaissance.*

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur **Lazhari Nezli**, mon co-directeur de thèse et professeur à l'ENP, pour ses discussions enrichissantes, ses conseils éclairés qui m'ont permis d'améliorer ce mémoire de thèse, mais c'est surtout pour ses encouragements et pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ces années. Qu'il trouve en cette thèse le témoignage de toute ma gratitude.*

*Mes vifs remerciements sont adressés à Monsieur **Fares Boudjema**, professeur à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur d'accepter la présidence du jury de cette thèse.*

*Que Monsieur **AbdelHafid Hellal**, professeur à U.A.T. Laghouat soit vivement remercié pour avoir accepté de m'honorer par sa présence dans ce jury.*

*Je tiens à remercier également Madame **Linda Barazane**, professeur à l'USTHB, pour l'intérêt qu'elle manifeste à ce travail en acceptant de participer à ce jury de thèse.*

*Je remercie très sincèrement Monsieur **Said Grouni**, Maître de conférences à UMBB, d'avoir accepté de consacrer de son temps à l'examen de ce travail.*

*J'exprime mes remerciements à Madame **Meriem Amorouayache**, Docteur, chargée de mission auprès de l'opérateur système Sonalgaz pour avoir accepté de siéger dans ce jury.*

*Je ne saurais oublier de remercier vivement mes professeurs, monsieur **Mohand-Oulhadj Mahmoudi**, professeur à l'ENP. Monsieur **Mohamed Tadjine**, professeur à l'ENP pour sa sympathie et sa gentillesse. Mes remerciements les plus sincères vont également à monsieur **Mohamed Seghir Boucherit**, professeur à l'ENP pour ses conseils, ses encouragements mais c'est surtout pour sa bonté inégalable.*

*Mes remerciements les plus vifs et sincères à ma collègue doctorante et amie **Fethia hamidia** pour son soutien permanent.*

Un grand merci à mes parents et à toute ma famille qui m'ont toujours encouragé à poursuivre mes études. Qu'ils trouvent en cette thèse le modeste témoignage de ma grande reconnaissance et ma plus profonde gratitude.

Je tiens à saluer et remercier toutes les personnes qui de près ou de loin ont apporté leur contribution à l'achèvement de cette thèse de doctorat.

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 وتقنيات متطورة وحديثة. نظرا لصعوبة النمذجة الرياضية وتخليق قوانين التحكم الآلي للشبكات الكهربائية متعددة الماكينات التي تعتبر معقدة للغاية وغير خطية، نقترح في البداية استخدام مفهوم متعدد النماذج حيث طورنا نظامين للتحكم، الأول مبني على تقنية التحكم الضبابي PDC، والثاني يستعمل التحكم الضبابي type-2 ذو المجال الزمني. لاستنتاج هذه القوانين استعملت طريقة Lyapunov لحساب مصفوفات ردود الأفعال المرورية التي تستوفي شروط الاستقرار حيث صيغت الاشكالية ليتمكن حلها باستخدام طريقة LMI. من جهة ثانية، نقترح عدة أنظمة تحكم تكيفية إنزلاقية منفصلة، منظم عصبوني تكيفي منزلق و منفصل، منظم عصبوني ضبابي تكيفي منزلق و منفصل، منظم ضبابي تكيفي منزلق و منفصل type-1 ثم منظم ضبابي تكيفي منزلق و منفصل type-2 ذو المجال الزمني. تعطي في كل حالة نتائج المحاكاة العددية من أجل تقييم مدى فعالية كل طريقة مقترحة.

كلمات مفاتيح: الشبكة الكهربائية متعددة الماكينات ، تحكم لامركزي ، التحكم الضبابي PDC ،وحدة التحكم الضبابي type-2، المنظم المنزلق المنفصل، المنظم الضبابي التكيفي المنزلق و المنفصل type-1، المنظم الضبابي التكيفي المنزلق و المنفصل type-2 ذو المجال الزمني .

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 are proposed. First, 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. As a second approach, several adaptive control schemes based on the decoupled sliding mode control are proposed, in particular: decoupled neural sliding mode controller, decoupled neuro-fuzzy sliding mode controller, *decoupled* adaptive type-1 fuzzy sliding mode controller and decoupled adaptive interval type-2 fuzzy sliding mode controller. Simulation results are performed to highlight the performances of each proposed controller.

Keywords: Multi-machine power system, decentralized control, PDC Controller, fuzzy controller type-2, decoupled sliding mode controller, *decoupled* adaptive type-1 fuzzy sliding mode controller, decoupled adaptive interval type-2 fuzzy sliding mode controller.

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse 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 tâches très difficile. Ainsi, dans un premier lieu, nous nous sommes intéressés à la conception de lois de commande basées sur la notion du multi-modèle. Le régulateur flou PDC 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 les 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. Dans un second lieu, plusieurs schémas de commande adaptative à base de mode glissant découplé sont proposés: le régulateur adaptatif neuronal par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif neuro-flou par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé et le régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé. Des résultats de simulation sont obtenus afin d'évaluer les performances de chaque technique proposée.

Mots clés : Réseau électrique multi-machine, commande décentralisée, commande PDC, commande floue type-2, commande par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE 1 LES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES MODÉLISATION ET STABILITÉ	
1.1 INTRODUCTION	4
1.2 PRÉSENTAION GÉNÉRALE	5
1.3 MODÉLISATION	5
1.3.1 Modèle du générateur	5
1.3.1.1 <i>Équations électriques</i>	6
1.3.1.2 <i>Équation mécanique</i>	11
1.3.2 Lignes de transmission	12
1.3.2.1 <i>Le repère D-Q</i>	12
1.3.2.2 <i>Calcul de la matrice admittance</i>	13
1.3.2.3 <i>Calcul de la matrice admittance réduite</i>	13
1.3.2.4 <i>Calcul des courants</i>	14
1.4 TECHNIQUE DE LA LINÉARISATION DIRECTE	15
1.5 STABILITÉ DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES	17
1.5.1 La stabilité angulaire	18
1.5.1.1 <i>La stabilité dynamique</i>	18
1.5.1.2 <i>Stabilité transitoire</i>	18
1.5.1.3 <i>La stabilité statique</i>	19
1.5.2 La stabilité de tension	19
1.5.3 La stabilité de fréquence	20
1.6 CONCLUSION	20
CHAPITRE 2 LES RÉSEAUX DE NEURONES ET LA LOGIQUE FLOUE	
2.1 INTRODUCTION	22
2.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES RÉSEAUX DE NEURONES	23
2.2.1 Le neurone biologique	23
2.2.2 Le neurone formel	24
2.2.3 Modélisation d'un neurone formel	24
2.2.3.1 <i>Les entrées</i>	25
2.2.3.2 <i>Fonction d'activation</i>	25
2.2.3.3 <i>Fonction de sortie</i>	26
2.2.4 Réseau perceptron multicouches	27
2.2.5 Apprentissage	28
2.2.6 Algorithme de rétro-propagation du gradient	28
2.3 GÉNÉRALITÉS SUR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-1	31
2.3.1 Commande par logique floue	32
2.3.2 Description générale d'un régulateur flou	32
2.4 GÉNÉRALITÉS SUR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2	36
2.4.1 Concept du flou type-2	36
2.4.2 Ensemble flou type-2	37
2.4.3 Types d'ensemble flous type-2	37
2.4.4 Empreinte d'incertitude	38
2.4.5 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure	38

2.4.6	Systèmes flous type-2	40
2.5	CONCLUSION	45
CHAPITRE 3		
COMMANDES FLOUES		
MULTI-MODELES		
3.1	INTRODUCTION	46
3.2	CONSTRUCTION D'UN MODÈLE FLOU TAKAGI-SUGENO	47
3.3	CONCEPTION DU RÉGULATEUR FLOU PAR APPROCHE PDC	51
3.3.1	Les Critères de conception	52
3.3.1.1	<i>Stabilisation</i>	52
3.3.1.2	<i>Placement de pôles</i>	54
3.3.2	Application de la commande floue type-1 (PDC) à un réseau électrique multi-machine	55
3.3.2.1	<i>Le modèle équivalent T-S du système multi-machine</i>	55
3.3.2.2	<i>Conception de la commande PDC</i>	56
3.3.2.3	<i>Simulations</i>	57
3.3.2.4	<i>Analyse des résultats des simulations</i>	68
3.4	LA COMMANDE FLOUE TYPE-2 INTERVALLE	68
3.4.1	Conception du régulateur flou type-2 intervalle	69
3.4.2	Système flou Takagi-Sugeno de type-2 intervalle	70
3.4.3	Les Critères de conception	71
3.4.3.1	<i>Stabilisation</i>	71
3.4.3.2	<i>Placement de pôles</i>	73
3.4.4	Application de la commande floue de Takagi-Sugeno type-2 intervalle au réseau électrique multi-machine	74
3.4.4.1	<i>Conception de la commande</i>	74
3.4.4.2	<i>Simulations</i>	75
3.4.4.3	<i>Analyse des résultats des simulations</i>	83
3.5	ÉTUDE COMPARATIVE	83
3.6	CONCLUSION	86
CHAPITRE 4		
COMMANDES ADAPTATIVES		
PAR MODES GLISSANTS DÉCOUPLÉS		
4.1	INTRODUCTION	87
4.2	LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	87
4.2.1	Conception de la commande par mode glissant	88
4.2.1.1	<i>Choix de la surface de glissement</i>	88
4.2.1.2	<i>Conditions de convergence et d'existence</i>	89
4.2.1.3	<i>Calcul de la commande par mode glissant</i>	90
4.3	LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ	91
4.3.1	Formulation du problème	91
4.3.2	Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur par mode glissant découplé	93
4.3.2.1	<i>Simulations</i>	94
4.3.2.2	<i>Analyse des résultats des simulations</i>	98
4.4	LA COMMANDE NEURO-FLOU ADAPTATIVE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ	98
4.4.1	Calcul de la commande équivalente	98
4.4.2	Calcul de la commande discontinue	100
4.4.3	Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur neuro-flou adaptatif par mode glissant découplé	102
4.4.3.1	<i>Simulations</i>	103

4.4.3.2	<i>Analyse des résultats des simulations</i>	111
4.5	LA COMMANDE NEURONALE ADAPTATIVE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ	111
4.5.1	Calcul de la commande discontinue	111
4.5.2	Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur neuronal adaptatif par mode glissant découplé	112
4.5.2.1	<i>Simulations</i>	113
4.5.2.2	<i>Analyse des résultats des simulations</i>	121
4.6	LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE TYPE-1 PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ	121
4.6.1	Synthèse de la loi de Commande	121
4.6.2	Stabilité et lois d'adaptation du régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé	122
4.6.3	Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé	126
4.6.3.1	<i>Simulations</i>	127
4.6.3.2	<i>Analyse des résultats des simulations</i>	135
4.7	LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE TYPE-2 INTERVALLE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ	135
4.7.1	Synthèse de la loi de Commande	135
4.7.2	Stabilité et lois d'adaptation du régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé	137
4.7.3	Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé	139
4.7.3.1	<i>Simulations</i>	140
4.7.3.2	<i>Analyse des résultats de simulations</i>	148
4.8	ÉTUDE COMPARATIVE	148
4.9	CONCLUSION	151
	CONCLUSION GÉNÉRALE	153
ANNEXES		
A.	PARAMÈTRES DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE À DEUX MACHINES	156
B.	PARAMÈTRES DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE À TROIS MACHINES	160
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	163

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Schéma représentatif d'un réseau électrique multi-machine	5
Figure 1.2	Représentation de la machine synchrone	7
Figure 1.3	Représentation bipolaire de la machine synchrone	7
Figure 1.4	Les repères ($d-q$) et ($D-Q$).	12
Figure 2.1	Le neurone biologique	23
Figure 2.2	Le neurone formel	24
Figure 2.3	Formes usuelles des fonctions d'activation	27
Figure 2.4	Réseau de neurones multicouches	28
Figure 2.5	Perceptron à une couche cachée	29
Figure 2.6	Schéma général d'un régulateur flou type-1	33
Figure 2.7	Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien	37
Figure 2.8	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 $x = 4$.	49
Figure 2.9	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 $x = 4$.	40
Figure 2.10	Structure d'un système flou type-2	40
Figure 3.1	Principe de la commande PDC	51
Figure 3.2	Région disque (D_{qr}) pour l'emplacement des pôles	55
Figure 3.3	Topologie du réseau électrique à deux machines utilisé	57
Figure 3.4	Topologie du réseau électrique à trois machines utilisé	58
Figure 3.5	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1 ^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$	61
Figure 3.6	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.	62
Figure 3.7	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3 ^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45}=x_{46}=x_{56}=0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.	63
Figure 3.8	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.	64
Figure 3.9	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef1=0$ à $t=4s$.	65
Figure 3.10	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef2=0$ à $t=4s$.	66
Figure 3.11	Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef3=0$ à $t=4s$.	67
Figure 3.12	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1 ^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$	76
Figure 3.13	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.	77
Figure 3.14	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines :	78

	Réponse du système pour le 3 ^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45}=x_{46}=x_{56}=0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.	
Figure 3.15	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.	79
Figure 3.16	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef1=0$ à $t=4s$.	80
Figure 3.17	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef2=0$ à $t=4s$.	81
Figure 3.18	Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef3=0$ à $t=4s$.	82
Figure 4.1	Attractivité de la surface de glissement	90
Figure 4.2	Régulateur MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.	95
Figure 4.3	Régulateur MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.	96
Figure 4.4	Régulateur MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef1=0$ à $t=4s$.	97
Figure 4.5	La structure de NN1 pour l'estimation de la commande équivalente	99
Figure 4.6	Représentation des sous ensembles flous $T(S_j)$ et $T(u_{fz})$	100
Figure 4.7	Résultat de l'inférence des règles floues	101
Figure 4.8	La structure de NN1 pour le calcul de la commande équivalente	102
Figure 4.9	Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1 ^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$	104
Figure 4.10	Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.	105
Figure 4.11	Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3 ^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45}=x_{46}=x_{56}=0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.	106
Figure 4.12	Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.	107
Figure 4.13	Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef1=0$ à $t=4s$.	108
Figure 4.14	Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef2=0$ à $t=4s$.	109
Figure 4.15	Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef3=0$ à $t=4s$.	110
Figure 4.16	La structure de NN2 pour l'estimation calcul de la commande discontinue	111
Figure 4.17	La structure de NN2 pour le calcul de la commande discontinue	113
Figure 4.18	Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1 ^{er} cas, défaut momentané puis un défaut	114

	permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$	
Figure 4.19	Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.	115
Figure 4.20	Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3 ^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45}=x_{46}=x_{56}=0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.	116
Figure 4.21	Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.	117
Figure 4.22	Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef1=0$ à $t=4s$.	118
Figure 4.23	Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef2=0$ à $t=4s$.	119
Figure 4.24	Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef3=0$ à $t=4s$.	120
Figure 4.25	Représentation des sous ensemble flous, $T(S_1)$ et $T(u_{fz})$	124
Figure 4.26	Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1 ^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$	128
Figure 4.27	Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.	129
Figure 4.28	Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3 ^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45}=x_{46}=x_{56}=0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.	130
Figure 4.29	Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.	131
Figure 4.30	Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef1=0$ à $t=4s$.	132
Figure 4.31	Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef2=0$ à $t=4s$.	133
Figure 4.32	Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef3=0$ à $t=4s$.	134
Figure 4.33	Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1 ^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$	141
Figure 4.34	Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.	142
Figure 4.35	Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3 ^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45}=x_{46}=x_{56}=0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.	143
Figure 4.36	Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2 ^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est	144

	localisé à $\lambda=0.2$.	
Figure 4.37	Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef1=0$ à $t=4s$.	145
Figure 4.38	Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef2=0$ à $t=4s$.	146
Figure 4.39	Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $Ef3=0$ à $t=4s$.	147

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel	25
Tableau 2.2	Significations de $y_l^j, y_r^j, \underline{f}^j, \overline{f}^j$ et M	42
Tableau 3.1	Les paramètres de réglage des régulateurs flous type 2 intervalle	75
Tableau 3.2	Réseau à 2 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la stabilité transitoire</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	84
Tableau 3.3	Réseau à 3 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la stabilité transitoire</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	84
Tableau 3.4	Réseau à 2 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la régulation de la tension</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	85
Tableau 3.5	Réseau à 3 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la régulation de la tension</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	85
Tableau 4.1	Coefficients de réglage de la commande adaptative floue type-1 intervalle par mode glissant découplé.	127
Tableau 4.2	Coefficients de réglage de la commande adaptative floue type-2 intervalle par mode glissant découplé.	140
Tableau 4.3	Réseau à 2 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la stabilité transitoire</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	149
Tableau 4.4	Réseau à 3 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la stabilité transitoire</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	149
Tableau 4.5	Réseau à 2 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la régulation de la tension</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	150
Tableau 4.6	Réseau à 3 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l' <i>évaluation de la régulation de la tension</i> pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)	150

NOTATIONS UTILISÉES

A	Matrice d'état
A	Ensembles flous type 1
\tilde{A}	Ensembles flous type 2
B	Matrice de commande et d'observation
\mathcal{B}	Ensembles flous type 1
$\tilde{\mathcal{B}}$	Ensembles flous type 2
B_{kj}	La susceptance de l'élément k-j de la matrice admittance ;
$b(\mathbf{x}, t)$	Fonction non linéaire
b_i	Seuil interne du neurone i
C	Matrice d'observation
\tilde{C}	Ensembles flous type 2
D	Coefficient d'amortissement du générateur, en p.u.
V	Région du plan complexe déterminée par la résolution d'un problème d'optimisation convexe LMI
$d_i(t)$	La $i^{\text{ème}}$ sortie désirée du réseau de neurone à l'instant t.
E'_d et E'_q	la f.e.m. derrière la réactance transitoire selon les axes d et q;
e	L'écart de la variable à réguler
$\mathcal{F}(z(t))$	La matrice de fonction
$f_{ij}(z(t))$	Le (i, j) élément de la matrice $\mathcal{F}(z(t))$
f_0	La fréquence de base
$f(\mathbf{x}, t)$	Fonction non linéaire
$f_1(t)$ et $f_2(t)$	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),
$h_i(z(t))$	La fonction d'activation de la $i^{\text{ème}}$ règle
\bar{I}_n et \bar{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 et Q ;
i_d et i_q	Composante du courant sur l'axe d et q ;
J	Fonction du cout
K	Vecteur des gains de retour d'état
K_u, K	Coefficients constants positives
k	Coefficient constant induit par la transformation de Park, $k=(3/2)^{1/2}$.
k_c	Coefficient constant
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 et L_Q	Les inductances propres des enroulements d, q, f, D et Q ;
\dot{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 mutuelle entre les enroulements statoriques et les enroulements rotoriques f, D et Q ;
$M_{u_{eq}}$	constante positive
m	Moyenne d'une fonction Gaussienne
m	Paramètre de conception de la commande floue T-S Type-2 intervalle
n	Paramètre de conception de la commande floue T-S Type-2 intervalle

O_i	La sortie du neurone i
P	Matrice
P	Matrice
P_e	Puissance électrique générée, en p.u.
P_m	Puissance mécanique fourni par la turbine, en p.u.
Q	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 statorique d et q
r	Le degré relatif
r	rayon d'un disque
S	Surface de glissement
T	Matrice
T_{do}'	La constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert ;
U_i	La somme pondérée des entrées du neurone i
u_{eq}	La commande équivalente
u_n	La commande discontinue
\bar{V}_n et \bar{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 aux bornes des enroulements d, q et f;
V_{td} et V_{tq}	Les composantes directe et en quadrature de la tension terminale V_t
$V(\mathbf{x}(t))$	Fonction de Lyapunov
\underline{W}_i et \bar{W}_i	Les poids inférieure et supérieure de la i^{eme} règle
w_{ij}	Le poids de la connexion reliant l'entrée ou le neurone j au neurone i
$\mathbf{x}(t)$	Vecteur d'état
x	Variable d'état
X	Univers de discours
x_d'	réactance transitoire sur l'axe d ;
x_{ad}	Réactance mutuelle entre l'enroulement statorique et l'enroulement d'excitation
\bar{Y}	Matrice d'admittance
$\mathbf{y}(t)$	Vecteur de sortie
$\mathbf{z}(t)$	Vecteur des variables des prémisses
\mathcal{Z}	Signal intermédiaire
α_i	la sensibilité du critère de performance aux changements du potentiel U_i' du neurone i
β	Constante positive
γ	Constante positive
δ	L'angle électrique du rotor, en rad.
ε	Erreur d'approximation minimale
ζ	Coefficient d'amortissement
$\boldsymbol{\eta}(t)$	Vecteur des entrées et d'états
η	Taux d'apprentissage
$\boldsymbol{\theta}$	vecteur des paramètres ajustables
$\boldsymbol{\theta}^*$	vecteur des paramètres optimaux
λ	Constante positive
μ	Degré d'appartenance

$\underline{\mu}, \bar{\mu}$	fonction d'appartenance inférieure et supérieure d'un ensemble flou type-2
μ_2, μ_1	Constantes positives
$\xi(x)$	Le vecteur des fonctions de base floues
ρ	Constante positive
σ	Écart-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 et Q ;
Φ	Bande de transition autour de la surface de glissement
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

ABRÉVIATIONS SIGLES ET ACRONYMES

AF T1 MGD	Adaptatif Flou par Mode Glissant Découplé
AF T2I MGD	Adaptatif Flou Type 2 Intervalle par Mode Glissant Découplé
CIGRE	Conseil International des Grands Réseaux Électriques
FBF	Fonction de Base Floue
FOU	Foot print Of Uncertainty
IAE	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)
N A MGD	Neuronal Adaptatif par Mode Glissant Découplé
N-FA MGD	Neuro-Flou Adaptatif par Mode Glissant Découplé
PDC	Parallel Distributed Compensation (Compensation parallèle distribué)
PSS	Power System Stabilizer
T-S T2I	Takagi-Sugeno Type 2 Intervalle

INTRODUCTION 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 entraîner une dégradation significative de leurs performances [1]. En outre, les réseaux électriques sont souvent sujets à divers perturbations telles que les courts-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 électrique 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.

Durant les dernières décennies, une nouvelle structure de commande a été proposée. Cette technique consiste à décomposer le système en plusieurs sous systèmes interconnectés qui peuvent être géographiquement éloignés. Chaque sous système est commandé par une station de commande locale n'utilisant que les variables disponibles localement afin de répondre aux spécifications technologiques du système global. Ceci caractérise la commande décentralisée [6-10] qui s'adapte parfaitement pour la conduite des réseaux électriques interconnectés. Le travail présenté dans cette thèse rentre dans ce cadre. Ainsi, la structure de commande décentralisée a été adoptée en utilisant les techniques de synthèse de l'automatique moderne.

Le problème de conception de régulateurs non-linéaires décentralisés pour assurer la stabilité transitoire des réseaux électriques multi-machines a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [2], [9-11]. Les performances de ces régulateurs sont évidemment très limitées du fait que, lors de la présence d'un défaut, la tension post-défaut varie considérablement par rapport à la tension pré-défaut étant donné que l'expression de la tension terminale d'un générateur dépend explicitement et très fortement des variables d'état des autres générateurs du réseau multi-machine. Zhu et *al.* [12] ont développé un régulateur robuste. Ce dernier présente des performances fortes intéressantes pour la régulation de la tension et le maintien de la stabilité transitoire. Des stratégies de commande se basant sur la commutation entre deux lois de commande dont l'une assure la stabilité transitoire et l'autre la régulation de la tension ont été également proposées [13-14]. Les performances du système dépendent essentiellement de la sélection du temps de commutation qui devrait être déterminée par essai

et erreur [13] ou encore par des systèmes flous et de certains indicateurs de sensibilité [14]. Par ailleurs, Roosta et *al.* [15] ont proposé une commande de type backstepping pour assurer la stabilité transitoire et réguler la tension. La durée et l'emplacement du défaut limite amplement l'efficacité de la solution adoptée.

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) et les modes glissants. Ces approches ont été appliquées avec succès sur un grand nombre de systèmes physiques [16-19]. 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 type-2 en se basant sur la seconde méthode de Lyapunov. Les conditions de la stabilité sont formulées sous forme d'inégalités matricielles linéaires. En outre, et comme la commande par mode glissant fait partie des techniques dédiées principalement aux systèmes non-linéaires, nous proposons des lois de commande par mode de glissement décentralisées. Dans chaque station de commande, la régulation de la tension et le maintien de la stabilité transitoire sont assurés en utilisant deux surfaces de glissement disjointes.

Les régulateurs sont proposés dans l'objectif de préserver les performances du système indépendamment des points de fonctionnement du système et des défauts. Les critères de performance en question portent essentiellement sur la stabilité en boucle fermée, l'erreur sur la tension et la déviation de la vitesse des générateurs par rapport à la vitesse du synchronisme en régime transitoire et permanent, ainsi que l'amortissement des oscillations.

Le travail présenté dans cette thèse est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons élaboré un 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 quelques notions de base sur les réseaux de neurones ainsi que le concept des systèmes flous (type-1 et type-2). Nous 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 électrique. La commande utilisée classiquement pour cette famille de modèles 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 basée sur le concept de faisabilité des inégalités matricielles linéaires (LMI : **Linear Matrix Inequality**). Des résultats de simulations suivis d'une comparaison sont présentés afin d'évaluer les performances des approches proposées.

Dans le quatrième chapitre, plusieurs commandes adaptatives par modes glissants sont synthétisées afin de remédier aux inconvénients liés à l'utilisation de la commande par mode de glissement, à savoir : le phénomène de chattering et la nécessité d'avoir des informations précises sur l'évolution du système. Un régulateur neuro-flou et un régulateur neuronal sont synthétisés. Des lois de commande adaptatives floues par mode glissant utilisant un système flou de type-1 et de type-2 sont également présentées dans ce chapitre. Le régulateur flou type-2 intervalle est utilisé pour prendre en compte certaines incertitudes sur les règles floues qu'un système flou de type-1 ne peut prendre en considération. La stabilité globale du système bouclé est étudiée à l'aide de la théorie de Lyapunov. Des résultats de simulation avec une étude comparative sont présentés pour illustrer 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

LES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES MODÉLISATION ET STABILITÉ

LES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES MODÉLISATION ET STABILITÉ

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 entraîne la perte de la stabilité du réseau.

La stabilité est considérée comme l'un des trois grands axes d'étude des réseaux électriques. 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 continue : charges, puissance de génération, topologie du réseau,.... Dans la plupart des cas, le réseau électrique est caractérisé par plusieurs sous-systèmes géographiquement éloignés. Les éléments constituant un réseau électrique sont en général:

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

Étant donné que le réseau électrique est un système dynamique décrit généralement par un modèle mathématique non linéaire complexe et de dimension élevée, 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 qualitatif et quantitatif et la simplicité de mise en oeuvre de lois de commandes stabilisantes. À cette fin, nous allons étudier, dans ce premier chapitre, la modélisation et la stabilité du réseau 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 comportant ' n ' générateurs et ' r ' charges. Les générateurs sont représentés par des tensions et des impédances internes, connectés aux lignes de transmission par des noeuds dits "noeuds 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 noeuds dits "noeuds de charges".

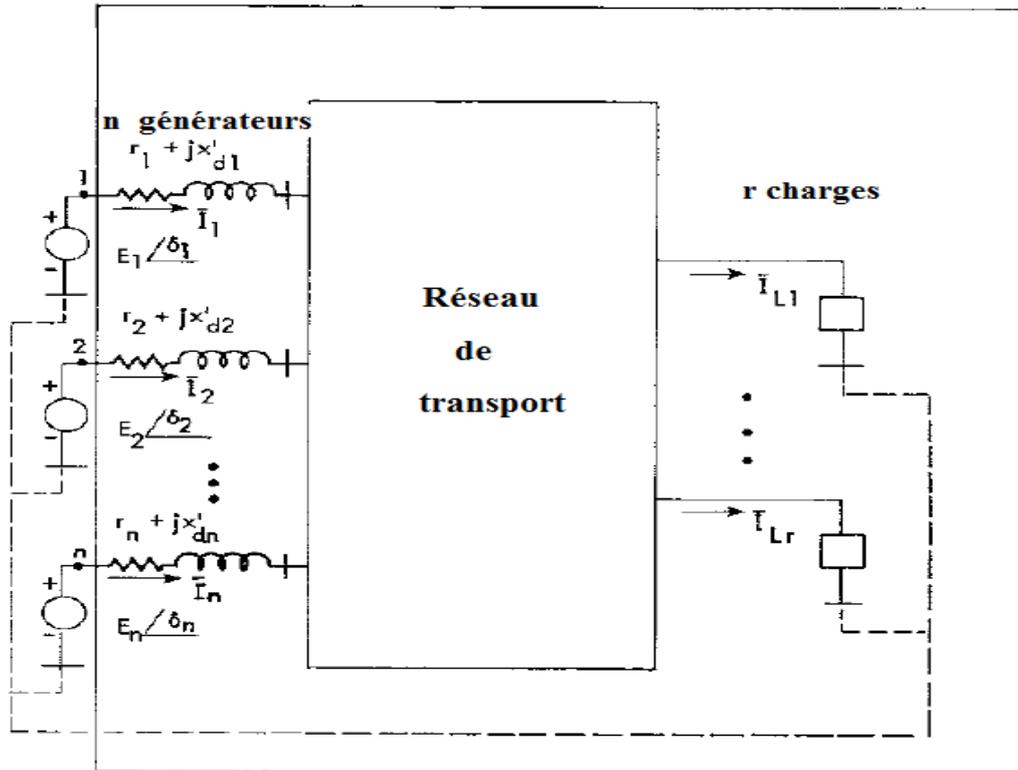


Figure. 1.1 Schéma représentatif d'un réseau électrique multi-machine [20]

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 égale 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 et à celle du champ statorique. 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 et discuterons 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 noté *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 [21].

Le système d'équations de tension de la machine synchrone est obtenu par l'application de la relation fondamentale :

$$\mathbf{V} = -\mathbf{R} \mathbf{i} - \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} \quad (1.1)$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= [v_a \quad v_b \quad v_c \quad -v_f \quad -v_D \quad -v_Q]^T \\ \text{diag } \mathbf{R} &= [r_s \quad r_s \quad r_s \quad r_f \quad r_D \quad r_Q] \\ \mathbf{i} &= [i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_f \quad i_D \quad i_Q]^T \\ \boldsymbol{\Psi} &= [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c \quad \psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q]^T \end{aligned} \quad (1.2)$$

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 $\boldsymbol{\Psi}$ s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{L}(\theta) \mathbf{i} \quad (1.3)$$

Si l'expression de $\boldsymbol{\Psi}$ est remplacé dans (1.1), on trouve que :

$$\mathbf{V} = -\mathbf{R} \mathbf{i} - \frac{d\mathbf{L}(\theta)}{dt} \mathbf{i} - \mathbf{L}(\theta) \frac{d\mathbf{i}}{dt} \quad (1.4)$$

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

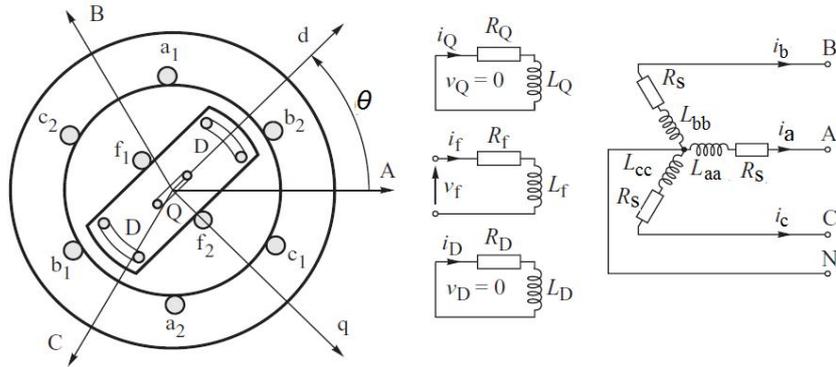


Figure 1.2 : Représentation de la machine synchrone [21]

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 enroulement d et q tournant à la vitesse rotorique, ayant pour axes magnétiques respectivement l'axe direct et l'axe en quadrature (figure (1.3)).

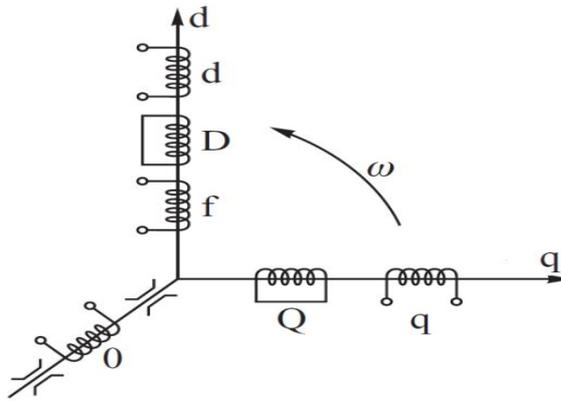


Figure 1.3 : Représentation bipolaire de la machine synchrone [21]

La transformation dans le cas des courants [22-23] :

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

En utilisant la notation matricielle nous aurons :

$$\mathbf{i}_{dgo} = \mathbf{P} \mathbf{i}_{abc} \quad (1.6)$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{dgo} &= \mathbf{P} \mathbf{V}_{abc} \\ \boldsymbol{\Psi}_{dgo} &= \mathbf{P} \boldsymbol{\Psi}_{abc} \end{aligned} \quad (1.7)$$

La transformation inverse :

$$\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{i}_{dgo} \quad (1.8)$$

avec :

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

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

L'axe homopolaire :

$$\psi_o = L_o i_o \quad (1.10)$$

L'axe direct :

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

L'axe en quadrature :

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

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_o : L'inductance homopolaire,

L_{af}, L_{aD}, L_{aQ} : Les inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique,

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

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

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

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

L'axe homopolaire :

$$V_o = -r i_o - \frac{d\psi_o}{dt} \quad (1.13)$$

L'axe direct :

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

L'axe en quadrature :

$$\begin{aligned} V_q &= -r_s i_q + \dot{\theta} \psi_d - \frac{d\psi_q}{dt} \\ V_Q &= r_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (1.15)$$

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 [20-21]:

- Les trois enroulements statoriques sont symétriques,
- Les bobines distribuées peuvent être considérées comme concentrées,
- La variation des inductances des enroulements statorique, en fonction de la position du rotor, est sinusoïdale et ne contienne 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 ($d\psi_q/dt$ et $d\psi_d/dt$) sont négligés.

C. Équation électrique

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 :

$$\begin{aligned}\psi_d &= E'_q - x'_d i_d \\ \psi_q &= -x'_q i_q\end{aligned}\quad (1.16)$$

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

x'_d : réactance transitoire sur l'axe d ; $x'_d = \omega L'_d = \omega(L_d - (L_{ad}^2/L_f))$ 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 :

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d0}}(E_f(t) - E'_q(t) - (x_d - x'_d)i_d(t))\quad (1.17)$$

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

- **Expression de la tension terminale**

Pour la composante directe, nous avons :

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

Pour la composante en quadrature, nous avons :

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

Ainsi, le module de la tension est telle que:

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

- **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 :

$$P_e(t) = E'_q(t) i_q(t) \quad (1.21)$$

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 (swing equations). 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 suivantes:

- 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'égaliser la puissance mécanique et le couple en grandeurs relatives.

Étant donné que les enroulements amortisseurs sont négligés, le couple d'amortissement produit par ces derniers est donc également négligeable. Pour tenir compte de la composante du couple négligée, un terme de compensation D (nommé aussi coefficient d'amortissement) est introduit dans l'équation du mouvement [21].

L'équation de l'angle rotorique et l'équation du mouvement peuvent être formulées comme suit [21]:

$$\begin{cases} \dot{\delta}(t) = \omega(t) - \omega_0 \\ \dot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H}(\omega(t) - \omega_0) + \frac{\omega_0}{2H}(P_m - P_e(t)) \end{cases} \quad (1.22)$$

avec :

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

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

$\omega_0 = 2\pi f_0$: 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. Afin 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 local $(d-q)_k$ lié au générateur (G_k) au repère $D-Q$ se fait par une simple transformation linéaire [23].

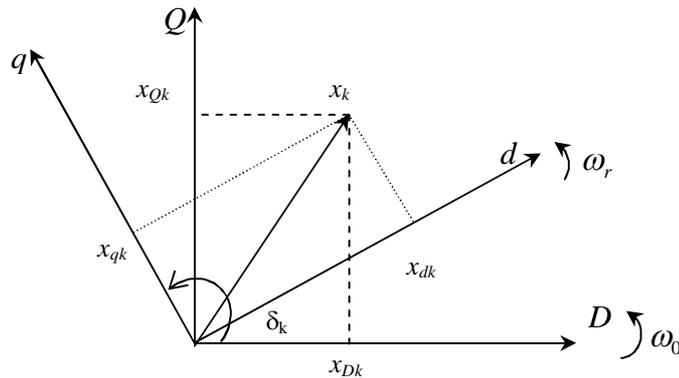


Figure 1.4 : Les repères $(d-q)$ et $(D-Q)$.

Soit \bar{x}_k une grandeur dans le repère $(d-q)_k$, nous pouvons écrire :

$$\bar{x}_{dqk} = x_{dk} + jx_{qk} \quad (1.23)$$

Cette même grandeur, dans le repère $D-Q$, peut être écrite comme suit :

$$\bar{x}_{DQk} = x_{Dk} + jx_{Qk} \quad (1.24)$$

et l'équation du passage sera :

$$\bar{x}_{DQk} = \bar{x}_{dqk} \cdot e^{j\left(\delta_k - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (1.25)$$

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

$$\bar{\mathbf{x}}_{DQ} = \mathbf{T} \cdot \bar{\mathbf{x}}_{dq} \quad (1.26)$$

avec

$$\bar{\mathbf{x}}_{dq} = \begin{bmatrix} \bar{x}_{dq1} & \dots & \bar{x}_{dqn} \end{bmatrix}^T \quad (1.27)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_{DQ} = \begin{bmatrix} \bar{x}_{DQ1} & \dots & \bar{x}_{DQn} \end{bmatrix}^T \quad (1.28)$$

et

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} e^{j\left(\delta_1 - \frac{\pi}{2}\right)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\left(\delta_2 - \frac{\pi}{2}\right)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\left(\delta_n - \frac{\pi}{2}\right)} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

1.3.2.2 Calcul de la matrice admittance

Il s'agit de trouver la relation entre les courants et les tensions des noeuds du réseau. En considérant le réseau électrique multi-machine représenté par la figure (1.1), la matrice d'admittance $\bar{\mathbf{Y}}$ est calculée suivant les étapes ci-après [20] :

- Toutes les charges sont converties en impédances (admittances) équivalentes, Ces dernières sont connectées entre les noeuds de charges et le noeud de référence,
- Des noeuds additionnels sont ajoutés pour les tensions internes des générateurs,
- Les inductances transitoires des générateurs sont connectées entre ces noeuds additionnels et les noeuds terminaux des générateurs,
- Toutes les impédances sont converties en admittances,
- Les éléments de la matrice $\bar{\mathbf{Y}}$ seront calculés comme suit :
 - Y_{ii} est la somme de toutes les admittances connectées au noeud i ,
 - Y_{ij} est l'opposé de l'admittance qui lie le noeud i et le noeud j .
- Tous les noeuds 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 noeuds dits actifs ou générateurs. Les autres noeuds sont des noeuds passifs auxquels des charges linéaires passives sont connectées. La taille du réseau électrique peut être réduite en éliminant les noeuds passifs par la méthode de Kron.

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

$$\bar{\mathbf{I}} = \bar{\mathbf{Y}} \cdot \bar{\mathbf{V}} \quad (1.30)$$

où

$$\bar{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}}_n \\ \bar{\mathbf{I}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}}_n \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

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

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}}_n \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{Y}}_{nn} & \bar{\mathbf{Y}}_{nr} \\ \bar{\mathbf{Y}}_{rn} & \bar{\mathbf{Y}}_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{V}}_n \\ \bar{\mathbf{V}}_r \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

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

$$\bar{\mathbf{I}}_n = \bar{\mathbf{Y}}_{nn} \cdot \bar{\mathbf{V}}_n + \bar{\mathbf{Y}}_{nr} \cdot \bar{\mathbf{V}}_r \quad (1.33)$$

et au niveau des noeuds des charges, nous aurons :

$$\mathbf{0} = \bar{\mathbf{Y}}_{rn} \cdot \bar{\mathbf{V}}_n + \bar{\mathbf{Y}}_{rr} \cdot \bar{\mathbf{V}}_r \quad (1.34)$$

En tirant l'expression de $\bar{\mathbf{V}}_r$ 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 noeuds des générateurs :

$$\bar{\mathbf{I}}_n = \bar{\mathbf{Y}}_r \cdot \bar{\mathbf{V}}_n \quad (1.35)$$

avec $\bar{\mathbf{Y}}_r$: La matrice réduite, elle est définie par :

$$\bar{\mathbf{Y}}_r = \bar{\mathbf{Y}}_{nn} - \bar{\mathbf{Y}}_{nr} \cdot \bar{\mathbf{Y}}_{rr}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{Y}}_{rn} \quad (1.36)$$

1.3.2.4 Calcul des courants

Les expressions du courant de la $k^{\text{ième}}$ 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 :

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

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

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

$$Y_{kj} = G_{kj} + jB_{kj} \quad (1.39)$$

où G_{kj} (respectivement B_{kj}) la conductance (respectivement la susceptance) de transfert entre le noeud k et le noeud j .

1.4 TECHNIQUE DE LA LINÉARISATION DIRECTE

Soit un réseau électrique à n générateurs, le modèle non linéaire d'ordre trois ($\dot{\delta}, \dot{\omega}, \dot{E}_q'$) du $k^{\text{ième}}$ générateur est tel que [12], [21] :

Équations mécaniques :

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

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

Équation de la dynamique électrique du générateur :

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

Équations électriques :

$$E_{qk}(t) = E_{qk}'(t) + (x_{dk} - x_{dk}')i_{dk}(t) \quad (1.43)$$

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

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

$$i_{qk}(t) = \sum_{j=1}^n E_{qj}'(t)(B_{kj} \sin \delta_{kj}(t) + G_{kj} \cos \delta_{kj}(t)) \quad (1.46)$$

$$P_{ek}(t) = E_{qk}'(t)i_{qk}(t) \quad (1.47)$$

$$Q_{ek}(t) = E_{qk}'(t)i_{dk}(t) \quad (1.48)$$

$$E_{qk}(t) = x_{adk}(t)i_{fk}(t) \quad (1.49)$$

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

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

$$V_{tk}(t) = \sqrt{V_{iqk}^2(t) + V_{idk}^2(t)} \quad (1.52)$$

avec $k=1, \dots, n$, 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 algèbro-différentielles) 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 de techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle. La technique de linéarisation directe par bouclage (Direct Feedback Linearization) est la plus utilisée en réseau électrique [12], [9-11], [24-25]. C'est une approche de conception de commande non linéaire dont l'idée principale est de transformer les dynamiques d'un système non linéaire en un système complètement ou partiellement linéaire.

Comme notre contribution dans cette thèse porte essentiellement sur la conception de régulateurs non linéaires qui sont adaptés à la nature du réseau électrique et qui peuvent assurer la stabilité transitoire et la régulation de la tension, alors il s'est avéré nécessaire de prendre en compte la tension terminale lors de la conception des lois de commande proposées.

Pour ce faire, Zhu et *al.* [12] ont proposés la loi de commande linéarisante suivante en se basant sur la technique de linéarisation directe par bouclage :

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

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:

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

où $f_{k1}(t)$ et $f_{k2}(t)$ sont des fonctions fortement non linéaires.

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

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

avec

$$\begin{aligned} \Delta \delta_k(t) &= \delta_k(t) - \delta_{i0} \\ \Delta \omega_i(t) &= \omega_k - \omega_0 \\ \Delta P_{ek}(t) &= P_{ek}(t) - P_{mk} \\ \Delta V_k(t) &= V_{tk}(t) - V_{i0k} \end{aligned} \quad (1.57)$$

La loi de commande linearisante (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 entraîner de sérieux problèmes dans leur fonctionnement, notamment au niveau des générateurs et des lignes de transmission. Ces perturbations peuvent être externes (telles que les coups de foudre) ou internes (telles que les défauts de court-circuit, les variations brusques de charge, etc.). Elles affectent les conditions de fonctionnement normal et conduisent souvent à la perte de la stabilité.

Les définitions adoptées pour les différents types de la stabilité des systèmes de puissance sont celles apportées par le groupe de travail IEEE/CIGRE [26].

Définition 1.1 [26] : *La stabilité d'un système de puissance est la capacité d'un système d'énergie électrique, pour une condition de fonctionnement initiale donnée, de retrouver le même état ou un autre état d'équilibre après avoir subi une perturbation physique, en gardant la plupart des variables du système dans leurs limites, de sorte que le système entier reste pratiquement intact.*

Communément, nous pouvons dire qu'un système est stable s'il demeure dans un état d'équilibre dans les conditions normales de fonctionnement, ou s'il retrouve un autre état d'équilibre acceptable après une perturbation quelconque. L'analyse de la stabilité d'un

système électrique consiste alors à étudier le caractère des oscillations électromécaniques des alternateurs et à maintenir le fonctionnement synchrone après l'occurrence d'un défaut.

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

Définition 1.2 [26]: *La stabilité de l'angle de rotor concerne la capacité des machines synchrones d'un système de puissance interconnecté de rester en synchronisme suite à une perturbation. Elle dépend de la capacité de maintenir/restaurer l'équilibre entre les couples électromagnétique et mécanique agissant sur le rotor de chaque machine synchrone dans le système. L'instabilité qui peut résulter se produit sous forme d'augmentation des oscillations angulaires de certains générateurs pouvant conduire à une perte du synchronisme avec d'autres générateurs.*

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

1.5.1.1 La stabilité dynamique

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

1.5.1.2 Stabilité transitoire

Définition 1.3 [26] : *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 forte amplitude et de courte durée. L'intervention des régulateurs et des automatismes du réseau est indispensable

pour rétablir la stabilité pendant la période transitoire. Dans ce cas, le problème se décrit par un système d'équations différentielles et algébriques non linéaires.

La stabilité transitoire dépend :

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

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

***Définition 1.4** [26] : La stabilité de tension, par définition, se rapporte à la capacité d'un système de puissance, pour une condition de fonctionnement initiale donnée, de maintenir des valeurs de tensions acceptables à tous les noeuds 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 noeuds.*

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

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

- une augmentation de charge.
- une panne de générateur, une perte d'une charge importante ou un déclenchement de ligne.

- une perte d'une source de puissance réactive (condensateurs, machines synchrones,...).

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

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

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

1.5.3 La stabilité de fréquence

Définition 1.5 [26] : *La stabilité de la fréquence d'un système de puissance se définit par la capacité du système à maintenir sa fréquence proche de la valeur nominale suite à une perturbation sévère menant par conséquent à un important déséquilibre, entre les puissances produites et 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'îlotage va se produire (un ou plusieurs sous réseaux se retrouvent isolés du reste du système) afin de préserver le système de puissance de l'effondrement et ainsi d'éviter de se retrouver avec un black-out.

1.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux grands axes ont été traité. Le premier a été consacré à la modélisation 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 bouclage du modèle a été adoptée 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 et le quatrième chapitres, nous allons proposer des régulateurs qui assureront la stabilité transitoire et la régulation de la tension du réseau électrique multi-machine suite à des défauts sévères. Tous les régulateurs proposés dans cette thèse sont basés sur les techniques de l'intelligence artificielle telles que les régulateurs flous, neuronaux et

neuro-flous, d'où la nécessité, dans le prochain chapitre, de rappeler les notions de base nécessaire à la conception des régulateurs proposés.

CHAPITRE 2

*LES RÉSEAUX DE NEURONES
ET
LA LOGIQUE FLOUE*

CHAPITRE 2

LES RÉSEAUX DE NEURONES ET LA LOGIQUE FLOUE

2.1 INTRODUCTION

La plupart des systèmes dynamiques rencontrés dans la pratique sont de nature non-linéaire. 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 durant 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 se basant sur les techniques de l'intelligence artificielle comme les réseaux de neurones ou la logique floue (type-1 et type-2). Ces régulateurs ont connu beaucoup de succès et leur conception est devenue un domaine privilégié de recherche [27-36].

La recherche sur les réseaux de neurones a également connu un développement important ces dernières années, tant du côté architecture où plusieurs modèles sont proposés [37-38], que du côté algorithmes d'apprentissages utilisés pour entraîner ces réseaux [39-41]. En effet, ces travaux de recherche ont montré que les réseaux de neurones sont des approximateurs universels qui peuvent modéliser une grande classe de systèmes non linéaires, en donnant lieu à des applications très intéressantes dans plusieurs domaines en particulier dans le domaine de la commande des systèmes non-linéaires[31-32],[41]. En outre, l'utilisation de la logique floue (type-1 et type-2) [42-45] 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 compensent son effet. Sa qualité d'approximateur universel garantit la possibilité de modéliser la dynamique des systèmes non linéaires par un système flou.

Cette thèse contribue 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 des réseaux de neurones ainsi que de la logique floue de type-1 et de type-2 en insistant sur leur utilisation en automatique.

2.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES RÉSEAUX DE NEURONES

Les réseaux de neurones formels sont à l'origine d'une tentative de modélisation mathématique du cerveau humain. En effet, avec ces réseaux, nous essayons de simuler le processus cognitifs des réseaux de neurones biologiques (capable de connaître ou faire connaître). Ils ont été tout d'abord développés pour résoudre les problèmes de reconnaissance de formes, de mots ou encore de décision. Cependant, Grâce aux résultats théoriques et pratiques obtenus au cours des dernières années, les réseaux de neurones sont devenus un outil de plus en plus utilisé dans divers domaines notamment en automatique [46].

2.2.1 Le neurone biologique

Le neurone biologique est une cellule vivante spécialisée dans le traitement des signaux électriques. Un neurone est doté de ramifications dites les dendrites par lesquelles transite l'information (sous la forme de courants électriques) venus de l'extérieur vers le corps cellulaire. Le neurone fait la somme des excitations reçues (signaux reçus en entrées). Quand celle-ci dépasse un certain seuil, le neurone produit à son tour un influx nerveux et le renvoie au travers de son axone. Le signal émis peut ensuite être transmis, au travers des synapses, à d'autres neurones.

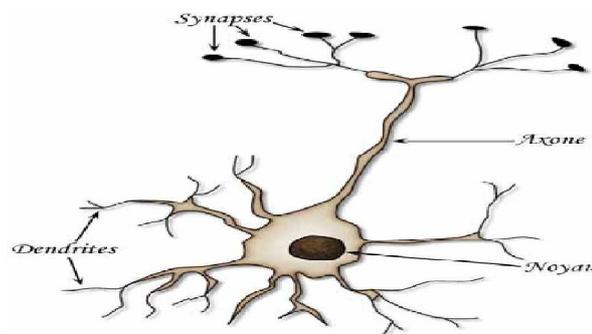


Figure 2.1 : Le neurone biologique [47]

La structure d'un neurone se compose de trois parties :

- **Le soma** : ou corps cellulaire, il est au centre du neurone,
- **L'axone** : attaché au soma, il conduit le signal électrique du corps cellulaire vers les zones synaptiques,
- **Dendrites** : Ils recueillent les signaux électriques émis par d'autres neurones et les transmettent vers le corps cellulaire.

2.2.2 Le neurone formel

Un neurone formel (artificiel) est un automate très simple imitant grossièrement la structure et le fonctionnement d'un neurone biologique. La première version de ce dernier est celle de Mc Culloch et W. Pitts et date de 1943. S'inspirant de leurs travaux sur les neurones biologiques, ils ont proposé le modèle du neurone formel qui se voit comme un opérateur effectuant une somme pondérée de ses entrées suivie d'une fonction d'activation (figure (2.2)).

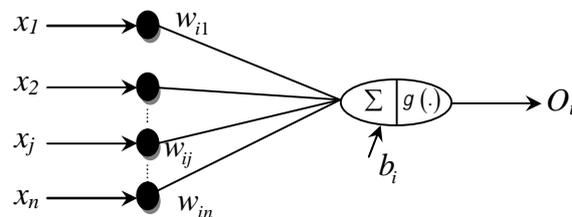


Figure 2.2 : Le neurone formel

où

x_j : représente l'entrée j connectée au neurone i ,

b_i : le seuil interne du neurone,

w_{ij} : désigne le poids de la connexion reliant l'entrée j au neurone i ,

$O_i = g(U_i)$: représente la sortie du neurone i et ' g ' sa fonction d'activation.

