

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة فرحات عباس – سطيف 1 - سطيف
UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1- SETIF

THESE

Présentée à la

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

Pour l'Obtention du Diplôme de

Doctorat en Sciences

Option : Réseaux Electriques

Par

ZIYAD BOUCHAMA

Thème

Stabilisateurs Synergétiques des Systèmes de Puissance

Soutenue le : 12/12/2013 devant la commission d'examen composée de

Pr. T. BOUKTIR	Président	Université de Sétif
Pr. M. N. HARMAS	Directeur de thèse	Université de Sétif
Pr. R. ABDESSEMED	Examineur	Université de Batna
Pr. A. CHAGHI	Examineur	Université de Batna
Pr. N. GOLEA	Examineur	Université d'Oum El Bouaghi
Dr. M. ABDELAZIZ	Examineur	Université de Sétif

RESUME :

Le but de ce travail est d'étudier un système de puissance du point de vue commande, en mettant en évidence les avantages d'une nouvelle approche, en l'occurrence la commande optimale adaptative indirecte floue synergétique qui permet d'éliminer rapidement les oscillations inhérentes à tout système de puissance, améliorant ainsi sa stabilité dynamique transitoire. Ce dernier, constitué d'une machine synchrone reliée à un jeu de barres infini par deux lignes de transmission, est approximé par un système flou. Le système de puissance est équipé d'un stabilisateur de puissance synergétique dont les paramètres sont optimisés par l'algorithme d'optimisation par essaim de particules : PSO. Ce stabilisateur intelligent AFSPSS est utilisé pour commander et améliorer la stabilité du système étudié lorsque ce dernier est soumis à diverses perturbations. La stabilité du système en boucle fermée est garantie par la synthèse de Lyapunov.

MOTS CLES : *système de puissance, stabilisateur, commande synergétique, adaptative floue, adaptative floue synergétique, optimisation par essaim de particules.*

ABSTRACT:

A new particle swarm optimized robust fuzzy indirect adaptive power system stabilizer is developed based on recently developed synergetic control methodology. Fuzzy systems are used in an adaptive scheme to approximate power system dynamics using a nonlinear model while synergetic control provides for rapid power system oscillations improving therefore transient system stability. Furthermore controller parameters are optimized using a PSO approach to further improve performances. Simulation of severe power system operating conditions is conducted to validate the proposed approach effectiveness while stability is guaranteed via Lyapounov synthesis.

Keywords: *Power system, stabilizer, synergetic control, adaptive fuzzy control, adaptive fuzzy synergetic control, particle swarm optimization.*

ملخص

في هذه الأطروحة نقوم بدراسة مثبت لنظام طاقة كهربائي معتمدين تقنييه جديدة تعرف بـ: تقنية التحكم المثلى الضبابية المكيفة بكيفية سينرجي من اجل تطبيقها على استقرار نظام طاقة كهربائي مكون من مكنة متزامنة متصلة بساعد لا متناه. آنذاك يكون النظام خاضع لاضطرابات عابرة، حيث يستعمل المنطق الضبابي في تصميم نظام الطاقة الكهربائي و نظرية التحكم السينرجي تقوم بإنتاج إشارة المثبت لكي نضيفها في نظام التحريض من اجل استقرار النظام. نعتد على خوارزمية المجموعات الجزئية في تحديد العناصر المثلى للمثبت الضبابي المكيف بكيفية سينرجي. ويضمن استقرار النظام المغلق تحليل ليابونوف.

كلمات مفتاحيه : نظام طاقة كهربائي، مثبت لنظام طاقة كهربائي، نظرية التحكم السينرجي، تقنية التحكم الضبابية المكيفة، تقنية التحكم الضبابية المكيفة بكيفية سينرجي، خوارزمية المجموعات الجزئية.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	01
<i>Chapitre I: Stabilité et Modélisation d'un Système de Puissance</i>	
I. Introduction.....	05
I.1. Stabilité des systèmes de puissance.....	05
I.1.1. Stabilité de l'angle de rotor.....	06
I.1.1.1. Stabilité angulaire aux petites perturbations.....	06
I.1.1.2. Stabilité angulaire aux grandes perturbations.....	06
I.1.2. Stabilité de tension	07
I.1.3. La stabilité de fréquence	07
I.2. Modélisation d'un système de puissance.....	08
I.2.1. Modélisation d'une machine connectée à un nœud infini : modèle <i>SMIB</i>	09
I.2.2. Les correcteurs.....	12
I.2.2.1. Les régulateurs de tension.....	12
I.2.2.2. Les régulateurs de puissance.....	13
I.2.3. Équations d'état d'un système de puissance: <i>SMIB</i>	14
Conclusion	15
<i>Chapitre II : Introduction à la Commande Synergétique</i>	
II.1. Introduction.....	16
II.2. Principes de la commande synergétique.....	16
II.2.1. Synthèse de la commande synergétique.....	17
II.3. Stabilisateur synergétique d'un système de puissance.....	19
II.3.1. Résultat de simulation.....	21
Conclusion.....	24
<i>Chapitre III : Conception d'un Stabilisateur Adaptatif Flou et Adaptatif Flou Synergétique</i>	
III.1. Introduction.....	25
III.2. Stabilisateur adaptatif flou indirect d'un système de puissance	26
III.3. Stabilisateur adaptatif flou synergétique d'un système de puissance.....	34
Conclusion.....	39
<i>Chapitre IV : Résultat et Discussion</i>	
IV.1. Introduction.....	40

IV.2. Mise en œuvre d'un stabilisateur de puissance adaptatif flou	40
IV.2.1. Résultat de simulation.....	42
IV.3. Mise en œuvre d'un stabilisateur de puissance adaptatif flou synergétique.....	46
IV.3.1. L'optimisation par l'essaim de particules.....	47
IV.3.1.1. Mise en œuvre de l'algorithme PSO	49
IV.3.2. Résultat de simulation.....	51
IV.4. Résultat de simulation de la comparaison entre les trois stabilisateurs SPSS, AFPSS et AFSPSS.....	57
Conclusion.....	61
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	63
Bibliographie.....	64

LISTE DES FIGURES

FigureI.1. Classification des différents types de la stabilité.....	05
FigureI.2. Représentation d'une machine synchrone et de ses réglages.....	08
FigureI.3. Représentation schématique d'une machine synchrone.....	09
FigureI.4. Modèle de la machine synchrone dans le repère de <i>Park</i>	10
Figure I.3. Représentation d'une machine synchrone connectée à un noeud infini.....	11
Figure I.4. Modèle d'un régulateur de tension <i>AVR</i>	12
Figure I.5. Figure I.5. Modèle schématique d'un <i>PSS</i> avance/retard.	13
Figure.II.1. Représentation graphique de la solution de l'équation fonctionnelle pour de différentes conditions initiales.....	18
Figure.II.2. Représentation d'une machine synchrone et de ses réglages.....	19
Figure.II.3. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario).....	21
Figure.II.4. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario)	21
Figure.II.5. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario)	22
Figure.II.6. Variation de signal de commande <i>CPSS</i> et <i>SPSS</i> (1 ^{er} scénario)	22
Figure.II.7. Variation de la macro variable (1 ^{er} scénario)	22
Figure.II.8. Variation de la vitesse angulaire (2 ^{ème} scénario)	23
Figure.II.9. Variation de la puissance électrique (2 ^{ème} scénario)	23
Figure.II.10. Variation de la tension terminale (2 ^{ème} scénario)	23
Figure.II.11. Variation de signal de commande <i>CPSS</i> et <i>SPSS</i> (2 ^{ème} scénario)	23
Figure.II.12. Variation de la macro variable (2 ^{ème} scénario)	23
Figure.IV.1. Les fonctions d'appartenances pour l'entrée $\Delta\omega$	41
Figure.IV.2. Les fonctions d'appartenances pour l'entrée ΔP	41
Figure.IV.3. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas1)	42
Figure.IV.4. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas1)	42
Figure.IV.5. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas1)	43
Figure.IV.6. Variation de signale de commande <i>CPSS</i> et <i>AFPSS</i> (1 ^{er} scénario cas1)	43
Figure.IV.7. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas2)	43
Figure.IV.8. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas2)	43
Figure.IV.9. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas2)	43
Figure.IV.10. Variation de signal de commande <i>CPSS</i> et <i>AFPSS</i> (1 ^{er} scénario cas2)	43

Figure.IV.11. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas3)	44
Figure.IV.12. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas3)	44
Figure.IV.13. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas3)	44
Figure.IV.14. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (1 ^{er} scénario cas3)	44
Figure.IV.15. Variation de la vitesse angulaire (2 ^{ème} scénario)	45
Figure.IV.16. Variation de la puissance électrique (2 ^{ème} scénario)	45
Figure.IV.17. Variation de la tension terminale (2 ^{ème} scénario)	45
Figure.IV.18. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (2 ^{ème} scénario)	45
Figure.IV.19. Variation de la vitesse angulaire (3 ^{ème} scénario)	45
Figure.IV.20. Variation de la puissance électrique (3 ^{ème} scénario)	45
Figure.IV.21. Variation de la tension terminale (3 ^{ème} scénario)	46
Figure.IV.22. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (3 ^{ème} scénario)	46
Figure.IV.23. Organigramme d'optimisation des paramètres du stabilisateur adaptatif flou synergétique.....	50
Figure.IV.24. Evolution du paramètre k	51
Figure.IV.25. Evolution du paramètre T	51
Figure.IV.26. Evolution de la fonction objective.	51
Figure.IV.27. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas1)	52
Figure.IV.28. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas1)	52
Figure.IV.29. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas1)	52
Figure.IV.30. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (1 ^{er} scénario cas1)	52
Figure.IV.31. Variation de la macro variable (1 ^{er} scénario cas1)	52
Figure.IV.32. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas2)	53
Figure.IV.33. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas2)	53
Figure.IV.34. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas2)	53
Figure.IV.35. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (1 ^{er} scénario cas2)	53
Figure.IV.36. Variation de la macro variable (1 ^{er} scénario cas2)	53
Figure.IV.37. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas3)	54
Figure.IV.38. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas3)	54
Figure.IV.39. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas3)	54
Figure.IV.40. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (1 ^{er} scénario cas3)	54
Figure.IV.41. Variation de la macro variable (1 ^{er} scénario cas3)	54
Figure.IV.42. Variation de la vitesse angulaire (2 ^{ème} scénario)	55

Figure.IV.43. Variation de la puissance électrique (2 ^{ème} scénario)	55
Figure.IV.44. Variation de la tension terminale (2 ^{ème} scénario)	55
Figure.IV.45. Variation de signal de commande CPSS et AFSPSS (2 ^{ème} scénario)	55
Figure.IV.46. Variation de la macro variable (2 ^{ème} scénario)	55
Figure.IV.47. Variation de la vitesse angulaire (3 ^{ème} scénario)	56
Figure.IV.48. Variation de la puissance électrique (3 ^{ème} scénario)	56
Figure.IV.49. Variation de la tension terminale (3 ^{ème} scénario)	56
Figure.IV.50. Variation de signal de commande CPSS et AFSPSS (3 ^{ème} scénario)	56
Figure.IV.51. Variation de la macro variable (3 ^{ème} scénario)	56
Figure.IV.52. Evolution du paramètre k_1	57
Figure.IV.53. Evolution du paramètre T_1	57
Figure.IV.54. Evolution de la fonction objective.	58
Figure.IV.55. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas1)	58
Figure.IV.56. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas1)	58
Figure.IV.57. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas1)	58
Figure.IV.58. Variation de signal de commande CPSS, AFSPSS et AFSPSS (1 ^{er} scénario cas1).	58
Figure.IV.59. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.IV.60. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.IV.61. Variation de la tension terminale. (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.IV.62. Variation de signal de commande CPSS, AFSPSS et AFSPSS (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.IV.63. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas3)	59
Figure.IV.64. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas3)	59
Figure.IV.65. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas3)	60
Figure.IV.66. Variation de signal de commande CPSS, AFSPSS et AFSPSS (1 ^{er} scénario cas3)	60
Figure.IV.67. Variation de la vitesse angulaire (2 ^{ème} scénario)	60
Figure.IV.68. Variation de la puissance électrique (2 ^{ème} scénario)	60
Figure.IV.69. Variation de la tension terminale (2 ^{ème} scénario)	60
Figure.IV.70. Variation de signal de commande CPSS, AFSPSS et AFSPSS (2 ^{ème} scénario).....	60
Figure.IV.71. Variation de la vitesse angulaire (3 ^{ème} scénario)	61
Figure.IV.72. Variation de la puissance électrique (3 ^{ème} scénario)	61
Figure.IV.73. Variation de la tension terminale (3 ^{ème} scénario)	61
Figure.IV.74. Variation de signal de commande CPSS, AFSPSS et AFSPSS (3 ^{ème} scénario).....	61

LISTE DES TABLEAUX.

Tableau II.1. Paramètres du système de puissance.....	21
Tableau. IV.1. Tableau de décision pour la construction du vecteur $\underline{\theta}_g$ pour l'estimation de $\hat{g}(\underline{x} \underline{\theta}_g)$ dans la conception du stabilisateur de puissance adaptatif flou.....	41
Tableau. IV.2. Tableau de décision pour la construction du vecteur $\underline{\theta}_h$ pour l'estimation de $\hat{g}(\underline{x} \underline{\theta}_g)$ dans la conception du stabilisateur de puissance adaptatif flou synergétique.....	47

NOTIONS ET DEFINITIONS

ω	Vitesse relative de rotation électrique de la machine synchrone en	<i>p.u</i>
ω_0	Vitesse nominale de rotation électrique de la machine synchrone	<i>p.u</i>
δ	Angle de puissance (L'angle rotorique) de la machine synchrone	<i>rad</i>
P_e	Puissance électrique active	<i>p.u</i>
Q_e	Puissance électrique réactive	<i>p.u</i>
P_m	Puissance mécanique entrant	<i>p.u</i>
D	Coefficient d'amortissement	<i>pu</i>
H	Constant d'inertie	<i>s</i>
V_t	Tension mesurée a la sortie de la machine synchrone	<i>p.u</i>
V_q	La composante quadratique de la tension terminale	<i>p.u</i>
V_d	La composante directe de la tension terminale	<i>p.u</i>
I_q	La composante quadratique du courant du stator	<i>p.u</i>
I_d	La composante directe du courant du stator	<i>p.u</i>
V_s	Tension du nœud infini.	<i>p.u</i>
E'_q	Tension transitoire en quadrature de la machine synchrone	<i>p.u</i>
E_{fd}	Tension d'excitation de la machine synchrone	<i>p.u</i>
E_{fd_Max}	Limite supérieure de la sortie de l' AVR	<i>p.u</i>
E_{fd_Min}	Limite inférieure de la sortie de l' AVR	<i>p.u</i>
u_{pss}	Signal de sortie du PSS	<i>p.u</i>
u_{pss_Max}	Limite supérieure de la sortie du PSS	<i>p.u</i>
u_{pss_Min}	Limite inférieure de la sortie du PSS	<i>p.u</i>
V_{ref}	Tension de référence.	<i>p.u</i>
K_a	Gain de l' AVR	<i>p.u</i>
K_e	Gain d'amplification d'excitation.	<i>p.u</i>
V_R	Tension d'excitation de la machine synchrone	<i>p.u</i>
K_{pss}	Gain du PSS	<i>p.u</i>

T_a	Constante de temps de l'AVR	s
τ_w	Constante de temps du régulateur	s
τ_1	Constante de temps	s
τ_2	Constante de temps	s
τ_3	Constante de temps	s
τ_4	Constante de temps	s
T'_{do}	Constante de temps transitoire de l'axe directe en circuit ouvert	s
x_L	Réactance équivalente des lignes de transport	p.u
x_T	Réactance équivalente du transformateur	p.u
x_d	Réactance synchrone directe de la machine synchrone	p.u
x_q	Réactance synchrone en quadrature du générateur	p.u
x'_d	Réactance transitoire directe de la machine synchrone	p.u
x'_q	Réactance transitoire en quadrature de la machine synchrone	p.u
x_{ds}	$x_d + x_T + x_L$	p.u
x_{qs}	$x_q + x_T + x_L$	p.u
x'_{ds}	$x'_d + x_T + x_L$	p.u
x_s	$x_T + x_L$	p.u