U_i : représente la somme pondérée des entrées du neurone i , elle est donnée par :

$$U_i = \sum_{j=1}^n w_{ij} \times x_j + b_i \quad (2.1)$$

2.2.3 Modélisation d'un neurone formel

La modélisation consiste à mettre en œuvre un système de réseau neuronal sous un aspect non pas biologique mais artificiel, cela suppose que d'après le principe biologique, nous aurons une correspondance pour chaque élément composant le neurone biologique, donc une modélisation pour chacun d'entre eux.

Nous pouvons résumer cette modélisation par le **tableau 2.1**, qui nous permettra de voir clairement la transition entre le neurone biologique et le neurone formel.

Tableau 2.1 : Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel

Neurone biologique	Neurone artificielle
Synapses	Poids de connexion
Axone	Signal de sortie
Dendrite	Signal d'entrée
Soma	Fonction d'activation

2.2.3.1 Les entrées

Elles peuvent être :

- Binaires (0, 1) ou bipolaires (-1, 1),
- Réelles.

2.2.3.2 Fonction d'activation

La fonction d'activation(ou fonction de seuillage ou encore fonction de transfert) d'un neurone artificiel définit le rendement de ce neurone à partir d'une entrée ou un ensemble d'entrées. Nous en comptons divers types (figure (2.3)):

- **Fonction binaire à seuil**

- Fonction Heaviside

$$g(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.2)$$

- Fonction Signe

$$g(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.3)$$

Le seuil introduit une non-linéarité dans le comportement du neurone, cependant il limite la gamme des réponses possibles à deux valeurs

- **Fonction linéaire (Identité)**

C'est l'une des fonctions d'activations les plus simples, elle affecte directement son entrée à sa sortie :

$$g(x) = x \quad (2.4)$$

- **Fonction linéaire à seuil ou multi-seuils**

Cette fonction représente un compromis entre la fonction linéaire et la fonction seuil : entre ses deux barres de saturation, elle confère au neurone une gamme de réponses possibles. En modulant la pente de la linéarité, nous affectons la plage de réponse du neurone.

$$g(x) = \begin{cases} x & x \in [v_1, v_2] \\ v_2 & \text{si } x > v_2 \\ v_1 & \text{si } x < v_1 \end{cases} \quad (2.5)$$

- **Fonction sigmoïde**

La fonction sigmoïde (aussi appelée fonction logistique) est définie par :

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (2.6)$$

Elle est très utilisée en pratique, car elle présente les caractéristiques pratiques suivantes :

- Non polynômiale,
- Indéfiniment continûment dérivable,
- Calcul rapide de la dérivée par la formule :

$$d(g(x))/dt = g(x)(1 - g(x)) \quad (2.7)$$

- **Fonction tangente hyperbolique**

La fonction tangente hyperbolique est définie par :

$$g(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (2.8)$$

C'est une fonction non polynômiale, indéfiniment continûment dérivable et le calcul de la dérivée est assuré par la formule :

$$d(g(x))/dt = 1 - (g(x))^2 \quad (2.9)$$

2.2.3.3 Fonction de sortie

Elle calcule la sortie d'un neurone en fonction de son état d'activation. En général, cette fonction est considérée comme la fonction identité. Elle peut être :

- Binaire (0, 1) ou bipolaire (-1, 1),
- Réelle.

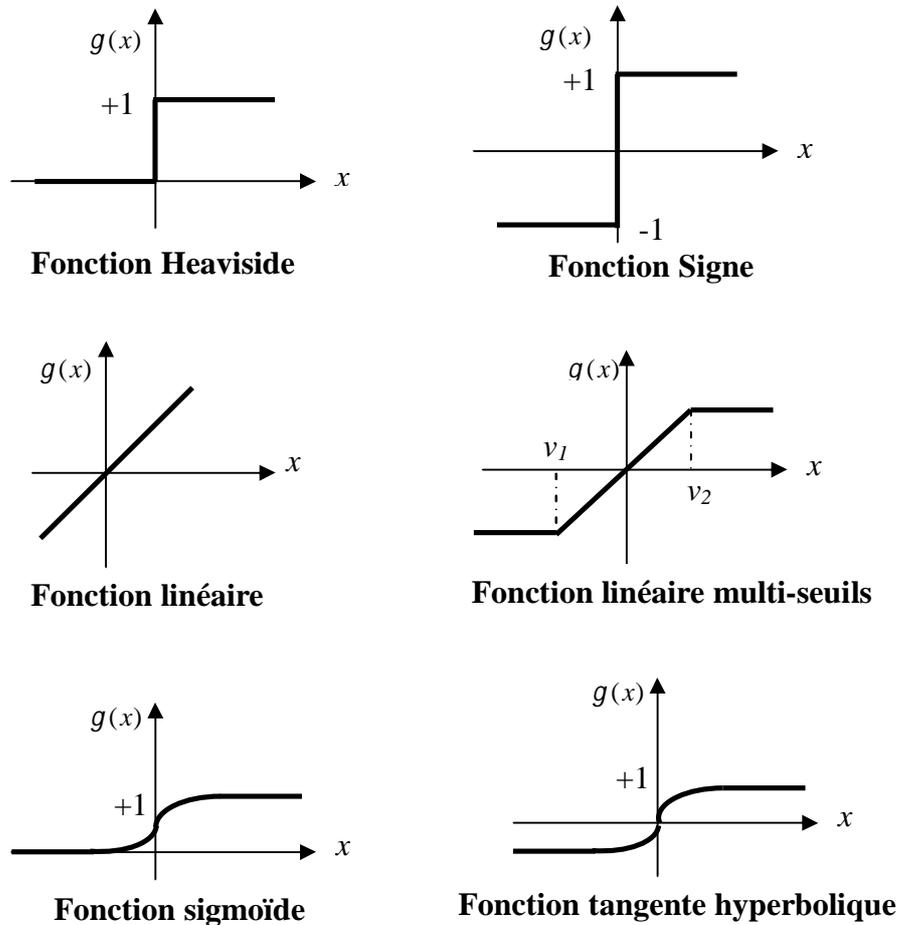


Figure 2.3 : Formes usuelles des fonctions d'activation

2.2.4 Réseau perceptron multicouches

Le Réseau perceptron multicouches est de loin le réseau le plus appliqué dans le domaine de la commande. Dans ce type de structure dite feedforward, la propagation de l'information se fait uniquement de l'entrée vers la sortie. Les neurones de la même couche peuvent se connecter uniquement avec les neurones de la couche suivante. Les neurones composant ce réseau s'organisent en N couches successives ($N \geq 3$).

Dans l'exemple suivant (figure (2.4)), nous présentons un perceptron à trois couches. Les neurones de la première couche, nommée couche d'entrée, voient leur activation forcée à la valeur d'entrée. La dernière couche est appelée couche de sortie. Elle regroupe les neurones dont les fonctions d'activation sont généralement de type linéaire. Les couches intermédiaires sont appelées couches cachées. Elles constituent le coeur du réseau. Les fonctions d'activation utilisées sont de type sigmoïde.

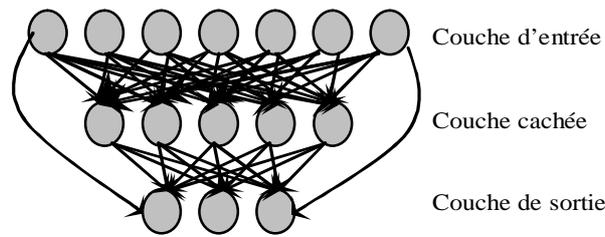


Figure 2.4 : Réseau de neurones multicouches

2.2.5 Apprentissage

L'un des principaux attraits des réseaux de neurones artificiels concerne la capacité d'apprentissage que possèdent certains modèles. Nous entendons généralement par apprentissage la modification automatique des poids des connexions ou plus rarement du nombre et de l'organisation des neurones, afin d'adapter le traitement effectué par le réseau à une tâche particulière [48].

Nous distinguons trois familles d'apprentissage en fonction de la nature des informations disponibles et du but recherché

1. *L'apprentissage semi-supervisé*

L'apprentissage semi-supervisé (apprentissage par renforcement), c'est apprendre à agir par essai et erreur. Dans ce paradigme, un agent peut percevoir son état et effectuer des actions. Après chaque action, une récompense numérique est donnée. Le but de l'agent est de maximiser la récompense totale qu'il reçoit au cours du temps [49].

2. *L'apprentissage non supervisé*

La tâche d'apprentissage non supervisé consiste en la découverte de similarités entre les observations, dans le but de créer des regroupements de données selon des propriétés communes (classification).

3. *L'apprentissage supervisé*

Il est nécessaire, pour ce type d'apprentissage, de disposer d'un ensemble de couples de données (entrées du réseau ; sorties désirées correspondantes), appelées exemples ou patrons. L'apprentissage consiste à calculer les pondérations (poids) optimales pour l'ensemble du réseau, y compris les couches cachées. L'algorithme effectuant cette tâche est connu sous le nom de rétro-propagation du gradient.

2.2.6 Algorithme de rétro-propagation du gradient

L'algorithme de rétro-propagation (back-propagation) est l'un des algorithmes d'apprentissage supervisé les plus utilisés pour l'apprentissage des réseaux de neurones.

L'objectif de cet algorithme est de modifier les poids du réseau dans le sens contraire du gradient du critère de performance.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les équations constituant l'algorithme en utilisant un réseau multicouches (figure (2.5)) [50].

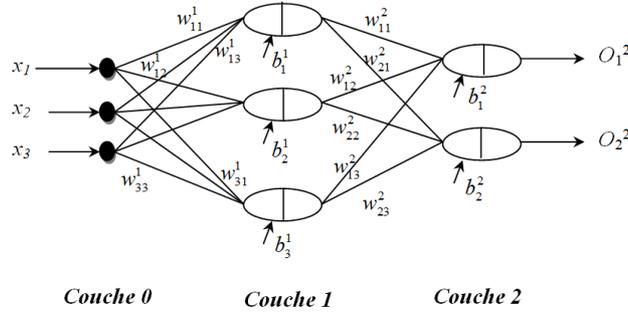


Figure 2.5 : Perceptron à une couche cachée

Suivant la figure (2.5), les termes b_i^l et w_{ij}^l désignent respectivement le biais du neurone i de la couche l et le poids de connexion entre le neurone j de la couche $(l - 1)$ et le neurone i de la couche l .

Tenant compte de ces notations, la sortie du neurone i dans la couche l est telle que :

$$U_i^l = \sum_j^{N_{l-1}} w_{ij}^l \times O_j^{l-1} + b_i^l \quad l = 1, 2 \quad (2.10)$$

$$O_i^l = g^l(U_i^l)$$

où $g^l(\cdot)$ est la fonction d'activation des neurones de la couche l .

Nous pouvons réécrire les équations ci-dessus sous forme matricielle comme suit :

$$U^l = \mathbf{w}^l \times \mathbf{O}^{l-1} + \mathbf{b}^l \quad (2.11)$$

$$O^l = \mathbf{g}^l(U^l)$$

avec : $U^l = (U_1^l, U_2^l, \dots, U_{N_l}^l)^T$, $O^l = (O_1^l, O_2^l, \dots, O_{N_l}^l)^T$, $\mathbf{b}^l = (b_1^l, b_2^l, \dots, b_{N_l}^l)^T$

et

$$\mathbf{w}^l = \begin{pmatrix} w_{11}^l & w_{12}^l & \dots & w_{1N_{l-1}}^l \\ w_{21}^l & w_{22}^l & \dots & w_{2N_{l-1}}^l \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_l 1}^l & w_{N_l 2}^l & \dots & w_{N_l N_{l-1}}^l \end{pmatrix}$$

Le perceptron multicouche présente une alternative prometteuse pour la modélisation des systèmes complexes. En effet avec une seule couche cachée, il constitue un approximateur universel. Les études menées dans [51-52] montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée et d'utiliser des sigmoïdes comme fonctions d'activation.

Nous supposons que l'apprentissage se fait à chaque présentation d'un couple entrée/sortie de l'ensemble d'apprentissage. Le critère de performance à minimiser peut être alors exprimé par :

$$J(t) = 0.5 \times \sum_{i=1}^{N_k} (O_i^L(t) - d_i(t))^2 \quad (2.12)$$

avec:

$J(t)$ est la valeur du critère à l'instant t ,
 $d_i(t)$ est la $i^{\text{ème}}$ sortie désirée à l'instant t .

Les paramètres du réseau sont modifiés suivant la règle du gradient comme suit:

$$w_{ij}^l(t+1) = w_{ij}^l(t) - \eta \frac{\partial J(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} \quad (2.13)$$

$$b_i^l(t+1) = b_i^l(t) - \eta \frac{\partial J(t)}{\partial b_i^l(t)} \quad (2.14)$$

avec η est une constante positive appelée taux d'apprentissage.

Le calcul des quantités $\frac{\partial J}{\partial w}$ et $\frac{\partial J}{\partial b}$ fait intervenir les décompositions ci-dessous:

$$\frac{\partial J(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^l(t)} \times \frac{\partial U_i^l(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} \quad (2.15)$$

$$\frac{\partial J(t)}{\partial b_i^l(t)} = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^l(t)} \times \frac{\partial U_i^l(t)}{\partial b_i^l(t)} \quad (2.16)$$

De l'équation (2.10) nous en déduisant que:

$$\frac{\partial U_i^l(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} = O_j^{l-1} \quad (2.17)$$

$$\frac{\partial U_i^l(t)}{\partial b_i^l(t)} = 1 \quad (2.18)$$

En posant, $\alpha_i^l(t) = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^l(t)}$ nous obtenons:

$$\frac{\partial J(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} = \alpha_i^l(t) \times O_j^{l-1} \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial J(t)}{\partial b_i^l(t)} = \alpha_i^l(t) \quad (2.20)$$

La quantité α_i^l exprime la sensibilité du critère de performance aux changements du potentiel U_i^l du neurone i de la couche l . Dans le cas où i est l'indice d'un neurone de sortie ($l = L$), nous obtenons :

$$\alpha_i^L(t) = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^L(t)} = \frac{\partial J(t)}{\partial O_i^L(t)} \times \frac{\partial O_i^L(t)}{\partial U_i^L(t)} = (O_i^L(t) - d_i(t)) \times \dot{g}^L(U_i^L(t)) \quad (2.21)$$

avec

$$\dot{g}^L(U_i^L(t)) = \frac{dg^L(U_i^L(t))}{dU_i^L(t)} \quad (2.22)$$

Dans le cas où i est l'indice d'un neurone caché ($1 < l < L - 1$), nous pouvons vérifier aisément que les fonctions de sensibilité satisfont la relation récurrente ci-dessous [53].

$$\alpha^l = \dot{G}^l(U^l) \times (w^{l+1})^T \times \alpha^{l+1} \quad (2.23)$$

où

$$\begin{pmatrix} \dot{g}^l(U_1^l(t)) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dot{g}^l(U_2^l(t)) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dot{g}^l(U_{N_l}^l(t)) \end{pmatrix}$$

Pour résumer, l'algorithme de mise à jour des paramètres du réseau se déroule comme suit : premièrement le vecteur d'entrée $U^0 = (x_1, x_1, \dots, x_{N_0})^T$ est propagé vers la sortie en utilisant l'équation (2.10). Ensuite, nous calculons les fonctions de sensibilités par rétro-propagation de l'erreur de sortie à l'aide des équations (2.21) et (2.23). Finalement nous modifions les poids et les biais en utilisant les équations (2.19), (2.20), (2.13) et (2.14).

2.3 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 souligné ces possibilités de développement est Lotfi. A. Zadeh, qui dès 1965 introduit la théorie de la logique floue [54].

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 [55]. Elle s'appuie sur la théorie mathématique des ensembles flous. Introduite 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 de la 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.

2.3.1 Commande par logique floue

En automatique, la majorité des approches de la commande non linéaire 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 leur capacité à traduire une stratégie de commande d'un opérateur qualifié en un ensemble de 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.

2.3.2 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],[18],[28],[30],[42],[55]. 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 consistent à élaborer une loi de commande à partir d'un modèle mathématique du procédé.

En général, la figure (2.6) représente la configuration interne d'un régulateur par logique floue. Cette présentation se scinde en quatre blocs principaux :

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

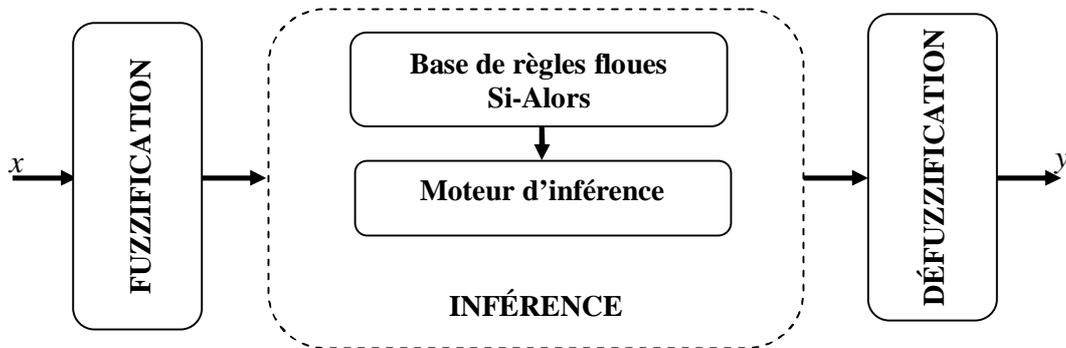


Figure 2.6 : Schéma général d'un régulateur flou type-1

1. Fuzzification

L'entrée x varie dans un domaine appelé univers de discours X , divisé en un nombre fini de sous-ensembles 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 à noter qu'il existe une autre forme de fonctions d'appartenance appelée singleton qui est largement utilisée dans les systèmes flous de type Takagi-Sugeno (T-S). Cette fonction est définie par : $\mu(x) = 1$ si $x = x_0$ et $\mu(x) = 0$ 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'entrée à chaque ensemble flou.

2. Base de règle

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du système flou en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme « *Si- Alors* ». En générale, nous

distinguons classiquement deux grandes familles de systèmes flous: systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) [56] et 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 :

$$R_1 : \mathbf{Si} \ x_1 \text{ est } A_{11} \ \mathbf{Et} \dots \dots \mathbf{Et} \ x_n \text{ est } A_{1n} \ \mathbf{Alors} \ y \text{ est } B_1 \quad (2.24)$$

Avec l'approche de Takagi-Sugeno, la sortie du système flou est représentée par un polynôme ou encore un modèle flou dont les variables sont les états du système (x_1, \dots, x_n) .

$$R_1 : \mathbf{Si} \ x_1 \text{ est } A_{11} \ \mathbf{Et} \dots \dots \mathbf{Et} \ x_n \text{ est } A_{1n} \ \mathbf{Alors} \ y = f_i(x_1, \dots, x_n) \quad (2.25)$$

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 : **Si** prémisses **Alors** conclusion. La prémisses 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 ces règles floues interviennent les opérateurs «**ET**» et «**OU**». L'opérateur «**ET**» s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur «**OU**» lie les différentes 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 formulé 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 réalisé par la formation du maximum [54].

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

Au niveau de la condition, l'opérateur «**ET**» est formulé par le minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «**Alors**», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «**OU**» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [54].

- **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 [57].

4. Interface de défuzzification

C'est une interface de laquelle il résulte une valeur précise à partir de descriptions floues. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [54], [58] :

- 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:

$$\bar{y} = \text{Max} \mu_{res}(y) \quad (2.26)$$

- **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 du 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 [54], [59] :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_{res}(y) dy}{\int \mu_{res}(y) dy} \quad (2.27)$$

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 [54].

L'abscisse du centre de gravité se calcule telle que :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (2.28)$$

où :

M : Nombre de règles,

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i ,

\bar{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.

2.4 GÉNÉRALITÉS 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 nouvelle classe de systèmes flous appelée système flou type-2 a été introduite. Avec ces systèmes, les valeurs d'appartenance des prémisses ou 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.

2.4.1 Concept du flou type-2

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par Zadeh [60-62] 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-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un 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 la 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 type-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.

2.4.2 Ensemble flou type-2

Une fonction d'appartenance de type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables. Pour chaque paire, x 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 :

$$\mu_2(x, \mu_1) : X \times [0,1] \rightarrow [0,1] \quad (2.29)$$

X définit l'espace des entrées x .

La figure (2.7) est une représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 Gaussien, dont la fonction d'appartenance principale est Gaussienne.

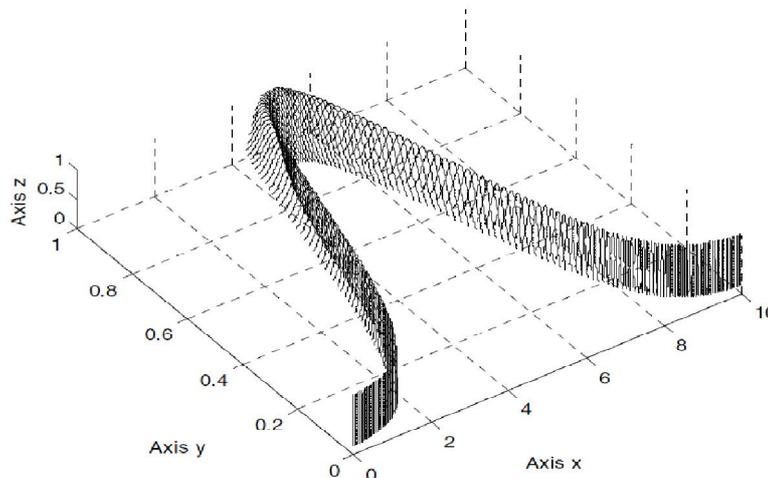


Figure 2.7 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien [63]

2.4.3 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 $[0, 1]$ [63].

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 $[0, 1]$ [64].

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 $[0, 1]$ [63],[65-66]. 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 intervalle sont moins gourmands en calcul, ce qui les avantage et justifie leurs choix pour les simulations et applications réelles.

2.4.4 Empreinte d'incertitude

L'incertitude dans les appartenances primaires des ensembles flous type-2, \tilde{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 [63] (figures (2.8), (2.9)).

2.4.5 Fonctions 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'appartenance primaires de type-1.

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

$$\begin{aligned} \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) &= \overline{FOU(\tilde{A})} \\ \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) &= \underline{FOU(\tilde{A})} \end{aligned} \quad \forall x \in X \quad (2.30)$$

Exemple 2.1 :

La forme d'un ensemble flou type-2 intervalle est le résultat de l'incertitude qui peut être soit au niveau de son écart-type (déviation standard) où 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 :

$$\mu(x) = \exp\left[-1/2\left((x-m)/\sigma\right)^2\right], \quad \sigma \in [\sigma_1, \sigma_2] \quad (2.31)$$

À chaque valeur de σ , nous allons avoir une courbe d'appartenance différente (figure (2.8)). 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.

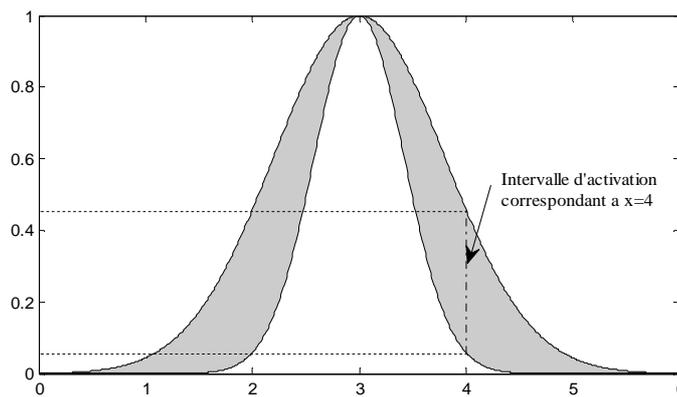


Figure 2.8: Ensemble flou type-2 intervalle avec une incertitude de variance $\sigma \in [0.42, 0.8]$, l'intervalle d'activation appartient à $[0.05, 0.45]$ pour $x = 4$.

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 $[m_1, m_2]$, tel que

$$\mu(x) = \exp\left[-1/2\left((x-m)/\sigma\right)^2\right], \quad m \in [m_1, m_2] \quad (2.32)$$

Comme pour le premier cas, à chaque valeur de m , nous allons avoir une courbe d'appartenance différente (figure (2.9)).

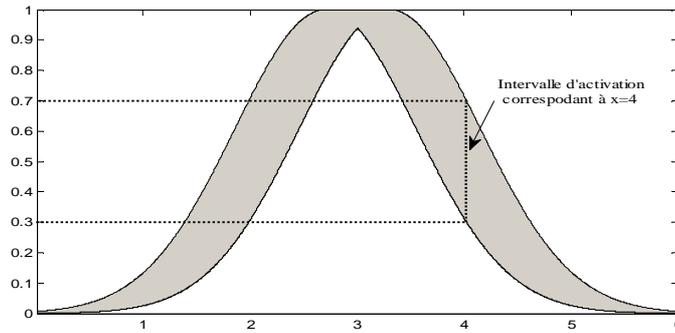


Figure 2.9: Ensemble flou type-2 intervalle avec une incertitude de moyenne $m \in [2.4, 3.15]$, l'intervalle d'activation appartient à $[0.29, 0.69]$ pour $x = 4$.

2.4.6 Systèmes flous type-2

La structure d'un système flou type-2 est représentée par la figure (2.10) [63], [67]. 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 type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de la défuzzification.

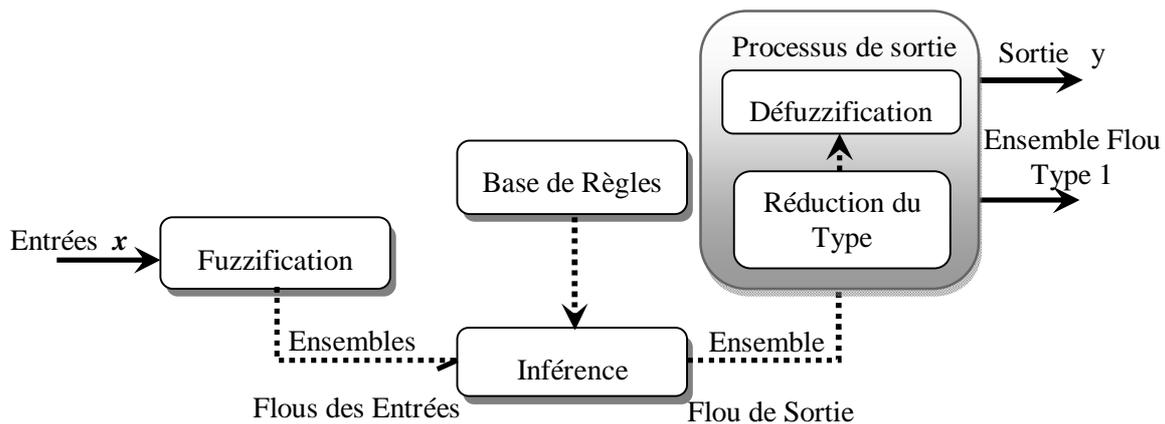


Figure 2.10 : Structure d'un système flou type-2

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 cette thèse, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée [59], 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 type-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^{eme} règle d'un système flou type-2 aura la forme [63], [68] :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } \tilde{A}_1^j \text{ Et } x_2 \text{ est } \tilde{A}_2^j \dots \text{Et } x_p \text{ est } \tilde{A}_p^j \text{ Alors } y \text{ est } \tilde{B}^j \quad (2.33)$$

où $x_1 \in X_1, x_2 \in X_2, \dots, x_p \in X_p$ sont les entrées, $y \in Y$ est la sortie, les X_i et Y sont les univers de discours de l'entrée x_i et de la sortie y respectivement et les $\tilde{A}_i^j, i = 1, 2, \dots, p$ et les \tilde{B}^j sont les ensembles flous des prémisses et des conséquences respectivement.

À noter qu'il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence le soit pour que tout le système soit de type-2.

3. Inférence

L'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (2.33) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_p)^T$ et la sortie y . La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé au j^{eme} ensemble flou de sortie :

$$F^j(\mathbf{x}) = \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{A}_i^j}(x_i) \quad (2.34)$$

$\mu_{\tilde{A}_i^j}(x_i)$ est l'intervalle d'activation associé à la variable x_i .

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

$$\mu_{\tilde{C}^j}(y) = \mu_{\tilde{B}^j}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{A}_i^j}(x'_i) \right] \quad (2.35)$$

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

Comme dans le cadre de notre thèse uniquement les ensembles flous type-2 intervalles sont utilisés et en choisissant l'opération T-norme comme étant le minimum, l'intervalle d'activation associé à la j^{eme} règle sera donné par :

$$F^j(\mathbf{x}') = \left[\underline{f}^j(\mathbf{x}'), \bar{f}^j(\mathbf{x}') \right] \quad (2.36)$$

où $\underline{f}^j(\mathbf{x}') = \underline{\mu}_{\tilde{A}_1^j}(x'_1) * \underline{\mu}_{\tilde{A}_2^j}(x'_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{A}_p^j}(x'_p)$ et $\bar{f}^j(\mathbf{x}') = \bar{\mu}_{\tilde{A}_1^j}(x'_1) * \bar{\mu}_{\tilde{A}_2^j}(x'_2) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{A}_p^j}(x'_p)$

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

4. Réduction de type

La réduction de type combine tous les ensembles flous type-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 méthodes de réduction de type utilisées nous citons [69] (tableau 2.2) :

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

Tableau 2.2 [69] : Significations de $y_g^j, y_d^j, \underline{f}^j, \overline{f}^j$ et M

Méthode de réduction de type	Définition de y_g^j et y_d^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 $j^{ème}$ règle	Le degré d'activation supérieur et inférieur de la $j^{ème}$ règle	Nombre des règles
controïde	$y_g^j = y_d^j = y^j$ le $j^{ème}$ point dans l'univers de discours discrétisé	Le degré d'appartenance supérieur et inférieur du $j^{ème}$ point du domaine de la sortie, discrétisé	Le nombre des points de discrétisation
Hauteur	$y_g^j = y_d^j = y^j$ 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 :

$$Y_{TR}(\mathbf{x}') = \int_{y^1 \in [y_g^1, y_d^1]} \cdots \int_{y^M \in [y_g^M, y_d^M]} \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \overline{f}^1]} \cdots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \overline{f}^M]} 1 / \frac{\sum_{j=1}^M f^j y^j}{\sum_{j=1}^M f^j} = [y_g(\mathbf{x}'), y_d(\mathbf{x}')] = [y_g, y_d] \quad (2.37)$$

La méthode de réduction du type utilisée dans cette thèse est la méthode des centres d'ensembles (center of sets en anglais (cos)).

Afin de calculer les points extrêmes y_l et y_r , Karnik et Mendel ont développé un algorithme itératif dont la procédure est donnée comme suit :

Le calcul de y_l

Arranger les y_l^j calculés dans un ordre croissant : $y_l^1 \leq y_l^2 \leq \dots \leq y_l^M$.

Initialiser f_l^j en prenant comme point de départ

$$f_l^j = \frac{\bar{f}^j + f^j}{2}, \quad j=1, \dots, M \quad (2.38)$$

ensuite calculer

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^M f_l^j y_l^j}{\sum_{j=1}^M f_l^j} \quad (2.39)$$

et poser $y'_l = y_l$.

Trouver un point de commutation L ($1 \leq L \leq M - 1$) qui satisfait : $y_l^L \leq y'_l \leq y_l^{L+1}$.

Calculer

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^M f_l^j y_l^j}{\sum_{j=1}^M f_l^j} \quad (2.40)$$

Avec

$$f_l^j = \begin{cases} \bar{f}^j & , j \leq L \\ \underline{f}^j & , j > L \end{cases} \quad (2.41)$$

et poser $y''_l = y_l$.

Si $y''_l \neq y'_l$ aller a l'étape 6. Si $y''_l = y'_l$, arrêter et poser $y_l = y''_l$.

Poser $y'_l = y''_l$ et aller a l'étape 3.

Le calcul de y_r

Arranger les y_r^j calculés dans un ordre croissant : $y_r^1 \leq y_r^2 \leq \dots \leq y_r^M$.

Initialiser f_r^j en prenant comme point de départ

$$f_r^j = \frac{\bar{f}^j + f^j}{2}, \quad j=1, \dots, M \quad (2.42)$$

ensuite calculer

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^M f_r^j y_r^j}{\sum_{j=1}^M f_r^j} \quad (2.43)$$

et poser $y'_r = y_r$.

Trouver un point de commutation R ($1 \leq R \leq M - 1$) qui satisfait : $y_r^R \leq y'_r \leq y_r^{R+1}$.

Calculer

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^M f_r^j y_r^j}{\sum_{j=1}^M f_r^j} \quad (2.44)$$

avec

$$f_r^j = \begin{cases} \bar{f}^j & , j > R \\ \underline{f}^j & , j \leq R \end{cases} \quad (2.45)$$

et poser $y''_r = y_r$.

Si $y''_r \neq y'_r$ aller a l'étape 6. Si $y''_r = y'_r$, arrêter et poser $y_r = y''_r$.

Poser $y'_r = y''_r$ et aller a l'étape 3.

Ce qui donne que y_l et y_r sont calculés tels que :

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^R \underline{f}^j y_r^j + \sum_{j=R+1}^M \bar{f}^j y_r^j}{\sum_{j=1}^R \underline{f}^j + \sum_{j=R+1}^M \bar{f}^j} \quad (2.46)$$

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^L \bar{f}^j y_l^j + \sum_{j=L+1}^M \underline{f}^j y_l^j}{\sum_{j=1}^L \bar{f}^j + \sum_{j=L+1}^M \underline{f}^j} \quad (2.47)$$

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 où l'ensemble de type réduit est un ensemble intervalle, alors la sortie finale sera la moyenne des deux points y_g et y_d . L'expression de la sortie défuzzifiée du système flou type-2 intervalle est telle que :

$$y = \frac{y_g + y_d}{2} \quad (2.48)$$

2.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu bibliographique sur les outils de base de trois techniques de l'intelligence artificielle à savoir les réseaux de neurones, la logique floue type-1 et type-2. Les réseaux de neurones, de part leur flexibilité et leur facilité d'exploitation, ils constituent des approximateurs universels capables de modéliser des systèmes complexes avec la précision voulue à partir d'un jeu de données entrées /sorties et un processus d'optimisation. Leur capacité d'apprentissage permet de simplifier la synthèse des régulateurs neuronaux dans la mesure où nous obtenons ces derniers par un simple réglage des paramètres sans qu'il soit nécessaire de faire appel au modèle mathématique des systèmes à commander. Dans le cas de systèmes complexes, cela représente un avantage indéniable par rapport à la plupart des autres méthodes qui s'attachent à utiliser un modèle mathématique souvent imprécis ou difficile à obtenir.

Pour les systèmes flous, ils incorporent les connaissances d'experts qualifiés 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 complètement 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 type-2 fournit un degré supplémentaire permettant la prise en compte de ces incertitudes que ce soit lors de la modélisation ou la commande. Dans cette thèse, ces outils et méthodes présentés serviront pour les travaux qui seront abordés dans les chapitres suivants.

CHAPITRE 3

COMMANDES FLOUES MULTI-MODÈLES

CHAPITRE 3

COMMANDES FLOUES MULTI-MODÈLES

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 [70]. 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 du 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 multi-machine 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 suite une nouvelle loi de commande, le régulateur type-2 intervalle, Il s'agit d'utiliser un système flou de 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 [71-83]. 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 [75-76] ; 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 [77] ; 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 [78-79], 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 [78,80-81]. Une approche systématique de découpage en secteurs non linéaires a été présentée par Taniguchi et *al.* [80] ; 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.* [81] 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 :

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

Où $\eta(t)$: vecteur des entrées et d'états.

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

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

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

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

$$\dot{x}(t) = \left[\mathcal{F}_0 + \sum_{i=1}^w f_i(z(t)) \mathcal{F}_i \right] \eta(t) \quad (3.3)$$

où

$$f_i(z(t)) = \prod_{j=1}^v g_j^{l_{ij}}(z(t)), \quad \forall i = 1, 2, \dots, w \quad (3.4)$$

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

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

$$\dot{x}(t) = \left[\mathcal{F}_0 + \sum_{i=1}^w \prod_{j=1}^v g_j^{l_{ij}}(z(t)) \mathcal{F}_i \right] \eta(t) \quad (3.5)$$

L'équation (3.5) est équivalente à:

$$\dot{x}(t) = \left[\mathcal{F}_0 + \sum_{i=1}^w \prod_{j=1}^v \sum_{k=0}^1 h_{jk}(z(t)) g_j^{l_{ij}} \mathcal{F}_i \right] \eta(t) \quad (3.6)$$

$$h_{j_0}(z(t)) = \frac{g_{j_1} - g_j(z(t))}{g_{j_1} - g_{j_0}}; \quad h_{j_1}(z(t)) = \frac{g_j(z(t)) - g_{j_0}}{g_{j_1} - g_{j_0}} \quad (3.7)$$

$$g_{j_0} = \min_z \{g_j(z)\}; \quad g_{j_1} = \max_z \{g_j(z)\}$$

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

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

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

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

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

L'équation (3.6) est dérivée de:

$$g_j^{l_{ij}} = [h_{j_0}(z(t)) g_{j_0} + h_{j_1}(z(t)) g_{j_1}]^{l_{ij}}$$

$$g_j^{l_{ij}} = \begin{cases} h_{j_0}(z(t)) g_{j_0} + h_{j_1}(z(t)) g_{j_1}, l_{ij} = 1 \\ 1(= h_{j_0}(z(t)) g_{j_0} + h_{j_1}(z(t)) g_{j_1}), l_{ij} = 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

$$g_j^{l_{ij}} = h_{j_0}(z(t)) g_{j_0}^{l_{ij}} + h_{j_1}(z(t)) g_{j_1}^{l_{ij}}$$

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

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

où

$$r = 2^v$$

$$h_i(z(t)) = \prod_{k=1}^v h_{ki}(z(t)) \quad (3.12)$$

$$[A_i \quad B_i] = \mathcal{F}_0 + \sum_{j=1}^q \prod_{k=1}^v g_{ki}^{l_{jk}} \mathcal{F}_j$$

Pour tout $i=1,2,\dots,r$ et i_k est le k -th bit du nombre binaire “ $i-1$ ” qui est représenté par un nombre binaire qui a v bits.

À partir de l'Éq.(3.6) et de l'Éq. (3.11), nous avons :

$$h_i(z(t)) \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, r$$

$$\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1 \quad (3.13)$$

Le modèle flou de Takagi-Sugeno proposée par Bae et al. [81] offre un moyen efficace pour représenter les systèmes dynamiques non linéaires en termes d'un ensemble de règles floues 'Si-Alors' dont la partie conséquence est un système dynamique LTI. Le comportement non linéaire est obtenu par agrégation des modèles locaux linéaires.

La $i^{\text{ème}}$ règle du modèle flou s'écrit:

$$\begin{aligned} & \text{Si } z_1(t) \text{ est } A_1^i \text{ Et, \dots, Et } z_p(t) \text{ est } A_p^i \\ \text{Alors } & \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t) \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (3.14)$$

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

Le modèle global est tel que :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r q_i(\mathbf{z}(t)) (\mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}(t))}{\sum_{i=1}^r q_i(\mathbf{z}(t))} \\ \mathbf{y}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r q_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t)}{\sum_{i=1}^r q_i(\mathbf{z}(t))} \end{cases} \quad (3.15)$$

À chaque règle est attribué un poids $q_i(\mathbf{z}(t))$ qui dépend du vecteur $\mathbf{z}(t) = [z_1(t), \dots, z_p(t)]$ et du choix de l'opérateur logique. L'opérateur "Et" est souvent choisi comme le produit, d'où :

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

En posant :

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

Le modèle T-S (3.15) s'écrit :

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

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

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 $\mathbf{u}(t)$ de type PDC est souvent utilisée [78]. 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 :

$$\text{Si } z_1(t) \text{ est } A_1^i \text{ Et....Et } z_p(t) \text{ est } A_p^i \text{ Alors } \mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}_i \mathbf{x}(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (3.18)$$

Chaque règle ' i ' du régulateur possède le même poids ($q_i(z(t))$) que la règle ' i ' du modèle. La loi de commande globale $\mathbf{u}(t)$ de type PDC est telle que [78] :

$$\mathbf{u}(t) = -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))\mathbf{K}_i \mathbf{x}(t) \quad (3.19)$$

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

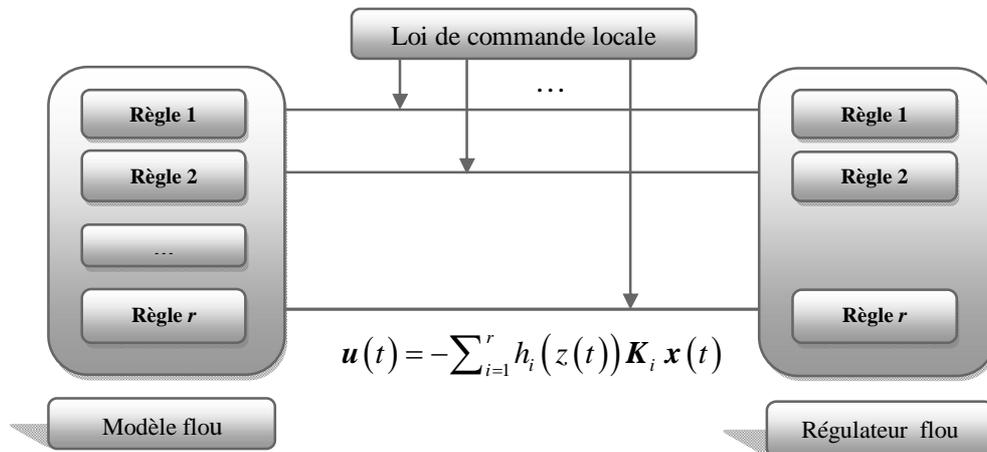


Figure 3.1 : Principe de la commande PDC

3.3.1 Les Critères de conception

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

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) (\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j) \mathbf{x}(t) \quad (3.20)$$

En posant $\mathbf{G}_{ij} = (\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j)$, nous pouvons écrire :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) h_i(z(t)) \mathbf{G}_{ii} \mathbf{x}(t) + 2 \cdot \sum_{i < j}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) \left(\frac{\mathbf{G}_{ij} + \mathbf{G}_{ji}}{2} \right) \mathbf{x}(t) \quad (3.21)$$

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 :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t) = 0 \quad (3.22)$$

Pour toutes les conditions initiales $\mathbf{x}(0)$.

- **Placement de pôles**

Concevoir un régulateur flou type-1 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 :

$$\sigma(\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j) \subset \mathcal{V} \quad (3.23)$$

Pour toutes les conditions initiales $\mathbf{x}(0)$.

3.3.1.1 Stabilisation

Que ce soit pour l'analyse de la stabilité ou pour le calcul des lois de commande stabilisant 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 de Lyapunov quadratique $V(\mathbf{x}(t)) = \mathbf{x}(t)^T \mathbf{P} \mathbf{x}(t)$,

$P > 0$ soit négative. La dérivée de la fonction de Lyapunov le long des trajectoires du multi-modèle (3.20) en boucle fermée s'écrit :

$$\dot{V}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) \mathbf{x}^T(t) \left((\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j) \right) \mathbf{x}(t) < 0 \quad (3.24)$$

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

Théorème 3.1 [82] : *L'équilibre du système flou continu (3.20) est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$ telle que :*

$$\mathbf{G}_{ii}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{G}_{ii} < \mathbf{0}, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (3.25)$$

$$\left[\frac{\mathbf{G}_{ij} + \mathbf{G}_{ji}}{2} \right]^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \left[\frac{\mathbf{G}_{ij} + \mathbf{G}_{ji}}{2} \right] \leq \mathbf{0}, \quad i < j, \quad (3.26)$$

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

Définition 3.1 : *si les paires $(\mathbf{A}_i, \mathbf{B}_i)$ sont commandables (stabilisables), alors le multi-modèle (3.17) est dit localement commandable (stabilisable).*

Définition 3.2 : *si les paires $(\mathbf{A}_i, \mathbf{C}_i)$ 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 \mathbf{K}_j satisfaisant les conditions du **théorème 3.1** avec l'existence d'une matrice \mathbf{P} définie positive. Pour mettre au point ce régulateur, nous devons résoudre un problème de faisabilité sous contraintes LMIs. Pour cela, nous allons effectuer les changements de variables bijectifs usuels suivants [83] : $\mathbf{Q} = \mathbf{P}^{-1}$ et $\mathbf{F}_j = \mathbf{K}_j \mathbf{Q}$, d'où après congruence des inégalités (3.25) et (3.26), nous obtenons les expressions LMIs suivantes par rapport aux variables \mathbf{Q} et \mathbf{F}_j .

$$\mathbf{A}_i \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - \mathbf{B}_i \mathbf{F}_i - \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_i^T < \mathbf{0} \quad (3.27)$$

$$\frac{\mathbf{A}_i \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - \mathbf{B}_i \mathbf{F}_j - \mathbf{F}_j^T \mathbf{B}_i^T}{2} + \frac{\mathbf{A}_j \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_j^T - \mathbf{B}_j \mathbf{F}_i - \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_j^T}{2} \quad (3.28)$$

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 (**théorème 3.1**) ne traite pas directement la réponse transitoire du système en boucle fermée [84]. 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.* [85] ont proposé de placer les pôles en boucle fermée dans une région $D_{q,r}$ déterminée 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 region LMI $D_{q,r}$ est décrite par :

$$D_{q,r} = \{x + jy \in : (x+q)^2 + (y)^2 < (r)^2\} , q > r > 0 \quad (3.29)$$

La fonction caractéristique est telle que :

$$f_{D_{q,r}}(z) = \begin{pmatrix} -r & \bar{z} + q \\ z + q & -r \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Comme nous pouvons le voir sur la figure (3.2), si $\lambda = -\xi\omega_n \pm j\omega_d$ 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 une pseudo pulsation ω_d , donc $\xi > \sqrt{1 - (r/q)^2}$, $\omega_n < q + r$, et $|\omega_d| < r$

La stabilité $D_{q,r}$ est équivalente à l'existence de [85] :

$Q > 0$, satisfaisant

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

où $Q = P^{-1}$

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

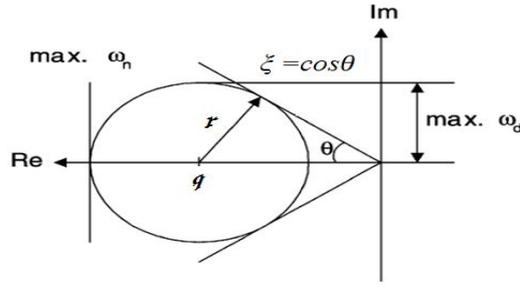


Figure 3.2 : Région disque ($D_{q,r}$) pour l'emplacement des pôles

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 [86-87]. 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 $f_{k1}(t)$ et $f_{k2}(t)$ ((1.55) et (1.56)) sont des fonctions linéairement indépendantes, donc nous pouvons appliquer la méthode de la somme de produits des fonctions linéairement indépendantes pour obtenir le modèle flou T-S correspondant au système (1.54) [86].

Le système (1.54) peut être représenté par :

$$\dot{\mathbf{x}}_k(t) = \left[\mathcal{F}_{k_0} + \sum_{j=1}^2 f_{k_j}(z(t)) \mathcal{F}_{k_j} \right] \boldsymbol{\eta}_k(t) \quad (3.32)$$

où

$$\mathbf{x}_k(t) = [\Delta V_{tk}(t), \Delta \omega_k(t), \Delta P_{ek}(t)]^T \quad (3.33)$$

$$\boldsymbol{\eta}_k(t) = [\Delta V_{tk}(t), \Delta \omega_k(t), \Delta P_{ek}(t), v_{fk}(t)]^T \quad (3.34)$$

$$\mathcal{F}_{k_0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D_k}{2H_k} & -\frac{\omega_0}{2H_k} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{dok}} & \frac{1}{T'_{dok}} \end{bmatrix}, \mathcal{F}_{k_1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathcal{F}_{k_2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{dok}} & \frac{1}{T'_{dok}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Il est clair d'après (1.55), (1.56) que les fonctions $f_{k1}(t)$ et $f_{k2}(t)$ dépendent des conditions de fonctionnement ; cependant elles sont limitées dans une région de fonctionnement donnée [12].

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

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

$$\dot{\mathbf{x}}_k(t) = \sum_{j=1}^4 h_{k_j}(z(t)) \left[\mathbf{A}_{k_j} \mathbf{x}_k(t) + \mathbf{B}_{k_j} \mathbf{u}(t) \right] \quad (3.36)$$

où

$$\begin{aligned} h_{k_1} &= A_{k_{10}} A_{k_{20}}, h_{k_2} = A_{k_{10}} A_{k_{21}}, h_{k_3} = A_{k_{11}} A_{k_{20}}, h_{k_4} = A_{k_{11}} A_{k_{21}}, \\ A_{k_{j0}}(z(t)) &= \frac{f_{k_{j1}} - f_{k_j}(z(t))}{f_{k_{j1}} - f_{k_{j0}}}, A_{k_{j1}}(z(t)) = \frac{f_{k_j}(z(t)) - f_{k_{j0}}}{f_{k_{j1}} - f_{k_{j0}}} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k_1} & \mathbf{B}_{k_1} \end{bmatrix} &= \mathcal{F}_{k_0} + f_{k_{10}} \mathcal{F}_{k_1} + f_{k_{20}} \mathcal{F}_{k_2}, \\ \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k_2} & \mathbf{B}_{k_2} \end{bmatrix} &= \mathcal{F}_{k_0} + f_{k_{10}} \mathcal{F}_{k_1} + f_{k_{21}} \mathcal{F}_{k_2}, \\ \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k_3} & \mathbf{B}_{k_3} \end{bmatrix} &= \mathcal{F}_{k_0} + f_{k_{11}} \mathcal{F}_{k_1} + f_{k_{20}} \mathcal{F}_{k_2}, \\ \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k_4} & \mathbf{B}_{k_4} \end{bmatrix} &= \mathcal{F}_{k_0} + f_{k_{11}} \mathcal{F}_{k_1} + f_{k_{21}} \mathcal{F}_{k_2}. \end{aligned} \quad (3.37)$$

3.3.2.2 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 :

$$\begin{aligned} \text{Si } f_{k_1}(t) \text{ est } A_{k_1}^i \text{ Et } f_{k_2}(t) \text{ est } A_{k_2}^i \\ \text{Alors } u_{k_i}(t) = -\mathbf{K}_{k_i} \mathbf{x}_k(t), \quad i = 1, 2, \dots, 4 \end{aligned} \quad (3.38)$$

La loi de commande de type PDC est telle que :

$$v_{fk}(t) = -\sum_{j=1}^4 h_{k_j}(z(t)) \mathbf{K}_{k_j} \mathbf{x}_k(t) \quad (3.39)$$

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.

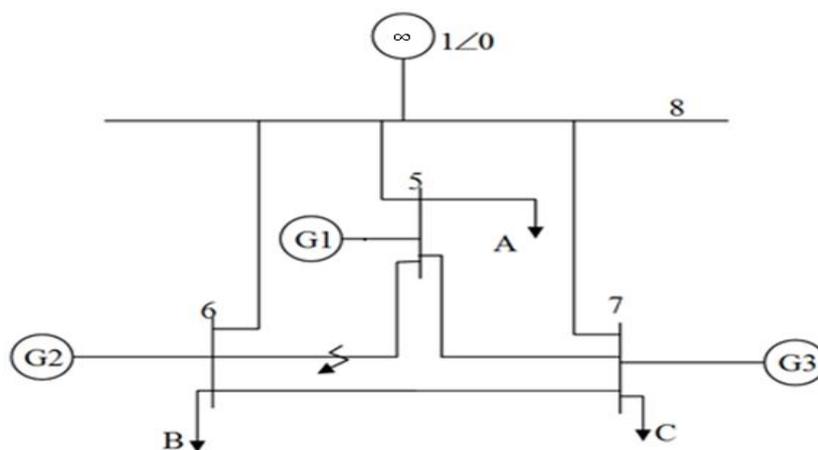


Figure 3.4 : Topologie du réseau électrique à trois machines utilisé

Plusieurs séquences de défauts avec divers lieux de défaut ainsi que différents paramètres des lignes de transmission et d'éventuel changement de la puissance mécanique appliquée au générateur #1 sont pris 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 du défaut considéré est indexé par une constante λ , cette dernière représente la fraction de la ligne à gauche du défaut.