LEXIQUE

- AVR** Automatic Voltage Regulator (régulateur de tension d'une machine synchrone.)
- SMIB** Single Machine Infinite Bus (machine reliée à un nœud infini).
- PSS** Power System Stabilizer (Stabilisateur d'un système de puissance)
- CPSS** Conventional power system stabilizer (Stabilisateur conventionnel (classique) d'un système de puissance).
- SPSS** synergetic power system stabilizer (stabilisateur synergétique d'un système de puissance)
- AFSS** Adaptive fuzzy power system stabilizer (stabilisateur adaptatif flou d'un système de puissance).
- AFSPSS** Adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer (stabilisateur adaptatif flou synergétique d'un système de puissance).
- PSO** Particle swarm optimisation (optimisation par essaim de particules)

INTRODUCTION GENERALE

L'un des problèmes parmi les plus importants qui doivent être adressés dans l'analyse des systèmes de puissance est celui de la stabilité. Ceci est dû au développement important de ces systèmes, mais aussi à l'objectif de ce type d'étude qui consiste à examiner le comportement du système face à de faibles ou importantes perturbations telles que les variations continues de charges, les défauts comme les courts-circuits et la perte de synchronisme d'un générateur de forte puissance. Ces dernières peuvent affecter le système de puissance à tout instant et peuvent dans certains cas, l'amener en dehors des régions de stabilité. Ces perturbations sont à l'origine de l'apparition d'une différence entre la puissance mécanique et la puissance électrique, l'écart en termes de puissance va se traduire par une modification de la vitesse de rotation de l'alternateur ou en d'autres termes par des variations de sa vitesse par rapport à la vitesse de synchronisme. Après l'élimination de la perturbation, le système de puissance sera stable si la valeur moyenne des écarts de vitesse résultante est nulle.

Ces dernières années, des efforts considérables ont été faits pour améliorer la stabilité des systèmes de puissance [1-6]. De nombreuses techniques ont été proposées pour surmonter les problèmes d'instabilité [7-11], dont une grande partie a été accordée au contrôle d'excitation [12-14] pour les raisons qui peuvent être résumées comme suit :

- La constante du temps de la boucle du système d'excitation est très petite comparativement à celle de la boucle de gouverneur, ce qui entraîne une réaction de contrôle plus rapide aux perturbations qui surgissent.
- Dans la pratique, il est plus facile de traiter le contrôle du circuit de champ électrique plutôt que le régulateur mécanique.
- Le contrôle d'excitation nécessite un coût moindre par rapport à d'autres méthodes

Les systèmes modernes d'excitation ou régulateurs de tension (*AVR: Automatic Voltage Regulator*) contribuent à l'amélioration de performance en régime permanent [15-16], mais peuvent être insuffisants pour les problèmes relevant de la stabilité transitoire. En effet, le couple ajouté par l'*AVR* sur les arbres des machines n'est souvent pas suffisant pour agir contre les oscillations qui surgissent dans les systèmes de puissance [17-18]. Aussi, l'interconnexion de ces systèmes de plus en plus grande montre que de forts transits de puissance sur ces interconnexions aggravent les phénomènes d'instabilité.

Pour faire face aux problèmes d'instabilité ou pour repousser les limites du fonctionnement stable, des boucles de régulation supplémentaires (*PSS: Power System Stabilizer*) sont ajoutés aux régulateurs de tension *AVR*. Ces correcteurs sont destinés à fournir un couple agissant contre les modes d'oscillations qui se manifestent sur les arbres des machines. Des efforts considérables ont été placés sur la conception de *PSS* qui sont conçus sur la base des techniques du contrôle linéaire.

Ces types de *PSS* sont connus en tant que stabilisateurs conventionnels d'un système de puissance *CPSS* [19-21]. La conception de *CPSS* se fait sur la base d'un modèle linéaire du système de puissance opérant en un certain point de fonctionnement [22-23]. Cependant, les systèmes de puissance sont fortement complexes par leur contenance d'éléments non linéaires et variables dans le temps. Ainsi, les paramètres du stabilisateur *CPSS* qui sont adéquats pour des points de fonctionnement peuvent ne pas convenir pour d'autres points. C'est l'inconvénient majeur de la méthode de conception des *CPSS*, c'est-à-dire qu'elle ne garantit pas la stabilité du système dans des conditions de fonctionnement réel.

Le contrôle adaptatif a été développé pour contrôler les systèmes dont les paramètres, et les points de fonctionnement varient ou qui sont variants dans le temps. Ces variations peuvent être causées par des perturbations sur le système ou des changements dans les conditions de fonctionnement. L'avantage des stabilisateurs adaptatifs du système de puissance *APSS* est leur capacité à ajuster les paramètres du régulateur en ligne suivant les conditions de fonctionnement. Plusieurs travaux ont montré que pour de grandes variations dans les conditions de fonctionnement des systèmes de puissance, l'utilisation d'*APSS* donnait de meilleurs résultats que le *CPSS* [24-28]. Cependant, ces derniers sont basés sur des techniques adaptatives pour des systèmes linéaires basées sur un modèle mathématique bien défini.

Récemment, plusieurs approches à base des techniques de l'intelligence artificielle ont été utilisées dans la conception d'un *PSS* en introduisant la commande H-infini [29], les réseaux de neurones [30], les algorithmes génétiques [31], la commande à structure variable par mode glissant [32-33], la commande synergétique [34] et la logique floue [35] etc.

L'intégration des techniques floues et les approches classiques de contrôle ont fourni une méthodologie pour construire des contrôleurs adaptatifs très puissants et robustes pour les systèmes non linéaires, en particulier le contrôle de système de puissance. La commande synergétique, la logique floue, et leurs combinaisons sont les techniques qu'on se propose d'étudier et d'appliquer à un modèle non linéaire d'un système de puissance à travers des

simulations de comportement dans diverses conditions de fonctionnement dans le but d'améliorer la stabilité et de démontrer ainsi la pertinence de la proche proposée.

Les applications des systèmes flous se sont multipliées, parmi lesquelles, les contrôleurs flous et les modèles flous ont été développés pour de nombreux procédés technologiques. Malgré les différences dues aux particularités de chaque application, ces systèmes ont la même structure interne et ils utilisent tous un mécanisme d'inférence. Les contrôleurs basés sur la logique floue ont fait leurs preuves dans divers domaines d'application, dont la régulation, des systèmes de puissance par le biais de régulateurs PSS [28,36-45]. Les modèles flous suscitent beaucoup d'intérêt, et la littérature relative à ce sujet est abondante et ces derniers ont eu un succès remarquable dans la description des systèmes complexes qui sont difficiles à modéliser par les approches conventionnelles.

La commande synergétique n'a évolué que ces dernières années, similaire dans son approche conceptuelle à la commande par mode glissant, elle est vue comme une méthodologie puissante de conception de commande robuste. Cette technique a été appliquée avec succès dans le domaine de l'électronique de puissance par exemple, comme son application à un convertisseur statique [46-48] et des applications pratiques réussies en industrie [49]. Une approche non linéaire pour la conception d'un stabilisateur du système de puissance basé sur la théorie de la commande synergétique *SPSS* a été reportée [36]. La technique proposée permet de surmonter les problèmes des commandes linéaires en utilisant explicitement un modèle non linéaire du système de puissance dans la synthèse de la commande. Théoriquement, le stabilisateur synergétique *SPSS* montre une grande capacité d'assurer la stabilité d'un système de puissance en présence de diverses perturbations. Cependant, cette technique n'a été utilisée que pour les systèmes de puissance non linéaires dont le modèle dynamique est parfaitement connu ce qui est rarement le cas. De plus, les paramètres de ce stabilisateur ne sont pas optimaux, ce à quoi on s'est proposé de remédier.

Dans la littérature, différentes approches utilisant l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (*PSO: Particle Swarm Optimisation*) ont été proposées pour le réglage robuste des *PSS* dans les systèmes de puissance [50-52]. En plus des avantages issus des méthodes d'optimisation, la *PSO* possède les qualités suivantes [51]:

- contrairement aux algorithmes génétiques et à d'autres algorithmes heuristiques, la *PSO* possède une grande flexibilité de contrôle qui permet de balancer entre l'exploration globale et locale de l'espace de recherche.
- la *PSO* utilise des règles de transition probabilistiques, et non pas déterministes. Cela permet d'obtenir une recherche dans des domaines considérés compliqués et incertains. Cet avantage

confère à la PSO une grande robustesse et une flexibilité qui dépasse celles des méthodes conventionnelles d'optimisation.