Cas n° 1. Défaut momentané puis un défaut permanent

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

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

Cas 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:

- Étape 1: Le système est en régime permanent avant le défaut ;
- Étape 2: Un défaut se produit à l'instant $t = 1$ s ;

- Étape 3: Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant $t = 1.15$ s ;
- Étape 4: La puissance mécanique appliquée au générateur n#1 a augmenté de 30% à $t = 1.5$ s ;
- Étape 5: Le système est dans un état après-défaut.

Cas 3: Défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$

Les valeurs des paramètres des lignes de transmission du réseau électrique à 2 machines sont incertaines. Ainsi, un test de court circuit a été effectué avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$ [10].

La séquence de défaut considérée est telle que :

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

• **Réseau électrique à 2 machines**

Pour ce réseau, les tests considérés sont :

- Le cas n : 1, les points de fonctionnement pris en compte sont:

$$\delta_{10} = 52.72^\circ, P_{m10} = 0.95 \text{ p.u.}, V_{t10} = 1.00 \text{ p.u.}$$

$$\delta_{20} = 54.48^\circ, P_{m20} = 0.95 \text{ p.u.}, V_{t20} = 1.02 \text{ p.u.}$$

L'emplacement du défaut considéré est à $\lambda = 0.1$. La réponse du système en boucle fermée est présentée à la figure (3.5)

- Le cas n : 2, Les points de fonctionnement considérés sont:

$$\delta_{10} = 46.00^\circ, P_{m10} = 0.87 \text{ p.u.}, V_{t10} = 1.02 \text{ p.u.}$$

$$\delta_{20} = 44.69^\circ, P_{m20} = 0.86 \text{ p.u.}, V_{t20} = 1.10 \text{ p.u.}$$

Le défaut est localisé à $\lambda = 0.01$. La réponse du système en boucle fermée est présentée à la figure (3.6)

- Le cas n : 3, Les points de fonctionnement retenus sont:

$$\delta_{10} = 52.58^\circ, P_{m10} = 0.80 \text{ p.u.}, V_{t10} = 1.01 \text{ p.u.}$$

$$\delta_{20} = 55.33^\circ, P_{m20} = 0.85 \text{ p.u.}, V_{t20} = 1.012 \text{ p.u.}$$

Le défaut est localisé à $\lambda = 0.02$. La réponse du système en boucle fermée est présentée à la figure (3.7)

- **Réseau électrique à 3 machines**

Les tests considérés pour ce réseau sont :

- Le premier test: Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique (cas n : 2). Les points de fonctionnement considérés sont:

$$\delta_{10} = 37.82^\circ, P_{m10} = 0.8 \text{ p.u.}, V_{t10} = 0.9999 \text{ p.u.}$$

$$\delta_{20} = 32.05^\circ, P_{m20} = 0.7 \text{ p.u.}, V_{t20} = 1.02 \text{ p.u.}$$

$$\delta_{30} = 20.86^\circ, P_{m30} = 0.5 \text{ p.u.}, V_{t30} = 1.04 \text{ p.u.}$$

Le défaut est localisé à $\lambda = 0.2$. La réponse du système en boucle fermée est présentée à la figure (3.8)

- Les tests de décentralisation des commandes. Un court-circuit survient au niveau d'une station de commande locale ce qui donne une commande nulle de la station en question (figures (3.9)-(3.11))

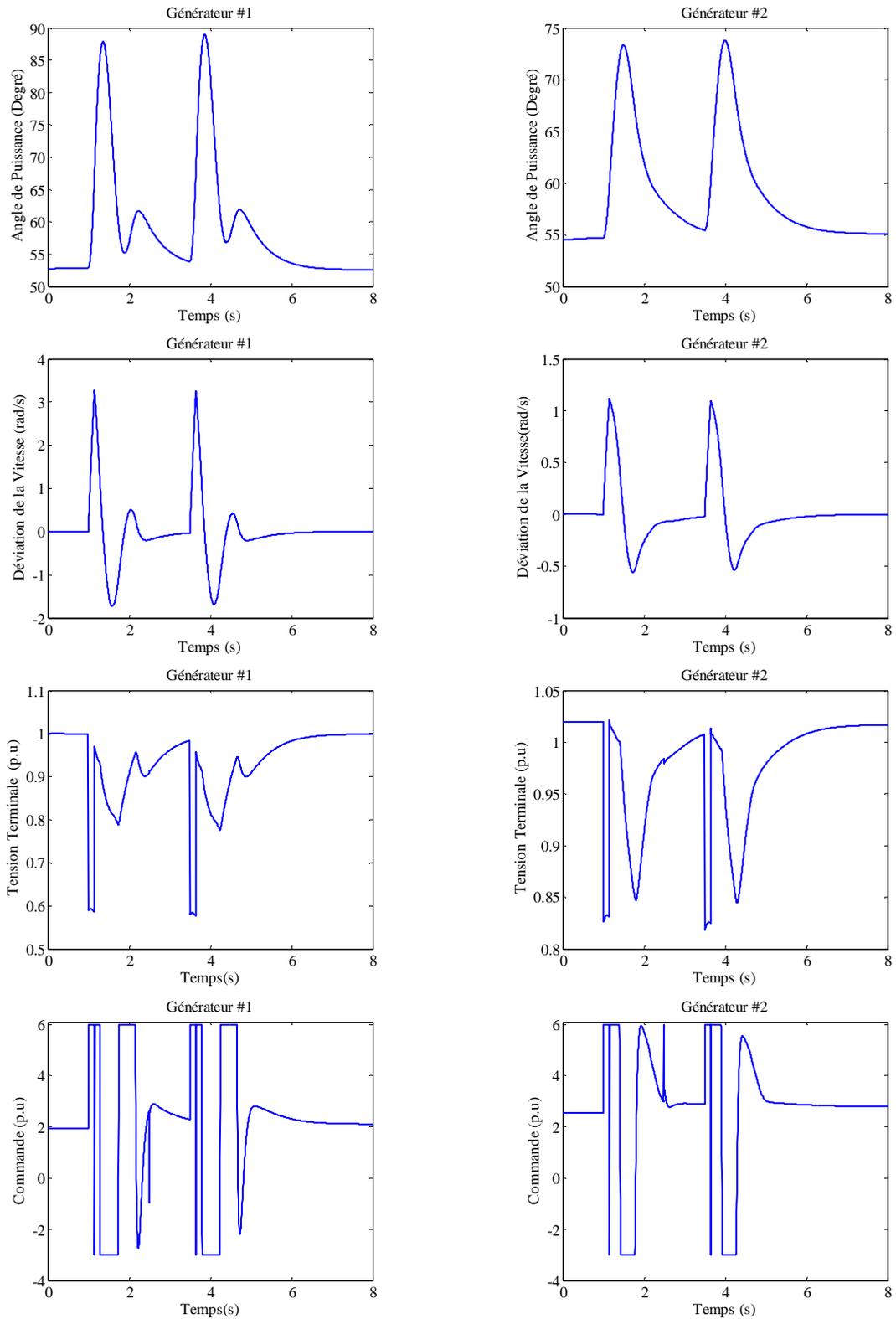


Figure 3.5 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 1^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$.

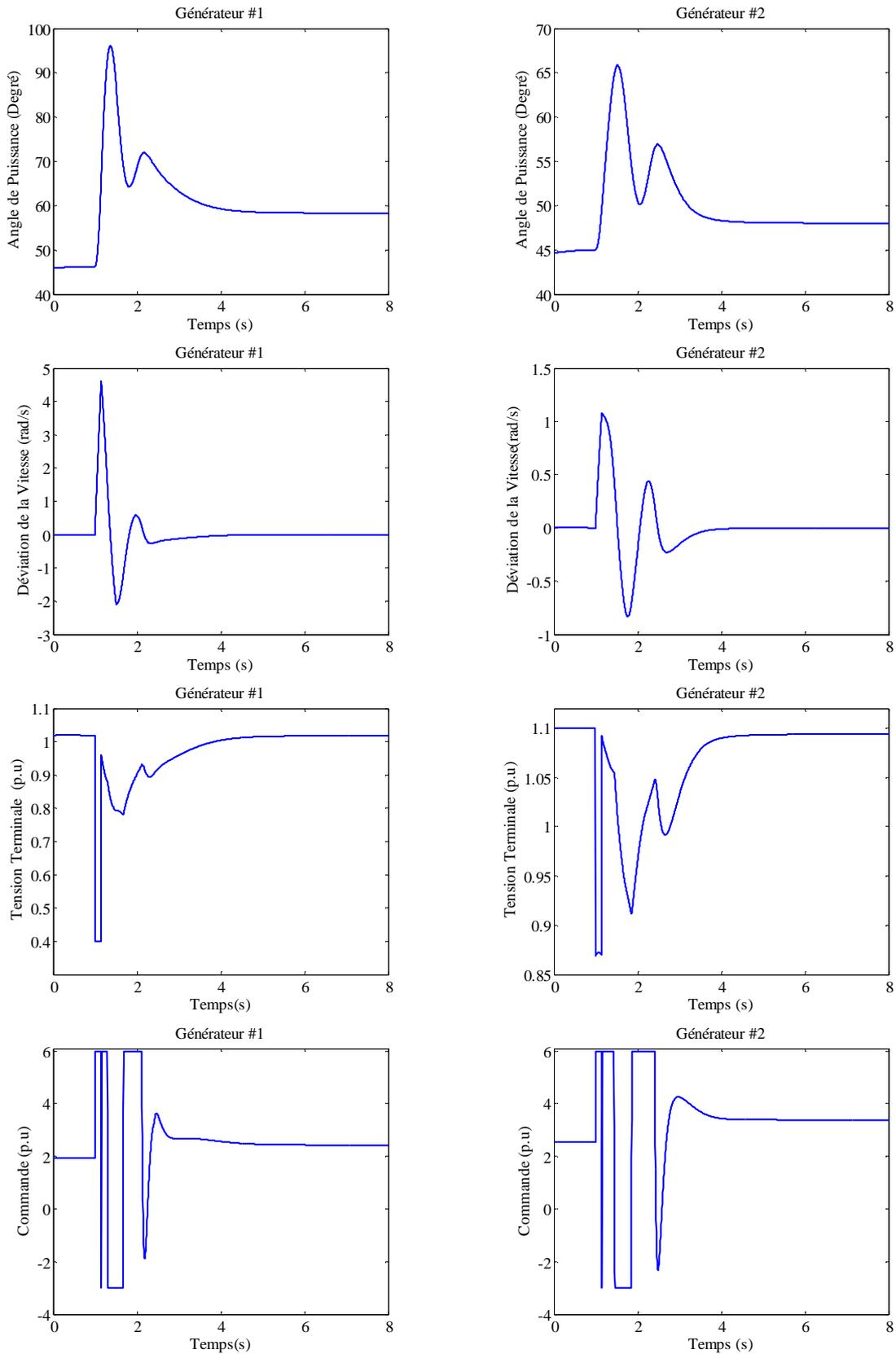


Figure 3.6 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.

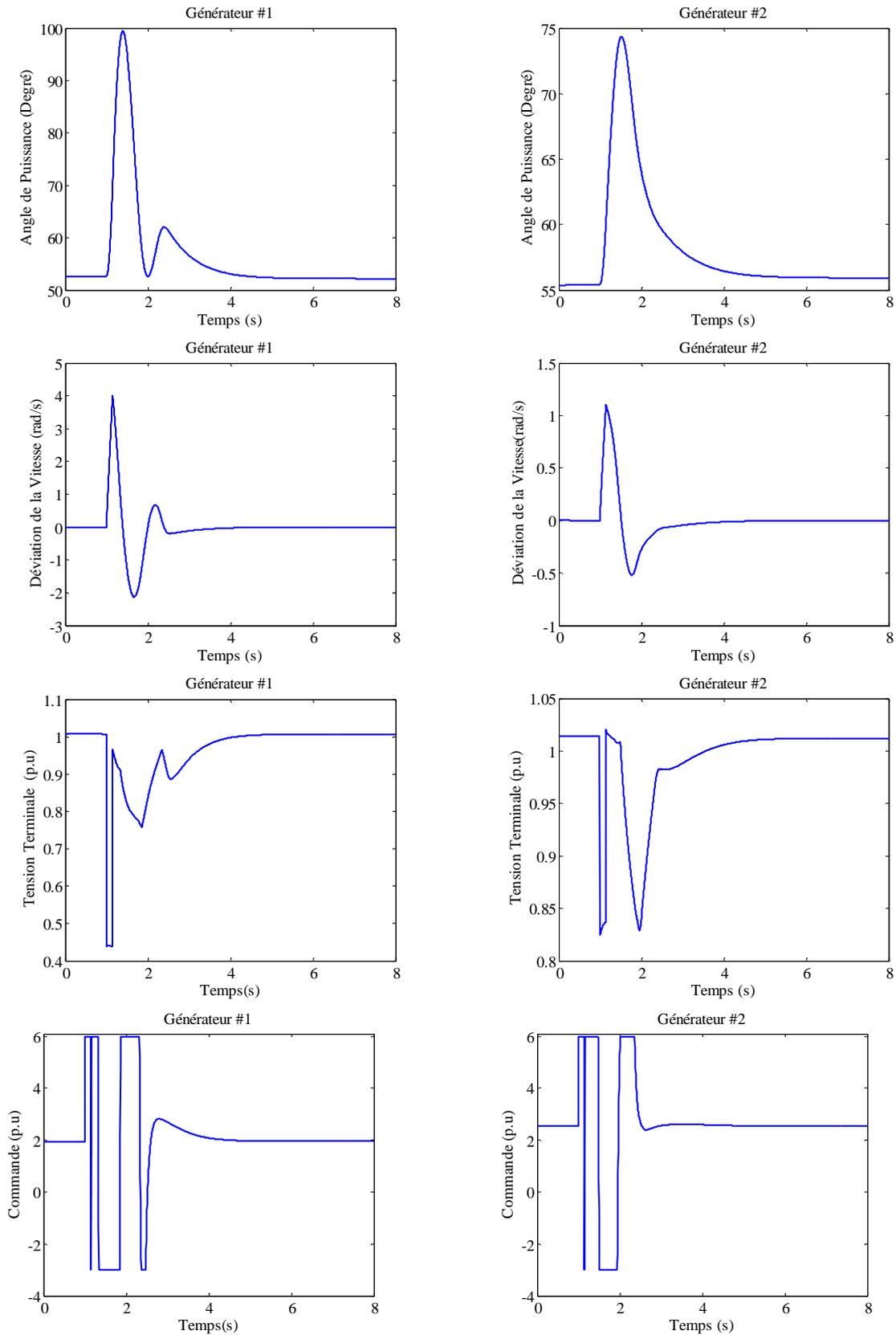


Figure 3.7 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.

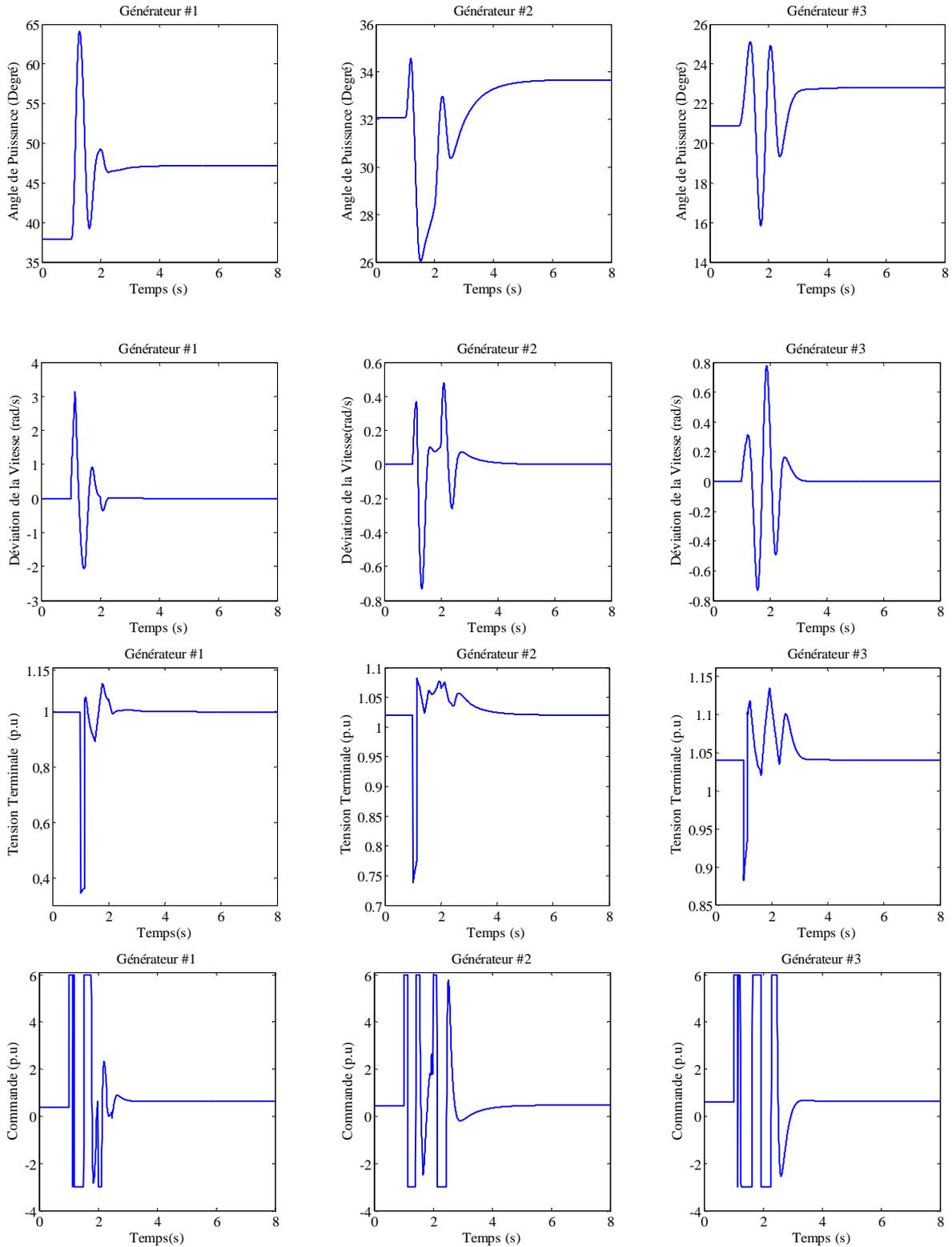


Figure 3.8 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.

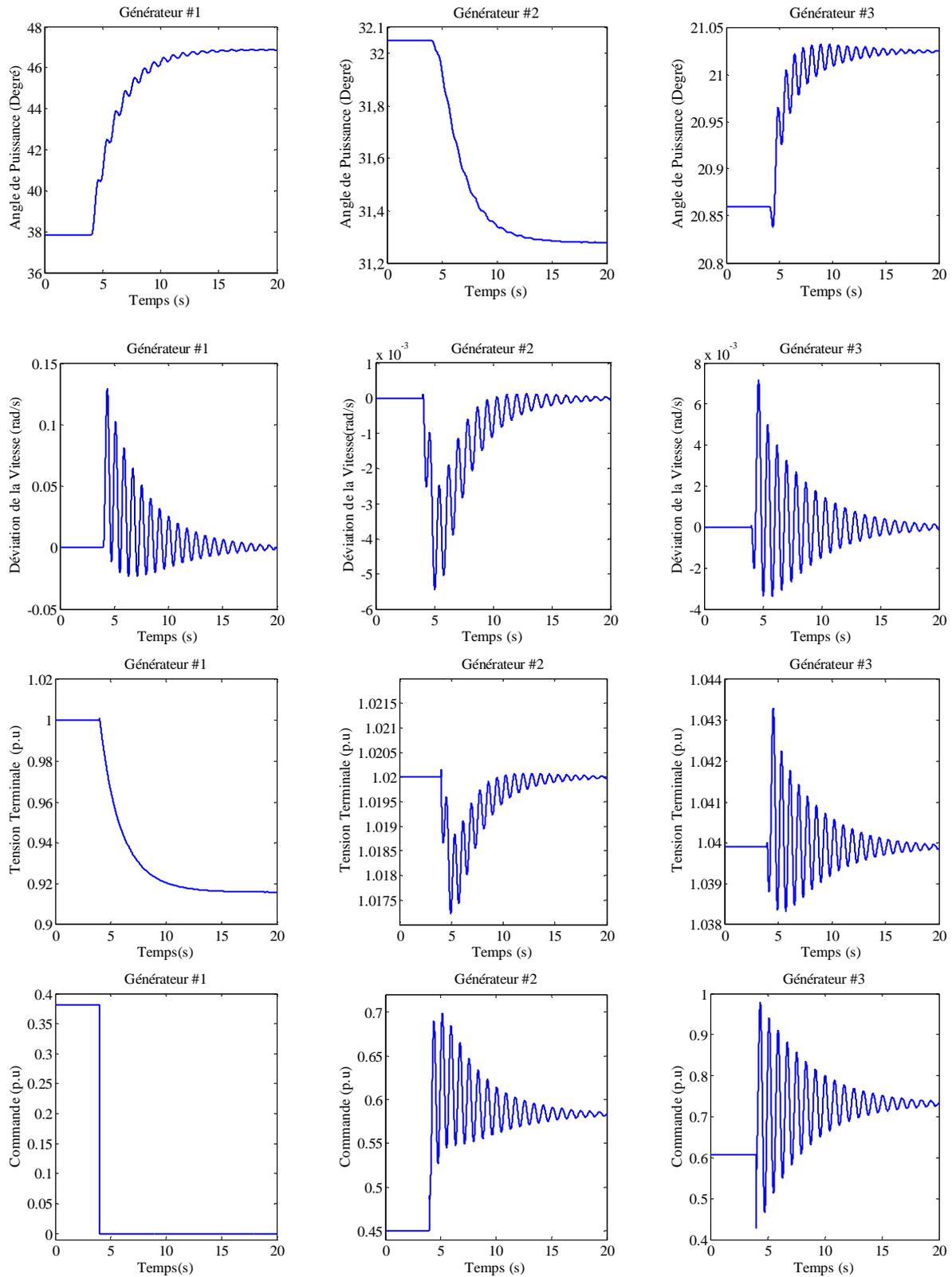


Figure 3.9 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f1}=0$ à $t=4s$.

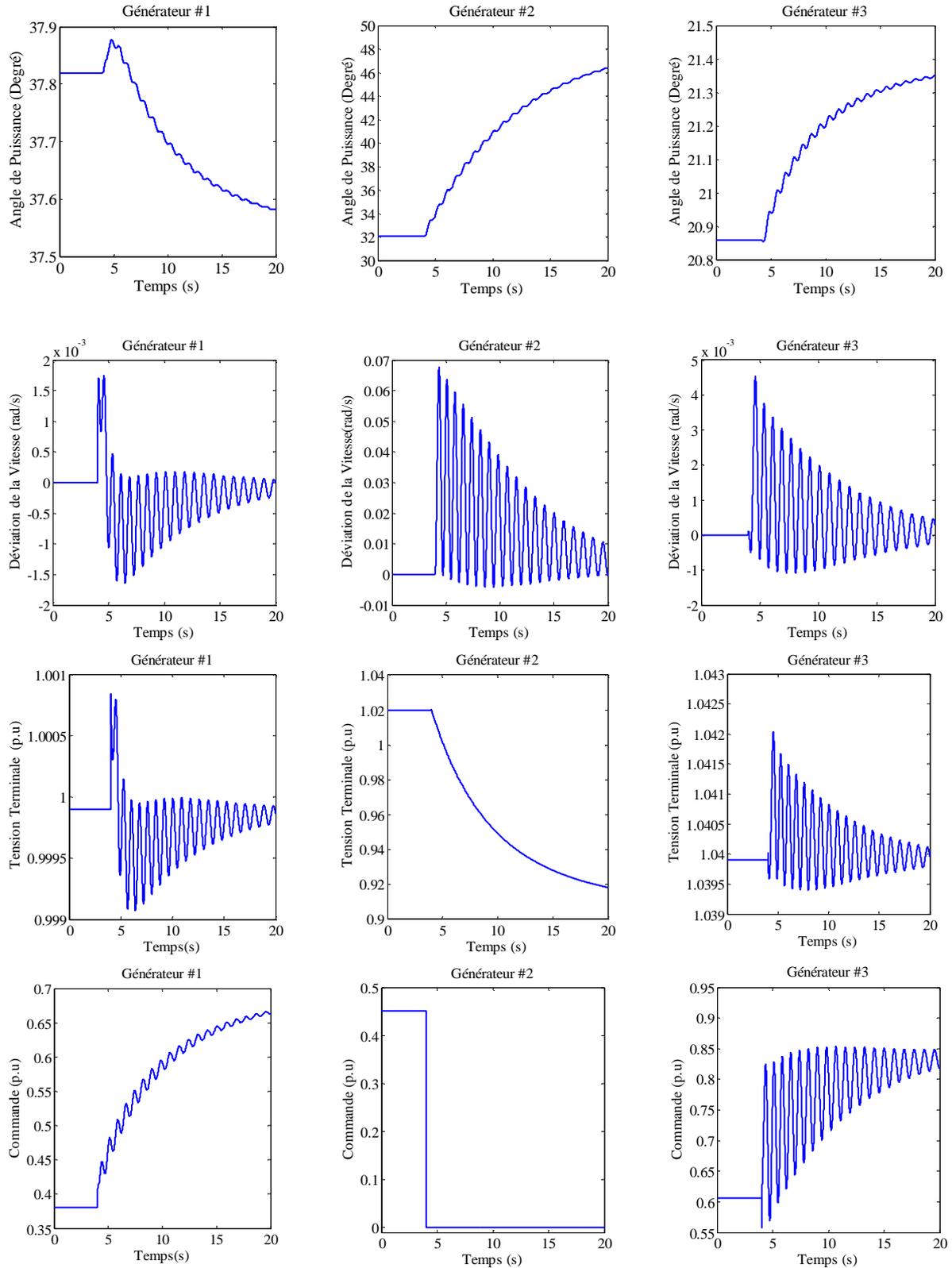


Figure 3.10 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f2}=0$ à $t=4s$.

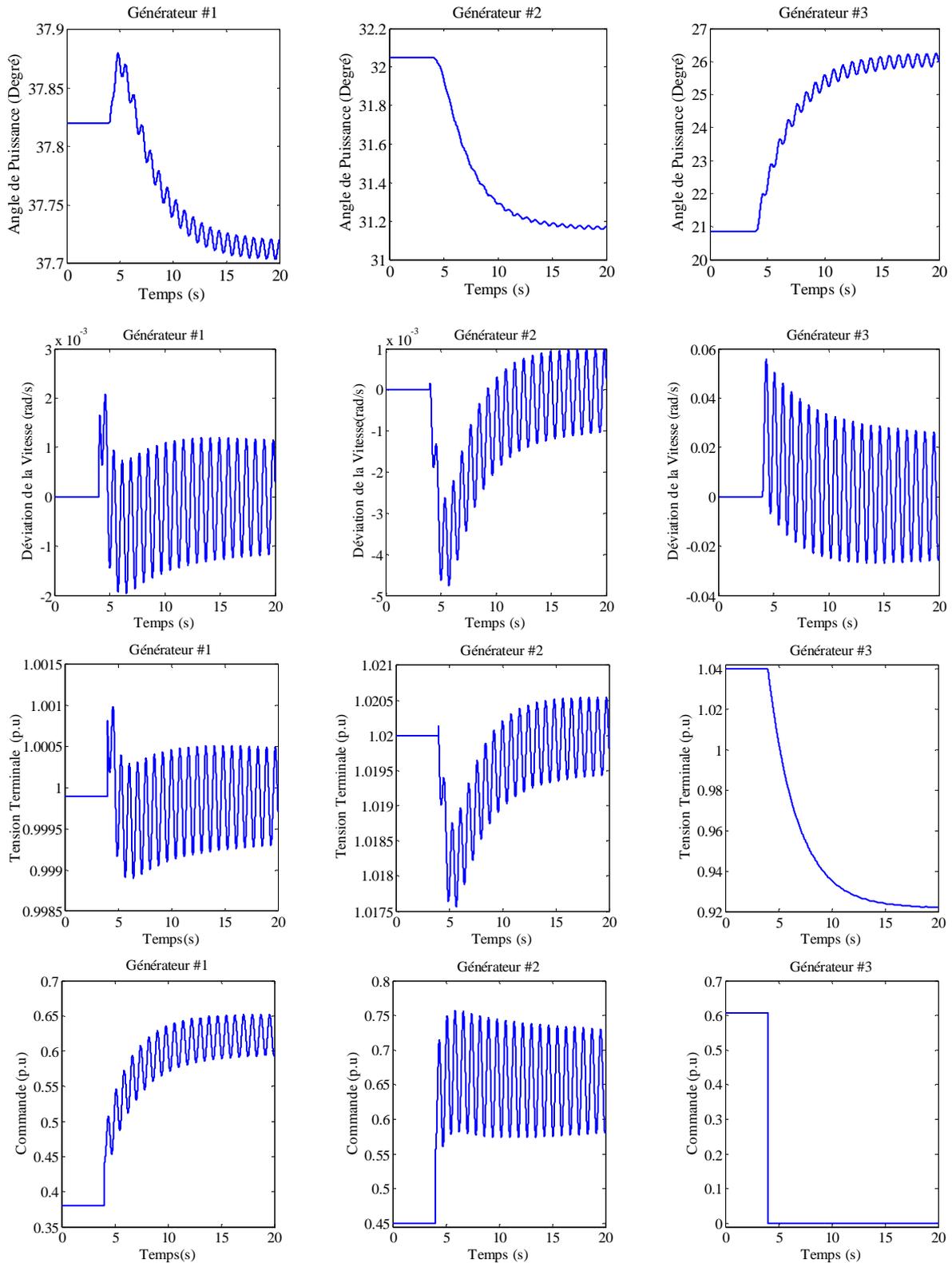


Figure 3.11 : Régulateur PDC appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f3}=0$ à $t=4$ s

3.3.2.4 Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation présentés par les figures (3.5)-(3.8) montrent que la stabilité transitoire est assurée. Avec ce régulateur, nous sommes parvenus à une bonne régulation des tensions post-défauts. Comme nous pouvons le constater, les perturbations sont rejetées au bout de 2 à 3 secondes quels que soient le type, la sévérité du défaut imposé (temporaire ou permanent, accroissement de la puissance mécanique, point d'application du défaut), les points d'opérations du système ou encore les valeurs des paramètres des lignes de transmissions.

Les tests de décentralisation des commandes sont réalisés par un court-circuit au niveau d'une des stations de commande. Les résultats de simulation (figures (3.9)-(3.11)) montrent que malgré la défaillance d'une station de commande locale, le système se stabilise au bout de 15 à 20 secondes assurant une bonne fréquence tout en maintenant les tensions terminales des autres sous systèmes à leurs valeurs pré-défauts.

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 [89]. Les systèmes flous de type-2 sont constitués par des ensembles flous de type-2 dans la partie prémisses et/ou conséquences. Ces ensembles flous dont les degrés d'appartenance, qui sont eux-mêmes des ensembles flous de 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 un ensemble flou type-1. Pour les régulateurs flous type-2 intervalle utilisés à ce jour, il existe deux méthodes pour effectuer la réduction de type: en utilisant la méthode itérative de Karnik-Mendel (KM) ou encore en utilisant la méthode des limites incertaines de Wu-Mendel [89].

Ces approches ne fournissent aucune méthodologie générale qui garantit 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 fermée. Récemment, Lam et Seneviratne [90] ont analysé la stabilité des systèmes flous 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 [91]. Pour tenter d'aborder la

stabilité du système flou type-2 intervalle, un nouveau mécanisme d'inférence est introduit par Biglarbegan et *al.* [91]. 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 de 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-2 intervalle, a la forme suivante :

$$\begin{aligned} \text{Si } z_1(t) \text{ est } \tilde{A}_1^i \text{ Et.....Et } z_p(t) \text{ est } \tilde{A}_p^i \\ \text{Alors } \mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}_i \mathbf{x}(t) \quad , \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (3.43)$$

où \tilde{A}_j^i représente l'ensemble flou 2 intervalle de la variable floue j de la prémisse de la règle i et \mathbf{K}_i est le vecteur des gain de retour d'état pour le $i^{\text{ème}}$ sous-système, r est le nombre de règles.

Les poids inférieure et supérieure $\underline{w}_i(z(t))$ et $\bar{w}_i(z(t))$ de la $i^{\text{ème}}$ règle, sont donnés par :

$$\begin{aligned} \bar{w}_i(z(t)) &= \bar{\mu}_{\tilde{A}_1^i}(z_1(t)) \star \dots \star \bar{\mu}_{\tilde{A}_p^i}(z_p(t)) \\ \underline{w}_i(z(t)) &= \underline{\mu}_{\tilde{A}_1^i}(z_1(t)) \star \dots \star \underline{\mu}_{\tilde{A}_p^i}(z_p(t)) \end{aligned} \quad (3.44)$$

où $\underline{\mu}_{\tilde{A}_j^i}$ et $\bar{\mu}_{\tilde{A}_j^i}$ représentent les fonctions d'appartenance inférieure et supérieure de la variable floue j ($j = 1, \dots, p$) de la règle i et “ \star ” est l'opérateur T-norme.

La forme générale du régulateur flou proposée par Biglarbegan et *al* [91] est de la forme :

$$\mathbf{u}(t) = -m \frac{\sum_{i=1}^r \underline{w}_i(z(t)) \mathbf{K}_i \mathbf{x}(t)}{\sum_{i=1}^r \underline{w}_i(z(t))} - n \frac{\sum_{i=1}^r \bar{w}_i(z(t)) \mathbf{K}_i \mathbf{x}(t)}{\sum_{i=1}^r \bar{w}_i(z(t))} \quad (3.45)$$

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 indispensable. 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 inféré en boucle fermée est telle que :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \frac{\sum_{i,j,l=1}^r d_{ijl}(z(t)) \mathbf{G}_{ijl}}{\sum_{i,j,l=1}^r d_{ijl}(z(t))} \mathbf{x}(t) \quad (3.46)$$

où

$$\begin{aligned} d_{ijl}(z(t)) &= q_i(z(t)) w_j(z(t)) \bar{w}_l(z(t)) \\ \mathbf{G}_{ijl} &= \mathbf{A}_i - m \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j - n \mathbf{B}_i \mathbf{K}_l \end{aligned} \quad (3.47)$$

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

$$\sum_{i,j,l=1}^r \mathbf{G}_{ijl} = \sum_{i=1}^r \mathbf{G}_{iii} + \sum_{i \neq j} \sum_{j=1}^r \mathbf{G}_{ijj} + \sum_{i=1}^r \sum_{j \neq l} \sum_{l=1}^r \mathbf{G}_{ijl} \quad (3.48)$$

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

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

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

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \frac{\sum_{s=1}^{r(r^2+1)/2} v_s(t) \mathbf{H}_s}{\sum_{s=1}^{r(r^2+1)/2} v_s(t)} \mathbf{x}(t) \quad (3.50)$$

où

$$\mathbf{H}_s = \begin{cases} \frac{\mathbf{G}_{ijl} + \mathbf{G}_{ijj}}{2}, s = i + r \left(j - 1 + \frac{(l-1)(l-2)}{2} \right) \\ \quad \text{et } j=l, i < j \\ \frac{\mathbf{G}_{ijj} + \mathbf{G}_{jii}}{2}, s = i + \frac{j(j-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2} \\ \quad \text{et } j=l, i < j \\ \mathbf{G}_{iii}, s = i + \frac{i(i-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2} \\ \quad \text{et } i=j=l \end{cases} ; \quad \mathbf{v}_s = \begin{cases} 2d_{ijl}, s = i + r \left(j - 1 + \frac{(l-1)(l-2)}{2} \right) \\ \quad \text{et } j=l, i < j \\ 2d_{ijj}, s = i + \frac{j(j-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2} \\ \quad \text{et } j=l, i < j \\ 2d_{iii}, s = i + \frac{i(i-1)}{2} + \frac{r^2(r-1)}{2} \\ \quad \text{et } i=j=l \end{cases} \quad (3.51)$$

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 $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ pour toutes 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 (\mathcal{V}) du plan complexe dans le but d'assurer un comportement prédéterminé en régime transitoire, c'est-à-dire

$$\sigma(A_i - m\mathbf{B}_i\mathbf{K}_j - n\mathbf{B}_i\mathbf{K}_l) \subset \mathcal{V} \quad (3.52)$$

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'étendre certains concepts relatifs aux systèmes linéaires au cas des systèmes non linéaires, 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 une fonction candidate définie positive notée $V(x(t))$, puis de choisir des lois de commande assurant sa décroissance c'est-à-dire $\dot{V}(x(t)) < 0$ 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 des trajectoires du multimodèle (3.50) en boucle fermée s'explique comme suit :

$$\dot{V}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) \mathbf{x}^T(t) \begin{pmatrix} (A_i - m\mathbf{B}_i \mathbf{K}_j - n\mathbf{B}_i \mathbf{K}_l)^T \mathbf{P} \\ + \mathbf{P} (A_i - m\mathbf{B}_i \mathbf{K}_j - n\mathbf{B}_i \mathbf{K}_l) \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) < 0 \quad (3.53)$$

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

Théorème 3.2 [82] : *L'équilibre du système flou Takagi-Sugeno type-2 intervalle (3.50) est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$ telle que :*

$$\mathbf{H}_s^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{H}_s < 0, \quad s = 1, 2, \dots, r(r^2 + 1) / 2 \quad (3.54)$$

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

$$\begin{aligned} (A_i - m\mathbf{B}_i \mathbf{K}_j - n\mathbf{B}_i \mathbf{K}_l)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (A_i - m\mathbf{B}_i \mathbf{K}_j - n\mathbf{B}_i \mathbf{K}_l) < 0 \\ i, j, l = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (3.55)$$

Théorème 3.3 [92] : *L'équilibre du système flou Takagi-Sugeno type-2 intervalle (3.50) est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice commune \mathbf{P} définie positive telle que :*

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{iii}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{G}_{iii} < 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \\ \left[\frac{\mathbf{G}_{ijj} + \mathbf{G}_{jii}}{2} \right]^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \left[\frac{\mathbf{G}_{ijj} + \mathbf{G}_{jii}}{2} \right] \leq 0, \quad i < j, \text{ s.t. } h_i \cap h_j \neq \emptyset \\ \left[\frac{\mathbf{G}_{ijl} + \mathbf{G}_{lji}}{2} \right]^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \left[\frac{\mathbf{G}_{ijl} + \mathbf{G}_{lji}}{2} \right] \leq 0, \quad \forall i, j < l, \text{ s.t. } h_i \cap h_j \cap h_l \neq \emptyset \end{aligned} \quad (3.56)$$

La conception d'un système flou T-S type-2 intervalle asymptotiquement stable revient à déterminer les matrices de gain \mathbf{K}_i 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 \mathbf{K}_i et \mathbf{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 \mathbf{Q} et \mathbf{F}_j .

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{A}_i \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - (n+m) \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_i^T - (n+m) \mathbf{B}_i \mathbf{F}_i < 0 \\
 & \left(\frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{A}_j}{2} \right) \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \left(\frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{A}_j}{2} \right)^T - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{F}_j^T \mathbf{B}_i^T - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{B}_i \mathbf{F}_j - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_j^T - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{B}_j \mathbf{F}_i \leq 0 \quad (3.57) \\
 & \mathbf{A}_i \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{F}_j^T \mathbf{B}_i^T - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{B}_i \mathbf{F}_j - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_i^T - \frac{(n+m)}{2} \mathbf{B}_i \mathbf{F}_i \leq 0
 \end{aligned}$$

3.4.3.2 Placement de pôles

De même que pour le système flou type-1, la condition suffisante pour garantir la $D_{q,r}$ -stabilité est énoncée comme suit :

Théorème 3.4 [92]: *Le système flou T-S type-2 intervalle (3.50) est $D_{q,r}$ -stabilisable (tous les pôles se localisent dans la région LMI ' $D_{q,r}$ ') si et seulement s'il existe une matrice symétrique et positive \mathbf{Q} telle que :*

$$\left(\begin{array}{cc} -r\mathbf{Q} & q\mathbf{Q} + \mathbf{Q}(\mathbf{A}_i - m\mathbf{B}_i \mathbf{K}_j - n\mathbf{B}_i \mathbf{K}_l)^T \\ q\mathbf{Q} + (\mathbf{A}_i - m\mathbf{B}_i \mathbf{K}_j - n\mathbf{B}_i \mathbf{K}_l) \mathbf{Q} & -r\mathbf{Q} \end{array} \right) < 0 \quad (3.58)$$

Nous pouvons remarquer que l'inégalité (3.58) n'est pas convexe, une simple transformation $\mathbf{F}_i = \mathbf{K}_i \mathbf{Q}$ donne une inégalité convexe par rapport aux variables \mathbf{F}_i et \mathbf{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 le 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 supplémentaires dans notre problème ; donc, il suffit de localiser les pôles des termes dominants dans la région pré-spécifié.*

Théorème 3.5 [92]: *Le système flou T-S type-2 intervalle (3.50) est $D_{q,r}$ -stabilisable si et seulement s'il existe une matrice symétrique positive \mathbf{Q} et \mathbf{F}_i telle que l'inégalité matricielle linéaire suivante est satisfaite*

$$\left(\begin{array}{cc} -r\mathbf{Q} & q\mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - (n+m) \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_i^T \\ q\mathbf{Q} + \mathbf{A}_i \mathbf{Q} - (n+m) \mathbf{B}_i \mathbf{F}_i & -r\mathbf{Q} \end{array} \right) < 0 \quad (3.59)$$

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

3.4.4.1 Conception de la 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 :

$$\begin{aligned} \text{Si } f_{k_1}(t) \text{ est } \tilde{A}_{k_1}^i \text{ et } f_{k_2}(t) \text{ est } \tilde{A}_{k_2}^i \\ \text{Alors } u_{k_i}(t) = -\mathbf{K}_{k_i} \mathbf{x}_k(t) \quad , \quad i = 1, 2, \dots, 4 \end{aligned} \quad (3.60)$$

La loi de commande globale est telle que :

$$v_{fk}(t) = -m \frac{\sum_{i=1}^4 \underline{w}_{k_i}(z_k(t)) \mathbf{K}_{k_i} \mathbf{x}_k(t)}{\sum_{i=1}^4 \underline{w}_{k_i}(z_k(t))} - n \frac{\sum_{i=1}^4 \bar{w}_{k_i}(z_k(t)) \mathbf{K}_{k_i} \mathbf{x}_k(t)}{\sum_{i=1}^4 \bar{w}_{k_i}(z_k(t))} \quad (3.61)$$

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.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_i \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - (m+n) \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_i^T - (m+n) \mathbf{B}_i \mathbf{F}_i < 0 \\ \left(\frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{A}_j}{2} \right) \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \left(\frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{A}_j}{2} \right)^T - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{F}_j^T \mathbf{B}_i^T - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{B}_i \mathbf{F}_j - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_j^T - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{B}_j \mathbf{F}_i \leq 0 \\ \mathbf{A}_i \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{F}_j^T \mathbf{B}_i^T - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{B}_i \mathbf{F}_j - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_i^T - \frac{(m+n)}{2} \mathbf{B}_i \mathbf{F}_i \leq 0 \\ \left(\begin{array}{cc} -r \mathbf{Q} & q \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}_i^T - (m+n) \mathbf{F}_i^T \mathbf{B}_i^T \\ q \mathbf{Q} + \mathbf{A}_i \mathbf{Q} - (m+n) \mathbf{B}_i \mathbf{F}_i & -r \mathbf{Q} \end{array} \right) < 0 \end{aligned} \quad (3.62)$$

Pour une solution donnée $(\mathbf{Q}, \mathbf{F}_i)$, les gains du régulateur proposé sont obtenus par $\mathbf{K}_i = \mathbf{F}_i \mathbf{Q}^{-1}$

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 réglage des régulateurs flous type-2 intervalle

	Le réseau électrique à 2 machines		Le réseau électrique à 3 machines		
	Générateur #1	Générateur #2	Générateur #1	Générateur #2	Générateur #3
m	-6.8452	6.9149	-6.8453	6.9149	-6.8937
n	- 5.0445	-6.8937	5.3445	-6.8937	-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 :

- **Le réseau électrique à 2 machines**

Nous rappelons les différents cas considérés

- Cas n° 1 : Défaut momentané puis un défaut permanent (figure (3.12)).
- Cas n° 2 : Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique (figure (3.13))
- Cas n° 3: Défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$ (figure (3.14)).

- **Réseau électrique à 3 machines**

Les tests considérés sont :

- Le premier test: Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique (Cas n : 2) (figure (3.15)).
- Les tests de décentralisation des commandes (figures (3.16)- (3.18)).

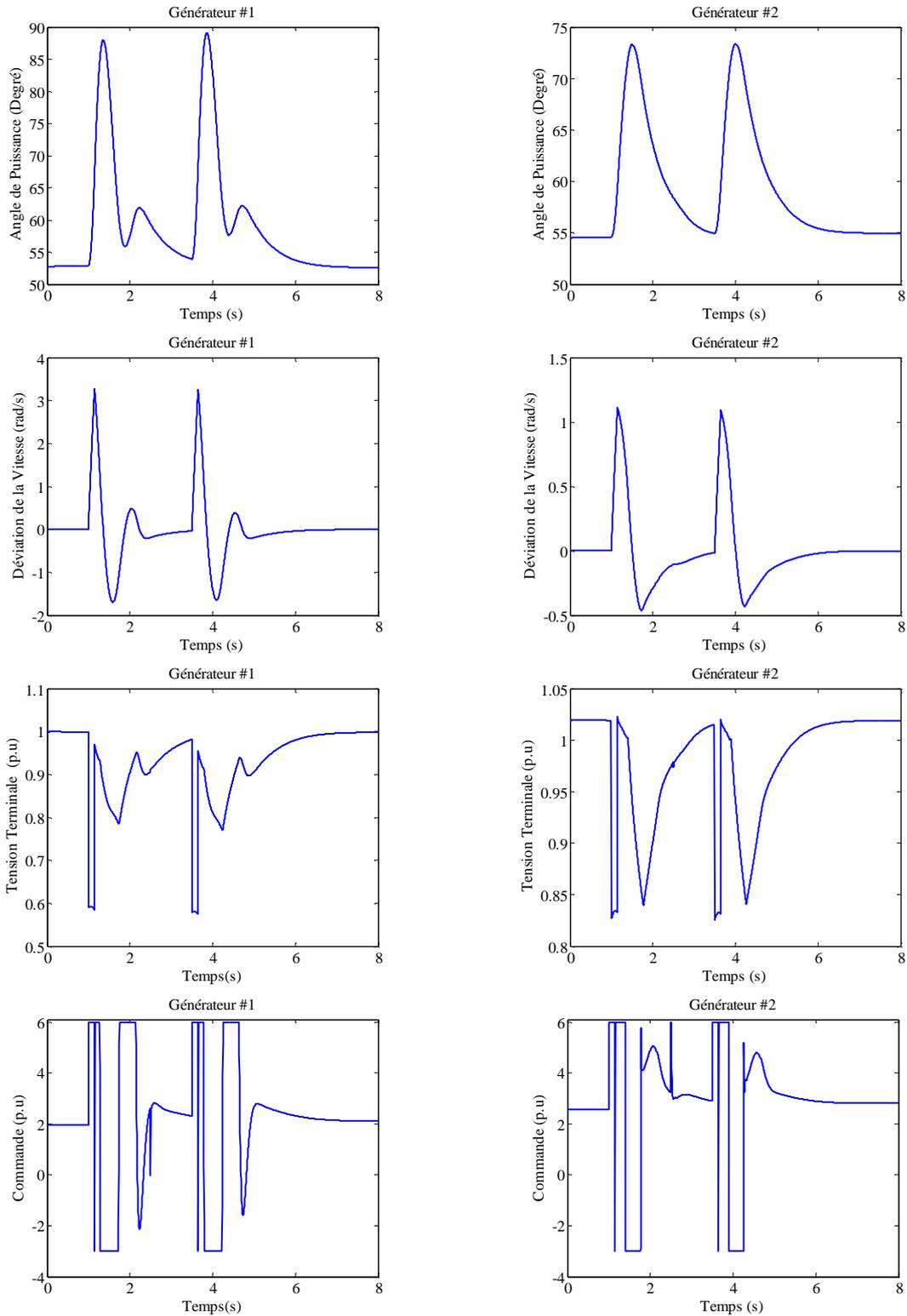


Figure 3.12 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 1^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$.

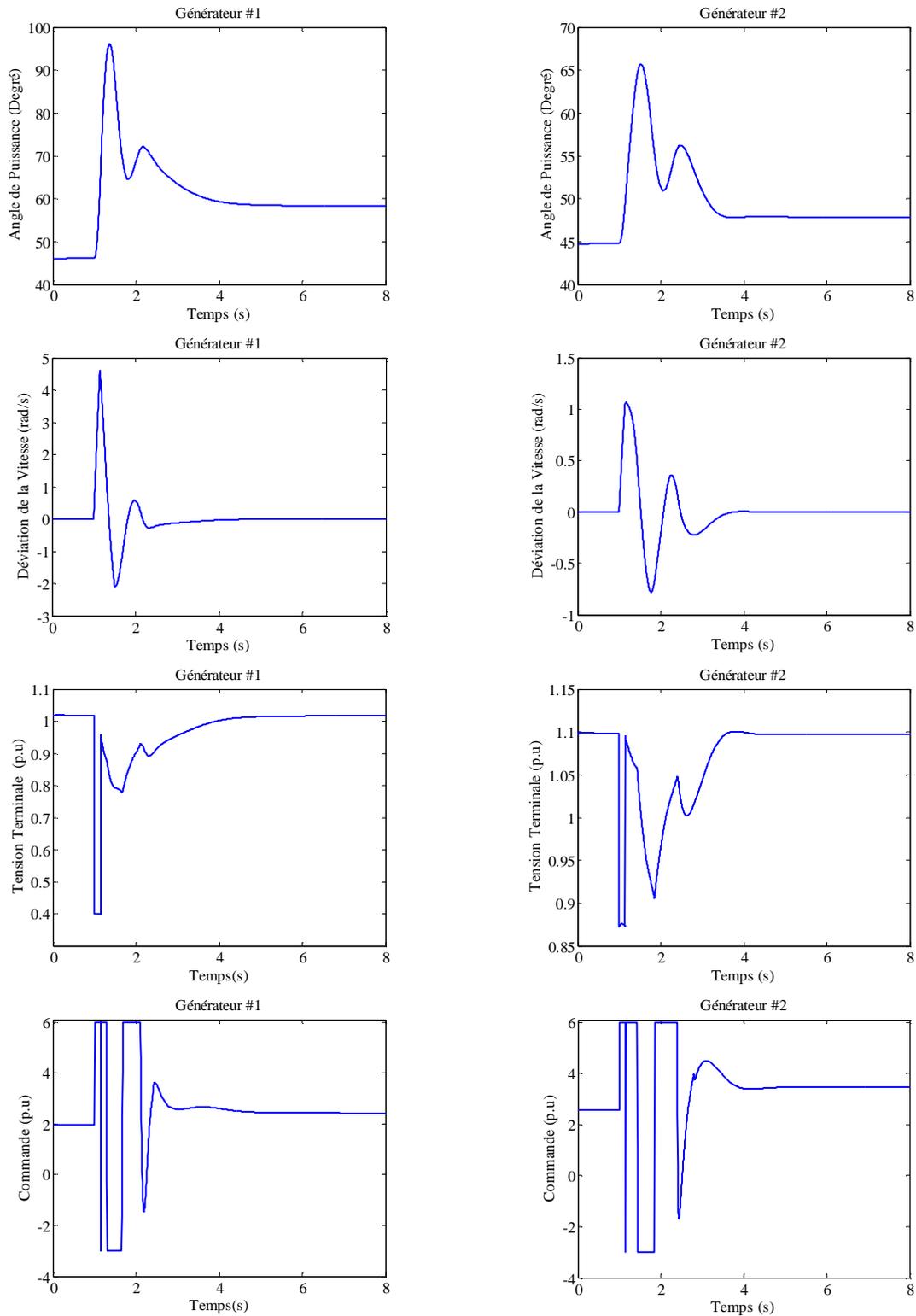


Figure 3.13 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.

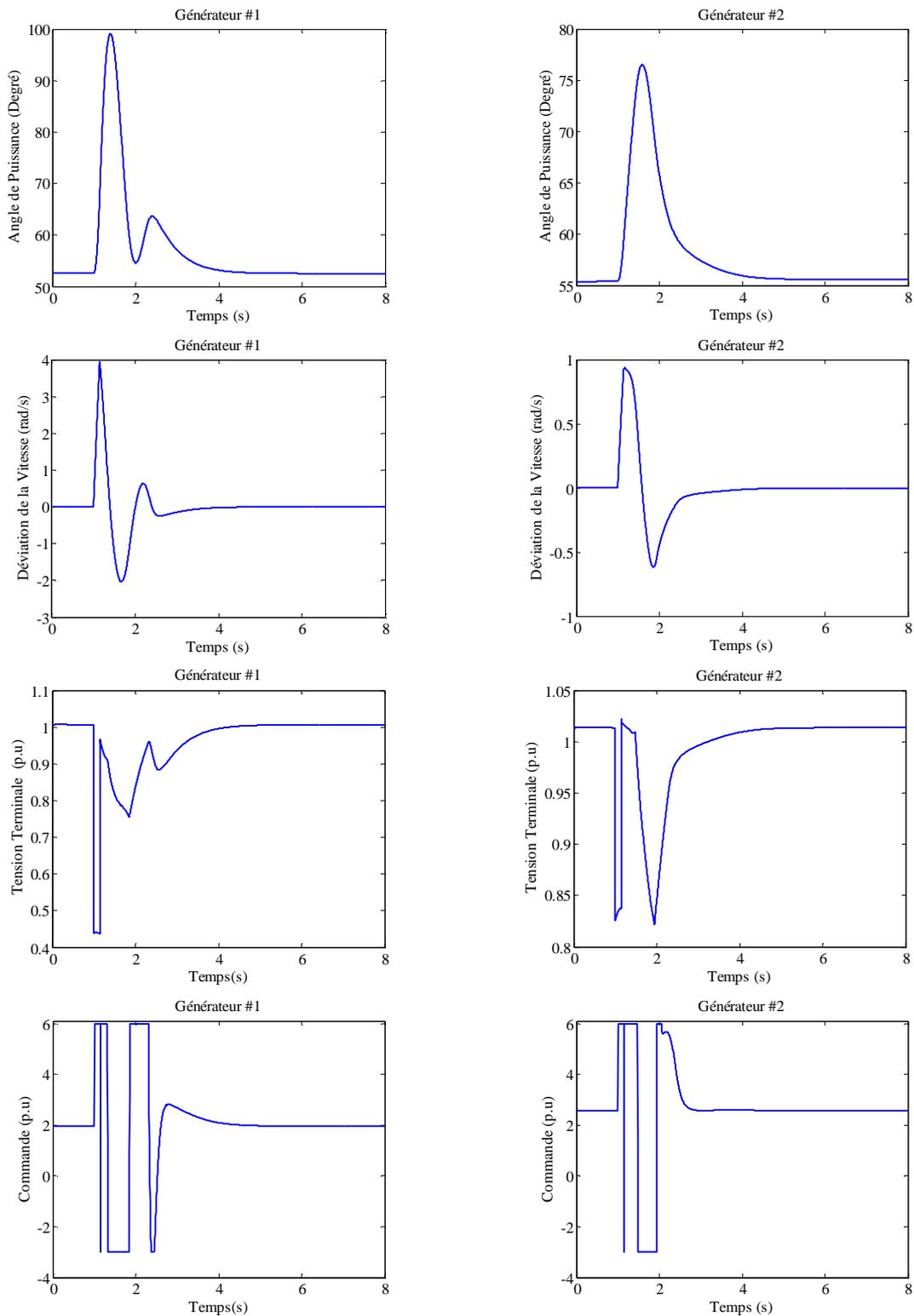


Figure 3.14 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.

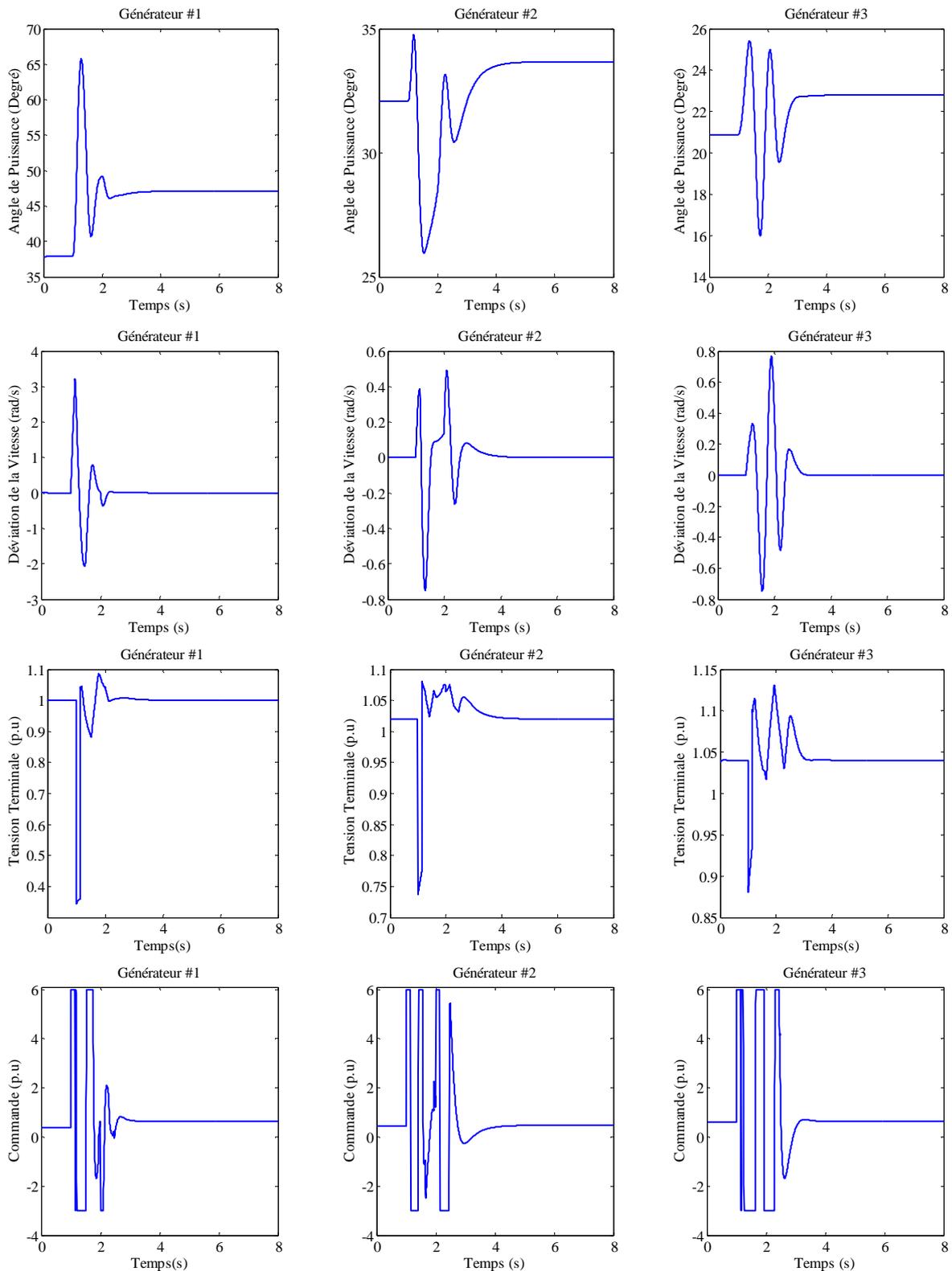


Figure 3.15 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.

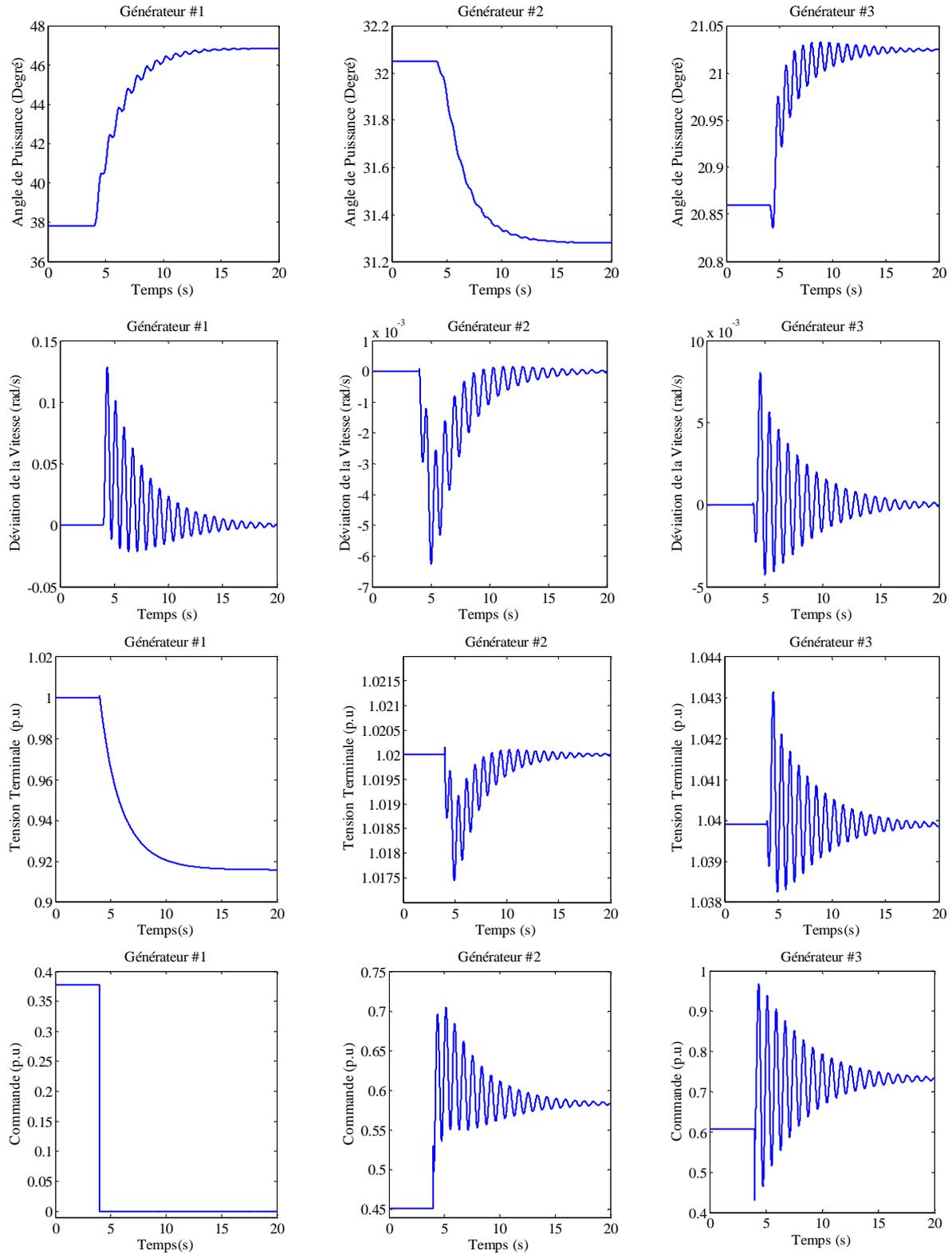


Figure 3.16 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f1}=0$ à $t=4s$.

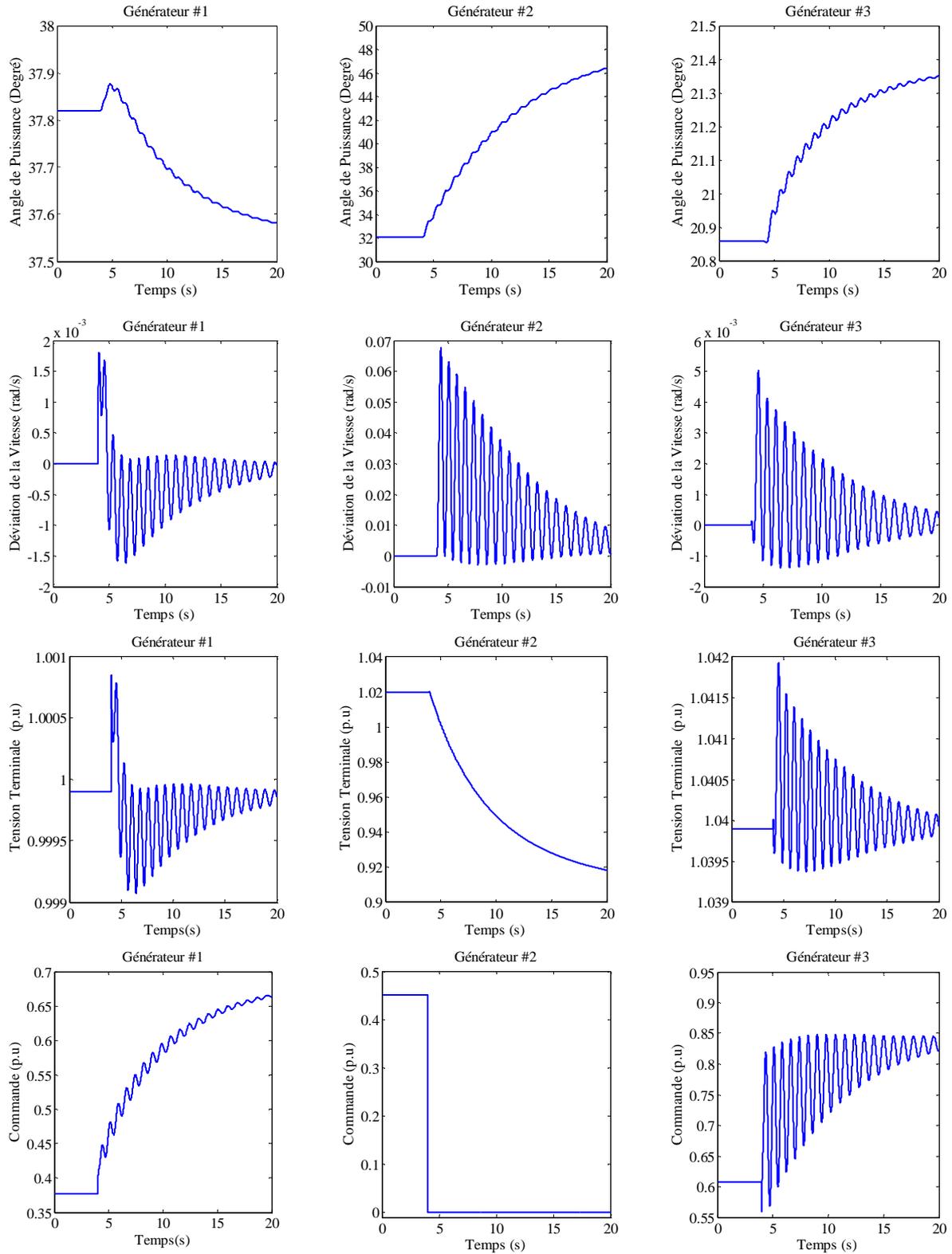


Figure 3.17 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f2}=0$ à $t=4s$

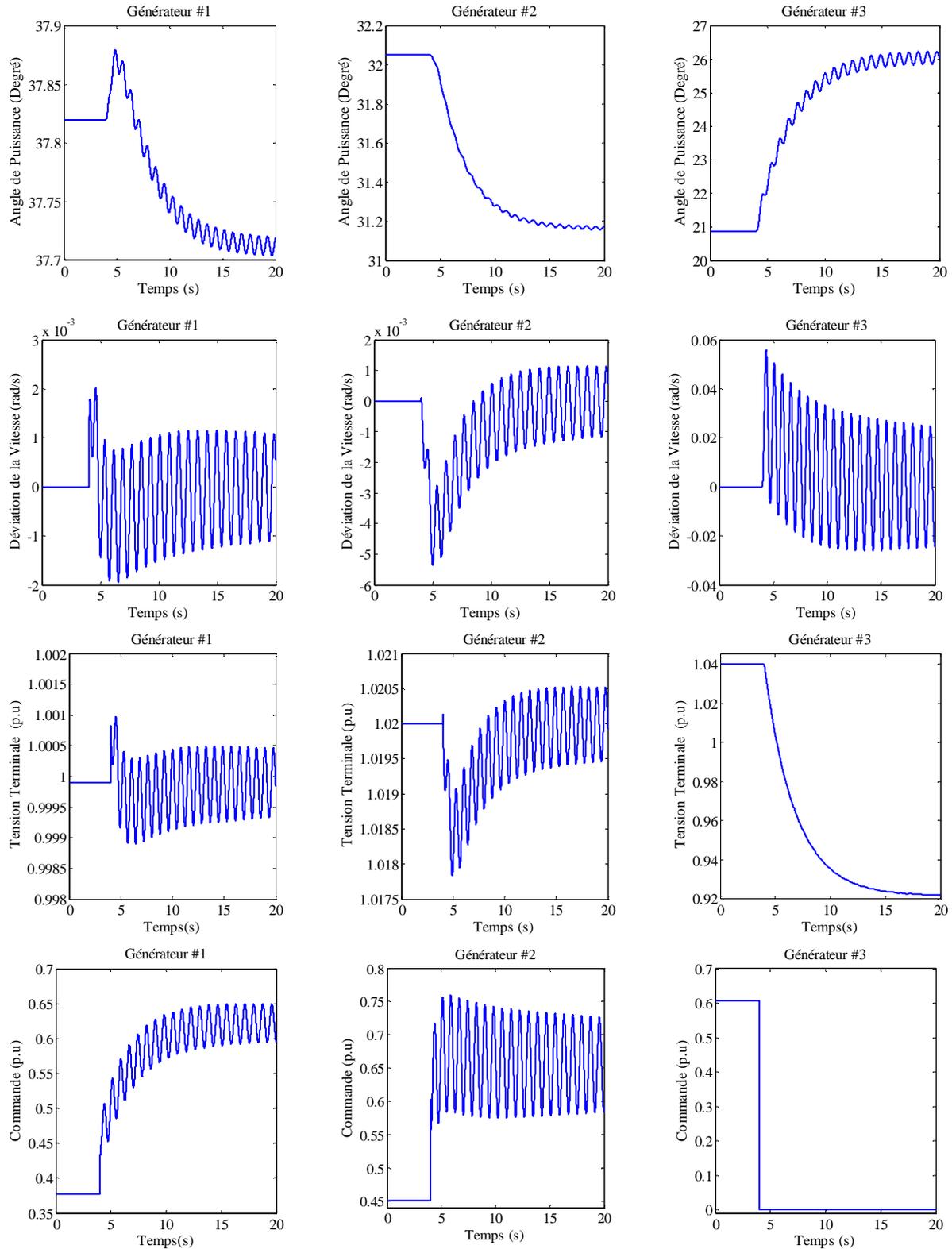


Figure 3.18 : Régulateur flou T-S T2I appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f3}=0$ à $t=4s$

3.4.4.3 Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation présentés par les figures ((3.12)-(3.18)) 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.

Les tests de décentralisation des commandes (figures ((3.16)-(3.18))) montrent que le système se stabilise au bout de 15 à 20 secondes assurant une bonne fréquence malgré la défaillance d'une station de commande locale. Les tensions terminales sont bien maintenues à leurs valeurs post-defaults, en effet malgré les fortes interconnexions entre les sous-systèmes ; les stations de commande non défaillantes sont capables de stabiliser le sous-système dont la station de commande est défaillante.

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 [93].

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 d'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.

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

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

$$ITAE = \int_0^T t \left(\sum_{i=1}^2 |\Delta Z_i| \right) dt \quad (3.65)$$

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

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 PDC	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
Case n : 3	ISE	801.0956	792.698
	IAE	538.1439	535.7851
	ITAE	895.9514	892.6587

Tableau 3.3 : Réseau à 3 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 PDC	Régulateur flou T-S T2I
Cas n : 2	ISE	436.9541	403.7348
	IAE	448.8372	414.7549
	ITAE	732.6003	658.5899
Test de décentralisation $u_{f1}=0$	ISE	2.4225	2.3498
	IAE	55.0661	53.4796
	ITAE	413.8122	392.9885
Test de décentralisation $u_{f2}=0$	ISE	1.79	1.7439
	IAE	56.1996	55.634
	ITAE	532.5269	522.7865
Test de décentralisation $u_{f3}=0$	ISE	19.1632	19.1417
	IAE	67.2082	67.2036
	ITAE	757.9439	754.6387

Tableau 3.4 : Réseau à 2 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l'évaluation de la *régulation de la tension* pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)

		Régulateur flou type-1 PDC	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
Case n : 3	ISE	21.4889	21.7876
	IAE	116.7449	112.7018
	ITAE	335.8718	281.208

Tableau 3.5 : Réseau à 3 machines : Valeurs des indices de performance obtenus lors de l'évaluation de la *régulation de la tension* pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)

		Régulateur flou type-1 PDC	Régulateur flou T-S T2I
Cas n : 2	ISE	20.6405	20.3345
	IAE	73.2516	66.4021
	ITAE	120.6951	101.5605
Test de décentralisation $u_{f1}=0$	ISE	18.3459	18.3361
	IAE	238.4826	238.0806
	ITAE	3044.0239	3041.5049
Test de décentralisation $u_{f2}=0$	ISE	19.0678	19.0741
	IAE	232.5775	232.4088
	ITAE	3161.0462	3160.331
Test de décentralisation $u_{f3}=0$	ISE	19.1539	19.1281
	IAE	316.5997	316.1291
	ITAE	4135.0648	4131.941

Les performances exhibées par chacune des commandes proposées ont été analysées en se basant sur les tableaux récapitulatifs (3.2-3.5). Nous constatons que les performances du régulateur flou 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 du maintien de la stabilité transitoire indépendamment des conditions de fonctionnement imposées.

3.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, des approches de commande se basant sur des modèles flous de type Takagi-Sugeno avec placement de pôles dans des régions LMI ont été développées. Les performances présentées par ces régulateurs montrent clairement leurs efficacités lors de la régulation de la tension et le maintien de la stabilité transitoire. Cependant, les lois de commande proposées sont étroitement liées aux paramètres des paires (A_i, B_i) . Dans ce qui suit, nous allons développer des techniques de commande non-linéaires et robustes pour le maintien de la stabilité transitoire et la régulation des tensions d'un réseau multi-machine.

CHAPITRE 4

COMMANDES ADAPTATIVES PAR MODES GLISSANTS DÉCOUPLÉS

CHAPITRE 4

COMMANDES ADAPTATIVES PAR MODES GLISSANTS DÉCOUPLÉS

4.1 INTRODUCTION

Rappelons que l'objectif de cette thèse est de proposer des régulateurs non linéaires décentralisés capable d'assurer la stabilité transitoire et la régulation des tensions d'un réseau électrique multi-machine dans toute sa plage de fonctionnement. Pour arriver à cette fin, la commande par mode glissant découplé a été proposée. Il est bien connu que ce type de commande est robuste vis à vis les incertitudes structurelles et les perturbations externes ; Vu que les états du système sont forcés à atteindre un voisinage de la surface de glissement par une commande dite discontinue (stabilisante) et à y rester par une commande équivalente [94-96]. Néanmoins, lors de la mise en oeuvre de ce type de régulateur, nous sommes confrontés à deux inconvénients, le premier est le chattering et le second est le calcul de la commande équivalente qui nécessite la connaissance du modèle dynamique du système. Pour remédier à ces problèmes, plusieurs travaux ont été focalisés sur la combinaison des modes glissants avec les techniques de l'intelligence artificielle où la dynamique du système incertain est approximée à l'aide d'un réseau de neurones ou d'un système flou [19], [97-101].

Ce chapitre contribue à l'élaboration d'une famille de lois de commande en combinant les approximateurs universels (les systèmes flous et les réseaux de neurones) à la commande par mode glissant. Pour cela, nous allons présenter dans un premier temps la commande par mode glissant découplé. Dans un deuxième temps, un réseau de neurones est utilisé comme approximateur pour traiter le cas où aucune connaissance n'est disponible sur le modèle du système. La commande discontinue est réalisée par la logique floue en premier lieu et en second lieu par un réseau de neurones. Enfin, nous allons présenter la synthèse de lois de commandes adaptatives basée sur la logique floue (type-1 et type-2). Les techniques de commande floues adaptatives proposées combinent les avantages de la logique floue à ceux de la commande par mode glissant. Les lois d'adaptation sont déduites de l'étude de la stabilité au sens de Lyapunov.

4.2 LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Étant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par mode glissant a été largement utilisée dans la littérature [94-105]. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en oeuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations

externes. Il s'agit de définir tout d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis de synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, le système est contraint à évoluer vers cette surface et dans la seconde phase à y rester.

4.2.1 Conception de la loi de commande par mode glissant

D'une façon générale, la conception de la loi de commande par mode glissant s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par:

- La synthèse de la surface de glissement,
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- La détermination de la loi de commande.

4.2.1.1 Choix de la surface de glissement

Lors du choix de la surface de glissement, nous devons prendre en considération:

- Le nombre de surfaces nécessaire,
- La forme de ces surfaces.

Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et l'objectif visé.

Soit un système représenté par :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{b}(\mathbf{x}, t)u(t). \quad (4.1)$$

où $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$ et $\mathbf{b}(\mathbf{x}, t)$ sont deux fonctions non linéaires, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$.

Un vecteur u de dimension m nécessite m surfaces de glissement. En ce qui concerne la forme de cette surface deux possibilités se présentent, la première dans l'espace d'état et la seconde dans le plan de phase.

A. La surface de glissement dans l'espace d'état

Cette méthode est connue sous le nom "**Loi de Commutation par contre réaction d'état**" celle-ci utilise les concepts de réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation [96].

B. La surface de glissement dans le plan de phase

La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à réguler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine de plan de phase [106]. Ainsi la surface S représente le comportement dynamique désiré du système.

La surface de glissement retenue pour cette étude est la surface de glissement dans le plan de phase. J. J. Slotine [94] a proposé une équation, de forme générale, pour déterminer cette dernière :

$$S = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e \quad (4.2)$$

Cette surface assure la convergence d'une variable x à sa valeur de consigne x_{ref} .

x : Variable à réguler.

e : L'écart de la variable à réguler, $e = x_{ref} - x$.

λ : Une constante de temps positive. La dynamique de l'erreur tend exponentiellement vers zéro avec la constante de temps λ .

r : désigne le degré relatif du system " DR ", c'est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y faire apparaître l'entrée de commande de manière explicite [107]. Il est calculé en déterminant les dérivées successives de S :

$$\begin{aligned} \text{Degré relatif } r=1 & \quad \frac{\partial}{\partial u} \dot{S} \neq 0 \\ \text{Degré relatif } r \geq 1 & \quad \frac{\partial}{\partial u} (S)^i = 0 \quad (i=1,2,\dots,r-1) \quad \text{et} \quad \frac{\partial}{\partial u} (S)^r \neq 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Le problème de poursuite de la trajectoire $x = x_{ref}$ revient à forcer la dynamique du système à correspondre avec celle de la surface de glissement définie par $S=0$ pour tout $t > 0$, puisque $S=0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e=0$ [94].

4.2.1.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment des perturbations. Deux types de conditions d'accès à la surface de glissement sont présentés dans la littérature :

A. Approche directe de convergence

C'est l'approche la plus ancienne et directe, elle a été proposée par Emilyanov et Utkin [108]. Elle est exprimée par :

$$\begin{aligned} \dot{S} > 0 & \quad \text{lorsque} \quad S < 0 \\ \dot{S} < 0 & \quad \text{lorsque} \quad S > 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Autrement dit :

$$\dot{S} \cdot S < 0 \quad (4.5)$$

est la condition pour l'obtention du régime glissant.

B. Approche de Lyapunov

L'approche de Lyapunov est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e $\dot{V} < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

La condition de convergence ou d'attractivité de cette approche s'exprime par $\dot{V} = S \cdot \dot{S} < 0$ pour toute fonction de Lyapunov définie par $V = 1/2(S)^2$ [108]. Autrement dit, le carré de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement, mesuré par $(S)^2$, diminue tout le long de la trajectoire, contraignant l'état du système à se diriger vers la surface de glissement (figure 4.1) [109].

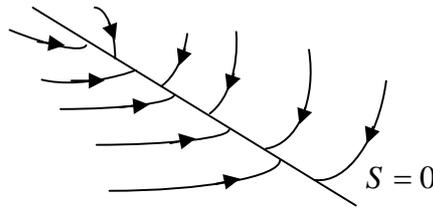


Figure 4.1 : Attractivité de la surface de glissement

4.2.1.3 Calcul de la commande par mode glissant

Une fois la surface de glissement choisie et le critère de convergence défini, il ne reste qu'à déterminer la commande qui doit attirer la variable à réguler vers la surface de glissement, puis vers le point d'équilibre, tout en assurant la condition d'existence du mode glissant. La commande est constituée de deux composantes, la commande équivalente et la commande discontinue.

$$u = u_{eq} + u_n \quad (4.6)$$

A. Commande équivalente

u_{eq} : correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin [108]. Elle est calculée en considérant que la trajectoire de l'état est sur la surface S , ce qui implique que le comportement dynamique du système durant le mode de glissement est décrit par $\dot{S} = 0$ avec $u_n=0$ [108].

Donc pour le système décrit par (4.1) :

$$\begin{aligned} S(\mathbf{x}, t) &= 0 \\ \dot{S}(\mathbf{x}, t) &= \frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} \left(f(\mathbf{x}, t) + b(\mathbf{x}, t) u_{eq}(t) \right) = 0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

La commande équivalente u_{eq} est définie par :

$$u_{eq}(t) = -\left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} b(\mathbf{x}, t)\right)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} f(\mathbf{x}, t)\right) \quad (4.8)$$

à condition que $\left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} b(\mathbf{x}, t)\right)$ soit inversible.

B. La commande discontinue

u_n : C'est la commande qui assure l'attractivité de la variable à réguler vers la surface de glissement. Elle est définie comme suit :

$$u_n = \begin{cases} +K \left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} b(\mathbf{x}, t)\right)^{-1} & \text{si } S < 0 \\ -K \left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} b(\mathbf{x}, t)\right)^{-1} & \text{si } S > 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

Ce qui implique, d'après (4.9), que la commande u_n est sous forme de relais :

$$u_n = -K \left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} b(\mathbf{x}, t)\right)^{-1} \text{sign}(S) \quad (4.10)$$

où K est une constante positive pour assurer que $\dot{S} S < 0 \quad \forall S \neq 0$

La commande par mode glissant pour le système (4.1) est telle que :

$$u = -\left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} b(\mathbf{x}, t)\right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} f(\mathbf{x}, t)\right) + K \cdot \text{sign}(S) \right) \quad (4.11)$$

4.3 LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ

4.3.1 Formulation du problème

Considérons le système dynamique suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_1(\mathbf{x}, t) + b_1(\mathbf{x}, t) u_1(t) \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= f_2(\mathbf{x}, t) + b_2(\mathbf{x}, t) u_2(t) \\ y_1(t) &= x_1(t) \\ y_2(t) &= x_3(t) \end{aligned} \quad (4.12)$$

où $\mathbf{x}=[x_1; x_2; x_3; x_4]$ est le vecteur d'état, $f_1(\mathbf{x})$, $b_1(\mathbf{x})$, $f_2(\mathbf{x})$ et $b_2(\mathbf{x})$ sont des fonctions non linéaires qui représentent la dynamique du système, u_1 et u_2 sont les commandes (entrées) du système.

Les surfaces de glissement du système (4.12) sont telles que :

$$\begin{aligned} S_1 &= \lambda_1 x_1 + x_2 \\ S_2 &= \lambda_2 x_3 + x_4 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Notre objectif est de concevoir une stratégie de commande qui forcera les états (x_1, x_2, x_3 et x_4) à l'origine de l'espace d'état ($\mathbf{x}= [0, 0, 0,0]^T$). Toutefois, si u_1 est appliquée pour commander le système en (4.12), seul les variables x_1 et x_2 vont converger vers la surface de glissement S_1 et puis vers $x_1= x_2=0$ asymptotiquement. D'autre part, si u_2 est appliquée pour commander le même système, seul les variables x_3 et x_4 vont converger vers la surface de glissement S_2 et puis vers $x_3= x_4=0$ asymptotiquement. Cela signifie que nous n'avons pas d'entrée pour commande le système (4.12).

Pour remédier à ce problème, nous allons recourir à la commande par mode glissant découplé [110-112]. L'idée de base pour la conception de la loi commande par mode glissant découplé est de découpler le système non-linéaire (4.12) en deux sous-systèmes (4.14) et (4.15) et de commander l'ensemble avec une entrée de commande unique $u = u_1 = u_2$.

- *Sous système 1*

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_1(\mathbf{x}, t) + b_1(\mathbf{x}, t)u(t). \\ y_1(t) &= x_1(t) \end{aligned} \quad (4.14)$$

- *Sous système 2*

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= f_2(\mathbf{x}, t) + b_2(\mathbf{x}, t)u(t) \\ y_2(t) &= x_3(t) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Un sous-système est choisi autant que primaire ou secondaire suivant les priorités des objectifs visés. Dans notre cas, le sous système 1 est choisi autant que le primaire et le sous système 2, le secondaire.

Ici, l'objectif est de concevoir une seul loi de commande qui forcera les états des deux sous systèmes vers leurs surfaces respectives. Le sous-système 1 implique la connaissance du sous-système 2. Les surfaces de glissement du système (4.12) S_1 et S_2 sont définies comme :

$$\begin{aligned} S_1 &= \lambda_1 (x_1 - \mathcal{Z}) + x_2 \\ S_2 &= \lambda_2 x_3 + x_4 \end{aligned} \quad (4.16)$$

\mathcal{Z} est un signal intermédiaire défini tel que :

$$\mathcal{Z} = k_{\mathcal{Z}} \text{sat} \left(\frac{S_2}{\Phi_{\mathcal{Z}}} \right), \quad 0 < k_{\mathcal{Z}} < 1 \quad (4.17)$$

où

$$\text{sat}(\varphi) = \begin{cases} \text{sgn}(\varphi) & \text{if } |\varphi| \geq 1 \\ \varphi, & \text{if } |\varphi| < 1 \end{cases} \quad (4.18)$$

D'après (4.17), $\Phi_{\mathcal{Z}}$ est une bande limite autour de la surface de glissement S_2 utilisée pour lisser \mathcal{Z} et $k_{\mathcal{Z}}$ normalise S_2 à la plage de variation de $y_1(t)$ et limite ainsi la valeur absolue maximale de $y_1(t)$.

La commande équivalente est déterminée en posant $\dot{S}_1|_{u=u_{eq}} = 0$, donc :

$$u_{eq} = -b_1^{-1} \left(\lambda_1 (x_2 - \dot{\mathcal{Z}}) + f_1 \right) \quad (4.19)$$

La loi de commande par mode glissant découplé retenue pour le système (4.12) est telle que :

$$u = -b_1^{-1} \left(\left(\lambda_1 (x_2 - \dot{\mathcal{Z}}) + f_1 \right) + K \cdot \text{sign}(S_1) \right) \quad (4.20)$$

4.3.2 Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur par mode glissant découplé

Rappelons qu'il s'agit de proposer un régulateur non linéaire décentralisé basé sur la commande par mode glissant découplé pour assurer la stabilité d'un réseau électrique multi-machine. À partir du modèle retenu (1.54), il est clair que nous avons deux surfaces avec deux objectifs différents, le premier objectif est d'assurer la stabilité transitoire et le second est la régulation de la tension terminale étant donné que c'est une opération indispensable au bon fonctionnement du réseau électrique.

Dans le but de faire face à ce problème, nous devons adopter une stratégie de commande qui découple les états du système et contrôle l'ensemble en utilisant une seule entrée de commande. L'idée principale de la stratégie de commande par mode glissant découplé proposée est de découpler le système (1.54) en deux sous-systèmes 1 et 2 comme suit [113-117]:

$$1: \begin{cases} \Delta \dot{V}_{tk}(t) = f_{k1}(t) \Delta \omega_k(t) - \frac{f_{k2}(t)}{T'_{dok}} \Delta P_{ek}(t) + \frac{f_{k2}(t)}{T'_{dok}} v_{fk}(t) \\ y_{1k}(t) = \Delta V_{tk}(t) \end{cases} \quad (4.21)$$

$$2: \begin{cases} \Delta \dot{\delta}_k(t) = \omega_k(t) - \omega_0 \\ \Delta \dot{\omega}_k(t) = -\frac{D_k}{2H_k} \Delta \omega_k(t) - \frac{\omega_0}{2H_k} \Delta P_{ek}(t) \\ \Delta \dot{P}_{ek}(t) = -\frac{1}{T'_{dok}} \Delta P_{ek}(t) + \frac{1}{T'_{dok}} v_{fk}(t) \\ y_{2k} = \Delta \delta_k(t) \end{cases} \quad (4.22)$$

Avec la commande par mode glissant découplé, la surface de glissement correspondante au sous système 1 est telle que :

$$S_{1k} = y_{1k}(t) - \mathcal{Z}_k \quad (4.23)$$

où \mathcal{Z} est le signal intermédiaire (4.17). La surface de glissement pour le sous système 2 est représentée par:

$$S_{2k} = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^3 \Delta \delta_k(t) \quad (4.24)$$

Les lois de commande équivalente et discontinue sont telles que:

$$u_{eqk} = - \left(\frac{f_{2k}(t)}{T'_{dok}} \right)^{-1} \left(f_{1k}(t) \Delta \omega_k(t) - \frac{f_{2k}(t)}{T'_{dok}} \Delta P_{ek}(t) - \dot{\mathcal{Z}}_k \right) \quad (4.25)$$

$$u_{nk} = -K_k \left(\frac{f_{2k}(t)}{T'_{dok}} \right) \text{sign}(S_{1k}) \quad (4.26)$$

où $f_{1k}(t)$ et $f_{2k}(t)$ les deux fonction non linéaires (1.55) et (1.56).

La commande appliquées au système d'excitation de chaque générateur est telle que :

$$v_{fk}(t) = u_{eqk}(t) + u_{nk}(t) \quad (4.27)$$

4.3.2.1 Simulations

Pour démontrer la validité du régulateur par Mode Glissant Découplé (MGD), nous allons présenter trois tests parmi les tests effectués (vu la présence du phénomène de broutement dans les résultats obtenus) à savoir :

- **Le réseau électrique à 2 machines**

Cas n° 2 : Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique (figure (4.2))

• Réseau électrique à 3 machines

- Le premier test: Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique (Cas n°2) (figure (4.3)).
- Le test de décentralisation de la commande (défaut au niveau de la station de commande 1). (figures (4.4)).

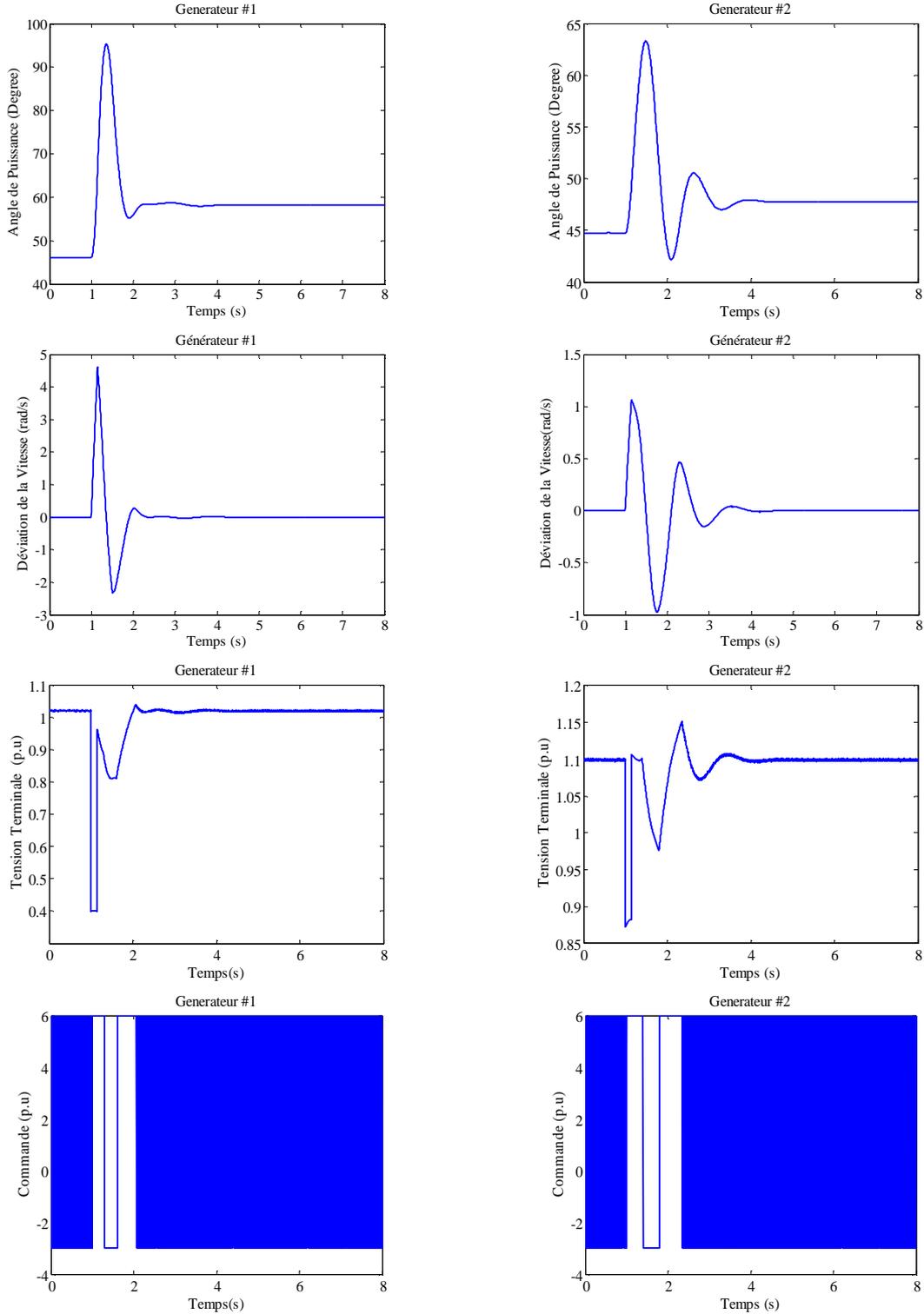


Figure 4.2 : Régulateur MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.

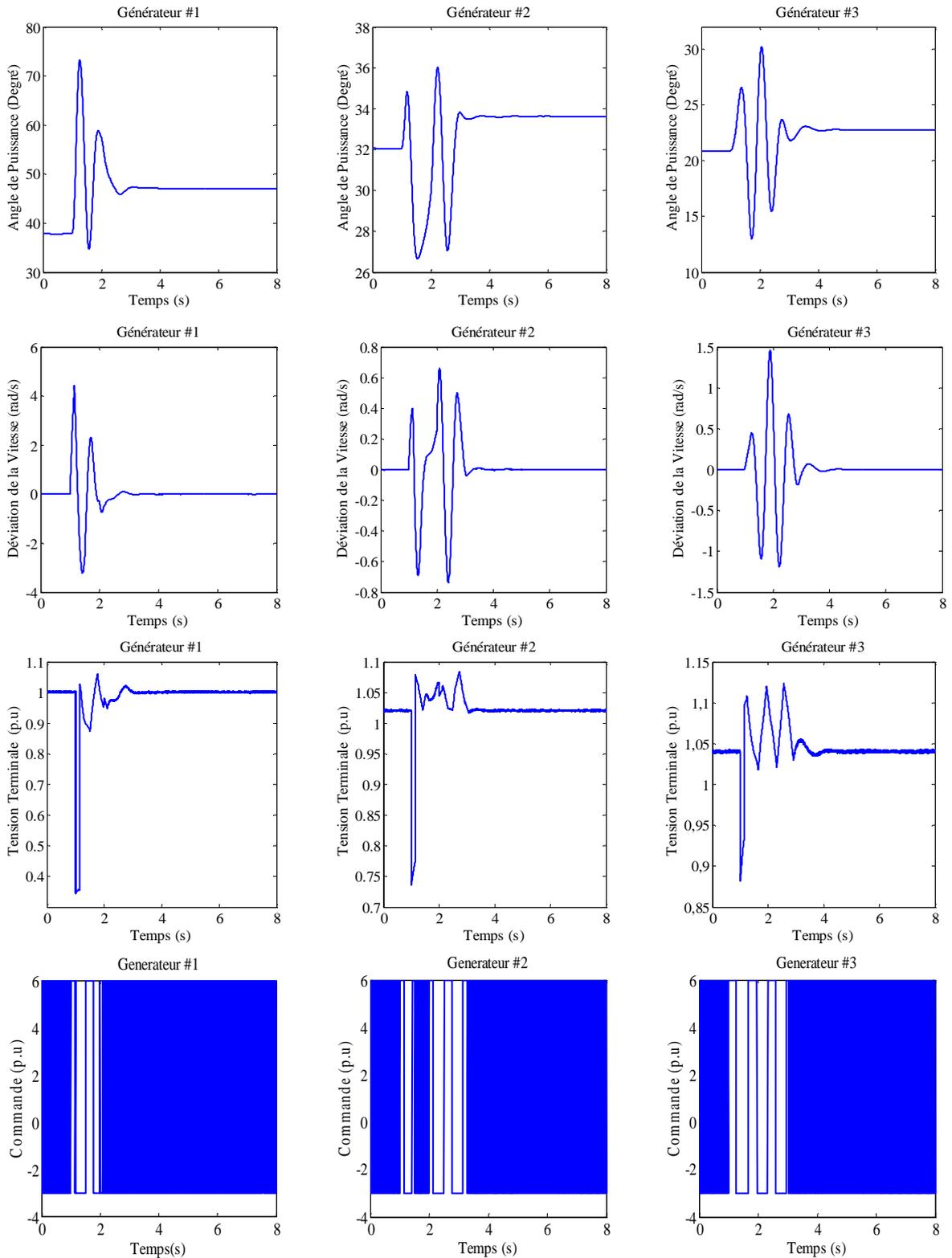


Figure 4.3 : Régulateur MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.

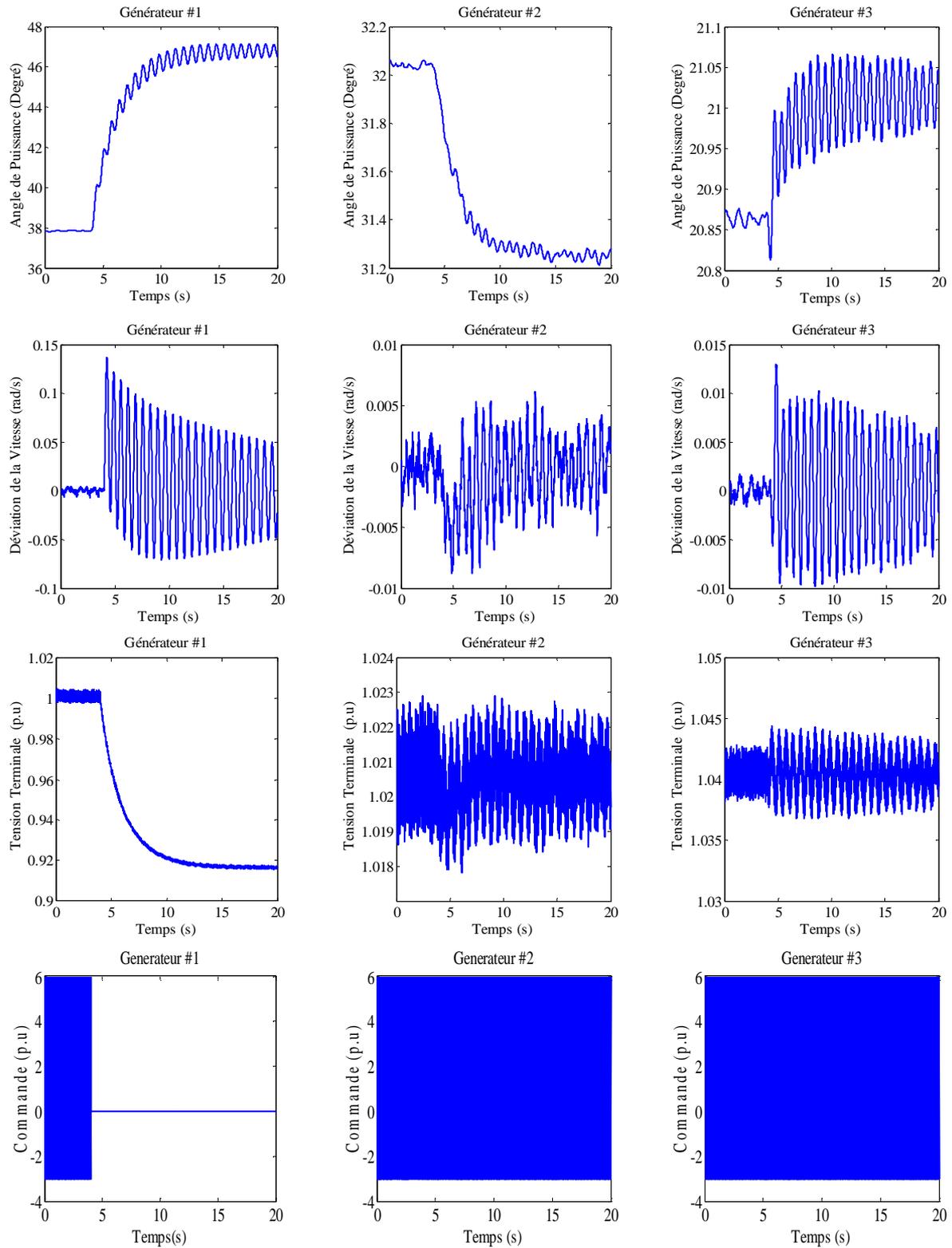


Figure 4.4 : Régulateur MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f1}=0$ à $t=4s$

4.3.2.2 Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation présentés par les figures (4.2-4.3) montrent que les tensions terminales sont bien régulées à leurs valeurs pré-défauts, la stabilité transitoire est assurée et les perturbations sont rejetées au bout de 2 à 3 secondes.

Concernant le test de décentralisation présenté par la figure (4.4), il est clair que malgré la défaillance d'une station de commande locale, le système se stabilise au bout de 20 secondes assurant une bonne fréquence. En outre, les tensions terminales des stations non défaillantes sont très bien maintenues à leurs valeurs pré-défauts.

Cependant, d'après les figures (4.2-4.4) nous remarquons clairement des variations brusques et rapides des signaux de commande (phénomène de broutement). Ce phénomène est dû à l'utilisation de la fonction signe dans la loi de commande (4.26). Aussi, nous supposons disposer d'informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état ($f_{1_k}(t)$ et $f_{2_k}(t)$). Or, la nature incertaine du système en question (réseau électrique multi-machine) rend difficile si ce n'est impossible de disposer d'une description analytique de la dynamique du système.

4.4 LA COMMANDE NEURO-FLOU ADAPTATIVE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ

Les réseaux de neurones artificiels et la logique floue ont trouvé une large utilisation dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Ceci est dû à leur propriété d'approximation universelle qui les rend capables d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire. En général, la loi de commande est exprimée en fonction des non linéarités du modèle du système. Les approximateurs universels sont utilisés soit pour approcher directement la loi de commande ou bien approcher les non linéarités du système.

Pour cette approche, nous allons allier les avantages de la logique floue à ceux des réseaux de neurones pour remédier aux inconvénients de la commande par mode glissant. Nous allons utiliser une structure de commande neuronale NN1 afin de calculer la commande équivalente et un système flou pour générer la commande discontinue.