La modélisation floue et sa combinaison avec la commande synergétique optimisée par la **PSO** appliquée à un système de puissance fait l'objet principal de ce travail

Dans le premier chapitre, nous donnons d'abord les différentes définitions de la stabilité d'un système de puissance constitué d'une machine synchrone reliée par deux lignes de transmission parallèles à un jeu de barres infini, suivi du modèle mathématique décrivant le comportement de ce système. La théorie de la commande synergétique et son application à un système de puissance sont présentées dans le second chapitre. Dans le troisième chapitre, nous introduisons la conception d'un stabilisateur adaptatif flou et d'un stabilisateur adaptatif flou synergétique principal objet de notre travail. Une étude comparative entre les techniques de commande abordées suivies d'une application de l'approche proposée à savoir la commande adaptative floue synergétique optimale sont présentées dans le chapitre quatre. Enfin, des perspectives et pour des travaux de recherches, sont présentées dans la conclusion générale.

CHAPITRE I
STABILITE ET MODELISATION
D'UN SYSTEME
DE PUISSANCE

I. Introduction

On appelle un système de puissance un réseau électrique ou un ensemble d'équipements électriques variés interconnectés (les machines synchrones, transformateurs, lignes de transports, de distribution et des charges) plus ou moins nombreux selon la taille du réseau et formant un système complexe. Le dit système destiné à produire, transporter et distribuer l'énergie électrique aux consommateurs. Cette complexité structurelle induit des problèmes de stabilité dans les systèmes de puissance. L'instabilité se manifeste par un écart entre la puissance mécanique et la puissance électrique demandée. Cet écart engendre une variation de la vitesse de rotation de la machine synchrone par rapport à la vitesse de synchronisme. Traditionnellement la stabilité est définie comme le maintien des machines synchrones en « synchronisme » dans le réseau, mais ce concept a évolué avec le développement sans cesse des réseaux et la nécessité de mise en commun des moyens de production en vue d'une meilleure fiabilité du système. Ainsi, la classification des différents types de stabilité est basée sur les considérations suivantes [2] :

- la nature de l'instabilité résultante
- la plage de temps nécessaire pour rétablir la stabilité
- l'amplitude de la perturbation

I.1. Stabilité des systèmes de puissance

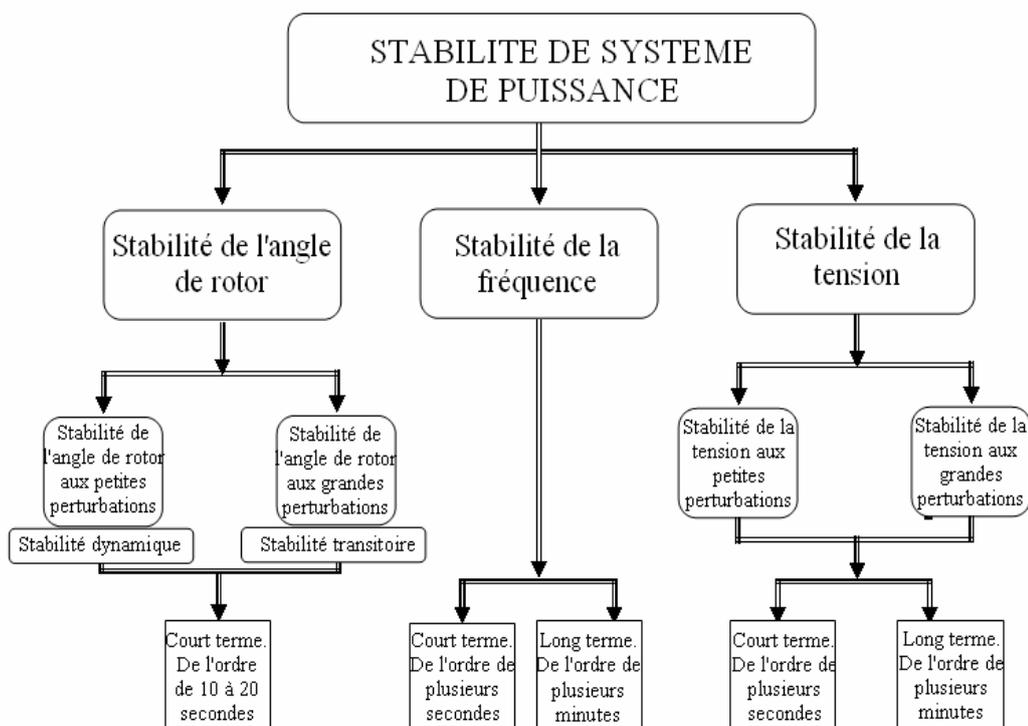


Figure I.1. Classification des différents types de la stabilité.

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, en gardant la plupart des variables de système dans leurs limites, de sorte que le système entier demeure en fonctionnement normal. Habituellement, la stabilité est divisée en trois groupes, à savoir : la stabilité de l'angle de rotor (stabilité angulaire), la stabilité de tension et la stabilité de fréquence. Le schéma en figure I.1 montre la classification utilisée pour mener une analyse en vue de résoudre les problèmes d'instabilité d'un système de puissance.

I.1.1. Stabilité de l'angle de rotor (stabilité angulaire)

La stabilité angulaire est définie comme la capacité des machines synchrones d'un système de puissance interconnecté à rester en synchronisme suite à une perturbation. Elle dépend de la capacité de maintenir ou de restaurer l'équilibre entre les couples électromagnétiques et mécaniques agissant sur le rotor de chaque machine dans le système global. L'instabilité qui peut en résulter se produit sous forme d'augmentation des oscillations angulaires de certains générateurs, pouvant conduire à une perte de synchronisme. La stabilité angulaire est classifiée en deux catégories : la stabilité des angles de rotor aux petites perturbations et la stabilité des angles de rotor aux grandes perturbations, appelée stabilité transitoire [2,53].

I.1.1.1. Stabilité angulaire aux petites perturbations

Cette stabilité appelée stabilité dynamique est définie par la capacité du système de puissance à maintenir le synchronisme en présence de petites perturbations. L'instabilité qui en résulte est sous forme d'un écart croissant, oscillatoire ou non entre les angles de rotor. Elle dépend surtout du point de fonctionnement initial du système. Elle ne dépend pas du niveau de perturbations, car celles-ci sont en général en faibles amplitudes [53-54]. Ces oscillations peuvent cependant aboutir à déstabiliser un alternateur, une partie du réseau ou tout le réseau. Dans ce cas, il peut être appelé à des modèles linéaires pour simuler le système de puissance.

I.1.1.2. Stabilité angulaire aux grandes perturbations

Aussi appelée stabilité transitoire, la stabilité angulaire aux grandes perturbations est la capacité du système de maintenir le synchronisme après avoir subi une perturbation sévère telle que :

- un court-circuit sur une ligne de transport
- une perte de groupe de production
- une perte d'une partie importante de la charge

Les conséquences de ces défauts sont souvent drastiques et peuvent même résulter en un effondrement du système. L'instabilité transitoire se manifeste par les grandes variations a périodiques des angles du rotor et dépend de la relation non linéaire couples angles [2,53]. La stabilité transitoire dépend non seulement de l'amplitude des perturbations et du point de fonctionnement initial, mais aussi des caractéristiques dynamiques du système. Si l'instabilité se manifeste directement suite à la perturbation et plus précisément dans la première seconde qui suit l'élimination du défaut, elle est appelée instabilité de première oscillation et elle s'étend sur 3 à 5 secondes. Elle peut aussi se manifester autrement et résulter de la superposition des effets de plusieurs modes d'oscillations lents excités par la perturbation, provoquant ainsi une variation importante de l'angle de rotor au-delà de la première oscillation. La gamme de temps associée va de dix secondes à vingt secondes [53-56]. Dans cette étude nous nous intéresserons à la stabilité de l'angle de rotor face aux grandes perturbations.

I.1.2. Stabilité de tension

La stabilité de tension du réseau est alors caractérisée par sa capacité de maintenir la tension aux bornes de la charge dans les limites spécifiées pour un fonctionnement normal. L'instabilité de tension a été identifiée comme l'une des principales causes des black-out dans les réseaux électriques. Cette instabilité résulte de l'incapacité du système production transport à fournir la puissance demandée par la charge. Elle se manifeste sous forme d'une décroissance monotone de la tension. Généralement l'instabilité de tension se produit lorsqu'une perturbation entraîne une augmentation de la puissance réactive demandée au-delà de la puissance réactive possible. Plusieurs autres changements peuvent être à l'origine de l'instabilité de tension. Ce sont par exemple une augmentation de charge, une tentative d'un régulateur automatique en charge ayant échoué de restaurer la tension de charge à son niveau initial avant la perturbation, une panne de générateur ou une perte de source de puissance réactive. La plupart de ces changements ont des effets significatifs sur la production, la consommation et le transport de puissance réactive et ainsi sur la stabilité de la tension. L'instabilité de tension peut être considérée comme un phénomène à court terme (stabilité de tension aux petites perturbations) ou dans l'autre cas (stabilité de tension aux grandes perturbations) comme un phénomène à long terme [1,53].

I.1.3. La stabilité de fréquence

La fréquence des réseaux électriques interconnectés est précisément contrôlée. La raison première de ce contrôle est de permettre la circulation d'un courant électrique alternatif à fréquence fixe fourni, par plusieurs générateurs à travers le réseau. Une variation de la

fréquence du système induit un écart entre consommation et production. Une surcharge du réseau due à une perte d'un générateur va provoquer une baisse de la fréquence du réseau. La perte d'une interconnexion avec un autre réseau dans une situation d'export provoque une augmentation de la fréquence.

La stabilité de la fréquence étroitement liée à l'équilibre global entre la puissance active produite et celle consommée d'un système de puissance, se définit par la capacité du système à maintenir une valeur de la fréquence proche de la valeur nominale suite à une sévère perturbation. En effet, suite à certaines perturbations, l'équilibre global des puissances produites et consommées peut être mis à mal. Ce déséquilibre entraîne alors une variation de fréquence. L'énergie électrique stockée dans des pièces tournantes des machines synchrones et autres machines électriques tournantes peut éventuellement compenser ce déséquilibre [53,55].

I.2. Modélisation d'un système de puissance

Dans cette section, nous développons les bases mathématiques de la modélisation et l'analyse d'un système de puissance. Nous commençons par présenter le modèle d'une machine connectée à un réseau électrique par un transformateur triphasé et doté de deux régulateurs *AVR* et *PSS* illustré par le schéma donné en figure I.2

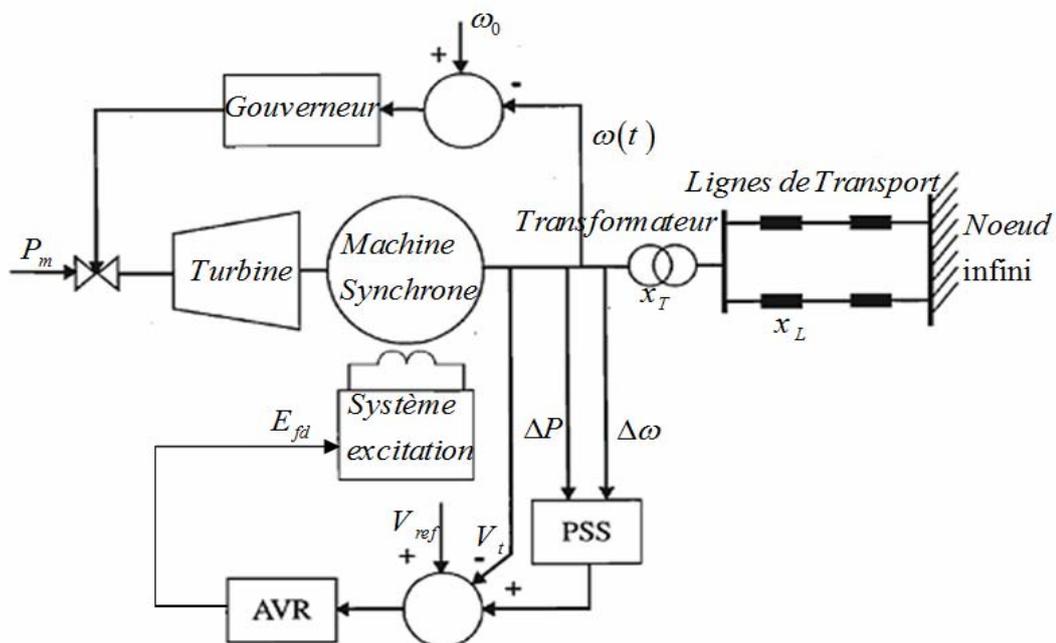


Figure I.2. Représentation d'un système mono-machine avec AVR et PSS

Les deux principaux régulateurs du générateur sont indiqués le régulateur de tension *AVR*, et le stabilisateur supplémentaire *PSS*. Le comportement de la machine synchrone est modélisé à l'aide d'équations non linéaires, un tel système de puissance a naturellement un comportement

non linéaire. Si la perturbation affectant le système est suffisamment petite, on peut utiliser une approche dite "*petits signaux*" [1,4], consistant à développer un modèle linéarisé du système autour d'un point de fonctionnement. Mais l'existence de perturbations importantes prévient l'utilisation des modèles non linéaires dans l'étude de la stabilité transitoire [1,2].

I.2.1. Modélisation d'une machine connectée à un nœud infini : modèle SMIB

À cause de la complexité des systèmes de puissance, on adopte souvent une modélisation sous forme d'une machine connectée à un nœud infini. La modélisation d'un système de puissance vu d'une machine particulière, peut ainsi se faire soit, avec un modèle complet comprenant tous les éléments, soit uniquement avec les équations décrivant le comportement d'un seul générateur connecté à un nœud. Ce deuxième modèle est basé sur le principe d'une modélisation plus ou moins précise de la machine, suivant le niveau d'étude désiré. Le modèle du système consiste ainsi ici uniquement en un générateur connecté par l'intermédiaire deux lignes de transport parallèles à réseaux infini [1]. La figure (II.3) montre schématiquement les enroulements et les sens des courants dans une machine synchrone. La figure (II.4) donne le modèle équivalent dans le repère de *Park* ($d - q$).

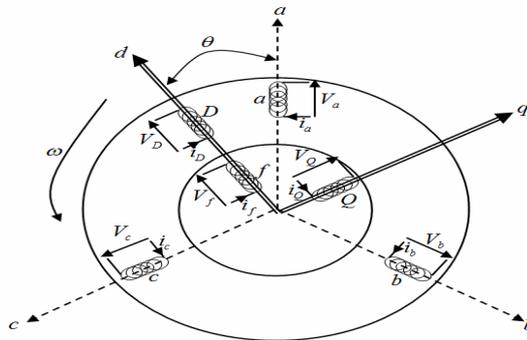


Figure I.3. Représentation schématique d'une machine synchrone.

Les différents enroulements dans les deux représentations sont les suivants :

- les enroulements statoriques noté a, b et c , et leurs enroulements équivalents noté d et q .
- L'axe direct (d) comporte l'enroulement d'excitation f , et un enroulement amortisseur noté D . L'axe en quadrature comporte un enroulement amortisseur noté Q .
- Si l'enroulement d'excitation est soumis à une tension V_f , d'où les enroulements amortisseurs d' et q' sont court-circuités en permanence.

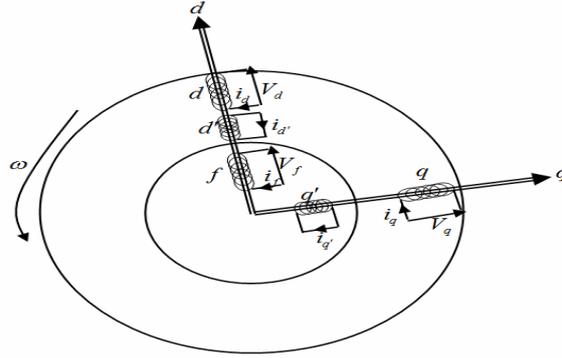


Figure I.4. Modèle de la machine synchrone dans le repère de Park

Les équations de *Park* expriment le comportement dynamique de la machine synchrone. On obtient ces équations à l'aide de la transformation de Park qui transforme les enroulements triphasés de la machine en deux enroulements sur les axes direct (d) et en quadrature (q). À partir du modèle complet, plusieurs degrés de simplification sont possibles afin d'obtenir un modèle qui nécessite moins de puissance de calcul lors des simulations numériques, tout en préservant les caractéristiques dominantes exigées par le niveau d'analyse considéré. Généralement, la dynamique de l'enroulement statorique est négligée, ce qui permet d'utiliser exclusivement des équations algébriques pour décrire les interconnexions entre les éléments du système. Quant au rotor, les dynamiques sous-transitoires, spécifiques aux enroulements amortisseurs, peuvent être négligées partiellement ou totalement ; un panorama des modèles approximatifs les plus courants est donné dans la littérature [1,2]. Avec les enroulements amortisseurs supprimés, on obtient le modèle dit « à un axe », où la partie électrique de la machine est représentée par une seule équation différentielle, décrivant la dynamique de l'enroulement d'excitation :