4.4.1 Calcul de la commande équivalente

La structure du réseau NN1 est choisie autant qu'un réseau à deux couches feed-forward, (une couche cachée et une couche de sortie (figure 4.5) [97]. Elle est utilisée pour générer u_{eq} . Les x_i ($i=1, \dots, N$), représentent les entrées du réseau NN1. Les entrées et les sorties des couches cachées sont désignées $Y_{net j}$ et $Y_{out j}$, respectivement. De même l'entrée et la sortie de la couche de sortie sont u_{net} et u_{out} , respectivement. De plus, w_{ij}^1 est les poids entre la couche

d'entrée et la couche cachée et w_j^2 représente les poids entre la couche cachée et la couche de sortie.

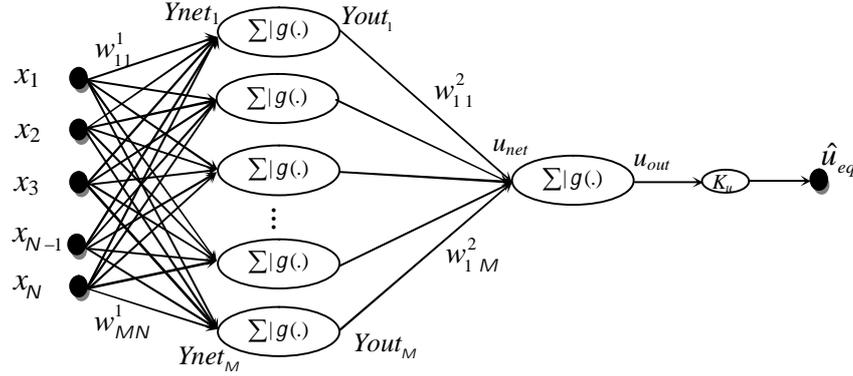


Figure 4.5 : La structure de NN1 pour l'estimation de la commande équivalente

Les valeurs de Y_{net_j} , u_{net} , sont calculées comme suit:

$$Y_{net_j} = \sum_{i=1}^N w_{ij}^1 x_i, \quad Y_{out_j} = g(Y_{net_j}) \quad i = 1, \dots, N \quad (4.28)$$

$$u_{net} = \sum_{j=1}^M w_{1j}^2 Y_{out_j}, \quad u_{out} = g(u_{net}) \quad j = 1, \dots, M \quad (4.29)$$

$$\hat{u}_{eq} = K_u \cdot u_{out} \quad (4.30)$$

K_u est une constante. Ainsi, \hat{u}_{eq} est la valeur estimée de la commande équivalente.

La fonction d'activation utilisée est une fonction sigmoïde :

$$g(x) = 2 / (1 + e^{(-x)}) - 1 \quad (4.31)$$

Pour ce réseau neuronal (NN1), l'algorithme de rétro-propagation minimise le carré de l'erreur quadratique entre la sortie réelle et la sortie désirée, soit à minimiser la fonction de coût sélectionnée comme étant la différence entre la commande équivalente désirée et la commande équivalente estimée à chaque itération. Cette fonction est définie comme suit :

$$J_{u_{eq}} = \frac{1}{2} (u_{eq} - \hat{u}_{eq})^2 \quad (4.32)$$

L'algorithme de rétro-propagation de l'erreur implémente un gradient de l'erreur carrée, descend dans l'espace des poids, ainsi:

$$w_{ij}^1 = w_{ij}^1 - \mu_1 \cdot \frac{\partial J_{u_{eq}}}{\partial w_{ij}^1} \quad (4.33)$$

$$w_{1j}^2 = w_{1j}^2 - \mu_1 \cdot \frac{\partial J_{u_{eq}}}{\partial w_{1j}^2} \quad (4.34)$$

où μ_1 est la constante d'apprentissage de l'algorithme de rétro-propagation.

et

$$\frac{\partial J_{u_{eq}}}{\partial w_{ij}^1} = -\frac{K_u}{4} (u_{eq} - \hat{u}_{eq}) (1 - u_{out}^2) w_{1j}^2 (1 - Y_{out_j}^2) x_i \quad (4.35)$$

$$\frac{\partial J_{u_{eq}}}{\partial w_{1j}^2} = -\frac{K_u}{2} (u_{eq} - \hat{u}_{eq}) (1 - u_{out}^2) Y_{out_j} \quad (4.36)$$

Il est à noter que la valeur de la commande équivalent $u_{eq}(t)$ à (4.35) et (4.36) est inconnu, par conséquent, (4.33) et (4.34) ne peuvent être calculé. Afin de remédier à ce problème, la valeur de la fonction S_1 (4.23) est utilisée pour substituer le terme $(u_{eq} - \hat{u}_{eq})$ puisque $(u_{eq} - \hat{u}_{eq})$ et S_1 présentent des caractéristiques similaires [97].

4.4.2 Calcul de la commande discontinue

Afin d'éliminer le chattering, un système flou est utilisé pour approximer u_{nk} (4.26). Il s'agit de définir une surface dite de glissement et de procéder ensuite à sa fuzzification. La surface de glissement est une variable linguistique dont les valeurs sont représentées par les ensembles flous suivants [98-99]:

$$T(S_1) = \{NB, NM, ZR, PM, PB\} \quad (4.37)$$

où $T(S_1)$ est l'ensemble des termes flous utilisés pour la surface S_1 . NB, NM, ZR, PM et PB sont définies autant que sous-ensembles flous, notés par Negative Big, Negative Medium, Zero, Positive Medium et Positive Big, respectivement.

De même pour la sortie du régulateur flou u_{fz} , elle est définie de façon similaire à S_1 :

$$T(u_{fz}) = \{NB, NM, ZR, PM, PB\} \quad (4.38)$$

Les fonctions d'appartenance de ces sous-ensembles flous sont représentées à la figure (4.6)[118].

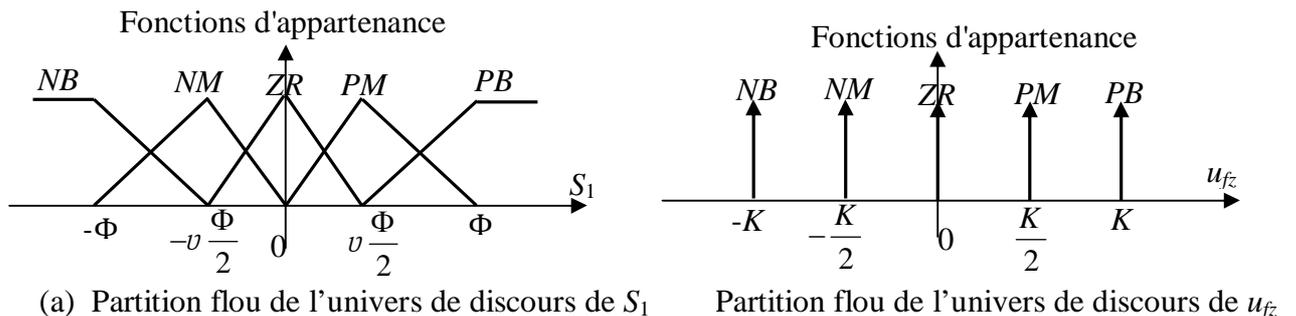


Figure 4.6 : Représentation des sous ensembles flous $T(S_1)$ et $T(u_{fz})$

Les systèmes flous utilisent des règles d'inférence pour modéliser les relations entrée/sortie,

Les règles d'inférence retenues dans notre cas sont telles que [98] :

$$\begin{aligned}
 R^1 : & \text{si } S_1 \text{ est } NB \text{ Alors } u_{fz} \text{ est } PB \\
 R^2 : & \text{si } S_1 \text{ est } NM \text{ Alors } u_{fz} \text{ est } PM \\
 R^3 : & \text{si } S_1 \text{ est } ZR \text{ Alors } u_{fz} \text{ est } ZR \\
 R^4 : & \text{si } S_1 \text{ est } PM \text{ Alors } u_{fz} \text{ est } NM \\
 R^5 : & \text{si } S_1 \text{ est } PB \text{ Alors } u_{fz} \text{ est } NB
 \end{aligned} \tag{4.39}$$

Une fois que les fonctions d'appartenance et les règles floues ont été déterminées, nous devons procéder à l'étape finale qui consiste à la défuzzification où u_{fz} est obtenue par la méthode des hauteurs pondérées :

$$u_{fz} = \frac{\sum_{j=1}^5 C_{fj} \mu_j(S_1)}{\sum_{j=1}^5 \mu_j(S_1)} \tag{4.40}$$

où C_{fj} est la fonctions d'appartenance de type singleton associée à u_{fz} .

La figure (4.7) montre les résultats de l'influence des règles floues avec différentes valeurs de ν . D'après la figure (4.7), nous constatons clairement que la valeur de ν joue un rôle important dans la forme de cette fonction.

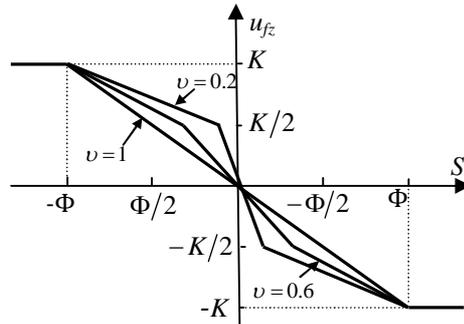


Figure 4.7 : Résultat de l'inférence des règles floues

Le résultat de l'inférence peut s'écrire comme suit:

$$u_{fz} = -K \operatorname{sig}\left(\frac{S_1}{\Phi}\right) \tag{4.41}$$

où la fonction $\operatorname{sig}(x)$ est définie telle que [99] :

$$sig(x) = \begin{cases} -1 & x < -1 \\ \frac{x+v-1}{2-v} & -1 \leq x \leq -v/2 \\ \frac{x}{r} & -r/2 \leq x \leq 0 \\ \frac{x}{v} & 0 \leq x \leq v/2 \\ \frac{x-v+1}{2-v} & v/2 \leq x \leq 1 \\ 1 & x \geq 1 \end{cases} \quad (4.42)$$

4.4.3 Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur neuro-flou adaptatif par mode glissant découplé

Les objectifs ciblés restent les mêmes, à savoir le maintien du synchronisme du réseau tout autant que la régulation de la tension, suite à des perturbations de types sévères.

- **La commande équivalente**

La structure retenue (NN1) pour la détermination de la commande équivalente, comporte 6 neurones dans la couche cachée et un neurone dans la couche de sortie (figure (4.8)).

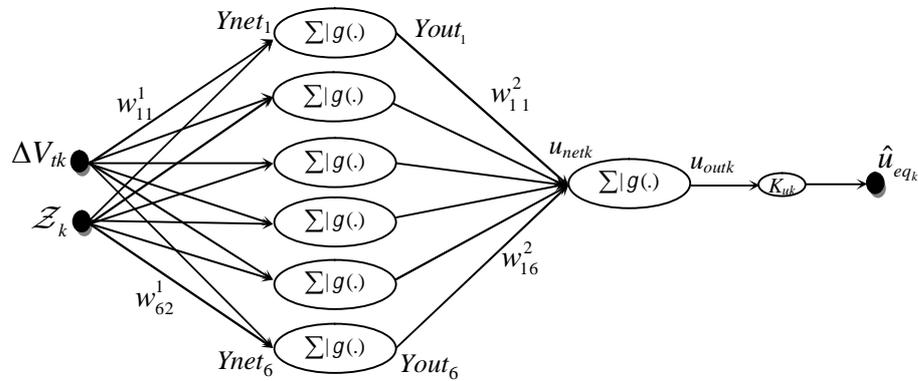


Figure 4.8 : La structure du réseau NN1 pour le calcul de la commande équivalente

Les entrées sectionnées pour cette structure sont la déviation de la tension $\Delta V_{ik}(t)$ et le signal intermédiaire ' Z_k ', la sortie n'est que la commande équivalente. Les poids de ce réseau sont initialisés à de petites valeurs aléatoires [113].

- **La commande discontinue**

Afin d'éliminer le chattering, un système flou (4.41) est utilisé pour approximer u_{nk} (4.26). Le résultat de l'inférence est tel que [115]:

$$u_{fz_k} = -K_k sig(S_{1k}/\Phi_k) \quad (4.43)$$

4.4.3.1 Simulations

Pour valider le régulateur neuro-flou adaptatif par mode glissant découplé synthétisé (N-FA MGD), les mêmes tests que pour le régulateur PDC vont être effectués. Nous rappelons les différents cas considérés

- **Le réseau électrique à 2 machines**

- Cas n°1 : Défaut momentané puis un défaut permanent (figure (4.9)).
- Cas n°2: Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique (figure (4.10)).
- Cas n°3: Défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$ (figure (4.11)).

- **Réseau électrique à 3 machines**

Les tests considérés sont :

- Le premier test : Défaut permanent avec augmentation de la puissance mécanique (Cas n ° 2 figure (3.12)).
- Les tests de décentralisation des commandes (figures (4.13)-(4.15)).

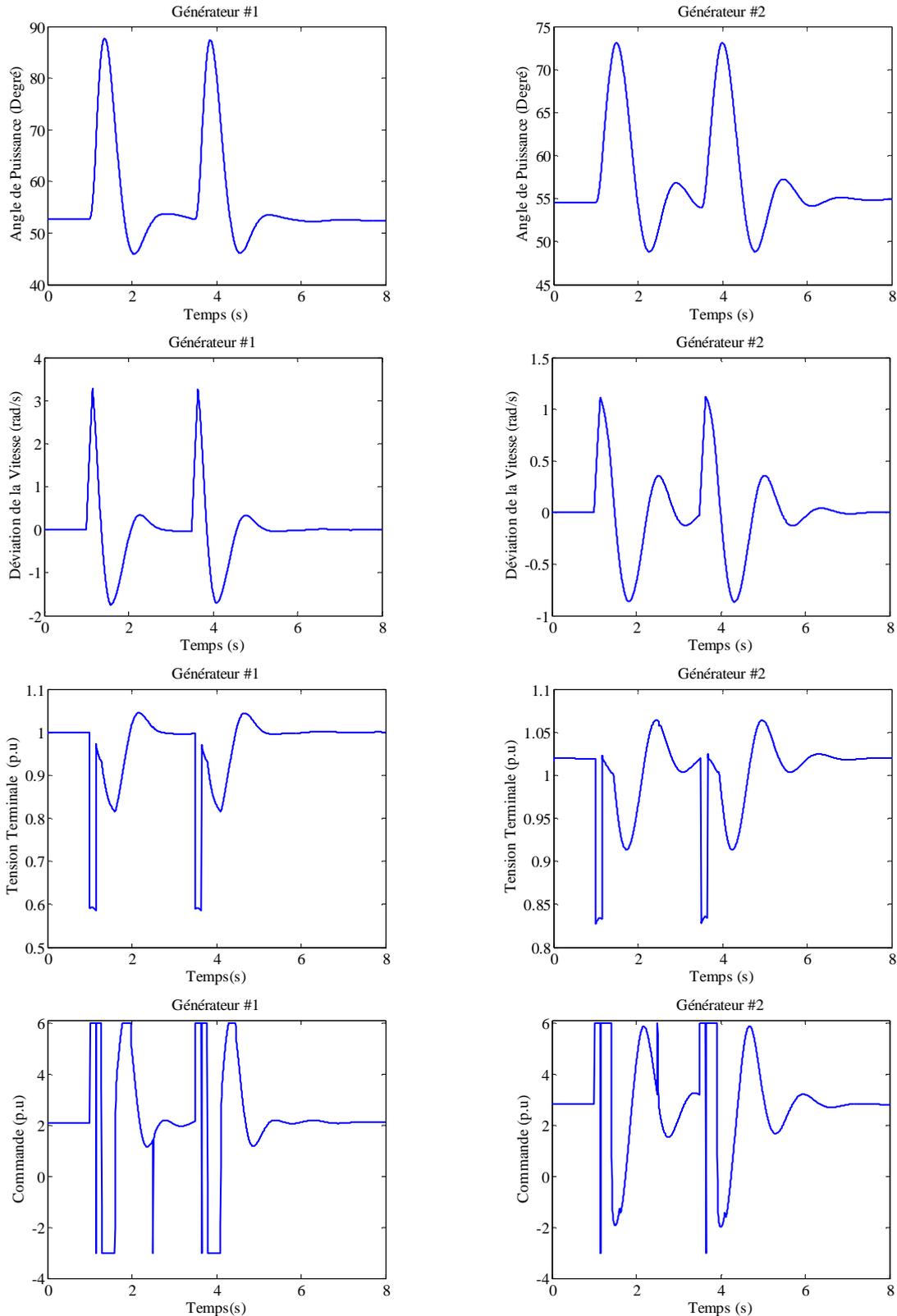


Figure 4.9 : Régulateur N-F A MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 1^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$.

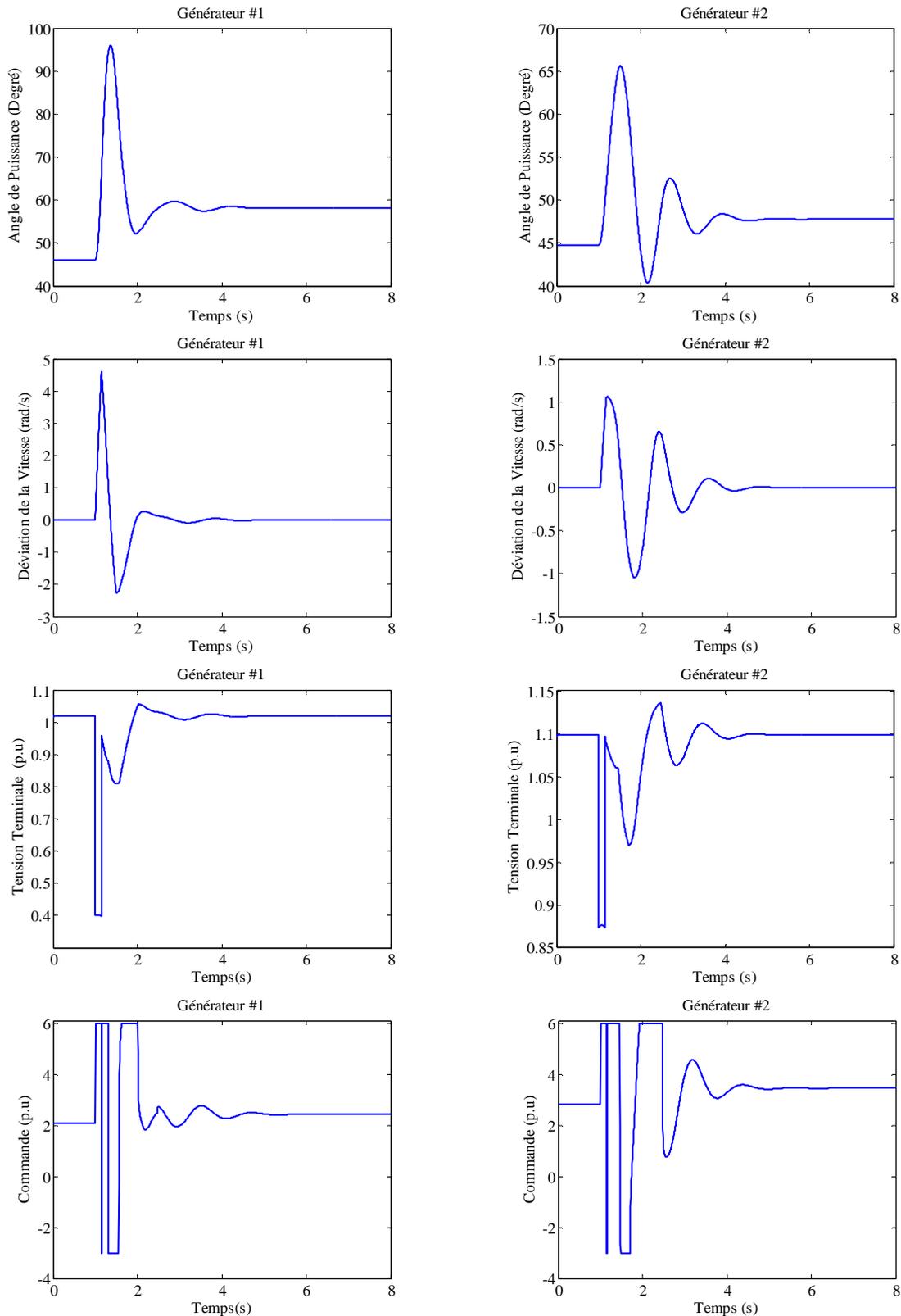


Figure 4.10 : Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.

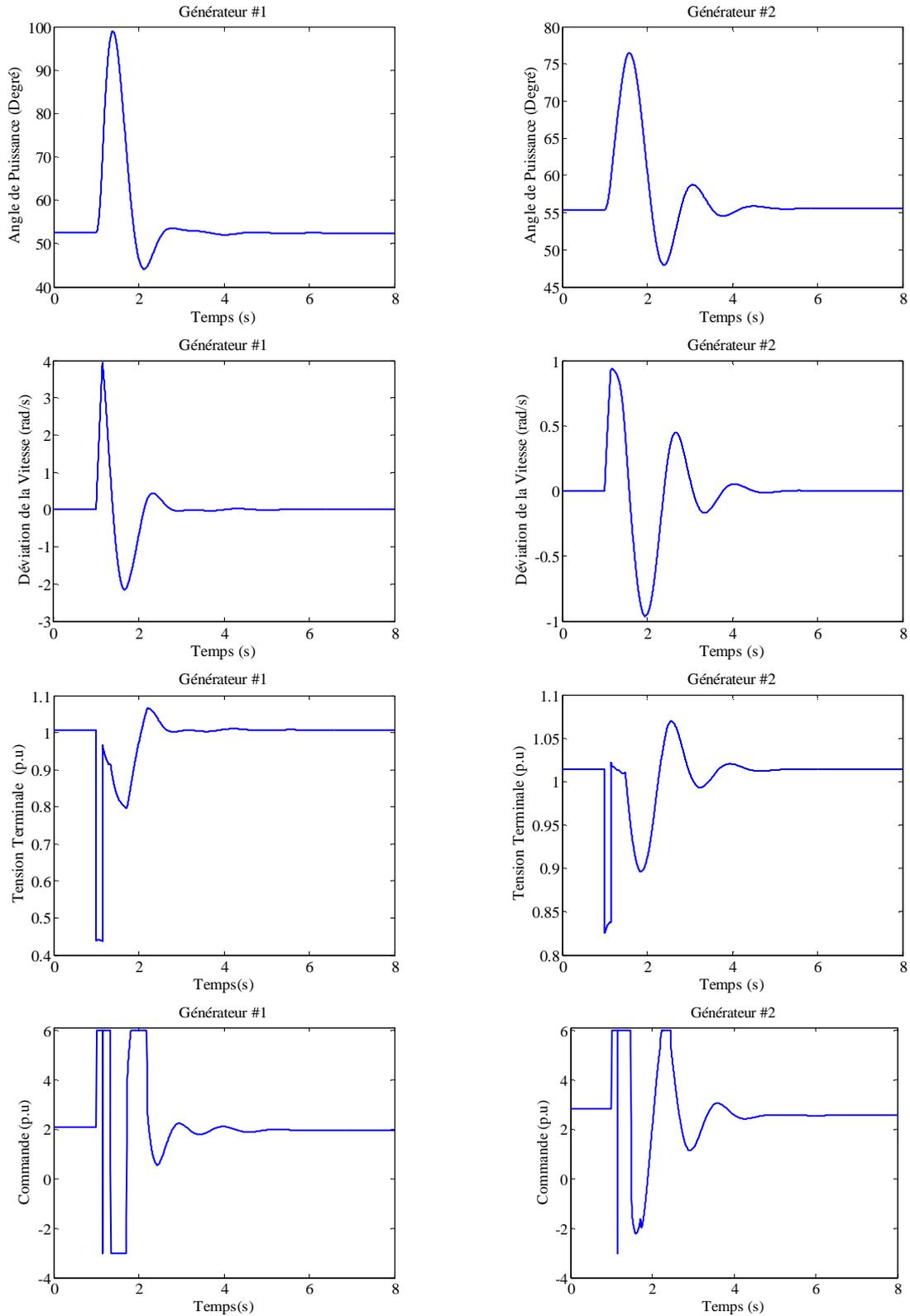


Figure 4.11 : Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$.
Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.

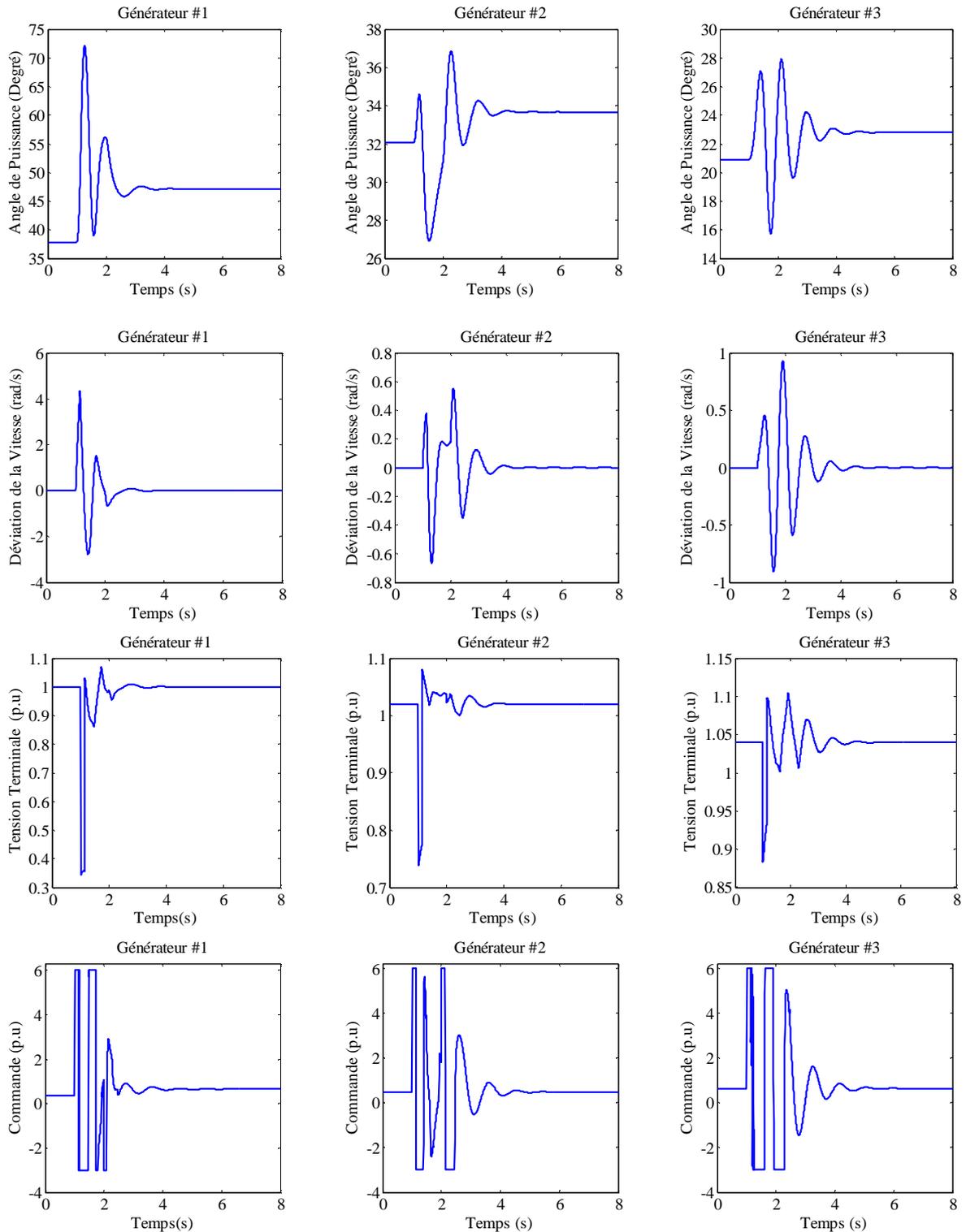


Figure 4.12 : Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.

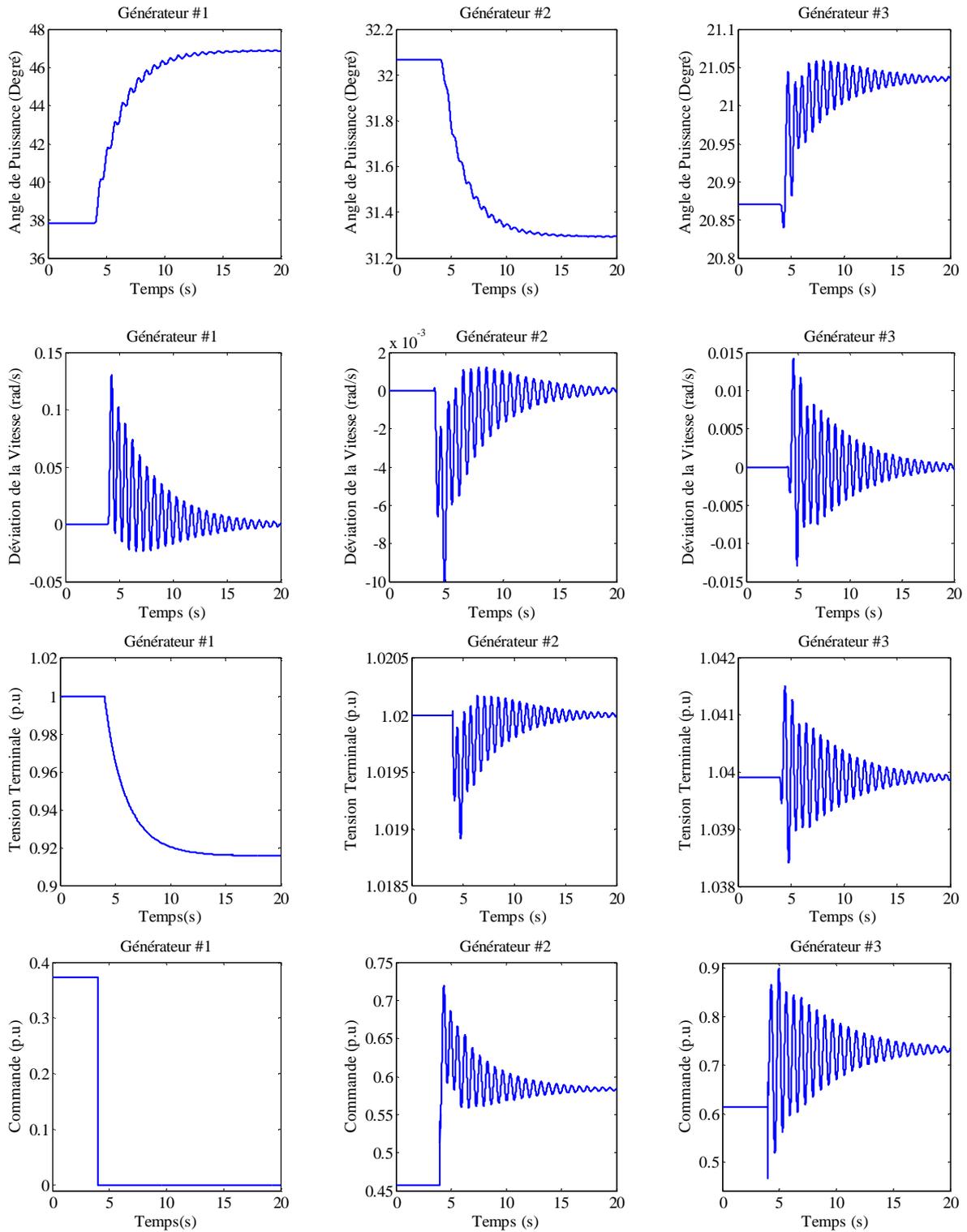


Figure 4.13 : Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f1}=0$ à $t=4$ s

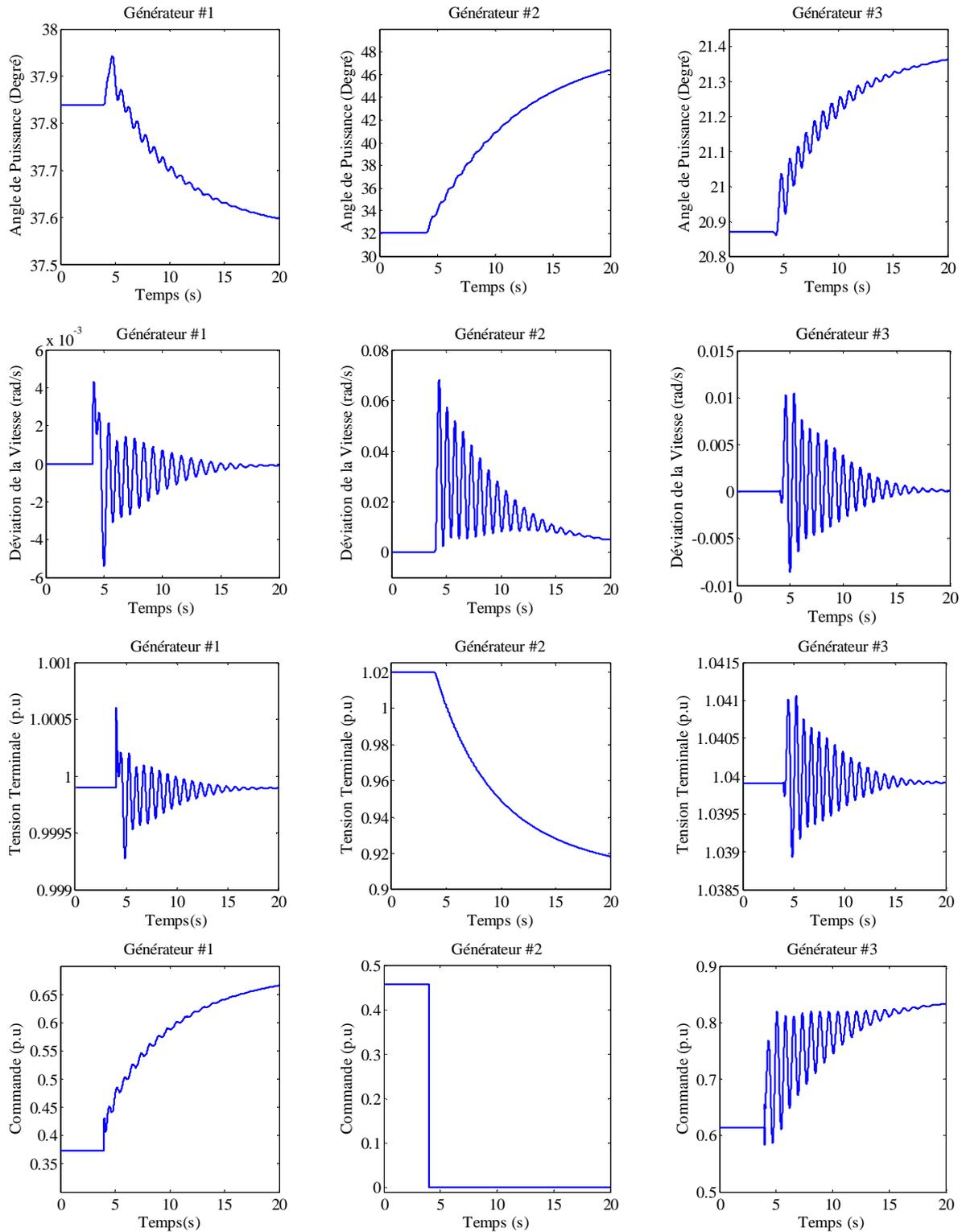


Figure 4.14 : Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système avec le test de défaillance, $E_{f2}=0$ à $t=4s$

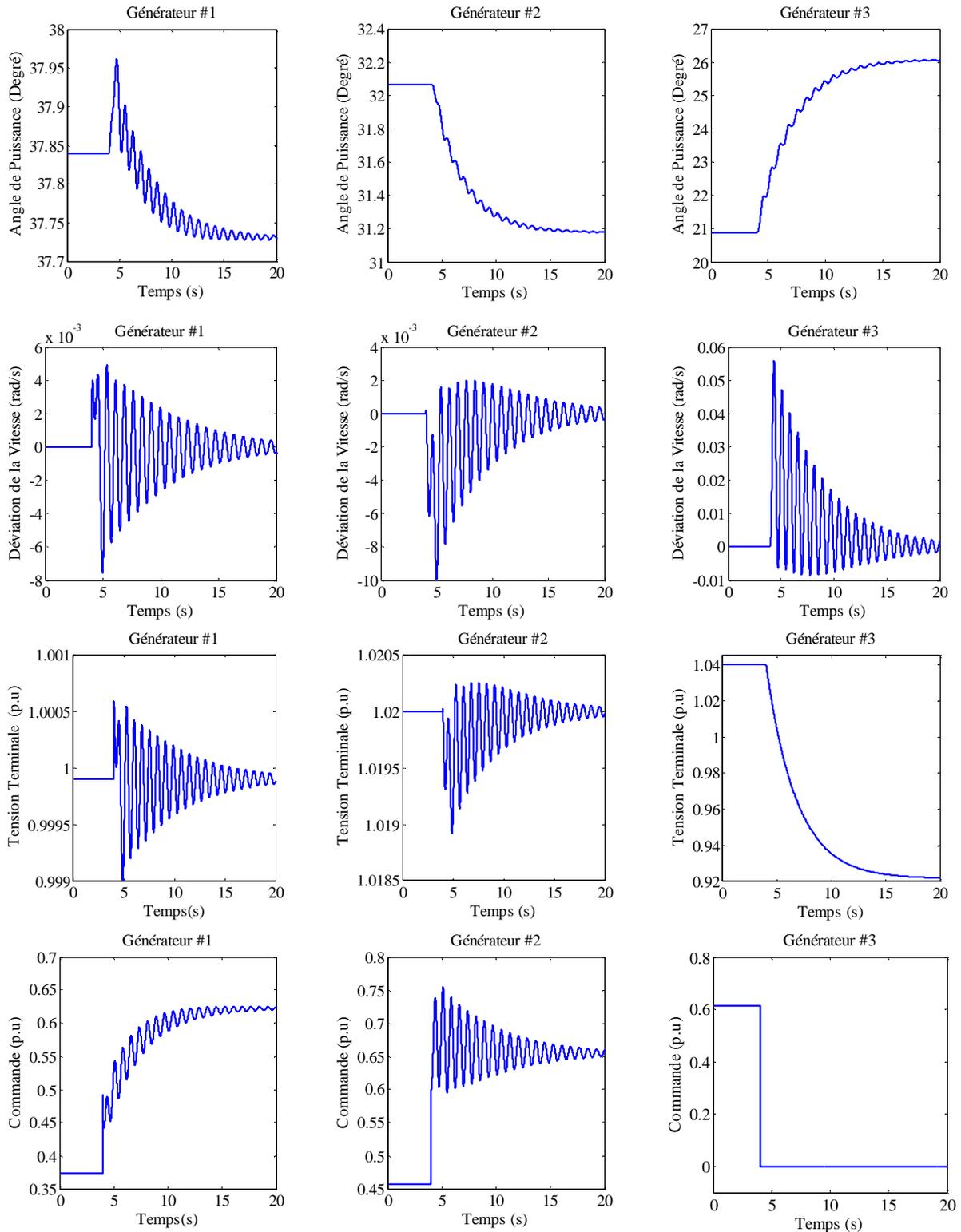


Figure 4.15 : Régulateur N-FA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f3}=0$ à $t=4s$

4.4.3.2 Analyse des résultats des simulations

Les résultats des simulations présentés par les figures ((4.9)-(4.12)) montrent clairement le rejet des perturbations qui s'effectue au bout de 2 à 3 secondes. La stabilité transitoire est assurée et les tensions terminales des générateurs sont bien régulées.

D'après les tests de décentralisation des commandes (figures (4.13)-(4.15)), nous constatons que le système se stabilise au bout de 15 à 20 secondes assurant une bonne fréquence. Les tensions terminales des stations de commande non défaillantes sont bien maintenues à leurs valeurs pré-defaults. Aucun broutement n'est enregistré au niveau des lois de commandes.

4.5 LA COMMANDE NEURONALE ADAPTATIVE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ

Avec l'approche neuro-floue adaptative par mode glissant découplé, nous avons constaté que le calcul de la commande équivalente et de la commande discontinue est étroitement liée au calcul de la surface de glissement S_I . Avec la commande neuronale (NN), nous allons garder la même structure pour le réseau NN1 afin de calculer la commande équivalente. Cependant, nous substituons le régulateur flou par un régulateur neuronal (NN2) dont le rôle est d'éliminer le chattering et forcer les états à converger rapidement vers la surface de glissement avec son processus d'auto-adaptation. Pour cette structure deux réseaux de neurones adaptatifs NN1 et NN2 vont être utilisés pour remédier aux inconvénients liés à la commande par mode glissant.

4.5.1 Calcul de la commande discontinue

Cette structure est facile à déterminer puisque elle se base sur l'idée de conception de la commande discontinue du mode glissant. La structure de NN2 est un réseau feed-forward qui comporte une couche d'entrée et une couche de sortie (figure (4.16)) [97].

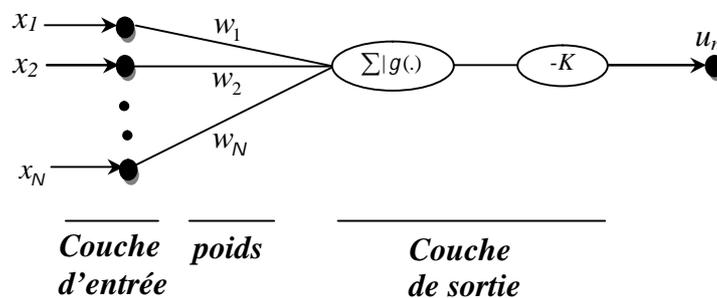


Figure 4.16 : La structure de NN2 pour l'estimation de la commande discontinue

La commande corrective u_n correspond à la sortie de cette structure, elle est définie comme suit:

$$u_n = -K.g(\tilde{S}_1) \quad (4.44)$$

avec

$$\tilde{S}_1 = w_1 x_1 + w_2 x_2 + \dots + w_N x_N \quad (4.45)$$

et $g(\cdot)$ la fonction d'activation, elle est de type sigmoïde (4.31)

- **Adaptation des poids de NN2**

Pour la structure proposée pour NN2, l'objectif est que la surface $\tilde{S}_1 \rightarrow 0$ et ainsi de trouver les poids des connexions minimisant la valeur d'une fonction dite de coût, définie par:

$$J_{\tilde{S}_1} = \frac{1}{2} (\tilde{S}_1)^2 \quad (4.46)$$

Pour réduire cette fonction, il est nécessaire d'ajuster les poids du réseau dans le sens du gradient descendant de la fonction coût.

$$\begin{aligned} \Delta K &= -\mu_2 \frac{\partial J_{\tilde{S}_1}}{\partial K} \\ \Delta w_i &= -\mu_2 \frac{\partial J_{\tilde{S}_1}}{\partial w_i} \end{aligned} \quad (4.47)$$

où μ_2 la constante d'apprentissage de l'algorithme de rétro-propagation.

Donc, nous aurons :

$$\Delta K = -\mu_2 \frac{\partial J_{\tilde{S}_1}}{\partial K} = -\mu_2 \cdot \tilde{S}_1 \cdot \frac{\partial \tilde{S}_1}{\partial K} \quad (4.48)$$

L'expression finale de Δw_i est telle que :

$$\begin{aligned} \Delta w_i &= -\mu_2 \cdot \frac{\partial J_{\tilde{S}_1}}{\partial w_i} = -\mu_2 \cdot \frac{\partial J_{\tilde{S}_1}}{\partial \tilde{S}_1} \cdot \frac{\partial \tilde{S}_1}{\partial w_i} \\ &= -\mu_2 \cdot \tilde{S}_1 \cdot \frac{\partial \tilde{S}_1}{\partial w_i} = -\mu_2 \cdot \tilde{S}_1 \cdot x_i \end{aligned} \quad (4.49)$$

À noter que le processus d'adaptation doit être arrêté lorsque $\tilde{S}_1 \rightarrow 0$ avec une marge d'erreur acceptable.

4.5.2 Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur neuronal adaptatif par mode glissant découplé

Dans cette partie, Notre objectif est d'appliquer la commande proposée (neuronale adaptative) pour maintenir la stabilité transitoire et assurer la régulation des tensions d'un réseau électrique multi-machine après l'apparition de différents défauts. Nous rappelons que les réseaux NN1 et NN2 de la commande neuronale adaptative par mode glissant découplé

vont être utilisés pour remédier aux inconvénients liés à la commande par mode glissant. Les entrées des réseaux NN1 et NN2 (figures (4.8), (4.17)) sont la déviation de la tension $\Delta V_{tk}(t)$ et le signal intermédiaire \mathcal{Z}_k . $g(\cdot)$ est une fonction d'activation de type sigmoïde (4.31).

- **La commande équivalente**

La structure de NN1 retenue pour la détermination de la commande équivalente reste la même que pour la commande neuro-floue adaptative.

- **La commande discontinue**

Pour la commande discontinue, les variations des poids d'adaptation sont tels que [113,115-116] :

$$\begin{aligned}\Delta K_k &= w_{1k} \cdot \mu_{2k} \cdot \tilde{S}_{1k} \cdot \int g(\tilde{S}_{1k}) \cdot dt \\ \Delta w_{1k} &= -\mu_{2k} \cdot \tilde{S}_{1k} \cdot \Delta V_{tk}(t) \\ \Delta w_{2k} &= -\mu_{2k} \cdot \tilde{S}_{1k} \cdot \mathcal{Z}_k\end{aligned}\quad (4.50)$$

La commande discontinue est telle que :

$$u_{nk} = -K_k \cdot g(\tilde{S}_{1k}) \quad (4.51)$$

où

$$\tilde{S}_{1k} = w_{1k} \cdot \Delta V_{tk}(t) + w_{2k} \cdot \mathcal{Z}_k \quad (4.52)$$

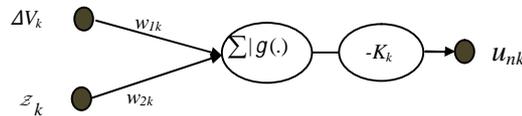


Figure 4.17 : La structure du réseau NN2 pour le calcul de la commande discontinue

Tous les poids des réseaux NN1 et NN2 sont initialisés à de petites valeurs aléatoires.

4.5.2.1 Simulations

Pour valider le régulateur neuronal adaptatif par mode glissant découplé (NA MGD), nous allons effectuer les mêmes tests que pour le régulateur N-FA MGD.

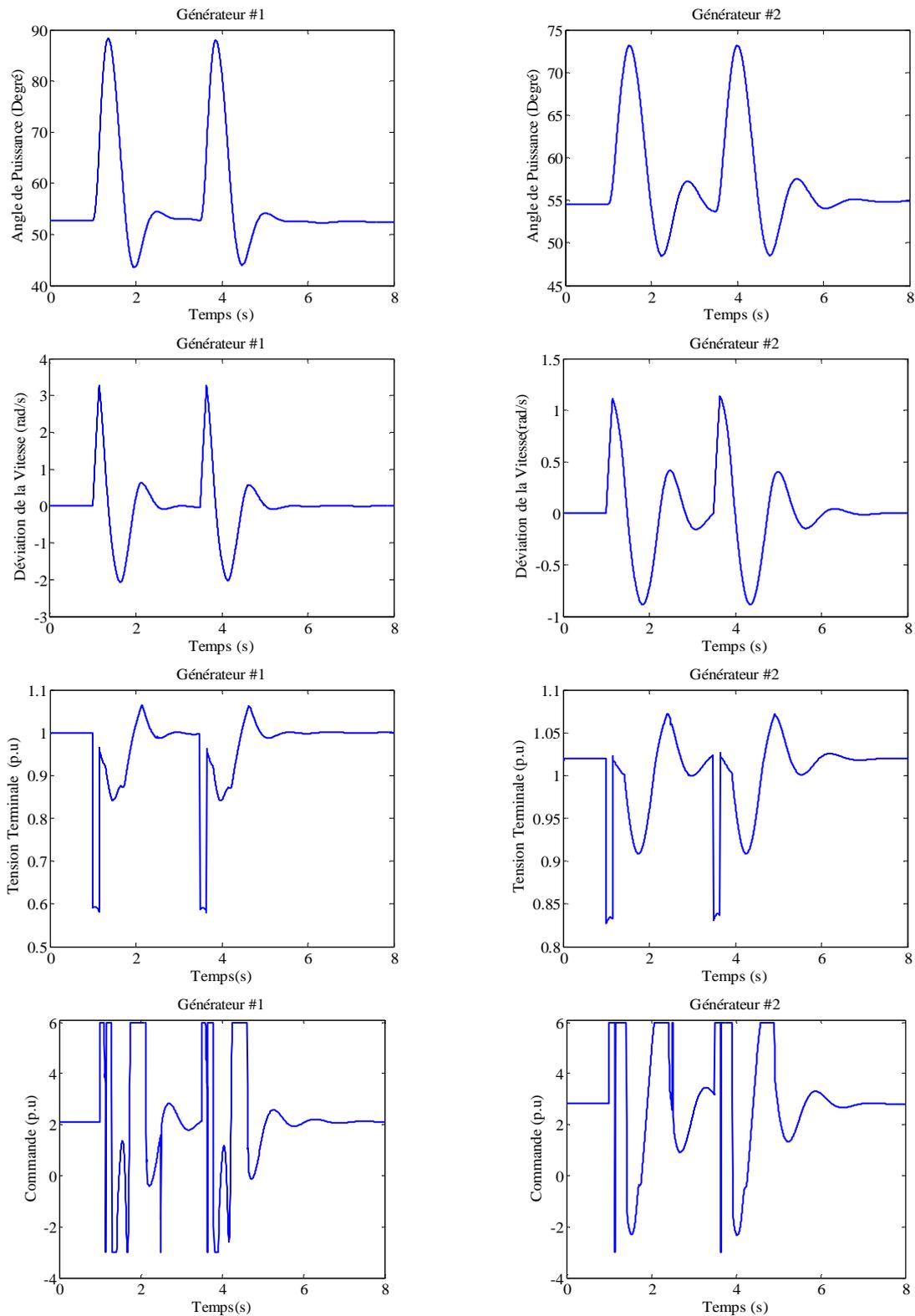


Figure 4.18 : Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 1^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$.