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d_0}} [E_{fd}(t) - E'_q(t) - I_d(t)(x_d - x'_d)] \quad (\text{I.1})$$

La dynamique mécanique de la machine est décrite en termes de l'écart de vitesse angulaire $\Delta\omega$ par rapport à la vitesse angulaire nominale ω_0 et de l'angle de charge δ :

$$\dot{\delta}(t) = \omega_0 \Delta\omega(t) \quad (\text{I.2})$$

$$\Delta\dot{\omega}(t) = -\frac{K_D}{2H} \omega(t) + \frac{1}{2H} (P_m(t) - P_e(t)) \quad (\text{I.3})$$

À l'exception de la pulsation nominale ω_0 , exprimée en radians par seconde, de la constante de temps T'_{d_0} , exprimée en secondes et de l'angle de charge δ , exprimé en radians, toutes les variables sont exprimées en grandeurs relatives (per unit).

Considérons une machine synchrone qui fait partie d'un réseau électrique de grande dimension, la configuration générale est présentée dans la figure I.3, où le reste du réseau électrique a été remplacé par une réactance équivalente x_s et une source de tension équivalente V_s .

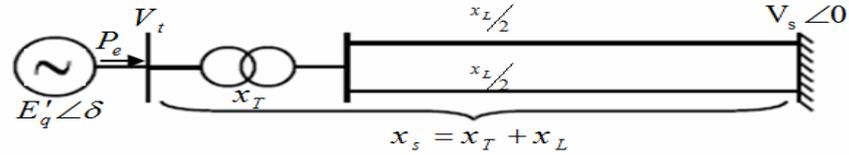


Figure I.5. Représentation schématique d'une machine synchrone connectée à un noeud infini.

Vu que la machine est connectée à un système de taille importante, nous pouvons considérer que ses dynamiques n'influent pas sur la valeur, de la fréquence ou de la tension V_s ; pour cette raison, on appelle la source V_s un bus infini. Dans le but d'établir les équations algébriques du système, on définit dans un premier temps les réactances suivantes :

$$\begin{aligned} x_{ds} &= x_d + x_s \\ x'_{ds} &= x'_d + x_s \\ x_{qs} &= x_q + x_s \end{aligned} \tag{I.4}$$

Si les résistances des enroulements statoriques et celle de la ligne sont négligées, les composantes du courant statorique s'écrivent comme suit:

$$I_d(t) = \frac{E'_q(t) - V_s \cos(\delta(t))}{x'_{ds}} \tag{I.5}$$

$$I_q(t) = \frac{V_s \sin(\delta(t))}{x_{qs}} \tag{I.6}$$

La puissance électrique de sortie de bus infini est donnée par :

$$P_e = V_s \sin(\delta(t)) I_d(t) + V_s \cos(\delta(t)) I_q(t) \tag{I.7}$$

En appliquant (I.5) et (I.6) dans (I.7), on obtient :

$$P_e(t) = \frac{V_s E'_q(t)}{x'_{ds}} \sin(\delta(t)) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \sin(\delta(t)) \cos(\delta(t)) \tag{I.8}$$

Nous pouvons également écrire l'équation de la tension de sortie (tension terminale) sous la forme :

$$V_t^2 = V_d^2 + V_q^2 \tag{I.9}$$

Où

$$V_d = x'_q I_q \tag{I.10}$$

$$V_q = E'_q - x'_d I_d \quad (I.11)$$

Les définitions des paramètres sont données en début de la thèse.

Dans ce travail il ne sera pas tenu compte de la variation de puissance mécanique après l'avènement d'une perturbation notre étude le modèle de la turbine qui entraîne la machine est négligé. En effet, la turbine et son régulateur de vitesse possèdent des constantes de temps relativement élevées en comparaison avec les constantes de temps électriques de la machine et du système d'excitation. Par conséquent, la variation du couple mécanique est relativement lente devant celle du couple électrique. Et de ce fait, le modèle de la turbine n'est pas inclus dans le modèle de la machine synchrone dans cette thèse. Les principaux correcteurs classiques utilisés dans les systèmes de puissance seront maintenant abordés.

I.2.2. Les correcteurs

Nombre de correcteurs sont utilisés dans les réseaux de transport, entre autres pour améliorer la stabilité, et augmenter les marges de sécurité et donc la puissance transitant sur les lignes. Nous décrivons maintenant les principaux correcteurs.

I.2.2.1. Les régulateurs de tension

Le système d'excitation est un système auxiliaire qui alimente les enroulements d'excitation de la machine synchrone afin que cette dernière puisse fournir le niveau de puissance demandé. En régime permanent, ce système fournit une tension et un courant continu, mais il doit être capable également de faire varier rapidement la tension d'excitation en cas de perturbation sur le système [1-2,57]. Les systèmes d'excitation sont équipés de contrôleurs, appelés régulateurs de tension **AVR**. Ces derniers sont très importants pour l'équilibre de la puissance réactive qui sera fournie ou absorbée selon les besoins des charges. Ces contrôleurs représentent un moyen très important pour assurer la stabilité transitoire du système de puissance. Le régulateur de tension agit sur le courant d'excitation de l'alternateur pour régler le flux magnétique dans la machine et donc la tension de sortie de la machine aux valeurs souhaitées. La figure I.4 montre un modèle schématique du régulateur de tension utilisé dans notre étude.

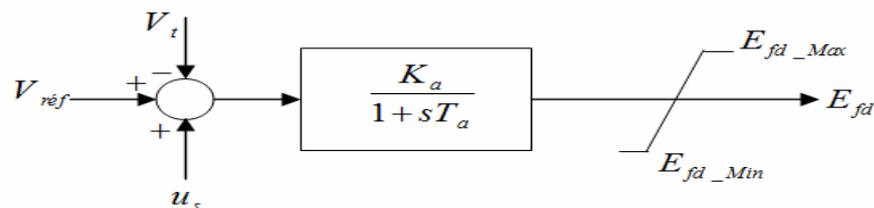


Figure I.6. Modèle schématique d'un régulateur de tension **AVR**

La grandeur $V_{réf}$, est la consigne de tension déterminée pour satisfaire les conditions de l'état équilibrée. Le régulateur de tension compare le signal V_t à la tension de consigne $V_{réf}$. Un signal complémentaire u_s peut être ajouté au noeud de sommation : il s'agit d'un signal issu de certains dispositifs spécifiques de commande comme les stabilisateurs de puissance (**PSS**). Ensuite, le signal d'erreur est amplifié pour donner la tension d'excitation demandée E_{fd} . La constante de temps et le gain de l'amplificateur sont respectivement T_a et K_a . Les valeurs extrémales de la tension d'excitation (E_{fd_Max} , E_{fd_Min}) sont fixées par un système de limitation. La relation suivante décrit le fonctionnement dynamique du modèle :

$$\dot{E}_{fd}(t) = \frac{1}{T_a} (K_a (V_{réf} - V_t(t) + u_s(t)) - E_{fd}(t)) \tag{I.12}$$

La relation entre la tension d'excitation E_{fd} et la tension interne du générateur E'_q est donnée par l'équation (I.1)

I.2.2.2. Les régulateurs de puissance:

Un **PSS** permet d'ajouter un signal de tension proportionnel à la variation de vitesse de rotor à l'entrée du régulateur de tension (**AVR**) du générateur. Un couple électrique en phase avec la variation de vitesse de rotor est ainsi produit dans le générateur. Par conséquent, avec un système d'excitation rapide et fort, l'avantage présenté par un couple synchronisant important est toujours assuré et le problème de la décroissance du couple d'amortissement est corrigé [1-2,58]. Le **PSS** va s'opposer à toutes les faibles oscillations en forçant le système d'excitation à varier au plus vite et au bon moment.