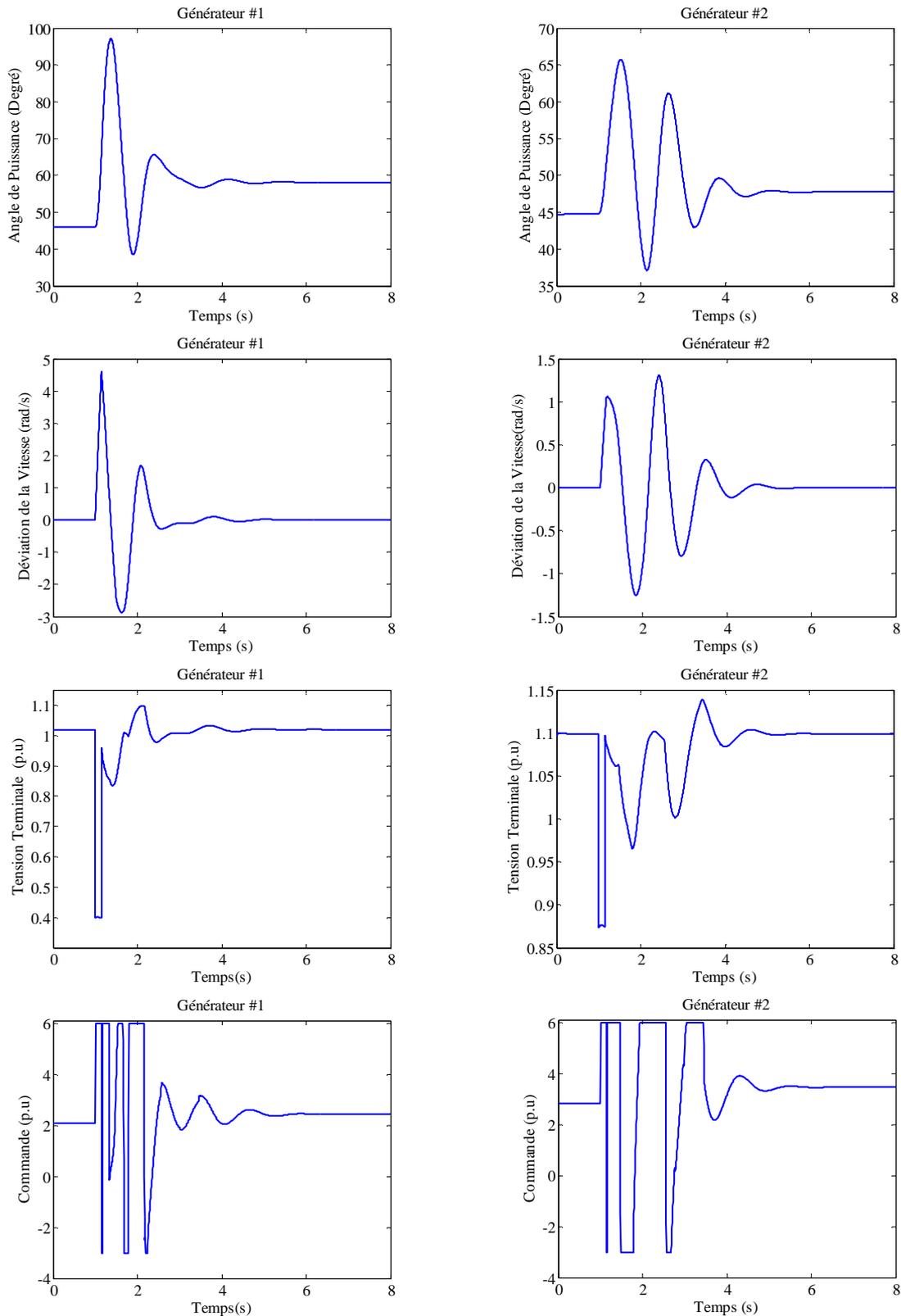


Figure 4.19 : Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.

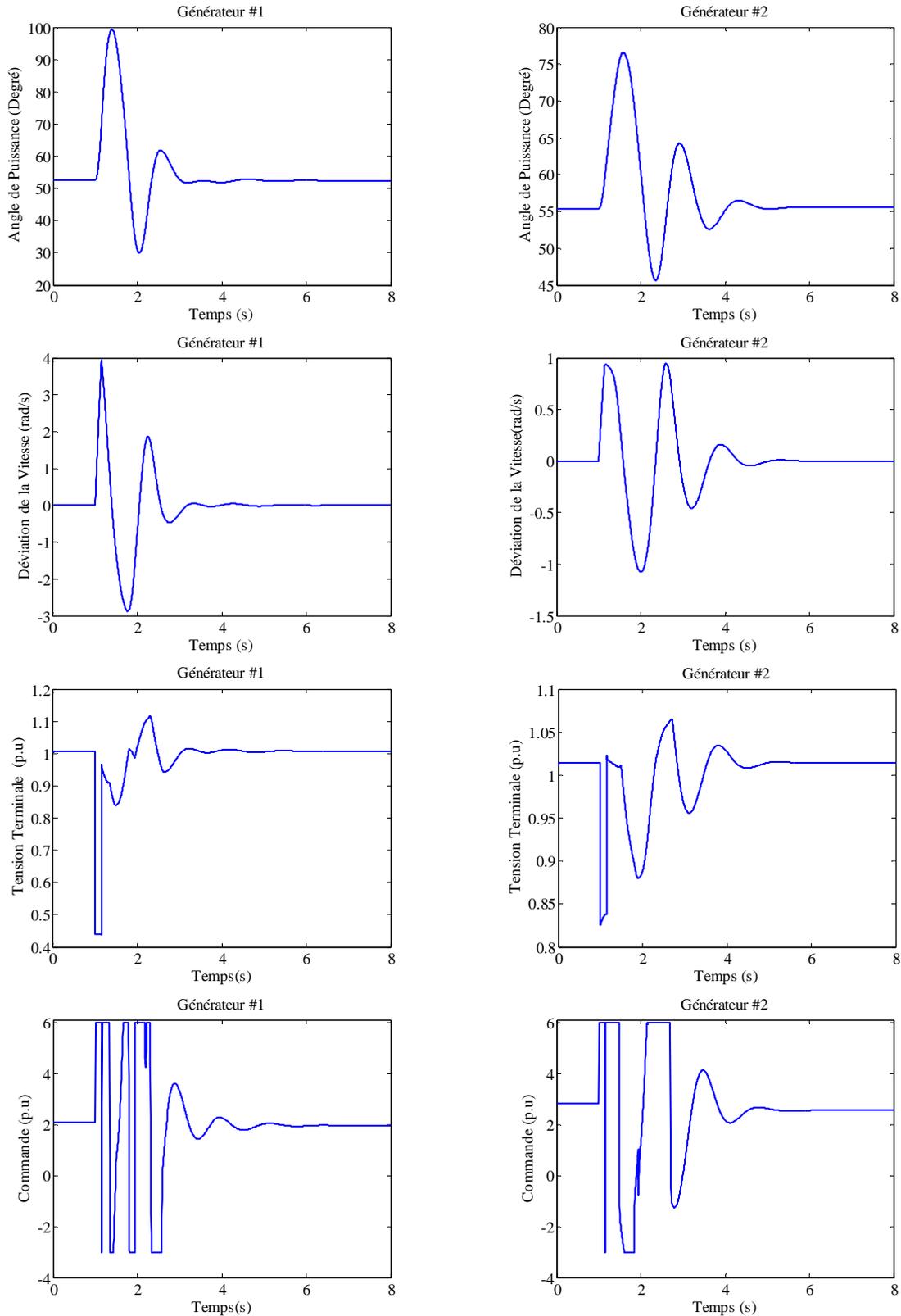


Figure 4.20 : Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$.

Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.

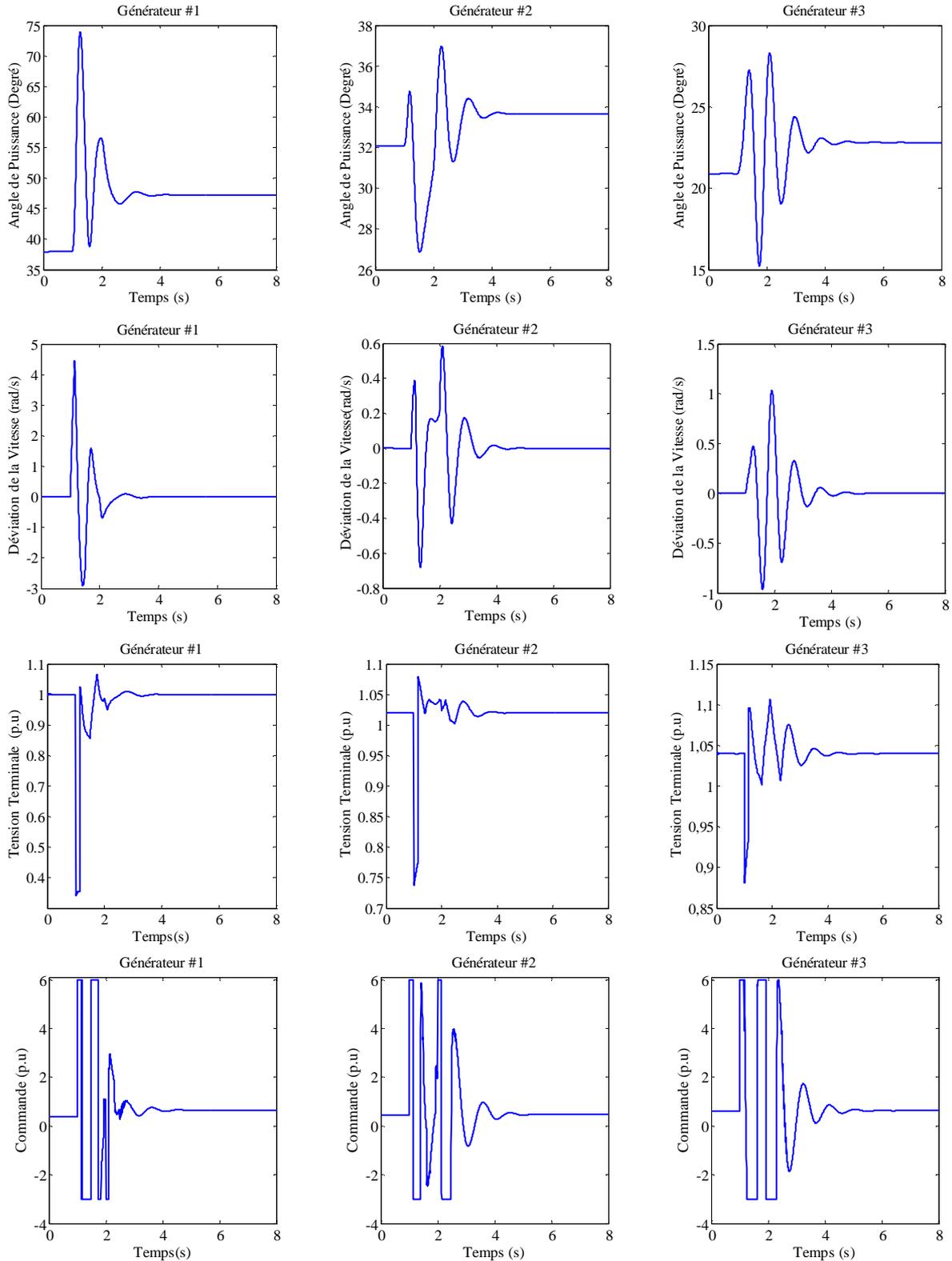


Figure 4.21 : Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.

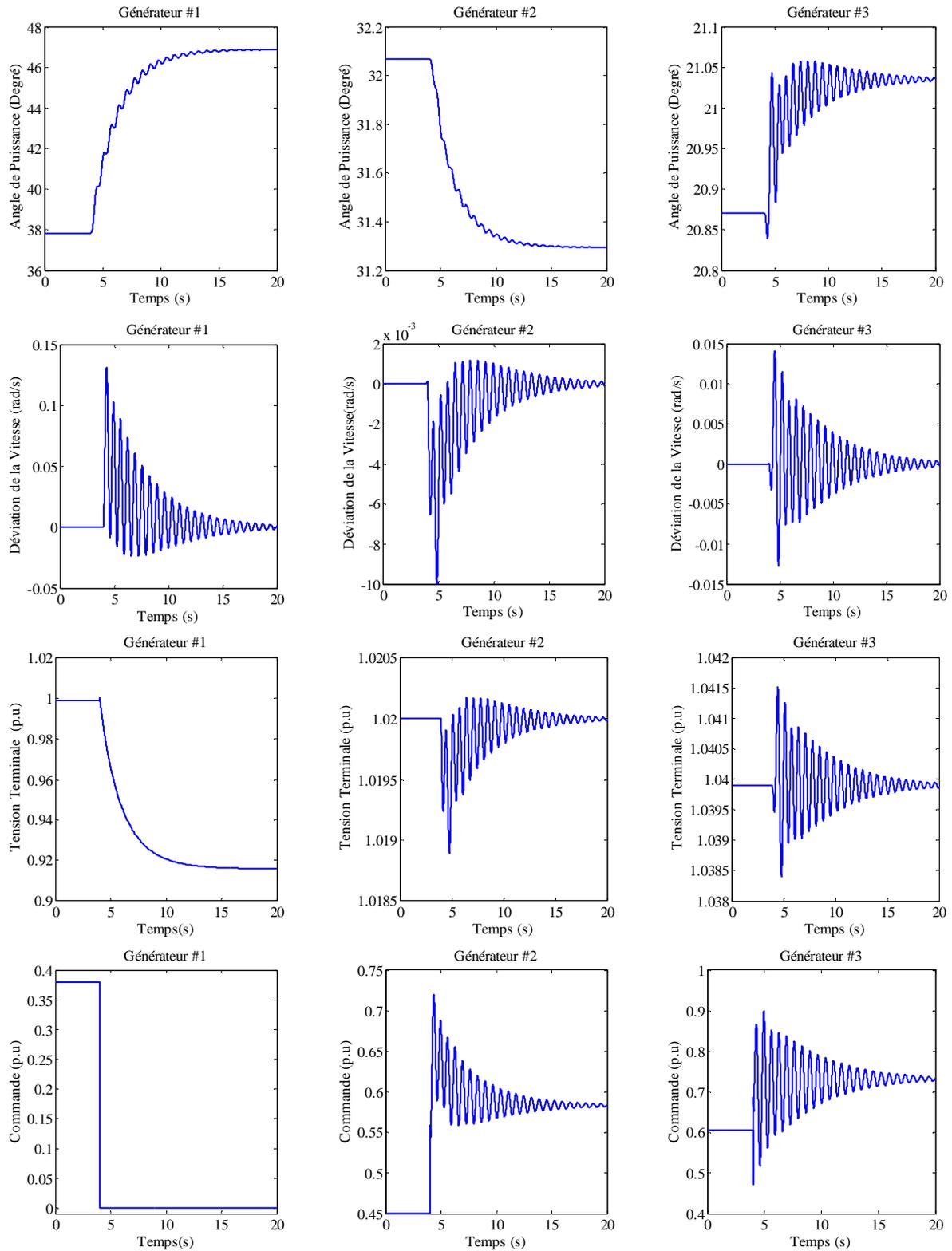


Figure 4.22 : Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f1}=0$ à $t=4s$

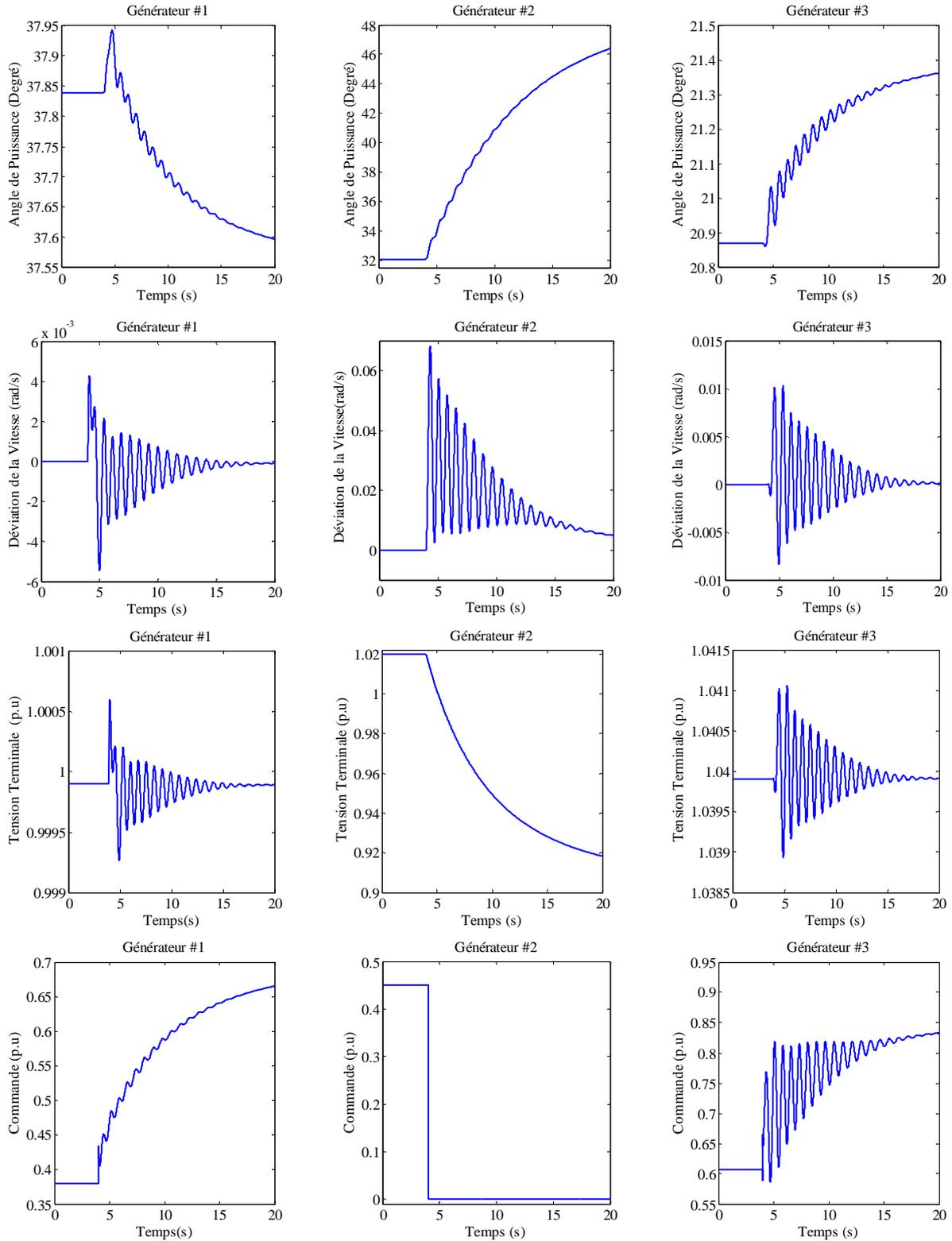


Figure 4.23 : Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f2}=0$ à $t=4s$

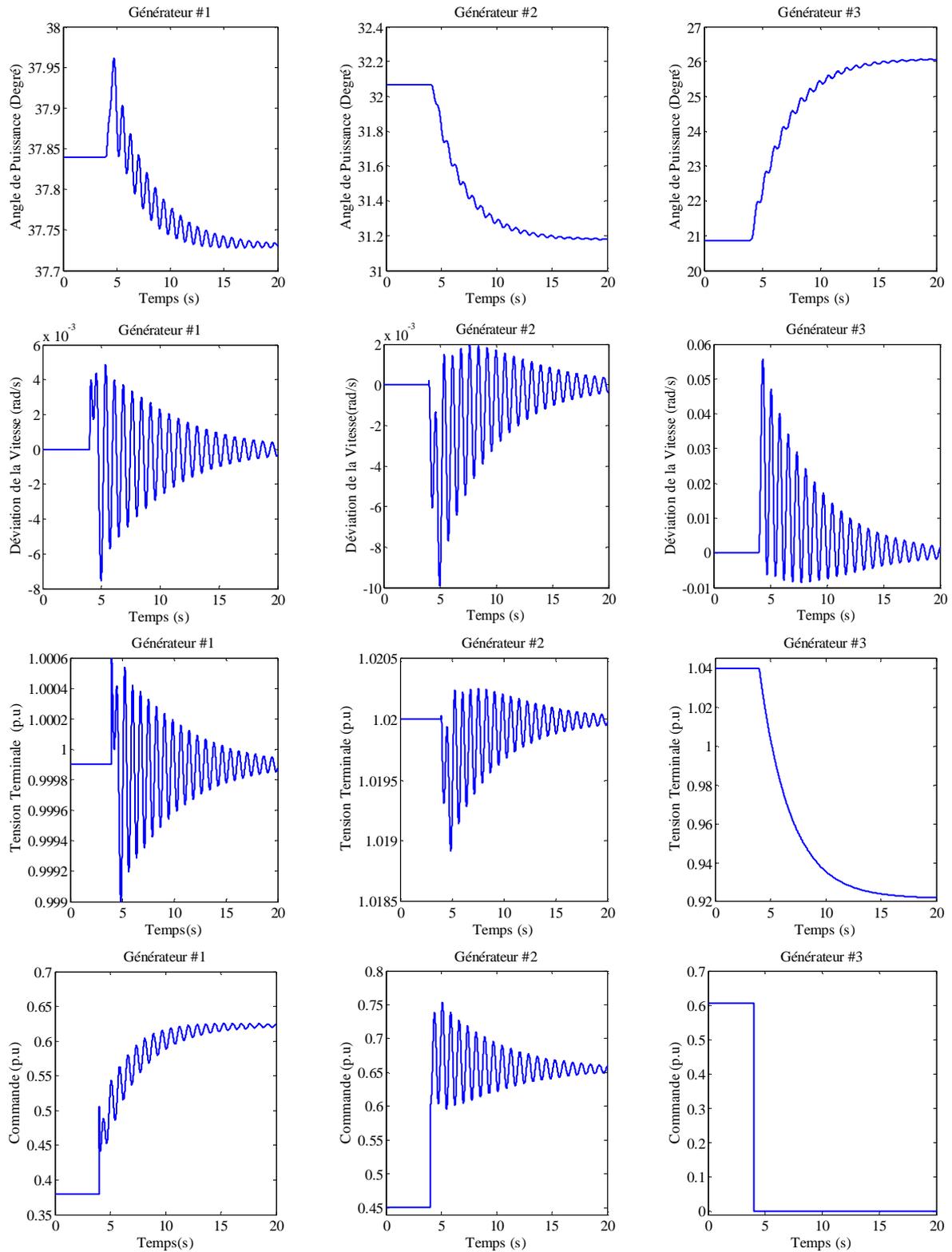


Figure 4.24 : Régulateur NA MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{\beta}=0$ à $t=4s$.

4.5.2.2 Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation (figures (4.18)-(4.21)) montrent bien l'efficacité de la méthode appliquée, ce qui est confirmée par le rejet de toutes les perturbations appliquées (court-circuit, accroissement brutale de la puissance mécanique) pour tous les points d'opérations imposés et même malgré l'incertitude sur les valeurs des paramètres des lignes de transmission (figure (4.20)). Nous constatons également un temps de calcul relativement court par rapport à la commande neuro-floue adaptative. Pour les tests de décentralisation (figures (4.22)-(4.24)), le système se stabilise au bout de 15 à 20 secondes assurant pour les stations de commande non défaillantes, une bonne fréquence et des tensions terminales bien régulées. Le chattering est parfaitement éliminé.

4.6 LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE TYPE-1 PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ

Que ce soit avec la commande neuro-floue adaptative ou la commande neuronale adaptative, nous n'avons pas de formalisme globale pour garantir la stabilité du système en boucle fermée. Donc nous allons nous orienter vers les régulateurs adaptatifs flous où les lois de commandes sont synthétisées tout en garantissant la stabilité du système.

Les systèmes adaptatifs flous ont été appliqués avec succès pour contrôler les systèmes complexes ou mal définis dont les modèles mathématiques sont difficiles à obtenir. L'idée de base exploite la capacité d'approximation universelle des systèmes flous [119] pour approximer le modèle du système ou encore la commande. Cette méthode est de loin, une des techniques, la plus largement développée au niveau de la commande [120-123].

4.6.1 Synthèse de la loi de Commande

La stratégie proposée consiste à formuler une commande qui se constitue de deux termes :

- Le premier terme est la commande équivalente. La fonction u_{eq} étant inconnue ou incertaine, elle sera substituée par son approximation $\hat{u}_{eq} = \theta^T \xi$ en utilisant un système flou de type-1 ;
- Le deuxième terme est la commande discontinue. Cette dernière est obtenue en utilisant trois règles d'inférences floues.

Les lois d'adaptation seront déduites à l'issue de l'analyse de la stabilité du système en boucle fermée à l'aide de la théorie de Lyapunov.

- **Commande équivalente**

La commande équivalente est décrite par un ensemble de règles de la forme :

Règle j :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A_{x_1}^j \text{ Et } x_2 \text{ est } A_{x_2}^j \text{ Et.....Et } x_n \text{ est } A_{x_n}^j, \text{ Alors } \hat{u}_{eq} \text{ est } \mathbb{B}_{u_{eq}}^j \quad j = 1, 2, \dots, r \quad (4.53)$$

$A_{x_i}^j$ et $B_{\hat{u}_{eq}}^j$, ($1 \leq i \leq n$) sont respectivement, les valeurs linguistiques des entrées et sortie. ' r ' est le nombre de règles floues.

En utilisant la fuzzification singleton, la méthode inférence Max-Prod et le centre de gravité comme méthode de défuzzification, la sortie du régulateur flou est telle que :

$$\hat{u}_{eq}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) = \frac{\sum_{j=1}^r \theta^j \prod_{i=1}^n \mu_{A_{x_i}^j}(x_i)}{\sum_{j=1}^r \prod_{i=1}^n \mu_{A_{x_i}^j}(x_i)} \quad (4.54)$$

Le sous ensemble flou $A_{x_i}^j$ est caractérisé par la fonction d'appartenance $\mu_{A_{x_i}^j}$

La sortie du régulateur flou peut être réécrite sous la forme simplifiée suivante :

$$\hat{u}_{eq}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}) \quad (4.55)$$

où $\boldsymbol{\theta} = (\theta^1, \theta^2, \dots, \theta^r)^T$ est le vecteur des paramètres ajustables et $\boldsymbol{\xi}(\mathbf{x})$ est le vecteur des fonctions de base floues, $\boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}) = (\xi^1(\mathbf{x}), \xi^2(\mathbf{x}), \dots, \xi^r(\mathbf{x}))^T$.

$$\xi^j(\mathbf{x}) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_{x_i}^j}(x_i)}{\sum_{j=1}^r \prod_{i=1}^n \mu_{A_{x_i}^j}(x_i)} \quad (4.56)$$

4.6.2 Stabilité et lois d'adaptation du régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé

La commande adaptative floue type-1 par mode glissant decouplé est telle que :

$$u = \hat{u}_{eq} + u_n \quad (4.57)$$

En substituant les lois de commande (4.57) et (4.19) dans l'expression de la dynamique de la surface de glissement, nous aurons :

$$\dot{S}_1 = b_1(-u_{eq} + \hat{u}_{eq} + u_n) \quad (4.58)$$

D'après le théorème d'approximation universelle [119], il existe une approximation optimale de la commande équivalente $\hat{u}_{eq}^*(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}^*)$ (4.60) telle que l'erreur d'approximation minimale ε est donnée par:

$$\varepsilon = u_{eq}(\mathbf{x}, t) - \hat{u}_{eq}^*(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}^*) \quad (4.59)$$

avec \hat{u}_{eq}^* la commande équivalente optimale estimée.

$$\hat{u}_{eq}^*(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}^*) = (\boldsymbol{\theta}^*)^T \boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}) \quad (4.60)$$

et ε est supposée bornée telle que $|\varepsilon| < \rho$.

Pour que nous puissions dériver les lois d'adaptation, nous devons commencer par définir le vecteur des paramètres optimaux $\boldsymbol{\theta}^*$ par :

$$\boldsymbol{\theta}^* = \arg \min_{\boldsymbol{\theta} \in \Omega} \left(\sup_{\mathbf{x} \in R^n} \left| \hat{u}_{eq}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) - u_{eq}(\mathbf{x}, t) \right| \right) \quad (4.61)$$

où $\Omega = \{ \boldsymbol{\theta} \in R^r \mid \|\boldsymbol{\theta}\| \leq M_{u_{eq}} \}$ est un ensemble convexe compact, $M_{u_{eq}}$ est une constante positive et $\boldsymbol{\theta}$ est l'estime de $\boldsymbol{\theta}^*$.

- **Démonstration**

Pour étudier la stabilité du système bouclé et synthétiser la loi d'adaptation pour le vecteur des paramètres $\boldsymbol{\theta}$, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}(S_1)^2 + \frac{b_1}{2\eta} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} \quad (4.62)$$

où $\tilde{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}^*$ représente l'erreur d'estimation et η désigne le taux d'apprentissage. La dérivée de la fonction de Lyapunov peut être donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_1 \dot{S}_1 + \frac{b_1}{\eta} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \\ &= S_1 b_1 (-u_{eq} + \hat{u}_{eq} + u_n) + \frac{b_1}{\eta} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \\ &= S_1 b_1 (-\hat{u}_{eq}^* - \varepsilon + \hat{u}_{eq} + u_n) + \frac{b_1}{\eta} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \\ &= \frac{b_1}{\eta} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T (\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} + \eta S_1 \boldsymbol{\xi}) + S_1 b_1 (u_n - \varepsilon) \end{aligned} \quad (4.63)$$

Si nous choisissons la loi d'adaptation et la loi commande discontinue telles que :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} &= -\eta S_1 \boldsymbol{\xi} \\ u_n &= -K \operatorname{sgn}(S_1) \end{aligned} \quad (4.64)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov peut être réécrite par :

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -bK|S_1| - b_1 S_1 \varepsilon \leq -b_{1\max} K|S_1| - b_{1\max} \rho|S_1| \\ &\leq -(K + \rho)b_{1\max}|S_1|\end{aligned}\quad (4.65)$$

avec $0 < b_{1\min} \leq b_1 \leq b_{1\max}$, b_1 est supposée bornée [94].

Donc, avec $\beta = (K + \rho)b_{1\max} > 0$.

$$\dot{V} \leq -\beta|S_1|\quad (4.66)$$

Ce qui implique que le système est stable, les états du système sont sur la surface de glissement et l'erreur converge asymptotiquement vers zéro. ■

Comme nous l'avons déjà évoqué, des oscillations de très haute fréquence appelées 'broutement' apparaissent suite à l'utilisation de la fonction 'sign'. Pour remédier à ce problème, nous proposons de substituer la fonction 'sign' par une fonction 'sat' modélisée par un système flou. La surface de glissement S_1 est fuzzifiée en attribuant les valeurs linguistiques représentées par l'ensemble flou suivant :

$$T(S_1) = \{N, ZR, P\}\quad (4.67)$$

où N , ZR , and P sont définies autant que sous-ensemble flous, qui sont Negative, Zero, Positive respectivement. De même pour la sortie du régulateur flou u_{fz} , elle est définie de façon similaire à S_1 :

$$T(u_{fz}) = \{N, ZR, P\}\quad (4.68)$$

La figure (4.25) représente les fonctions d'appartenance de ces sous-ensembles flous.



(a) Partition floue de l'univers de discours de S_1

(b) Partition floue de l'univers de discours de u_{fz}

Figure 4.25 : Représentation des sous ensemble flous, $T(S_1)$ et $T(u_{fz})$

Les règles d'inférence retenues sont telles que :

$$\begin{aligned}R^1 &: \text{if } S_1 \text{ is } N \text{ then } u_{fz} \text{ is } P \\ R^2 &: \text{if } S_1 \text{ is } ZR \text{ then } u_{fz} \text{ is } ZR \\ R^3 &: \text{if } S_1 \text{ is } P \text{ then } u_{fz} \text{ is } N\end{aligned}\quad (4.69)$$

Une fois que les fonctions d'appartenance et les règles floues ont été déterminées, nous devons procéder à l'étape finale qui consiste à la défuzzification où u_{fz} est obtenue par la méthode des hauteurs pondérées:

$$u_{fz} = \frac{\sum_{i=1}^3 C_{fi} \mu_i(S_1)}{\sum_{i=1}^3 \mu_i(S_1)} \quad (4.70)$$

où C_{fi} est la fonctions d'appartenance de type singleton associée à u_{fz} . Enfin, le résultat de l'inférence peut s'écrire comme suit:

$$u_{fz}(t) = -K_{fz} \text{sat}(S_1/\Phi) \quad (4.71)$$

• **Démonstration**

Afin d'étudier la stabilité du système en boucle fermée et déduire les lois d'adaptation des paramètres ajustables, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{b_1}{2\eta_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{b_1}{2\eta_2} (K_{fz} - \hat{K})^2 \quad (4.72)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est telle que :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_1 \dot{S}_1 + \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \frac{b_1}{\eta_2} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \\ &= S_1 b_1 (\hat{u}_{eq} - \hat{u}_{eq}^*) + \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + S_1 b_1 (u_n - \varepsilon) + \frac{b_1}{\eta_2} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \\ &= \frac{b_1}{\eta} \tilde{\theta}^T (\dot{\tilde{\theta}} + \eta S_1 \xi) - S_1 b_1 K_{fz} \text{sat}(S_1/\Phi) - S_1 b_1 \varepsilon + \frac{b_1}{\eta_2} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \end{aligned} \quad (4.73)$$

▪ si $|S_1| \geq \Phi$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}^T (\dot{\tilde{\theta}} + \eta S_1 \xi) - |S_1| b_1 K_{fz} - S_1 b_1 \varepsilon + \frac{b_1}{\eta_2} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \\ &= \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}^T (\dot{\tilde{\theta}} + \eta S_1 \xi) + \frac{b_1}{\eta_2} (K_{fz} - \hat{K}) (\dot{K}_{fz} - \eta_2 |S_1|) - |S_1| b_1 \hat{K} - S_1 b_1 \varepsilon \end{aligned} \quad (4.74)$$

Pour assurer la stabilité du système, les lois d'adaptation suivantes sont adoptées :

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\eta_1 S_1 \xi \quad \text{et} \quad \dot{K}_{fz} = \eta_2 |S_1| \quad (4.75)$$

et la dérivée de la fonction de Lyapunov est exprimée telle que :

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -|S_1| b_{1\max} \hat{K} - |S_1| b_{1\max} \rho \\ &\leq -(\hat{K} + \rho) b_{1\max} |S_1| \leq 0\end{aligned}\quad (4.76)$$

En posant $\beta_1 = (\hat{K} + \rho) b_{1\max}$

$$\dot{V} \leq -\beta_1 |S_1| \quad (4.77)$$

▪ si $|S_1| < \Phi$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \frac{b_1}{\eta} \tilde{\theta}^T (\dot{\theta} + \eta S_1 \xi) - b_1 K_{fz} \frac{S_1^2}{\Phi} - S_1 b_1 \varepsilon + \frac{b_1}{\eta_2} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \\ &= \frac{b_1}{\eta} \tilde{\theta}^T (\dot{\theta} + \eta S_1 \xi) + \frac{b_1}{\eta_2} (K_{fz} - \hat{K}) \left(\dot{K}_{fz} - \eta_2 \frac{S_1^2}{\Phi} \right) - \frac{S_1^2}{\Phi} b_1 \hat{K} - S_1 b_1 \varepsilon\end{aligned}\quad (4.78)$$

La stabilité est assurée si les lois d'adaptation suivantes sont satisfaites :

$$\dot{\theta} = -\eta_1 S_1 \xi \quad \text{et} \quad \dot{K}_{fz} = \eta_2 \frac{S_1^2}{\Phi} \quad (4.79)$$

donc

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -\frac{S_1^2}{\Phi} b_1 \hat{K} - S_1 b_1 \varepsilon \leq -\frac{S_1^2}{\Phi} b_{1\max} \hat{K} - |S_1| b_{1\max} \rho \leq 0 \\ \dot{V} &\leq -b_{1\max} (\rho + \hat{K}/\Phi) S_1^2\end{aligned}\quad (4.80)$$

en posant $\gamma = b_{1\max} (\rho + \hat{K}/\Phi) > 0$

$$\dot{V} \leq -\gamma S_1^2 \quad (4.81)$$

Ce qui implique que la stabilité du système est bien garantie. ■

4.6.3 Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé

Dans cette partie, Notre allons cibler l'application de la commande adaptative floue type-1 par mode glissant découplé pour maintenir la stabilité transitoire et assurer la régulation des tensions d'un réseau électrique multi-machine après l'apparition de différents défauts.

- **La commande équivalente**

La commande équivalente est déterminée en définissant la surface de glissement S_{1k} de chaque générateur comme l'antécédente floue et la commande équivalente comme la sortie floue, donc la $j^{\text{ème}}$ règle peut être écrite comme :

$$\text{Règle } j: \quad \text{Si } S_{1k} \text{ est } \mathbb{A}_{S_{1k}}^j, \text{ Alors } \hat{u}_{eq_k} \text{ est } \mathbb{B}_{\hat{u}_{eq_k}}^j \quad j = 1, 2, \dots, 6 \quad ; k = 1; 2 \quad (4.82)$$

Ce qui nous permet d'obtenir l'estimé de la commande équivalente :

$$\hat{u}_{eq_k} (S_{1_k}, \theta_{u_{eq_k}}) = \theta_{u_{eq_k}}^T \xi (S_{1_k}) \quad (4.83)$$

• **La commande discontinue**

La commande discontinue est la résultante du système flou (4.71)

La commande appliquée au système d'excitation de chaque générateur (4.27) est telle que [114] :

$$v_{f_k} = \hat{u}_{eq_k} + u_{fz_k} = \hat{u}_{eq_k} (S_{1_k}, \theta_{u_{eq_k}}) - K_{fz_k} \cdot sat(S_{1_k} / \Phi_k) \quad (4.84)$$

munie des lois d'adaptation suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_k &= -\eta_{1_k} S_{1_k} \xi_k \\ \dot{K}_{fz_k} &= \begin{cases} \eta_{2_k} |S_{1_k}| & si \quad |S_{1_k}| \geq \Phi_k \\ \eta_{2_k} \frac{S_{1_k}^2}{\Phi_k} & si \quad |S_{1_k}| < \Phi_k \end{cases} \end{aligned} \quad (4.85)$$

4.6.3.1 Simulations

Pour montrer l'efficacité et les performances de la méthode adaptative floue type-1 par mode glissant découplé (AF T1 MGD), nous allons exécuter les mêmes tests effectués pour la commande floue PDC. Les figures (4.26)-(4.31) représentent les résultats de simulation de ces tests. Les valeurs des coefficients de réglage, imposant la dynamique désirée, sont regroupées dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Coefficients de réglage de la commande adaptative floue type-1 par mode glissant découplé.

	η_1	η_2	Φ
Générateur 1	1	5	5
Générateur 2	1	5	5

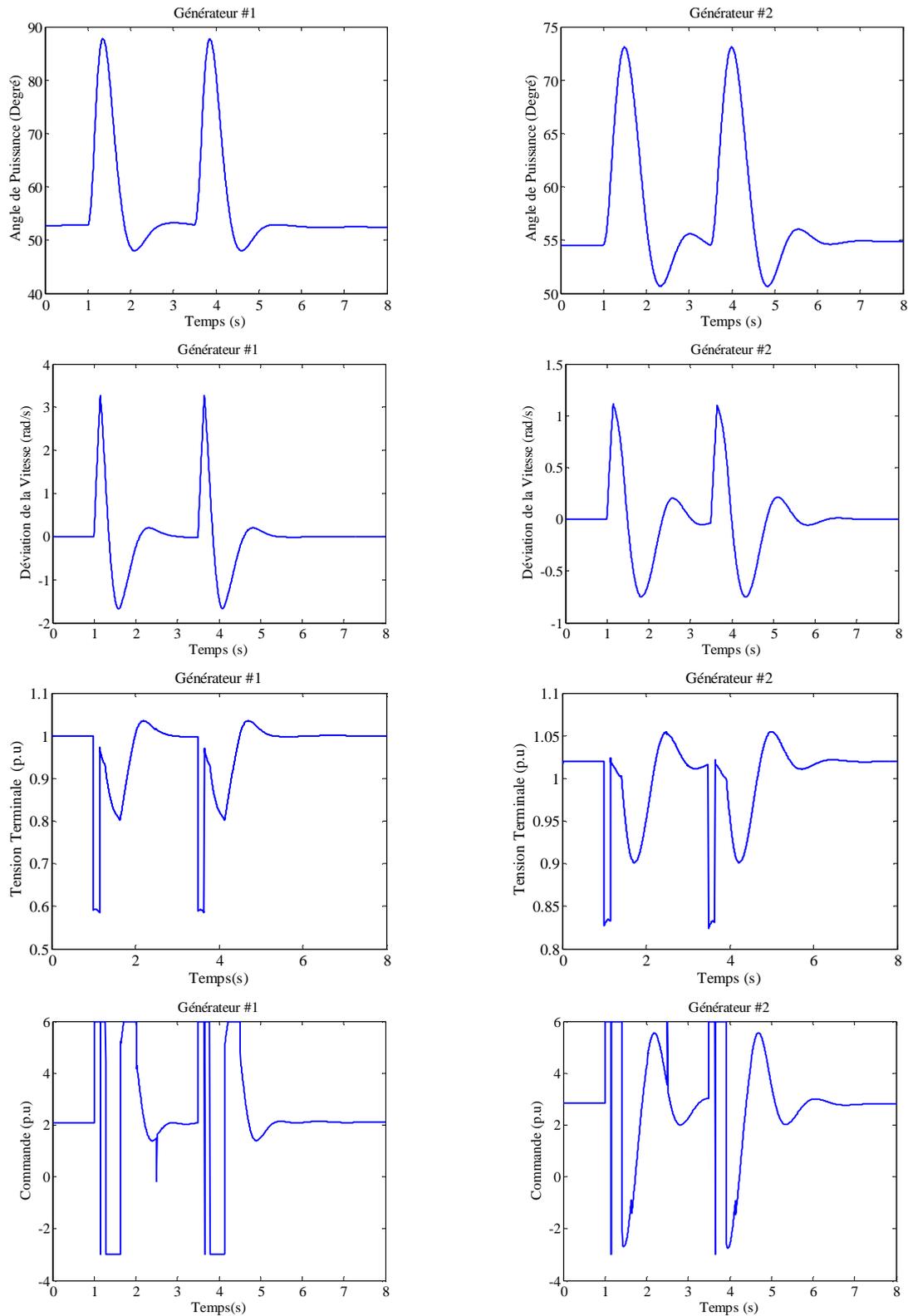


Figure 4.26 : Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 1^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$.

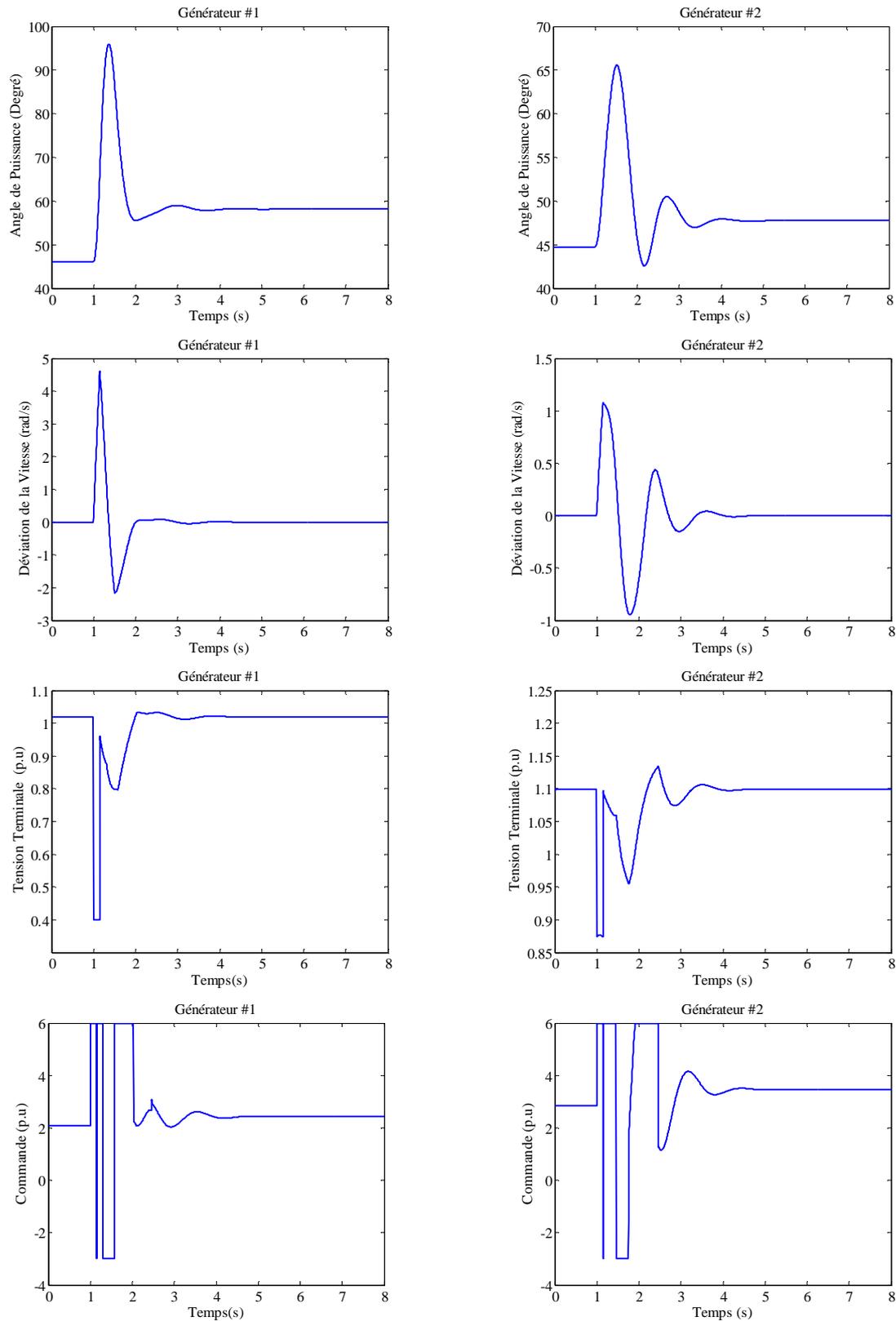


Figure 4.27 : Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.

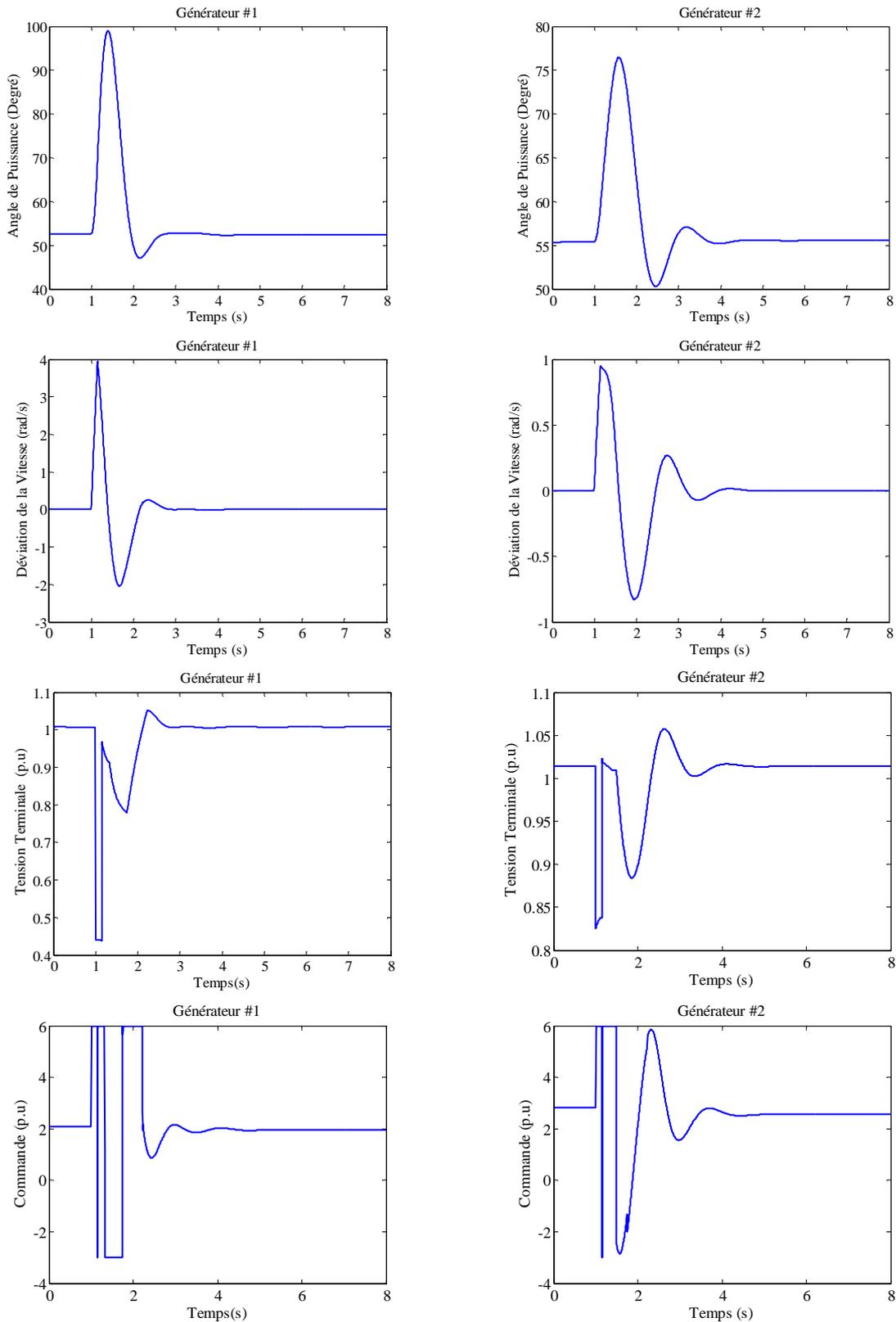


Figure 4.28 : Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.

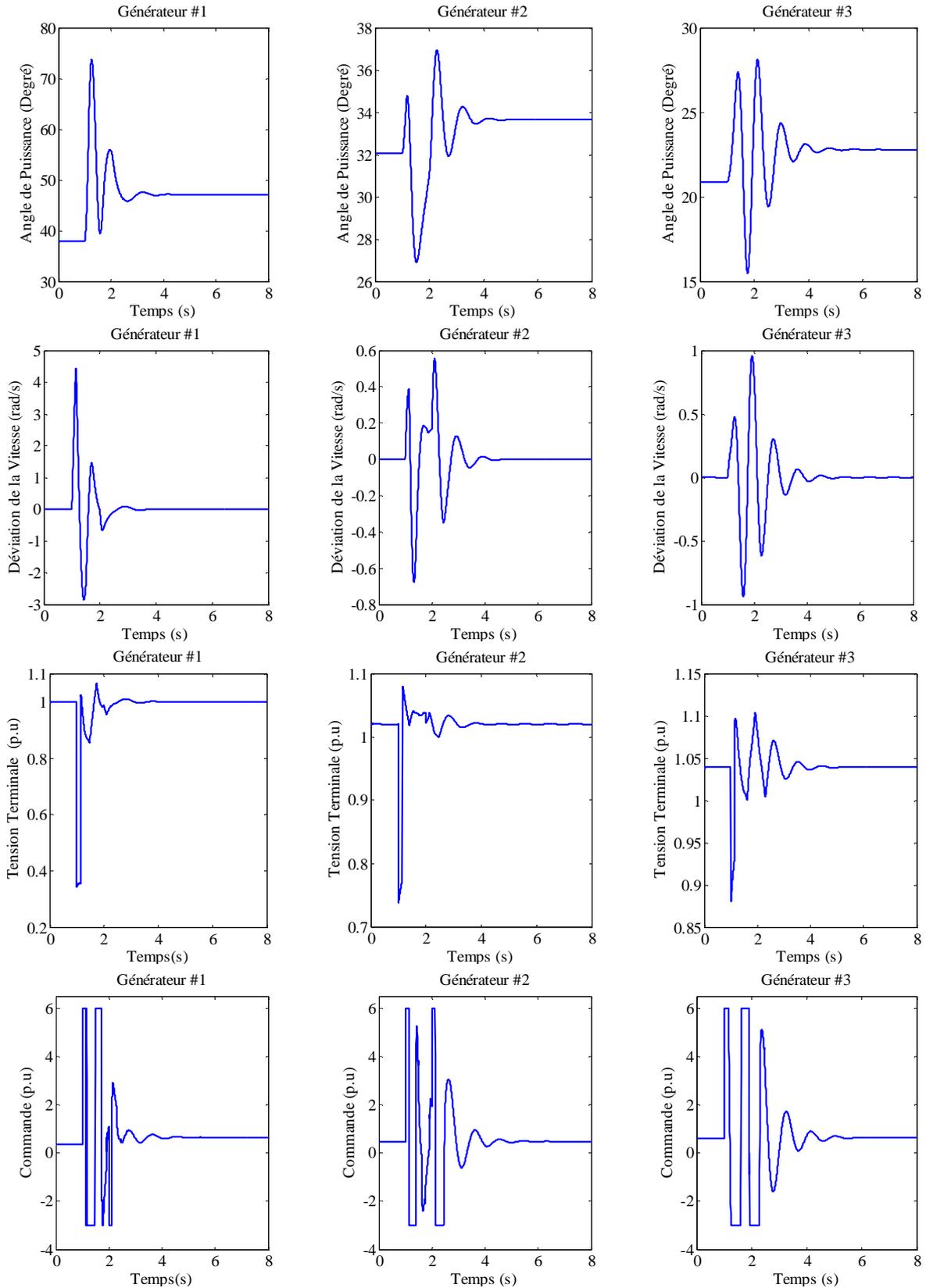


Figure 4.29 : Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.

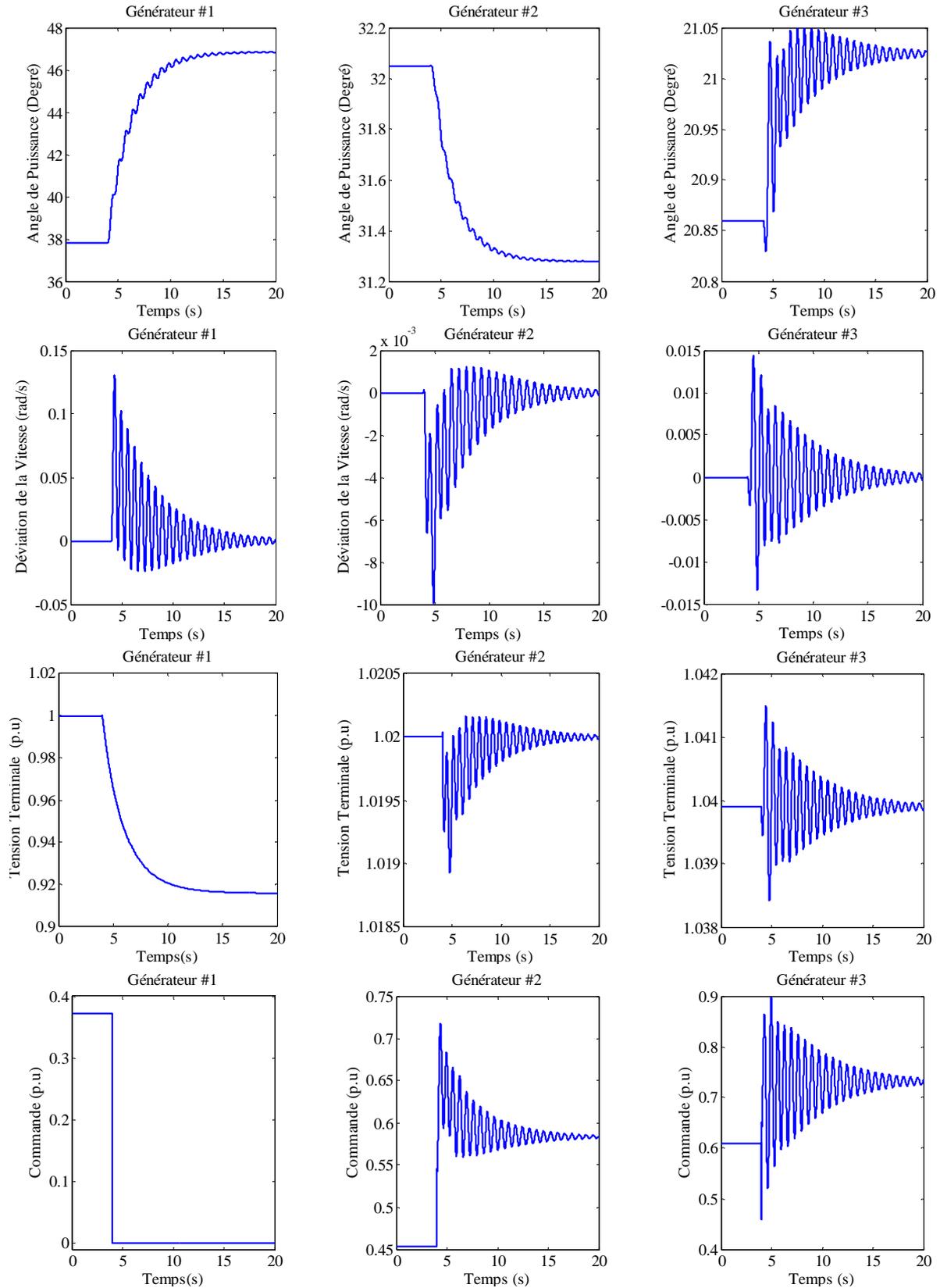


Figure 4.30 : Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f1}=0$ à $t=4s$

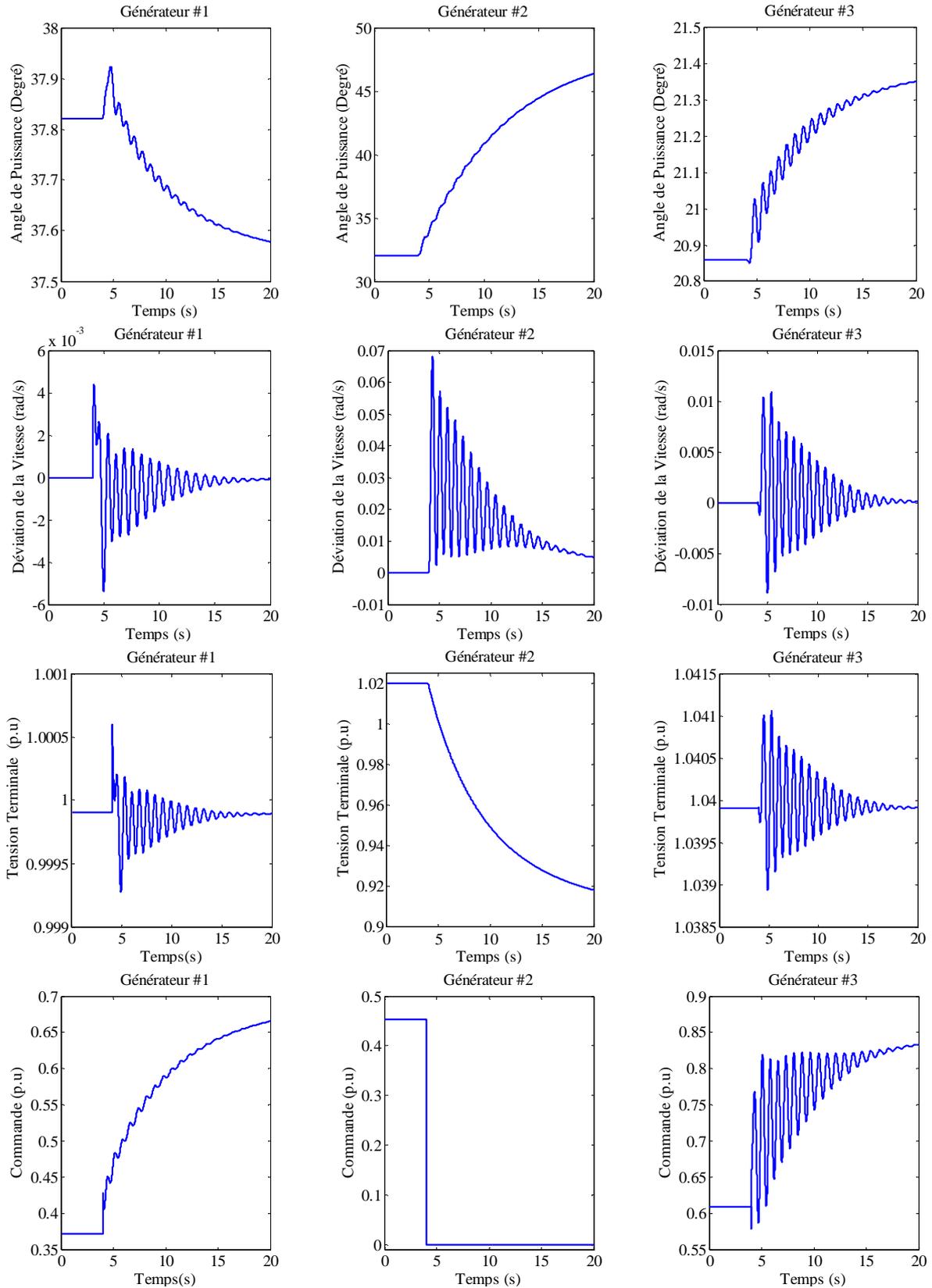


Figure 4.31 : Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f2}=0$ à $t=4s$

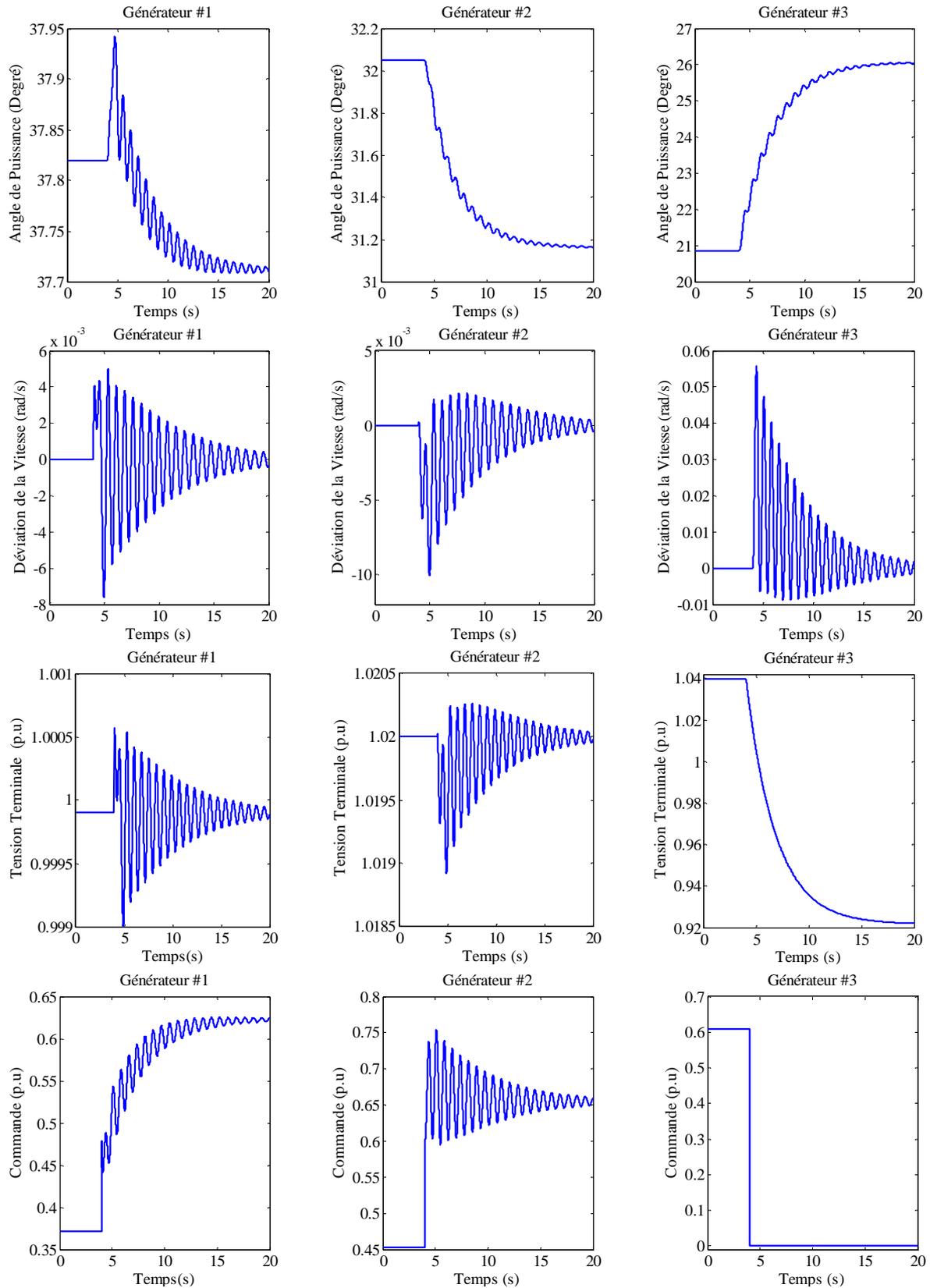


Figure 4.32 : Régulateur AF T1 MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f3}=0$ à $t=4s$

4.6.3.2 Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation présentés par les figures ((4.26)-(4.29)) montrent que la régulation des tensions terminales est obtenue et la stabilité transitoire est bien assurée. Comme nous pouvons le constater, les perturbations sont rejetées au bout de 2 à 3 secondes quels que soient le type et la sévérité du défaut imposé (temporaire ou permanent, accroissement de la puissance mécanique), l'incertitude sur les valeurs des paramètres des lignes de transmission ou les points de fonctionnement. Nous notons aussi l'absence du phénomène de broutement de la loi de commande appliquée au système.

Suite aux tests de décentralisation (figures ((4.30)-(4.32))), il est clair que la commande synthétisée est capable de stabiliser le système assurant ainsi la stabilité transitoire et la régulation des tensions des stations non défailtantes.

4.7 LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE TYPE-2 INTERVALLE PAR MODE GLISSANT DÉCOUPLÉ

Dans cette partie, nous proposons de remplacer le système flou de type-1 par un autre de type-2 pour une meilleure prise en compte des incertitudes dans le but d'améliorer la robustesse de la loi de commande. Un système flou de type-1 utilise comme entrée des valeurs numériques alors qu'un type-2 utilise des intervalles pour prendre en compte d'éventuelle présence d'incertitudes au niveau des valeurs d'entrée et/ou des règles linguistiques [124-126].

4.7.1 Synthèse de la loi de Commande

La description linguistique de la $j^{\text{ème}}$ règle pour le régulateur flou type-2 intervalle correspondant à la commande équivalente u_{eq} est donnée par :

Règle j :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } \tilde{A}_{x_1}^j \text{ Et } x_2 \text{ est } \tilde{A}_{x_2}^j \text{ Et.....Et } x_n \text{ est } \tilde{A}_{x_n}^j, \text{ Alors } \hat{u}_{eq} \text{ is } \tilde{B}_{\hat{u}_{eq}}^j \quad j=1,2,\dots,r \quad (4.86)$$

où $\tilde{A}_{x_i}^j$ et $\tilde{B}_{\hat{u}_{eq}}^j$, ($1 \leq i \leq n$) sont respectivement, les ensembles flous type-2 des entrées et sortie. 'r' est le nombre de règle floue.

Des fonctions d'appartenance primaires Gaussiennes avec une moyenne incertaine et des singletons de type-2 sont utilisés comme fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences, respectivement. La réduction de type est réalisée par la méthode des centres des ensembles. L'ensemble de sortie (ensemble type réduit) est donné par la relation suivante :

$$U_{\cos} = (\theta^1, \dots, \theta^r, u_{eq}^1, \dots, u_{eq}^r) = \int_{\theta^1} \dots \int_{\theta^r} \int_{u_{eq}^1} \dots \int_{u_{eq}^r} 1 / \frac{\sum_{j=1}^r u_{eq}^j \theta^j}{\sum_{j=1}^r u_{eq}^j} = [\hat{u}_{eqg}, \hat{u}_{eqd}] \quad (4.87)$$

Les bornes droite et gauche (\hat{u}_{eqg} et \hat{u}_{eqd} ('g' pour gauche et 'd' pour droite)) du domaine de l'ensemble de type réduit U_{\cos} sont obtenus respectivement par (4.88) et (4.89) comme suit :

$$\hat{u}_{eqd} = \frac{\sum_{j=1}^r u_{eqd}^j \theta_d^j}{\sum_{j=1}^r u_{eqd}^j} \quad (4.88)$$

$$\hat{u}_{eqg} = \frac{\sum_{j=1}^r u_{eqg}^j \theta_g^j}{\sum_{j=1}^r u_{eqg}^j} \quad (4.89)$$

où encore sous la forme compacte :

$$\begin{aligned} \hat{u}_{eqd} &= \theta_d^T \xi_d(\mathbf{x}) \\ \hat{u}_{eqg} &= \theta_g^T \xi_g(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (4.90)$$

où $\xi_d(\mathbf{x})$ et $\xi_g(\mathbf{x})$ sont les vecteurs des fonctions de base floues (FBF) définies par :

$$\begin{aligned} \xi_g(\mathbf{x}) &= (\xi_g^1(\mathbf{x}), \xi_g^2(\mathbf{x}), \dots, \xi_g^r(\mathbf{x}))^T \\ \xi_d(\mathbf{x}) &= (\xi_d^1(\mathbf{x}), \xi_d^2(\mathbf{x}), \dots, \xi_d^r(\mathbf{x}))^T \end{aligned} \quad (4.91)$$

avec :

$$\xi_g^j = \frac{u_{eqg}^j}{\sum_{j=1}^r u_{eqg}^j} \quad \text{et} \quad \xi_d^j = \frac{u_{eqd}^j}{\sum_{j=1}^r u_{eqd}^j} \quad (4.92)$$

Pour calculer la sortie du système flou type-2 (la commande équivalente), nous devons passer par l'étape de défuzzification qui détermine la sortie numérique correspondante aux ensembles type réduits U_{\cos} . Puisque le système utilisé est de type intervalle, la défuzzification revient à calculer la moyenne de \hat{u}_{eqd} et \hat{u}_{eqg} comme suit :

$$\hat{u}_{eq} = \frac{\hat{u}_{eqd} + \hat{u}_{eqg}}{2} \quad (4.93)$$

Par conséquent :

$$\begin{aligned}\hat{u}_{eq}(\mathbf{x}, \underline{\theta}) &= \frac{\underline{\theta}_g^T \underline{\xi}_g(\mathbf{x}) + \underline{\theta}_d^T \underline{\xi}_d(\mathbf{x})}{2} \\ &= \underline{\theta}^T \underline{\xi}(\mathbf{x})\end{aligned}\quad (4.94)$$

avec $\underline{\xi} = \left[\frac{1}{2} \underline{\xi}_g \quad \frac{1}{2} \underline{\xi}_d \right]^T$ est le vecteur moyen des FBF et $\underline{\theta}^T = \left[\underline{\theta}_g^T \quad \underline{\theta}_d^T \right]$ est le vecteur des paramètres ajustable de notre commande.

4.7.2 Stabilité et lois d'adaptation du régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé

La loi de commande du régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé est donnée par :

$$u = \hat{u}_{eq}(\mathbf{x}, \underline{\theta}) + u_n \quad (4.95)$$

où

$\hat{u}_{eq}(\mathbf{x}, \underline{\theta})$: La commande équivalente estimée par le système flou type-2 intervalle,

u_n : La commande discontinue résultante du système flou (4.71)

À partir du théorème d'approximation des systèmes flous [119], il existe une loi de commande optimale $\hat{u}_{eq}^*(\mathbf{x}, \underline{\theta}^*)$ (4.97) telle que l'erreur d'approximation minimale ε est :

$$\varepsilon = u_{eq}(\mathbf{x}, t) - \hat{u}_{eq}^*(\mathbf{x} | \underline{\theta}^*) \quad (4.96)$$

avec \hat{u}_{eq}^* la commande équivalente optimale estimée.

$$\hat{u}_{eq}^*(\mathbf{x} | \underline{\theta}^*) = (\underline{\theta}^*)^T \underline{\xi}(\mathbf{x}) \quad (4.97)$$

ε est supposée bornée telle que $|\varepsilon| < \rho$.

Le vecteur des paramètres optimaux $\underline{\theta}^*$ du système flou type-2 est défini par :

$$\underline{\theta}^* = \arg \min_{\underline{\theta} \in \Omega} \left(\sup_{\mathbf{x} \in R^n} \left| \hat{u}_{eq}(\mathbf{x}, \underline{\theta}) - u_{eq}(\mathbf{x}, t) \right| \right) \quad (4.98)$$

où $\Omega = \left\{ \underline{\theta} \in R^r \mid \|\underline{\theta}\| \leq M_{u_{eq}} \right\}$ est un ensemble convexe compact, $M_{u_{eq}}$ est une constante positive et $\underline{\theta}$ est l'estimé de $\underline{\theta}^*$.

- **Démonstration**

Pour étudier la stabilité du système bouclé et synthétiser la loi d'adaptation pour le vecteur des paramètres $\underline{\theta}$, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{b_1}{2\eta_1} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g + \frac{b_1}{2\eta_2} \tilde{\theta}_d^T \tilde{\theta}_d + \frac{b_1}{2\eta_3} (K_{fz} - \hat{K})^2 \quad (4.99)$$

où $\tilde{\theta}_g = \theta_g - \theta_g^*$ et $\tilde{\theta}_d = \theta_d - \theta_d^*$ représente les erreurs d'estimation et η_1 , η_2 et η_3 désignent les taux d'apprentissage.

La dérivée de la fonction de Lyapunov peut être donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_1 \dot{S}_1 + \frac{b_1}{\eta_1} \dot{\tilde{\theta}}_g^T \tilde{\theta}_g + \frac{b_1}{\eta_2} \dot{\tilde{\theta}}_d^T \tilde{\theta}_d + \frac{b_1}{\eta_3} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \\ &= S_1 b_1 (\hat{u}_{eq} - \hat{u}_{eq}^*) + \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g + \frac{b_1}{\eta_2} \tilde{\theta}_d^T \dot{\theta}_d + S_1 b_1 (u_n - \varepsilon) + \frac{b_1}{\eta_3} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \\ &= \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}_g^T \left(\dot{\theta}_g + S_1 \frac{\eta_1}{2} \xi_g \right) - \frac{b_1}{\eta_2} \tilde{\theta}_d^T \left(\dot{\theta}_d + S_1 \frac{\eta_2}{2} \xi_r \right) - S_1 b_1 K_{fz} \text{sat}(S_1 / \Phi) - S_1 b_1 \varepsilon \\ &\quad + \frac{b_1}{\eta_3} (K_{fz} - \hat{K}) \dot{K}_{fz} \end{aligned} \quad (4.100)$$

- si $|S_1| \geq \Phi$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}_g^T \left(\dot{\theta}_g + S_1 \frac{\eta_1}{2} \xi_g \right) + \frac{b_1}{\eta_2} \tilde{\theta}_d^T \left(\dot{\theta}_d + S_1 \frac{\eta_2}{2} \xi_d \right) + \frac{b_1}{\eta_3} (K_{fz} - \hat{K}) (\dot{K}_{fz} - \eta_3 |S_1|) \\ &\quad - |S_1| b_1 K - S_1 b_1 \varepsilon \end{aligned} \quad (4.101)$$

Pour assurer la stabilité du système, les lois d'adaptation suivantes sont adoptées :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_g = -\frac{\eta_1}{2} S_1 \xi_g \\ \dot{\theta}_d = -\frac{\eta_2}{2} S_1 \xi_d \\ \dot{K}_{fz} = \eta_3 |S_1| \end{cases} \quad (4.102)$$

et la dérivée de la fonction de Lyapunov est exprimée telle que $\dot{V} \leq -\beta_1 |S_1|$ avec $\beta = (\hat{K} + \rho) b_{1\max}$; b_1 étant supposée bornée [94].

- si $|S_1| < \Phi$

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{b_1}{\eta_1} \tilde{\theta}_g^T \left(\dot{\theta}_g + S_1 \frac{\eta_1}{2} \xi_g \right) + \frac{b_1}{\eta_2} \tilde{\theta}_d^T \left(\dot{\theta}_d + S_1 \frac{\eta_2}{2} \xi_d \right) + \frac{b_1}{\eta_3} (K_{fz} - \hat{K}) \left(\dot{K}_{fz} - \eta_3 \frac{S_1^2}{\Phi} \right) \\ & - \frac{S_1^2}{\Phi} b_1 K - S_1 b_1 \varepsilon \end{aligned} \quad (4.103)$$

La stabilité est assurée si les lois d'adaptation suivantes sont satisfaites :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_g = -\frac{\eta_1}{2} S_1 \xi_g \\ \dot{\theta}_d = -\frac{\eta_2}{2} S_1 \xi_d \\ \dot{K}_{fz} = \eta_3 \frac{S_1^2}{\Phi} \end{cases} \quad (4.104)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est telle que $\dot{V} \leq -\gamma S_1^2$, avec $\gamma = b_{1\max} \left(\frac{K}{\Phi} + \rho \right) > 0$

Ce qui implique que la stabilité du système est bien garantie. ■

4.7.3 Commande d'un réseau électrique multi-machine avec le régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé

Nous allons aborder maintenant l'application de cette approche pour maintenir la stabilité transitoire tout autant que la régulation des tensions des différents générateurs d'un réseau électrique multi-machine après l'apparition de différents défauts.

Afin de concevoir la commande adaptative floue type-2 intervalle, nous commençons par définir la surface de glissement S_{1k} de chaque générateur comme l'antécédente floue et la commande équivalente comme la sortie floue. La $j^{\text{ème}}$ règle est décrite par [117]:

$$\text{Règle } j : \quad \text{Si } S_{1k} \text{ est } \tilde{A}_{S_{1k}}^j, \text{ Alors } \hat{u}_{eqk} \text{ est } \tilde{B}_{\hat{u}_{eqk}}^j \quad j = 1, 2, \dots, 6; k = 1, 2 \quad (4.105)$$

Ce qui nous permet d'obtenir l'estimé de la commande équivalente :

$$\hat{u}_{eqk} \left(S_{1k}, \underline{\theta}_{u_{eqk}} \right) = \underline{\theta}_{u_{eqk}}^T \underline{\xi} \left(S_{1k} \right) \quad (4.106)$$

La commande globale retenue est représentée par:

$$v_{f_k} = \hat{u}_{eqk} + u_{fz_k} = \hat{u}_{eqk} \left(\mathbf{x}, \underline{\theta}_K \right) - K_{fz_k} \text{sat} \left(S_{1k} / \Phi_k \right) \quad (4.107)$$

munie des lois d'adaptation suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_g = -\frac{\eta_{1k}}{2} S_{1k} \xi_g \\ \dot{\theta}_{d_k} = -\frac{\eta_{2k}}{2} S_{1k} \xi_{d_k} \end{cases} \quad (4.108)$$

$$\dot{K}_{f\tilde{z}_k} = \begin{cases} \eta_{3k} |S_{1k}| & si \quad |S_{1k}| \geq \Phi_k \\ \eta_{3k} \frac{S_{1k}^2}{\Phi_k} & si \quad |S_{1k}| < \Phi_k \end{cases} \quad (4.109)$$

4.7.3.1 Simulations

Nous allons procéder à l'exécution des mêmes tests que précédemment. Les figures (4.33)-(4.39) représentent les résultats de simulation des tests effectués. Les valeurs des coefficients de réglage, imposant la dynamique désirée, sont regroupées dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2 : Coefficients de réglage de la commande Adaptative Floue Type-2 Intervalle par Mode Glissant Découplé (AF T2I MGD).

	η_1	η_2	η_3	Φ
Générateur 1	1	1	5	10
Générateur 2	1	1	5	10

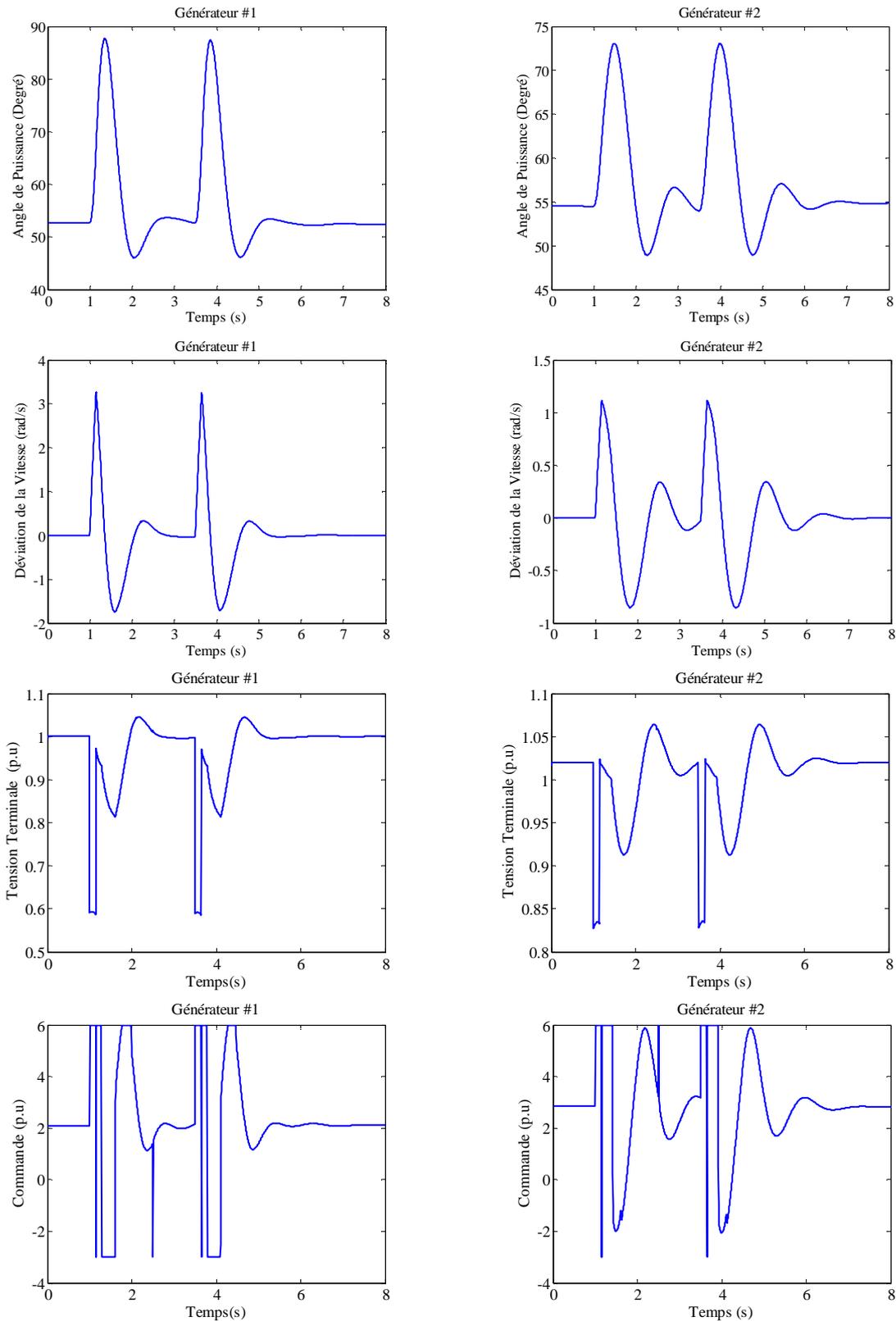


Figure 4.33 : Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 1^{er} cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.1$.

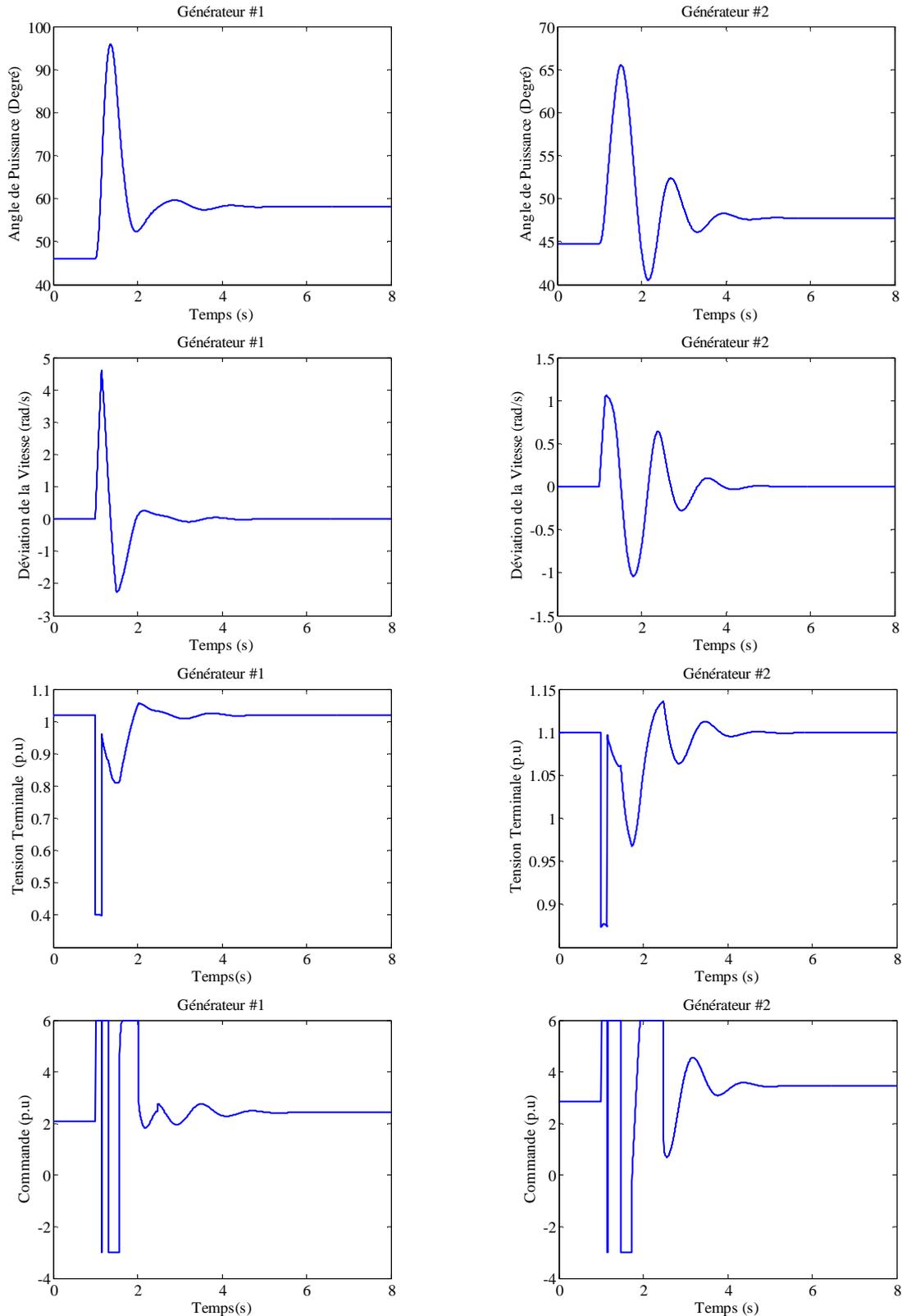


Figure 4.34 : Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines: Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.01$.

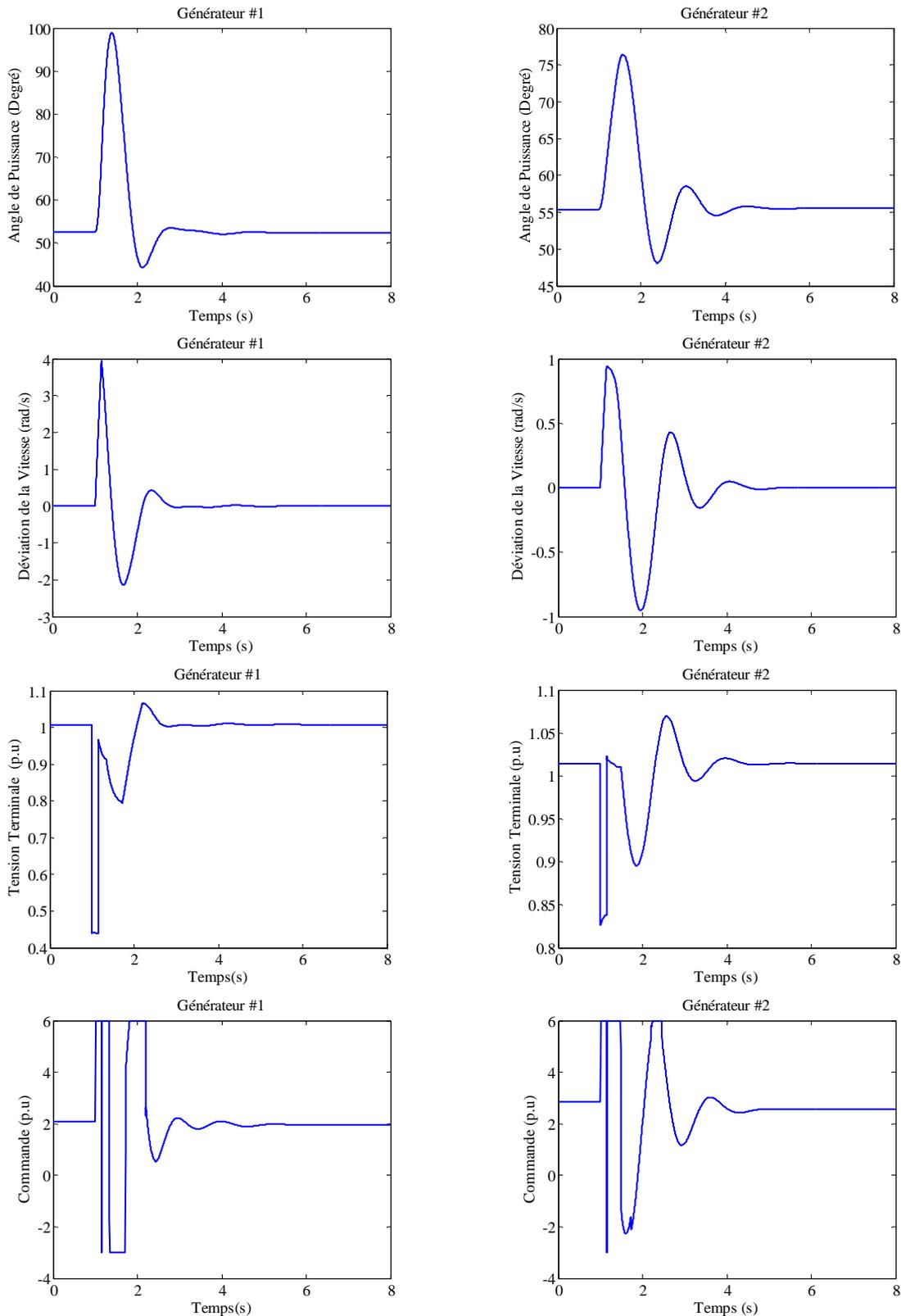


Figure 4.35 : Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 2 machines : Réponse du système pour le 3^{ème} cas, défaut permanent avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.02$.

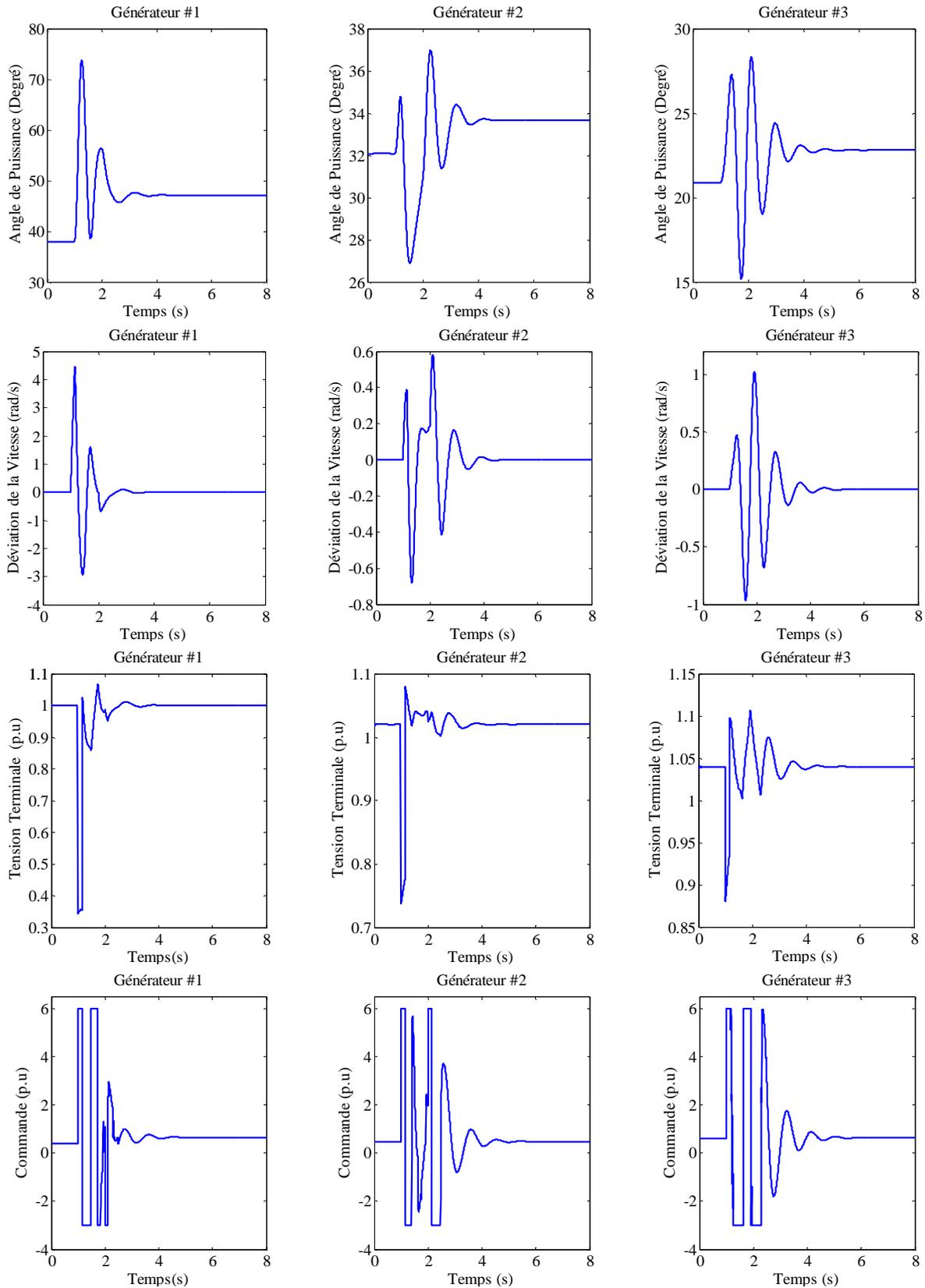


Figure 4.36 : Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le 2^{ème} cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à $\lambda=0.2$.

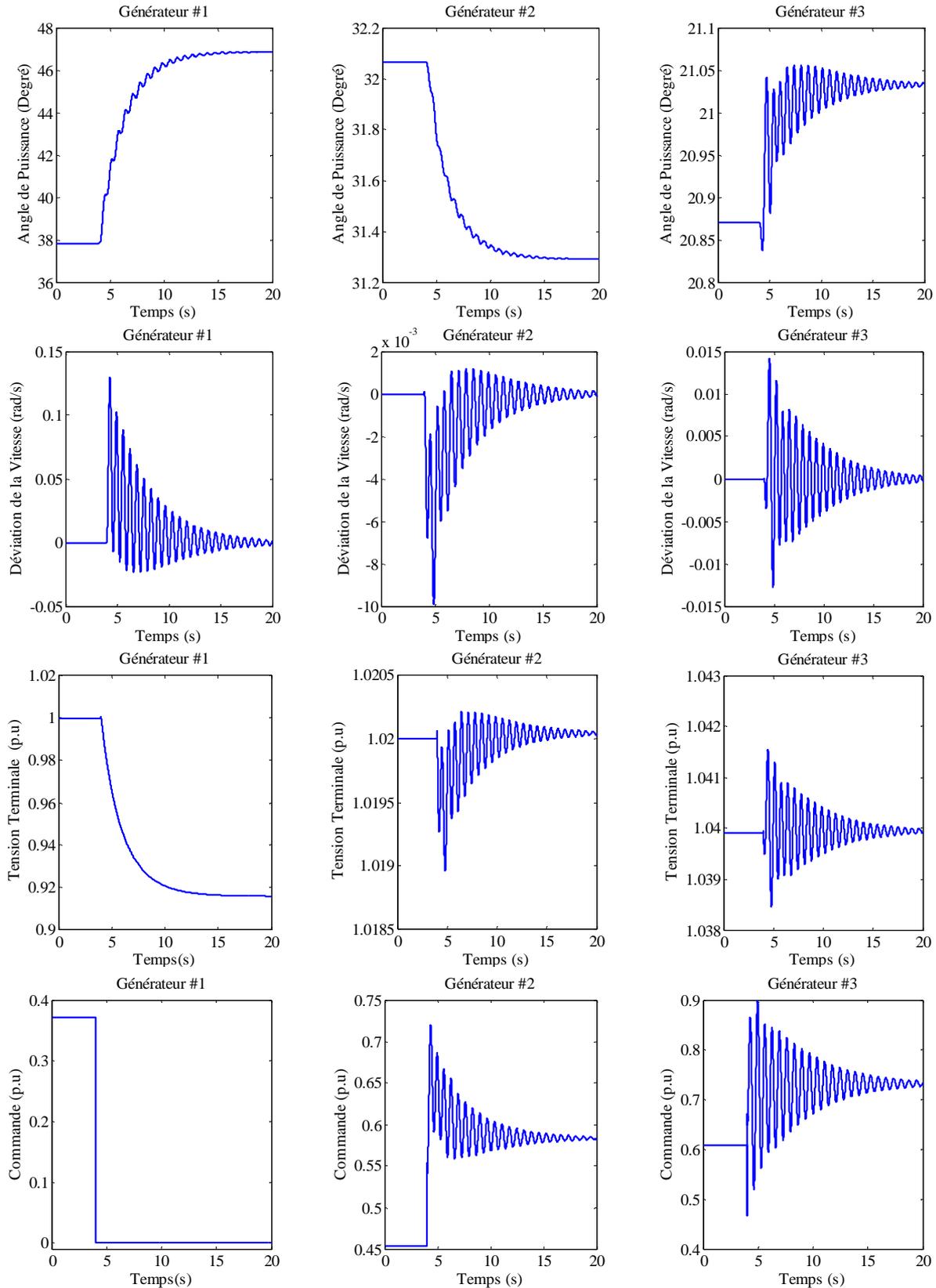


Figure 4.37 : Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f1}=0$ à $t=4s$

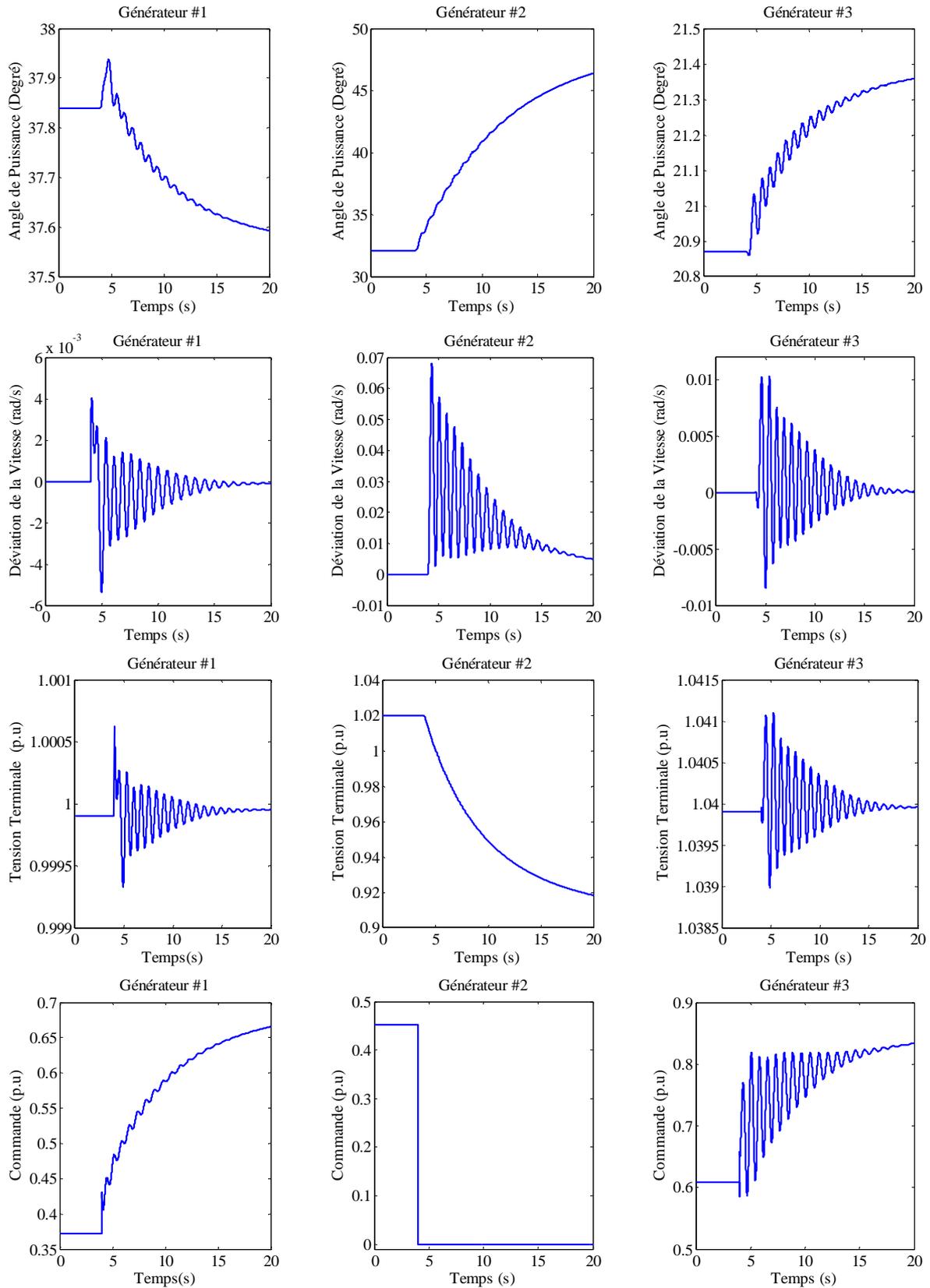


Figure 4.38 : Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f2}=0$ à $t=4s$

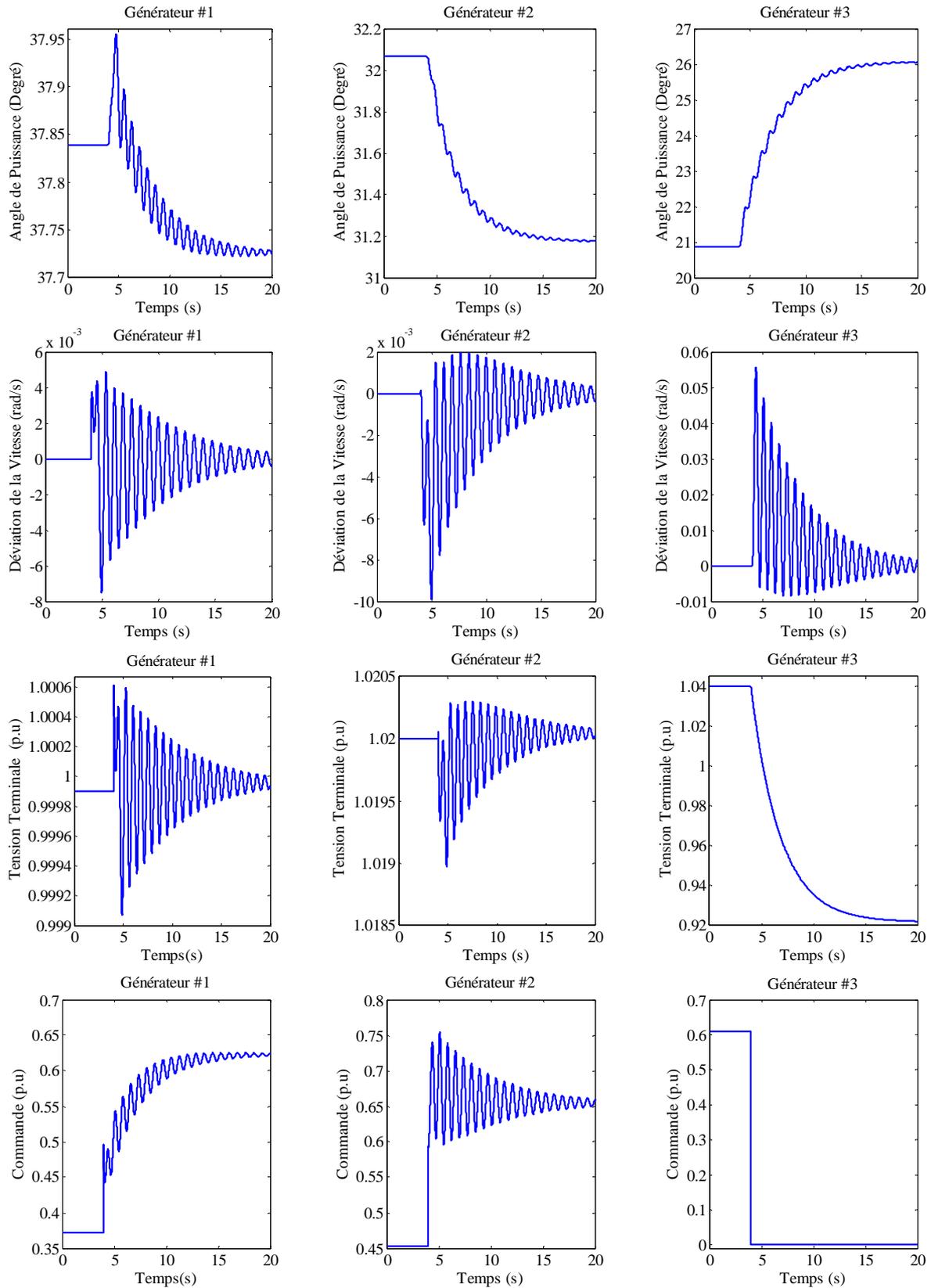


Figure 4.39 : Régulateur AF T2I MGD appliqué à un réseau électrique à 3 machines : Réponse du système pour le test de défaillance, $E_{f3}=0$ à $t=4s$

4.7.3.2 Analyse des résultats des simulations

La conclusion que nous pouvons tirer des résultats affichés ci-dessus (figures (4.33)-(4.36)) se résume en la capacité du régulateur proposé à stabiliser rapidement le réseau tout en régulant les tensions à leurs valeurs avant les défauts. Nous avons eu, dans tous les cas imposés (défaut temporaire ou permanent, accroissement de la puissance mécanique, incertitude sur les valeurs des paramètres des lignes de transmission), un rejet rapide de toutes les perturbations (au bout de 2 à 3 secondes).