Le type de **PSSs** le plus utilisé est connu sous le nom de **CPSS** conventionnel (ou **PSS** avance/retard). Ce dernier a montré sa grande efficacité dans le maintien de la stabilité aux petites perturbations. Ce **PSS** utilise la variation de vitesse de rotor comme entrée. Il se compose généralement de quatre blocs (figure I.5):

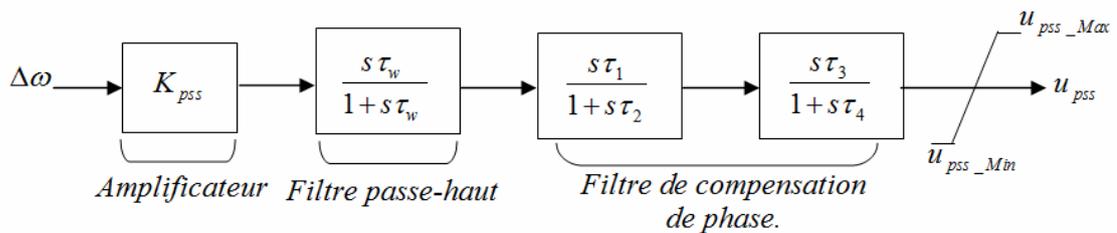


Figure I.7. Modèle schématique d'un PSS avance/retard.

1. L'amplificateur : Il détermine la valeur de l'amortissement introduit par le **PSS**. La valeur du gain (K_{pss}) variée généralement de 0.01 à 50 [59-60].

2. Le filtre passe-haut "filtre washout ": il élimine les oscillations de très basse fréquence présentes dans le signal d'entrée. La constante de temps de ce filtre τ_w , varie en général de 1 à 20 secondes [58]. Une amélioration remarquable sur la stabilité dès la première oscillation est observée pour une valeur τ_w fixée à 10 secondes [61].

3. Le filtre de compensation de phase

L'origine de l'amortissement négatif est associée au retard de phase introduit entre le couple électrique du générateur et l'entrée du système d'excitation. Par conséquent, le PSS fournit l'avance de phase nécessaire pour compenser le retard de phase de la fonction de transfert entre l'entrée du système d'excitation et le couple électrique du générateur. Pratiquement, un bloc d'avance pure ne suffit pas pour réaliser la compensation de phase nécessaire ; ainsi, un bloc d'avance/retard de phase est souvent utilisé. Pour mieux garantir la stabilité du système, deux étages de compensation de phase sont nécessaires. La fonction de transfert de chaque étage est une simple combinaison de pole-zéro, les constantes de temps d'avance (τ_1, τ_3) et de retard (τ_2, τ_4) étant réglables. La gamme de chaque constante de temps s'étend généralement de 0.01 à 6 secondes [62].

4. Le limiteur : Le PSS doit être équipé d'un limiteur [59-60]. Les valeurs minimales et maximales du limiteur s'étendent de ± 0.02 à 0.1 per unit [59-60].

I.2.3. Équations d'état d'un système de puissance : (SMIB)

Avec les relations établies dans les paragraphes précédents et on considérant les variables d'état δ, ω, E'_q et E_{fd} , nous obtenons les équations d'état suivantes pour une machine connectée à un nœud infini (SMIB) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\delta}(t) = \omega_0 \Delta\omega(t) \\ \Delta\dot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H} \Delta\omega(t) + \frac{1}{2H} (P_m(t) - P_e(t)) \\ \dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d0}} [E_{fd}(t) - E'_q(t) - I_d(t)(x_d - x'_d)] \\ \dot{E}_{fd}(t) = \frac{1}{T_a} (K_a (V_{ref} - V_t(t) + u_{pss}(t)) - E_{fd}(t)) \\ P_e(t) = \frac{V_s E'_q(t)}{x'_{ds}} \sin(\delta(t)) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \sin(\delta(t)) \cos(\delta(t)) \\ I_q(t) = \frac{V_s \sin(\delta(t))}{x_{qs}}, \quad I_d(t) = \frac{E'_q(t) - V_s \cos(\delta(t))}{x'_{ds}} \\ V_t^2 = V_d^2 + V_q^2, \quad V_d = x'_q I_q, \quad V_q = E'_q - x'_d I_d \end{array} \right. \quad (I.13)$$

Ce système d'équations (I.13) est utilisé pour décrire le comportement dynamique d'un système de puissance et la simulation des défauts de celui-ci et l'évaluation du stabilisateur que nous proposons dans notre travail.

Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les définitions et les caractéristiques des différents types de stabilité d'un système de puissance. Le concept général de la stabilité peut être synthétisé en trois groupes : stabilité de l'angle de rotor, de la tension et de la fréquence. On s'intéressera à la stabilité angulaire aux grandes perturbations (stabilité transitoire), objet de notre travail. Un modèle pour représenter le comportement dynamique d'un système de puissance a été donné dans la deuxième partie. Ce modèle utilise une présentation très succincte d'un réseau vu d'un générateur particulier. Il s'agit du modèle **SMIB**. Ce modèle non linéaire convient pour les études de la stabilité transitoire et pour évaluer les performances des stabilisateurs intelligents qui seront représentés dans le second chapitre.

CHAPITRE II

INTRODUCTION A LA COMMANDE

SYNERGETIQUE

II.1. Introduction :

La synergétique, en Grec : « travailler pour un but commun » est un domaine interdisciplinaire de recherche, lancé par *Hermann Haken* en 1969 [63-64]. Elle s'intéresse aux systèmes matériels et non matériels composés en général d'un ensemble de parties individuelles. La synergétique se base sur la spontanéité, c.-à-d. à l'apparition auto-organisée des nouvelles qualités dans le système. Ces qualités peuvent être structurelles ou fonctionnelle [65-66]. La question de base traitée par la synergétique est: y a-t-il des principes généraux d'auto-organisation, qui sont indépendants des natures des différentes parties d'un système ?

Malgré la grande variété entre les natures de ces différentes parties, qui peuvent être des atomes, des molécules, neurones, ou même des individus dans une société. Cette question peut avoir une réponse positive en faveur de beaucoup de classe de systèmes, si l'attention est basée sur les échanges qualitatifs sur les échelles macroscopiques, sur les échelles spatiales et temporelles entre ces éléments [65-66]. Parmi les nombreuses applications des méthodes et des concepts mathématiques de la synergétique, nous nous intéresserons à la théorie de la commande synergétique dans ce travail.

Dans ce chapitre, nous introduisons les principes de la théorie de cette commande et leur performance vérifiée par simulation dont la commande d'un système de puissance par cette approche de commande.

II.2. Principes de la commande synergétique:

La théorie de la commande synergétique est développée par le Prof. Anatoly Klesnikov et son équipe [67]. Celle-ci est une nouvelle tendance dans le domaine du contrôle, basée sur les principes d'auto-organisation orientée et sur l'utilisation des propriétés dynamiques des systèmes non linéaires. La commande synergétique est une technique de contrôle assez proche de la commande par mode glissant dans le sens où l'on force le système considéré à évoluer avec une dynamique pré-choisie par le concepteur. Elle en diffère dans le fait que la commande y est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système. Récemment cette théorie a été appliquée avec succès dans le domaine des commandes de l'électronique de puissance. Son application à un convertisseur élévateur a été présentée [46], et quelques aspects pratiques concernant la simulation et le hardware ont été discutés [47,68] et parmi les applications pratiques réussies figure le chargement de batteries [49]. Cette nouvelle approche ne requiert pas la linéarisation du modèle et emploie explicitement un modèle non linéaire pour la synthèse de la commande. La synthèse de la commande synergétique dans le cas général est passée en revue dans la section suivante.

II.2.1. Synthèse de la commande synergétique :

Considérons le système dynamique non-linéaire SISO de dimension n qui peut être décrit par l'équation non linéaire suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, u, t) \quad (\text{II.1})$$

Où x représente le vecteur d'état du système et u représente le vecteur de commande.

Dans le cas simple, la première étape dans la conception d'une commande synergétique réside dans la formation d'une macro-variable définie en fonction des variables d'état du système sous forme de relations algébriques entre ces variables qui reflètent les caractéristiques des exigences de la conception. Cette macro-variable peut être définie sous forme d'une combinaison linéaire des variables d'état du système. Elle détermine les propriétés de transition du système (II.1) à partir d'un état initial quelconque vers un état d'équilibre désiré. Le nombre de macro-variables n'excédant pas le nombre de variables à contrôler [46,68]. Soit :

$$\Psi = \psi(x, t) \quad (\text{II.2})$$

Où Ψ est la macro-variable et $\psi(x, t)$ une fonction définie par l'utilisateur. Chaque macro-variable Ψ , présente une nouvelle contrainte sur le système dans l'espace d'état, ainsi son ordre réduit d'une unité, en le forçant à évoluer vers une stabilité globale à l'état désiré $\Psi = 0$.