Malgré la défaillance d'une station de commande locale, suite aux tests de décentralisation des commandes (figures (4.37)-(4.39)), le système se stabilise au bout de 15 à 20 secondes assurant une bonne fréquence avec des tensions terminales post-défauts acceptables des stations non défaillantes. Le phénomène de chattering est bien éliminé de la loi de commande proposée.

4.8 ÉTUDE COMPARATIVE

Une étude comparative de toutes les commandes précédemment retenues est abordée en prenant en compte les mêmes critères que lors de la comparaison des régulateurs multi-modèles flous.

- *L'évaluation de la stabilité transitoire*

En procédant à l'analyse des tableaux (4.3-4.4) nous constatons que les performances relevées du régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé sont incontestable que ce soit lors des tests effectués sur le réseau à 2 machines ou encore lors des tests de décentralisation accomplis sur le réseau à 3 machines. Pour les mêmes tests précédents et d'après les performances constatées, le régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé arrive en second lieu.

Il est à souligner que pour le test de court circuit permanent avec accroissement de la puissance mécanique du générateur 1 (cas n : 2) achevés sur le réseau à 3 machines, le régulateur neuro-flou adaptatif surpasse les régulateurs adaptatifs flous (type-1 et type-2) et le régulateur neuronal adaptatif. Pour les autres tests, le régulateur neuro-flou adaptatif devance le régulateur neuronal adaptatif car il révèle des performances intéressantes sauf pour les tests de décentralisation où le régulateur neuronal adaptatif prend la relève. Donc le régulateur neuro-flou adaptatif se classe en troisième position suivi du régulateur neuronal adaptatif lors des tests réalisés sur le réseau à 2 machines cependant pour les tests de décentralisation, il est déclassé à la quatrième position.

Tableau 4.3 : Réseau à 2 machines : Valeurs des indices de performance lors de l'évaluation de la stabilité transitoire pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)

		Régulateur NA MGD	Régulateur N-FA MGD	Régulateur AF T1 MGD	Régulateur AF T2I MGD
Cas n : 1	ISE	1337.3921	1188.2162	1179.7449	1177.4743
	IAE	1042.4592	981.6305	970.8282	967.7282
	ITAE	3053.0523	2871.4148	2829.472	2817.5981
Cas n : 2	ISE	1463.8835	972.4101	967.3767	966.5392
	IAE	880.0704	605.1625	597.7137	595.9569
	ITAE	1691.9917	1029.5096	1008.0919	1002.929
Cas n : 3	ISE	1374.7985	913.9215	906.2381	903.8317
	IAE	869.0467	627.1534	619.9838	617.8956
	ITAE	1699.8946	1102.2036	1082.3087	1076.6681

Tableau 4.4 : Réseau à 3 machines : Valeurs des indices de performance lors de l'évaluation de la stabilité transitoire pour différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)

		Régulateur NA MGD	Régulateur N-FA MGD	Régulateur AF T1 MGD	Régulateur AF T2I MGD
Cas n : 2	ISE	803.5929	798.5887	806.6089	806.9788
	IAE	645.0088	641.0328	647.543	647.7661
	ITAE	1118.9058	1111.7514	1123.4547	1123.9125
Test de décentralisation $u_{r1}=0$	ISE	2.3667	2.3832	2.3573	2.3561
	IAE	60.7559	61.5459	60.3009	60.2172
	ITAE	463.899	472.8389	458.7818	458.4075
Test de décentralisation $u_{r2}=0$	ISE	1.4334	1.4363	1.4318	1.4302
	IAE	58.6392	58.8434	58.5234	58.4548
	ITAE	536.8485	538.6895	535.8205	535.6327
Test de décentralisation $u_{r3}=0$	ISE	19.0574	19.057	19.0571	19.0428
	IAE	35.2615	35.4503	35.159	35.0941
	ITAE	285.8252	287.7143	284.8249	284.6732

- **L'évaluation de la régulation de la tension**

En ce qui concerne la régulation de la tension, nous allons nous focaliser sur le critère ITAE, étant donné que nous n'avons pas pu tirer de conclusion générale en se basant sur les autres critères, de plus d'après Gordon et Hill [14], l'indice de performance le plus significatif

pour évaluer la qualité de la régulation de la tension porte essentiellement sur la déviation de la tension terminale en régime permanent.

Tableau 4.5 : Réseau à 2 machines : Valeurs des indices de performance lors de l'évaluation de la régulation de la tension avec différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)

		Régulateur NA MGD	Régulateur N-FA MGD	Régulateur AF T1 MGD	Régulateur AF T2I MGD
Cas n : 1	ISE	18.5628	19.1827	19.2571	19.2759
	IAE	110.8219	113.0705	112.1186	112.0408
	ITAE	329.1899	342.3741	327.5129	326.1055
Cas n : 2	ISE	17.3873	17.7143	17.721	17.7135
	IAE	78.4481	73.6829	71.3042	70.6711
	ITAE	168.1029	159.652	132.8211	126.212
Cas n : 3	ISE	14.9608	15.8334	15.9098	15.9334
	IAE	74.715	71.9295	71.13	70.9766
	ITAE	150.6308	138.1526	126.5621	124.1303

Tableau 4.6 : Réseau à 3 machines : Valeurs des indices de performance lors de l'évaluation de la régulation de la tension avec différentes conditions de fonctionnement (différents défauts)

		Régulateur NA MGD	Régulateur N-FA MGD	Régulateur AF T1 MGD	Régulateur AF T2I MGD
Cas n : 2	ISE	21.5058	21.4985	21.5037	21.4976
	IAE	61.5885	61.3314	61.8817	62.0818
	ITAE	92.7706	92.4389	94.7682	97.358
Test de décentralisation $u_{r1}=0$	ISE	18.2622	18.2609	18.2622	18.2421
	IAE	236.1337	236.1257	236.1372	236.0735
	ITAE	3027.6594	3027.615	3027.6253	3026.5356
Test de décentralisation $u_{r2}=0$	ISE	19.0764	19.0754	19.0764	19.0609
	IAE	231.3856	231.3849	231.3863	231.4026
	ITAE	3149.6539	3149.6556	3149.6091	3149.6043
Test de décentralisation $u_{r3}=0$	ISE	19.0261	19.0252	19.0262	19.012
	IAE	313.2901	313.286	313.2924	313.2514
	ITAE	4101.8638	4101.8274	4101.8426	4101.021

À l'issu des tests effectués sur le réseau à 3 machines, il nous est difficile de ce prononcer sur un classement bien précis des régulateurs flous adaptatifs type-1, neuro-flou adaptatif ou

encore neuronal adaptatif d'après les performances notées lors de l'évaluation de la régulation de la tension. Néanmoins, quelques remarques peuvent être tirées des résultats enregistrés aux tableaux de comparaison (4.5-4.6).

D'après les tableaux (4.5-4.6), le régulateur adaptatif flou type-2 intervalles manifeste des performances fortes intéressantes (les valeurs des déviations de la tension terminale sont les plus minimales) que ce soit lors des tests effectués sur le réseau à 2 machines ou encore lors des tests de décentralisation accomplis sur le réseau à 3 machines. Le régulateur adaptatif flou type-1 arrive en second lieu lors des tests réalisés sur le réseau à 2 machines suivi du régulateur neuro-flou adaptatif et en fin nous retrouvons le régulateur neuronal adaptatif (sauf pour le premier test).

Pour le test de court circuit permanent avec augmentation de la puissance mécanique (cas $n : 2$) accomplis sur le réseau à 3 machines, le régulateur neuro-flou adaptatif devance les régulateurs adaptatifs flous (type-1 et type-2) et le régulateur neuronal adaptatif.

4.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté et appliqué des techniques de commande adaptatives par mode glissant, pour améliorer la stabilité transitoire et réguler la tension d'un réseau électrique multi-machine.

Notre contribution porte sur la synthèse de lois de commande qui ne nécessite aucune connaissance préalable sur la dynamique du système et qui remédie aux inconvénients du mode glissant classique à savoir le broutement et la connaissance du modèle dynamique du système.

Le premier régulateur proposé est un neuro-flou adaptatif, le réseau de neurones est utilisé pour générer la commande équivalente et le système flou pour calculer la commande discontinue. Vu le temps de calcul que nécessite cette technique de commande, nous nous sommes orientés à synthétiser un régulateur neuronal avec deux structures de réseaux de neurones auto-adaptatives. Pour ces deux approches, nous ne pouvons garantir la stabilité du système. Pour surmonter ce problème, nous avons eu recours à des approches de commande qui se basent sur les systèmes adaptatifs flous (type-1 et type-2) où la stabilité en boucle fermée est prouvée théoriquement en utilisant la théorie de Lyapunov. Le système flou de type-2 est proposée dans le but d'améliorer la robustesse de la loi de commande par une meilleure prise en compte des incertitudes.

À la lumière des réponses enregistrées, les techniques adoptées dans ce chapitre présentent de bonnes performances. En effet, en se basant sur les multiples tests effectués nous pouvons attester de l'efficacité de ces algorithmes.

Pour une meilleure évaluation des performances obtenues, une étude comparative a été abordée en se basant sur les critères dits les critères intégraux (**IAE**, **ISE**, **ITAE**). En analysant les tableaux récapitulatifs, il est bien évident que la commande adaptative type-2 intervalle est de loin la commande la plus performante lors de l'évaluation que ce soit de la stabilité transitoire ou de la régulation de la tension terminale.

CONCLUSION GÉNÉRALE

La contribution principale de cette thèse porte sur l'utilisation des techniques de commande de l'automatique avancée et leurs adaptations à la structure décentralisée pour la commande des réseaux électriques multi-machines. L'application de ces approches de commande permet d'améliorer les performances de fonctionnement du réseau et de maintenir sa stabilité en présence de défauts et de perturbations.

Le choix du réseau électrique pour l'application des commandes décentralisées est motivé par le fait qu'il constitue un très bon exemple de système complexe, non-linéaire et fortement interconnecté, pour lequel l'élaboration d'une étude profite pleinement de la technique de décentralisation. Pour ce faire, nous avons commencé par la modélisation de ces réseaux afin de pouvoir utiliser le modèle élaboré 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.

Le deuxième chapitre a été dédié à la présentation des propriétés essentielles des réseaux de neurones artificiels. 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 (type-1 et type-2).

Le troisième chapitre 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-machine) 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 du système 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 de 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.

Le quatrième chapitre est dédié aux méthodes adaptatives par mode glissant découplé. Nous avons commencé par présenter la commande par mode glissant. Vu le couplage qui existe entre les objectifs fixés, à savoir la régulation de la tension et l'amélioration de la stabilité transitoire, il s'est avéré nécessaire d'exploiter une nouvelle technique de commande pour assurer le découplage. La commande adoptée est la commande par mode glissant découplé. Cependant, cette loi de commande représente quelques inconvénients à savoir : le phénomène de chattering et la nécessité de disposer d'informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état. En effet, nous avons eu recours aux approximateurs intelligents pour remédier à ces contraintes. Le premier régulateur proposé est un régulateur neuro-flou, nous avons utilisé un régulateur neuronale pour approximer la commande équivalente et un système flou pour générer la commande discontinue. Le second régulateur est un régulateur neuronale, deux structures de réseau de neurone sont utilisées pour approximer à la fois la commande discontinue et la commande équivalente. Comme troisième méthode de commande, nous avons proposé la commande adaptative floue où la commande équivalente est approximée par un régulateur adaptatif flou de type-1. Afin d'améliorer l'approximation, un système flou type-2 intervalle substitue le système flou type-1, ainsi la régulation est effectuée par un régulateur flou type-2 intervalle.

Pour valider les performances des régulateurs proposés, certaines perturbations sévères, rapides et de fortes amplitudes sont appliqués à deux réseaux hypothétiques : le réseau électrique à 2 machines et le réseau électrique à 3 machines. Le premier test se résume par l'application de deux court-circuit triphasés, le premier est un défaut momentané : le court-circuit est suivi par l'ouverture de la ligne affectée et puis par la remise en service de la ligne en défaut (toutes ces phases sont appliquées pendant des durées de temps limitées). Le second est un défaut permanent : le court-circuit est suivi par l'ouverture de la ligne affectée. Les différents régulateurs ont pu surmonter cette perturbation et ont parvenu à rétablir les tensions terminales des générateurs à leurs valeurs avant les défauts tout en maintenant la stabilité transitoire.

Le deuxième test consiste en un défaut permanent avec un accroissement de la puissance mécanique de 30% du générateur 1. Les résultats ont montré que ce défaut est bien surmonté par les différents régulateurs synthétisés, car nous avons pu remarquer que les effets de ces perturbations sont atténués rapidement.

Pour le troisième test, nous supposons que les valeurs des lignes de transmissions sont incertaines. Ainsi, un défaut permanent est appliqué au réseau hypothétique à 2 machines avec $x_{45} = x_{46} = x_{56} = 0.7$. Les résultats de simulations ont permis d'évaluer les performances des régulateurs proposés.

Pour le dernier test, nous avons vérifié la décentralisation des différents régulateurs proposés par la simulation d'une défaillance d'une station de commande locale. Ce test a

montré que tous les régulateurs synthétisés non défaillants arrivent à surmonter cette perturbation, comme ils participent au réglage de la tension et au maintien de la stabilité transitoire du générateur dont la station de commande est défaillante, ce qui assure la stabilité du réseau électrique.

Suite aux tests effectués, il faut noter que tous les régulateurs proposés sont bien adaptés à la nature du réseau électrique. Ils ont démontré des performances fortes intéressantes dans un domaine de fonctionnement très large, indépendamment des points de fonctionnement et des perturbations imposés. Dans ce contexte, il s'est avéré nécessaire d'établir une étude comparative entre les différentes techniques de commandes proposées. À travers cette étude, nous avons constaté que la commande adaptative floue type-2 intervalle par mode glissant découplé est de loin la commande la plus performante aussi bien lors du réglage de la tension que lors de l'évaluation de la stabilité transitoire. Cette technique de commande a fourni un support mathématique bien adapté au traitement des imprécisions et des incertitudes comme elle a présenté une réelle amélioration de l'approximation par rapport aux autres commandes adaptatives par modes glissants découplés. Nous pouvons dire que cette technique de commande peut constituer un élément de réponse pour améliorer les performances générales des réseaux électriques et peut s'avérer économiquement très importante dans le cadre d'une bonne régulation des marches de l'énergie.

Suite à notre étude, un certain nombre d'idées ont été dégagées. Ces dernières peuvent faire l'objet d'une suite de notre travail à savoir :

- L'intégration de la logique floue type-2 pour la conception de régulateur optimal et/ou robuste.
- L'introduction des observateurs non linéaires.
- Conception de lois de commande par mode glissant à base d'une surface non linéaire afin de supprimer la phase d'approche.

PARAMÈTRES DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE À DEUX MACHINES

A.1 Paramètres du réseau [12]

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

A.2 Paramètres des transformateurs

$$x_{T1} = 0.129 \text{ p.u.}$$

$$x_{T2} = 0.127 \text{ p.u.}$$

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 Calcul 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.

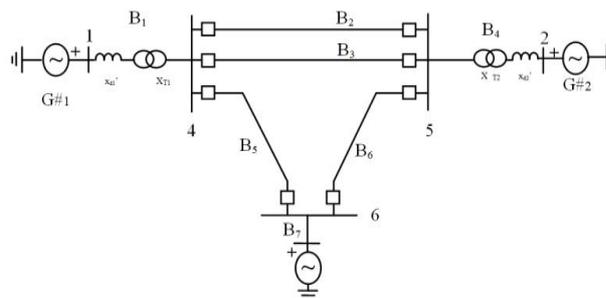


Figure A.1 : Le réseau avant le défaut.

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

$$\begin{aligned} B_1 &= -\frac{1}{x_{d1} + x_{T1}}, \quad B_2 = -\frac{1}{2x_{45}}, \quad B_3 = -\frac{1}{2x_{45}}, \quad B_4 = -\frac{1}{x_{d2} + x_{T2}}, \\ B_5 &= -\frac{1}{x_{46}}, \quad B_6 = -\frac{1}{x_{56}}, \quad |B_7| \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

La matrice $[\bar{Y}]$ est donnée par

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

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

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

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

$$[\bar{Y}_{LG}] = -j \begin{bmatrix} B_1 & 0 & 0 \\ 0 & B_4 & 0 \\ 0 & 0 & B_7 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

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

Utilisant la formule

$$[\bar{Y}_r] = [\bar{Y}_{GG}] - [\bar{Y}_{GL}] \cdot [\bar{Y}_{LL}]^{-1} \cdot [\bar{Y}_{LG}] \quad (\text{A.7})$$

nous pouvons tirer

$$[\bar{Y}_r] = j \begin{bmatrix} -0.7708 & 0.1788 & 0.5919 \\ 0.1788 & -0.7428 & 0.5640 \\ 0.5919 & 0.5640 & \text{-----} \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

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

- **Pendant le défaut**

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

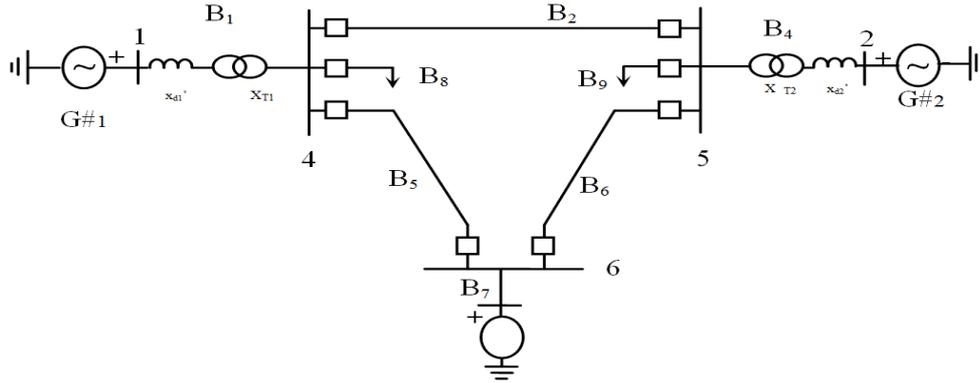


Figure A.2 : Le réseau pendant le défaut.

Nous avons les relations suivantes

$$B_8 = \frac{B_3}{0.2}, \quad B_9 = \frac{B_3}{0.8} \quad (\text{A.9})$$

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

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

Le calcul donne

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

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

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

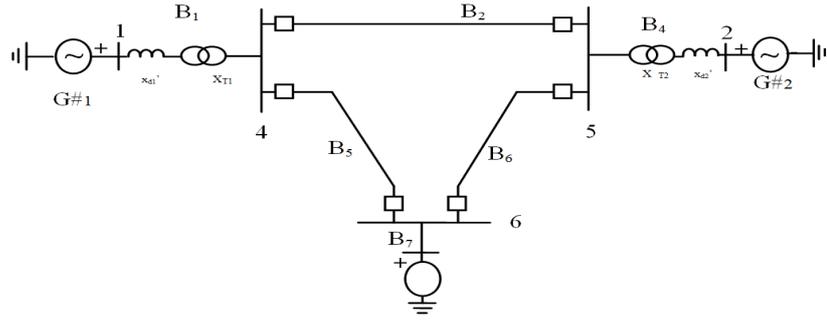


Figure A.3 : Le réseau après le défaut.

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

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

Le calcul donne

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

PARAMÈTRES DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE À TROIS MACHINES

B.1 Paramètres du réseau [88]

Nœud de départ	Nœud d'arrivée	R (pu)	x (pu)
5	6	0.0923	0.5313
5	7	0.1293	0.7169
5	8	0.1782	0.7998
6	7	0.0628	0.4745
6	8	0.0666	0.3520
7	8	0.0926	0.6508

B.2 Paramètres des charges [88]

$$A = 0.4257 - j 2.038 \text{ p.u.}$$

$$B = 0.1121 - j 1.126 \text{ p.u.}$$

$$C = 0.4218 - j 1.475 \text{ p.u.}$$

B.3 Paramètres des machines [88]

Machine	x_d (p.u.)	x_d' (p.u.)	T_{d0}' (s)	H (s)	D^l	k_c
1	1.68	0.32	4.0	2.31	2	1
2	0.88	0.33	8.0	3.40	2	1
3	1.02	0.20	7.76	4.63	2	1

B.4 Point de fonctionnement

$$\delta_{10} = 37.82^\circ, \quad V_{t10} = 0.9999 \text{ p.u.}, \quad p_{m1} = 0.8 \text{ p.u.};$$

$$\delta_{20} = 32.05^\circ, \quad V_{t20} = 1.02 \text{ p.u.}, \quad p_{m2} = 0.7 \text{ p.u.};$$

$$\delta_{30} = 20.86^\circ, \quad V_{t30} = 1.04 \text{ p.u.}, \quad p_{m3} = 0.5 \text{ p.u.}$$

B.5 Calcul de la matrice admittance réduite

Le défaut considéré ici est un court-circuit triphasé survenant à la ligne de transmission qui lie le nœud (5) au nœud (6) à une distance du nœud (5) 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 le défaut.

¹ D'après P. M. Anderson [20], le coefficient d'amortissement mécanique est égal à 2.

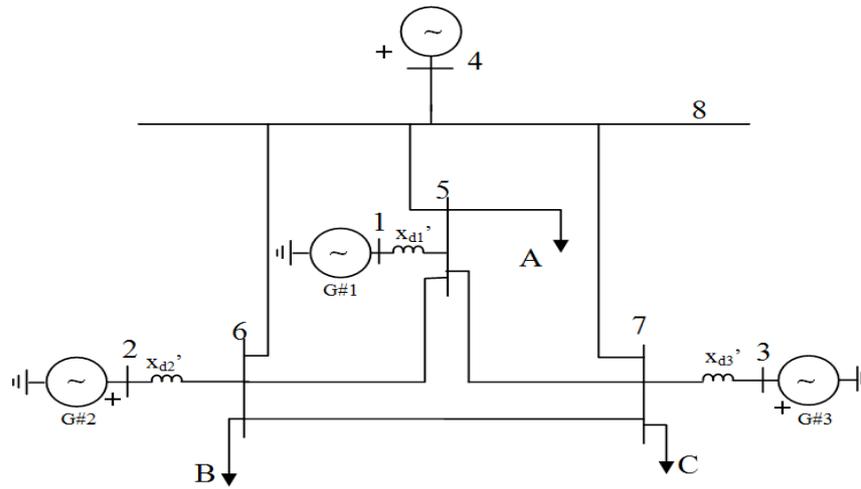


Figure B.1 : Le réseau avant le défaut.

Nous pouvons tirer :

$$[Y_r] = \begin{bmatrix} 0.1827 - j1.5941 & 0.0281 + j0.3818 & 0.0193 + j0.5030 & -0.1161 + j1.1017 \\ 0.0281 + j0.3818 & 0.1462 - j1.8560 & 0.0386 + j0.5227 & -0.1161 + j1.3949 \\ 0.0193 + j0.5030 & 0.0386 + j0.5227 & 0.2633 - j2.0235 & -0.1382 + j1.5809 \\ -0.1161 + j1.1017 & -0.1013 + j1.3949 & -0.1382 + j1.5809 & 0.4209 - j4.0000 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

- **Pendant le défaut**

La figure (B.2) montre le réseau pendant le défaut.

Nous pouvons tirer :

$$[Y_r] = \begin{bmatrix} 0.1023 - j2.4492 & 0.0017 + j0.0227 & 0.0115 + j0.1688 & -0.0245 + j0.3384 \\ 0.0017 + j0.0227 & 0.1382 - j2.0067 & 0.0381 + j0.3826 & -0.0564 + j1.0757 \\ 0.0115 + j0.1688 & 0.0381 + j0.3826 & 0.2694 - j2.1535 & -0.0818 + j1.2871 \\ -0.0245 + j0.3384 & -0.0564 + j1.0757 & -0.0818 + j1.2871 & 0.6454 - j4.0000 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

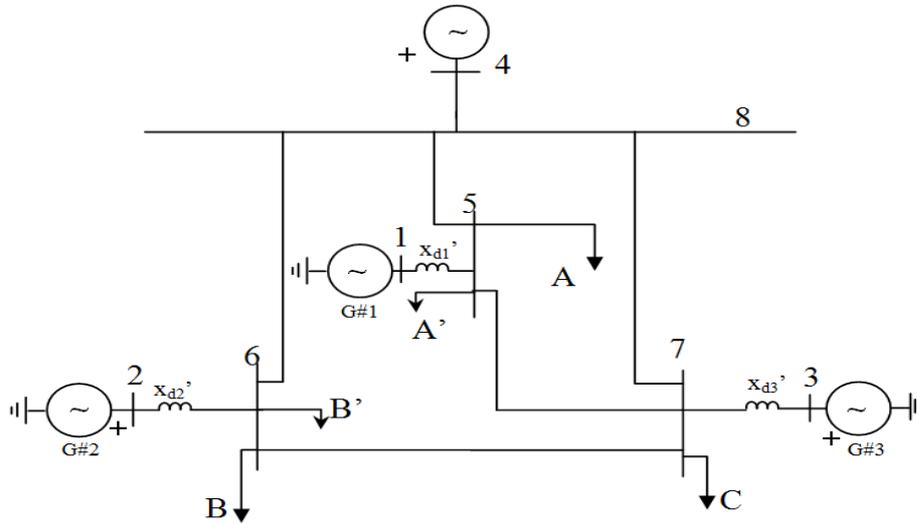


Figure B.2 : Le réseau pendant le défaut.

- *Après le défaut*

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

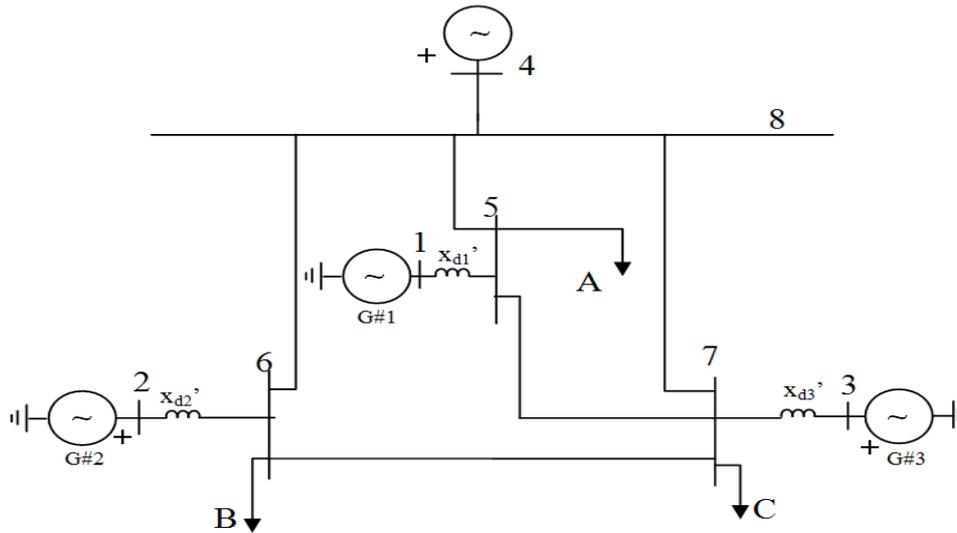


Figure B.3 : Le réseau après le défaut.

Nous pouvons tirer :

$$[Y_r] = \begin{bmatrix} 0.2137 - j1.1909 & 0.0017 + j0.0875 & 0.0129 + j0.4899 & -0.1134 + j0.9830 \\ 0.0017 + j0.0875 & 0.1682 - j1.6413 & 0.0434 + j0.5322 & -0.1022 + j1.4816 \\ 0.0129 + j0.4899 & 0.0434 + j0.5322 & 0.2637 - j2.0232 & -0.1367 + j1.5849 \\ -0.1134 + j0.9830 & -0.1022 + j1.4816 & -0.1367 + j1.5849 & 0.4166 - j4.0000 \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Alkhatib,H. :Étude de la stabilité aux petites perturbations dans les grands réseaux électriques:Opimisation de la régulation par une méthode métaheuristique. Thèse de doctorat d'état, Université Paul Cezanne d'aix-Marseille ,France, 2008.
- [2] Sadeghzadeh, S.M., Ehsan, 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 Trans 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] Zhong-Ping, J.:Decentralized disturbance attenuating output-feedback trackers for large-scale nonlinear systems. *Automatica*, Vol. 38, No. 8, pp. 1407-1415,2002.
- [7] Stanković, S. S. , Šiljak, D. D. :Robust stabilization of nonlinear interconnected systems by decentralized dynamic output feedback . *Systems & Control Letters*, Vol. 58, No. 4, pp. 271-275,2009.
- [8] 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.
- [9] Wang, Y., Guo, G., Hill, D. J .:Robust decentralized nonlinear controller design for multimachine power systems. *Automatica* , Vol. 33, No.9,pp. 1725-1733,1997.
- [10] Guo, Y., Hill, D.J., Wang, Y. :Nonlinear decentralized control of large-scale power systems. *Automatica* , Vol. 36, No.9,pp. 1275-1289,2000.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] Wang, Y. , Hill, D.J. : Robust nonlinear coordinated control of power systems. *Automatica*, Vol. 32, pp. 611–618,1996.
- [14] Gordon , M., Hill, D. J. :Global Transient Stability and Voltage Regulation for Multimachine Power Systems , *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, pp.1-8,2008.

- [15] Roosta,A., Amiri,D.: Power Systems Voltage Stability Enhancement Using Nonlinear Controller. *International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering Pahang, Malaysia*, pp.88-93, June 21-22, 2011.
- [16] Schulte H., Guelton K. : Descriptor modelling toward control of two links pneumatic robot manipulator: a T-S multimodel approach, *Elsevier, Nonlinear Analysis: Hybrid Systems*, Vol.3, No.2, pp. 124-132, 2009.
- [17] Seddiki, L. :Développement et commande T-S d'une machine de rééducation des membres inférieurs en chaîne musculaire fermée, Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2009.
- [18] Hussain ,A. : Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants. Thèse de doctorat d'état, Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [19] Huang, S.J., Chen, H.Y. :Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control. *Mechatronics* , Vol. 16, No. 10, pp. 607-622, 2006.
- [20] Anderson, P. M. , Fouad, A.A. : Power system control and stability, *The IOWA state university press*, Ames, IOWA, 1977.
- [21] Machowski,J. ,Bialek, J.W., Bumby, J.R. : Power System Dynamics Stability and Control, *John Wiley*, 2008.
- [22] Wang, X.F. , Song, Y.H. Irving, M. : Modern Power Systems Analysis. *Springer Verlag*, 2008.
- [23] Kundur, P. :Power System Stability and Control. *McGraw-Hill, New York*, 1994.
- [24] Gao, L. Chen, L. Fan, Y. , Ma, H. : A nonlinear control design for power systems *Automatica*, Vol. 28, pp. 975–979, 1992.
- [25] 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.
- [26] Kundur,P., Paserba, J. Ajjarapu, V. , Andersson.G., Bose, A. , Cañizares, C. Hatziargyriou,N., Hill, D. , Stankovic, A. , Taylor, C. , Custsem, T.V. , Vittal , V. :Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions. *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol 19, p.p 1387-1401, 2004.
- [27] Peng, J., Dubay,R.: Identification and adaptive neural network control of a DC motor system with dead-zone characteristics, *ISA Transactions*, Vol. 50, No. 4, pp. 588–598,2011.
- [28] Kolokolov, 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.

- [29] 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.
- [30] Carvajal, J., Chen, G., Ogmen, H.: Fuzzy PID controller: design performance evaluation and stability analysis. *Inter. Jour, of Information Sciences*, pp. 249-170, 2000.
- [31] Chemachema, M.: Output feedback direct adaptive neural network control for uncertain SISO nonlinear systems using a fuzzy estimator of the control error. *Neural Networks*, Vol.36, pp. 25-34. December 2012,
- [32] Tsai, P.F., Chu, J.Z., Jang, S.S., Shieh, S.S.: Developing a robust model predictive control architecture through regional knowledge analysis of artificial neural networks. *Journal of Process Control*, Vol. 13, No. 5, pp. 423-435, August 2003.
- [33] Fu, Y., Chai, T.: Nonlinear multivariable adaptive control using multiple models and neural networks. *Automatica*, Vol. 43, No. 6, pp. 1101-1110, June 2007.
- [34] 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.
- [35] 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.
- [36] Hamidia, F., Larabi, A., Boucherit, M.S., **Abbad, A.**: Direct Torque Control of Permanent Magnet SM Using Neural-Fuzzy Speed Controller and Kalman filter. *2^{ème} Conférence Nationale sur les Systèmes d'Ordre Fractionnaire et leurs Applications, SOFA*, Tizi Ouzou, Algérie, October 24-26, 2011.
- [37] Pati, Y.C., Krishnaprasad, P.S.: Analysis and Synthesis of Feedforward Neural Networks Using Discrete Affine Wavelet Transformations. *IEEE Trans. on Neural Networks*, Vol.4, No. 1, pp. 73-85, 1993.
- [38] Pei, J.S., Mai, E., Piyawat, K.: Multilayer Feed-forward Neural Network Initialization Methodology for Modeling Nonlinear Restoring forces and beyond. *4th World Conference on Structural Control and Monitoring, 4WCSCM*, pp.1-8, San Diego, California, 11-13 July 2006.
- [39] Zhang, N., Wu, W., Zheng, G.: Convergence of Gradient Method with Momentum for Two-Layer Feedforward Neural Networks. *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 17, No. 2, March 2006.
- [40] Wilamowski, B. M., Serdar, I.: An algorithm for fast convergence in training neural networks., *Proceedings. IJCNN '01. International Joint Conference on Neural Networks*, Vol.3, pp. 1778 -1782, 2001.
- [41] Hamidia, F., Larabi, A., Boucherit, M.S., **Abbad, A.**, Tlemçani, A.: Learning algorithm effect on neural network performance in DTC of PMSM. *2nd International Symposium on Environment-Friendly Energies and Applications (EFEA2012)*,

- Northumbria University, New Castle Upon Tune, United Kingdom, pp.529-534, June 25-27, 2012.*
- [42] Hamidia, F., Larabi,A., Boucherit, M.S. , **Abbadi, A.** :Fuzzy Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous, Doubly fed and Induction Motors. *10th IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, ICNSC 2013*, pp.54-58 April 10-12, 2013, Paris, France.
- [43] Hojati, M., Gazor.S.:Hybrid adaptive fuzzy identification and control of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol.10 , No. 2 , pp.198 - 210 ,2002.
- [44] 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. 854-861, 2008.
- [45] Hagra, H. :A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol.12, pp. 524-539, 2004.
- [46] Kenji, S. :Artificial Neural Networks - *Industrial and Control Engineering Applications, Published by InTech*, 2011.
- [47] Jayet, A. :Affective Computing : Apport des Processus Emotionnels aux Systèmes Artificiels.: Maîtrise des sciences cognitives,2002-2003.<http://www.grappa.univ-lille3.fr/~torre/Recherche/Encadrement/Jayet2003/>
- [48] Gauthier, E . :Utilisation des réseaux de neurones artificiels pour la commande d'un véhicule autonome. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble,1999.
- [49] Remi Coulom, M . :Apprentissage par renforcement utilisant des réseaux de neurones, avec des applications au contrôle moteur. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [50] Guenounou, O . :Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé. Thèse de doctorat, universite de Toulouse, 2009.
- [51] Cybenko, G. :Approximation by superpositions of a sigmoidal function. *Mathematics of Control, Signals, and Systems*, Vol.2, pp.303–314, 1989.
- [52] Hornik, K., Stinchcombe, M., White, H.:Multilayer feedforward networks are universal approximators. *Neural Networks*, Vol. 2,No.5,pp. 359–366,1989.
- [53] Hagan, M.T. , Menhaj, M.B. :Training feedforward networks with marquardt algorithm. *IEEE Transaction On Neural Networks* , Vol.5, No.6, pp. 989-993,1994.
- [54] Bühlner, H. : Réglage par logique floue, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [55] 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.

-
- [56] Barkati, S. :Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone. Thèse de magistère, ENP d'Alger, 1997.
- [57] Sugeno, M. , Kang, G. T. :Structure identification of fuzzy model. *Fuzzy sets and Systems*, Vol. 28, pp.15-33, 1988.
- [58] Lee, C. C. : Fuzzy logic in control systems: Logic controller-Part I and Part II. *IEEE Trans. on System*, Vol.20, No.2, pp.404-414, 1990.
- [59] Mendel. J. M. :Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial. *Proc. IEEE*, Vol. 83, No.3, pp. 345-377,1995.
- [60] John, R.I. , Coupland, S. : Type-2 Fuzzy Logic a Historical View. *IEEE Computational Intelligence Magazine*, Vol. 2, No. 1, pp. 57-62, 2007.
- [61] Zadeh, L.A. :The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning 1. *Information Sciences*, Vol. 8, pp. 199-249, 1975.
- [62] Zadeh, L.A. :The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning 3. *Information Sciences*, Vol. 9, pp. 43-80, 1975.
- [63] Castillo,O. :Type-2 Fuzzy Logic in Intelligent Control Applications, *Springer-Verlag Berlin*, 2012.
- [64] Mendel, J.M.:Type-2 fuzzy sets: some questions and answers, *IEEE Connect., Newslett. IEEE Neural Networks Soc*, Vol.1 ,pp.10–13, 2003.
- [65] Mendel,J.M., John, R. I. :Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems Made Simple, *IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol. 14, No. 6, 2006.
- [66] 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.
- [67] Mendel, J.M.: Uncertainty, fuzzy logic, and signal processing. *Signal Processing*, Vol.80,No.6,pp.913–933, 2000.
- [68] Mendel., J.M.: An architecture for making judgments using computing with words. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*,Vol.12,No.3, pp.325–336, 2002.
- [69] 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>
- [70] Hubert,A. :Commande des systèmes dynamiques : Introduction à la modélisation et au contrôle des systèmes automatiques. *Presses Universitaires de Franche-Comté*, 2008.
- [71] Ying, H. :The Takagi-Sugeno fuzzy controllers using the simplified linear control rules are nonlinear variable gain controllers . *Automatica*. Vol. 34, no. 2, pp.157–167, 1998.

- [72] Haiping, D., Zhang, N . :Application of evolving Takagi–Sugeno fuzzy model to nonlinear system identification . *Applied Soft Computing*, Vol. 8, No. 1, pp. 676-686, 2008.
- [73] Ning, L. Shao-Yuan, L. Yu-Geng, X. :Multi-model predictive control based on the Takagi-Sugeno fuzzy models: a case study. *Information Sciences*, Vol. 165, pp. 247-263, 2004.
- [74] 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.
- [75] Hou, G. Zeng, F. Zhang , J. : Improuved T-S fuzzy model identification approach and its application in power plants. *Proceedings of the 2010 International Conference on Modelling, Identification and Control, Okayama, Japan*, pp. 53–58, July 17-19, 2010.
- [76] Chun, C. ,Yiao, J.:T-S Fuzzy model identification and the fuzzy model based controller design. *IEEE International conference on systems, man and cybernetics*, pp. 859 - 864, October 2007.
- [77] Chadli,M. :Stabilité et stabilisation des multimodeles. Thèse de doctorat ,Institut National Polytechnique de Lorraine,2002.
- [78] Tanaka, K. ,Wang, H. O. :Fuzzy control systems design and analysis: A Linear Matrix Inequality Approach. *John Wiley & Sons Inc*, 2001.
- [79] Ohtake, H., Tanaka, K. , Wang, H. O. :Fuzzy modeling via sector nonlinearity concept. *IFSA World congress and international conference*, Vol. 1, pp. 127-132, 25-28 July 2001.
- [80] Taniguchi, T., Tanaka, K. , Othake, H. ,Wang, H. O.: Model construction, rule reduction, and robust compensation for generalized form of Takagi-Sugeno fuzzy systems. *Transactions on Fuzzy Systems*, Vol.9,No.4,pp. 525-537, 2001.
- [81] Bae, H.S., Kwou ,S., Jeung, E.T. :Design of stabilizing controller for an inverted pendulum system using the T–S fuzzy model. *J Control Automat Syst Eng* ,Vol:8,No:11,pp:916–21,2002.
- [82] 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.2, pp. 250- 265,1998.
- [83] 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.

- [84] 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.
- [85] Chilali, M., Gahinet, P. : H_{∞} Design with pole placement constraints: an LMI approach. *Proceedings of the 33rd Conference on Decision and Control*, pp. 553-558, 1994.
- [86] **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.
- [87] **Abbadi, A.**, Nezli, L. ,Boukhatala, D. : Nonlinear Voltage Controller for power Sytems, *2ème CIMGLE'2012, Oran*, November 19-21, 2012.
- [88] Lefebvre, S. : Tuning of stabilizers in multimachine power systems. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, No. 2, pp. 290-299, February 1983.
- [89] Hagra, H.: Type-2 fuzzy control: a new generation of fuzzy controllers. *IEEE Comput Intell Mag*,Vol.2,No.1,pp.30–43, 2007.
- [90] 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.38No.3,pp.617-28, 2008.
- [91] Biglarbegan, 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.
- [92] **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.
- [93] Abdel-Magid Y.L., Dawoud, M.M.: Tuning of power system stabilizers using genetic algorithms. *Electr Pow Syst Res*, Vol.39, pp. 137–43, 1996.
- [94] Slotine, J. J., Weiping. L. : *Applied nonlinear control*. Prentice Hall, 1991.
- [95] Perruquetti, W. , Barbot, J. P. *Sliding mode control in engineering*, Marcel Dekker, New York, 2002.
- [96] Bühlher. H . :Réglage par mode de glissement. *Presses Polytechniques et Universitaires Romandes*, 1986.

- [97] Tsai, C.H. , Chung, H.Y. , Yu, F.M. :Neuro-Sliding Mode Control With Its Applications to Seesaw Systems. *IEEE Transactions on neural networks*, Vol. 15, No. 1, pp.124-134, January 2004.
- [98] Kim, S. W. , Lee, J. J. :Design of a Fuzzy Controller with Fuzzy Sliding Surface. *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 71, No.3, pp. 359–367, 1995.
- [99] Liu, J. Z. , Zhao, W. J. , Zhang, L. J. :Design of Sliding Mode Controller Based on Fuzzy Logic. *In Proceedings of the 3rd IEEE Conference on Machine Learning and Cybernetics*,IEEE Press, Shanghai, PRC, pp. 616–619, 2004.
- [100] Lin, T.C. :Based on interval type-2 fuzzy-neural network direct adaptive sliding mode control for SISO nonlinear systems. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, Vol.15, No. 12, pp. 4084-4099,2010.
- [101] Roopaei, M., Zolghadri, M., Meshksar,S. :Enhanced adaptive fuzzy sliding mode control for uncertain nonlinear systems. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, Vol.14, pp. 3670-3681,2009.
- [102] Han, Y. S, Choi. J. S, Kim, Y. S . :Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator. *IEEE Transactions on magnetics*, Vol. 36 No.5,pp. 3588 – 3591, 2000.
- [103] Toledo, A. S . :Commande directe et observation des convertisseurs de puissance : application à l'onduleur de tension triphasé. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [104] Boudjema, F . :Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques.Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [105] Kadri, L . :Simulation et implémentation pratique de commandes floues et à modes glissants appliquées à la machine synchrone à aimants permanents. Thèses de magistère, ENP d'Alger, 2001.
- [106] Rachid, A . :Systèmes de régulation. *Masson*, 1996.
- [107] Jimenez, T.S . :Contribution à la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille. Thèse de doctorat, Université de Montpellier II, 2004.
- [108] Utkin,V., Guldner, J. , Shi, J. : Sliding Mode Control in Electromechanical System. *CRC Press, Boca Raton*, 1999.
- [109] Dawson. M. D., Hu. J., Burg. C. T .:Nonlinear control of electric machinery. Marcel Dekker, 1998

-
- [110] Yorgancıoğlu, F. ,Komurcugil, H. :Decoupled sliding-mode controller based on time-varying sliding surfaces for fourth-order systems. *Expert Systems with Applications*, Vol.37,pp. 6764-6774, 2010.
- [111] Bai, M., Tian Y., , Wang, Y. :Decoupled Fuzzy Sliding Mode Control to Ball and Plate System. *The 2nd International Conference on Intelligent Control and Information Processing*, IEEE, pp.685 - 690, 2011.
- [112] Ji-Chang, L. , Ya-Hui ,K. :Decoupled Fuzzy Sliding-Mode Control. *IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol. 6, No. 3, pp. 426-435, 1998.
- [113] **Abbadi, A. ,** Nezli,L., Boukhetala, D. , Houassine,H. :A Decoupled Neuro-Sliding Mode Controller With Its Application to Multimachine Power Systems, *10th IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, ICNS2013*,.pp. 23-27. Paris, France, April 10-12, 2013.
- [114] **Abbadi, A. ,** Nezli,L., Boukhetala, D. , Hamidia, F. :Decoupled Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller for Power Systems, *2ème CIMGLE'2012*, Oran, November 19-21, 2012.
- [115] **Abbadi, A. ,** Nezli,L., Boukhetala, D. , F. Hamidia. :Comparison Performance between Decoupled Neuro-Sliding Mode Controller and Decoupled Fuzzy Sliding Mode Controller for Multi machines Power Systems . *4th Conference on Electrical engineering, CEE12*, , USTHB, Algiers, Algeria, May 9-10, 2012.
- [116] **Abbadi, A. ,** Nezli,L., Boukhetala, D. , F. Hamidia. :Decoupled Neuro-Sliding Mode Controller for Multimachines Power Systems. *Second International Conference on Industrial Engineering & Manufacturing, CIEM12*, , Batna, Algeria, May 6-7 2012.
- [117] **Abbadi, A. ,** Nezli,L., Boukhetala, D. : Decoupled Adaptive Interval Type 2 Fuzzy Sliding Mode Controller for Power Systems. *3rd International Conference on Systems and Control (ICSC'13)*, IEEE Algiers, Algeria, 29-31 October 2013.
- [118] Boubakir, A., Boudjema, F., Labiod, S. : A Neuro-fuzzy-sliding Mode Controller Using Nonlinear Sliding Surface Applied to the Coupled Tanks System. *International Journal of Automation and Computing*, Vol.6, No.1, pp.72-80, February 2009.
- [119] Wang, L. X. : Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 1, No. 2, pp. 146–155, 1993.
- [120] Guan, P., Liu, X. J., Liu, J. Z. :Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for Flexible Satellite. *Engineering Application of Artificial Intelligence*, Vol.18, No.6 ,pp. 451–459,2005.
- [121] Wanga, J. , Radb, A.B. , Chanb, P.T.: Indirect adaptive fuzzy sliding mode control: Part I: fuzzy switching, *Fuzzy Sets and Systems*,Vol.122 ,pp.21–30, 2001.
- [122] Boulkroune, A., Tadjine, M., M'Saad, M., Farza, M.: How to design a fuzzy adaptive controller based on observers for uncertain affine nonlinear systems, *Fuzzy Sets and Systems* ,Vol.159, pp 926-948, 2008.
-

- [123] Rashidi, F., Rashidi, M. ,Amiri, H. : An adaptive fuzzy sliding mode control for power system stabilizer , *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03*, Vol.1, pp. 626 - 630, 2003.
- [124] Lin, T. C., Liu, H.L., Kuo. M.J.: Direct adaptative interval type 2 fuzzy control of multivariable nonlinear systems, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Vol. 22, No. 3, pp. 420-430, April 2009.
- [125] Nechadi, E. , Harmas, M.N. , Hamzaoui, A. , Essounbouli, N. : Type 2 fuzzy based adaptive synergetic power system control, *Electric Power Systems Research*, Vol.88, pp.9-15,July2012.
- [126] Ezziani, N. : Commande adaptative backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique. Thèse de doctorat d'état, Université de Reims Champagne Ardenne, 2010.

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 وتقنيات متطورة وحديثة. نظرا لصعوبة النمذجة الرياضية وتخليق قوانين التحكم الآلي للشبكات الكهربائية متعددة الماكينات التي تعتبر معقدة للغاية وغير خطية، نقترح في البداية استخدام مفهوم متعدد النماذج حيث طورنا نظامين للتحكم، الأول مبني على تقنية التحكم الضبابي PDC، والثاني يستعمل التحكم الضبابي type-2 ذو المجال الزمني. لاستنتاج هذه القوانين استعملت طريقة Lyapunov لحساب مصفوفات ردود الأفعال المرورية التي تستوفي شروط الاستقرار حيث صيغت الاشكالية ليتمكن حلها باستخدام طريقة LMI. من جهة ثانية، نقترح عدة أنظمة تحكم تكيفية إنزلاقية منفصلة، منظم عصبوني تكيفي منزلق و منفصل، منظم عصبوني ضبابي تكيفي منزلق و منفصل، منظم ضبابي تكيفي منزلق و منفصل type-1 ثم منظم ضبابي تكيفي منزلق و منفصل type-2 ذو المجال الزمني. تعطي في كل حالة نتائج المحاكاة العددية من أجل تقييم مدى فعالية كل طريقة مقترحة.

كلمات مفاتيح: الشبكة الكهربائية متعددة الماكينات ، تحكم لامركزي ، التحكم الضبابي PDC ، وحدة التحكم الضبابي type-2، المنظم المنزلق المنفصل، المنظم الضبابي التكيفي المنزلق و المنفصل type-1، المنظم الضبابي التكيفي المنزلق و المنفصل type-2 ذو المجال الزمني .

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 are proposed. First, 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. As a second approach, several adaptive control schemes based on the decoupled sliding mode control are proposed, in particular: decoupled neural sliding mode controller, decoupled neuro-fuzzy sliding mode controller, *decoupled* adaptive type-1 fuzzy sliding mode controller and decoupled adaptive interval type-2 fuzzy sliding mode controller. Simulation results are performed to highlight the performances of each proposed controller.

Keywords: Multi-machine power system, decentralized control, PDC Controller, fuzzy controller type-2, decoupled sliding mode controller, decoupled adaptive type-1 fuzzy sliding controller, decoupled adaptive interval type-2 fuzzy sliding mode controller.

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse 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 tâches très difficile. Ainsi, dans un premier lieu, nous nous sommes intéressés à la conception de lois de commande basées sur la notion du multi-modèle. Le régulateur flou PDC 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 les 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. Dans un second lieu, plusieurs schémas de commande adaptative à base de mode glissant découplé sont proposés: le régulateur adaptatif neuronal par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif neuro-flou par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé et le régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé. Des résultats de simulation sont obtenus afin d'évaluer les performances de chaque technique proposée.

Mots clés : Réseau électrique multi-machine, commande décentralisée, commande PDC, commande floue type-2, commande par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif flou type-1 par mode glissant découplé, le régulateur adaptatif flou type-2 intervalle par mode glissant découplé

ENP 2013