L'objectif de la commande synergétique est de forcer le système à évoluer sur le domaine choisi au préalable par le concepteur $\Psi = 0$ d'où:

$$\psi(x, t) = 0 \quad (\text{II.3})$$

Les caractéristiques de la macro-variable peuvent être choisies par le concepteur, selon les paramètres de commande, le temps de réponse, limitations de la commande, etc.... La macro-variable peut être une combinaison linéaire simple des variables d'état, et elle est forcée d'évoluer d'une façon désirée exprimée par une contrainte appelée dans la littérature de la théorie de la commande synergétique, l'équation fonctionnelle [46,68,69], qui a la forme générale suivante :

$$T \dot{\psi} + \psi = 0 \quad T > 0 \quad (\text{II.4})$$

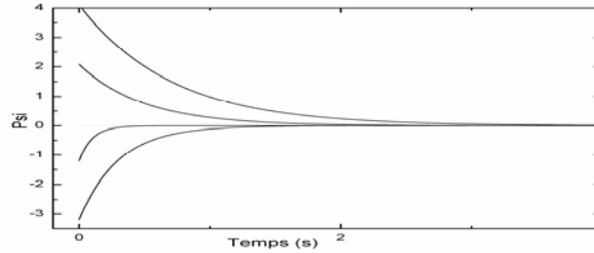


Figure.II.1.Représentation graphique de la solution de l'équation fonctionnelle pour de différentes conditions initiales.

La solution de l'équation (II.4) donne la fonction suivante :

$$\psi (t) = \psi_0 e^{-t/T} \quad (\text{II.5})$$

Comme le montre la figure.II.1, la macro-variable $\psi(t)$ converge vers l'attracteur ou le collecteur (la manifold) $\psi = 0$ pour des conditions initiales différentes de ψ_0 , où t représente le temps et T un paramètre de contrôle qui indique la vitesse de convergence du système en boucle fermée vers le domaine indiqué [70-73].

En tenant compte de la chaîne de la différentiation qui est donnée par :

$$\frac{d\psi(x,t)}{dt} = \frac{d\psi(x,t)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (\text{II.6})$$

La substitution de (II.1) et de (II.2) dans (II.4) permet d'écrire :

$$T \frac{d\psi(x,t)}{dx} f(x,u,t) + \psi(x,t) = 0 \quad (\text{II.7})$$

En résolvant l'équation (II.7) pour u , la loi de commande est alors exprimée comme suit:

$$u = g(x, \psi(x,t), T, t) \quad (\text{II.8})$$

À partir de l'équation (II.8), on s'aperçoit que la commande dépend non seulement des variables d'état du système, mais également de la macro-variable et du paramètre de contrôle T . En d'autres termes, le concepteur peut choisir les caractéristiques du contrôleur en choisissant une macro-variable appropriée et un paramètre de contrôle spécifique T . Dans la synthèse du contrôleur synergétique montré ci-dessus, il est clair que celui-ci agit sur le système non linéaire et une linéarisation ou une simplification du modèle n'est pas nécessaire comme c'est souvent le cas pour les approches commande traditionnelle.

Par un choix approprié des macro-variables, le concepteur peut obtenir les caractéristiques intéressantes suivantes pour le système final [36,70] :

- Stabilité globale
- Insensibilité vis-à-vis des paramètres
- Suppression de bruit.

Il est intéressant de noter que la loi de la commande synergétique garantit la stabilité globale sur le domaine choisi. Il est à noter qu'une fois la contrainte (II.4) est satisfaite le système y est assujéti et le restera malgré les éventuelles variations des paramètres. Cette propriété d'invariance aux perturbations est partagée par la technique de commande en mode glissant lors du glissement des trajectoires sur la surface de glissement. Un exemple d'application est donné dans la section suivante afin d'illustrer la simulation de la mise en œuvre d'un contrôleur synergétique.

II.3. Stabilisateur synergétique d'un système de puissance

Dans cette section nous présentons la première utilisation d'un stabilisateur synergétique appliqué à un système de puissance qui est introduit dans [36], dont la théorie de la commande synergétique a été appliquée à une machine synchrone liée à un jeu de barre infini par un transformateur et doté de deux régulateurs *AVR* et *PSS*. Le modèle de ce système est représenté par la figure (II.2)

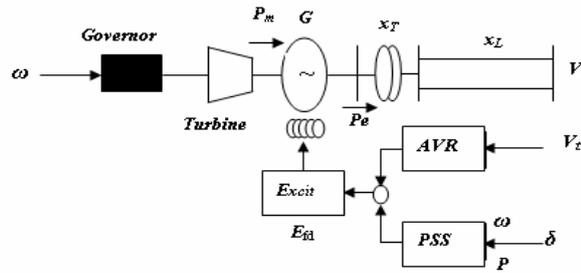


Fig.II.2. Représentation d'une machine synchrone et de ses réglages [36]

Dans certains cas, la tension d'excitation E_{fd} d'une machine synchrone peut être donnée par l'équation (II.9) [36] :

$$E_{fd}(t) = k_e (V_R(t) + u_{pss}(t)) \quad (II.9)$$

Où k_e est le gain de l'excitatrice, V_R la tension de sortie du régulateur (*AVR*) décrit par l'équation (II.10).

$$\dot{V}_R(t) = \frac{1}{T_a} (K_a (V_{ref} - V_t(t)) - V_R(t)) \quad (II.10)$$

Dans ce cas, la dynamique \dot{E}'_q de la tension transitoire de la machine peut être donnée par :

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d0}} [k_e (V_R(t) + u_{pss}(t)) - E'_q(t) - I_d(t)(x_d - x'_d)] \quad (II.11)$$

Dans cette application on admit que la puissance mécanique transmise à la machine synchrone est constante. Les entrées de ce contrôleur sont la variation de vitesse angulaire $\Delta\omega = (\omega - \omega_0)$, et la variation de la puissance électrique $\Delta P = (P_e - P_m)$. Donc la synthèse

synergétique stabilisant le système de puissance commence par définir une macro-variable donnée par l'équation suivante :

$$\psi = k_1 (\omega - \omega_0) + (P_e - P_m) \quad (\text{II.12})$$

Où k_1 est un constant permettant la combinaison linéaire entre les entrées de contrôleur et la macro-variable ψ doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T_1 \dot{\psi} + \psi = 0 \quad T_1 > 0 \quad (\text{II.13})$$

T_1 est un paramètre de contrôle spécifique qui indique la vitesse de convergence de la macro-variable (II.12) vers la manifold $\psi = 0$. On peut avoir :

$$k_1 \dot{\omega} + \dot{P}_e = -\frac{1}{T_1} [k_1 (\omega - \omega_0) + (P_e - P_m)] \quad (\text{II.14})$$

La dérivation de P_e donne :

$$\dot{P}_e = \frac{V_s}{x'_{ds}} \dot{E}'_q \sin(\delta) + \left(\frac{E'_q V_s}{x'_{ds}} \cos(\delta) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \cos(2\delta) \right) \dot{\delta} \quad (\text{II.15})$$

En substituant l'équation (II.15) dans l'équation (II.14), nous obtenons :

$$k_1 \dot{\omega} + \frac{V_s}{x'_{ds}} \dot{E}'_q \sin(\delta) + \left(\frac{E'_q V_s}{x'_{ds}} \cos(\delta) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \cos(2\delta) \right) \dot{\delta} = -\frac{\psi}{T_1} \quad (\text{II.16})$$

Et en substituant les équations (§I.2), (§I.3), (§I.5) et (II.11) dans l'équation (II.16), on obtient la loi de commande synergétique donnée par la l'équation (II.17):

$$\begin{aligned} u_{pss} = & -\frac{1}{k_e} E'_q - \frac{E'_q - V_s \cos(\delta)}{k_e x'_{ds}} (x_d - x'_d) + V_R \\ & + \frac{T'_{d0} \omega_0}{k_e \sin(\delta)} \left(\frac{E'_q V_s}{x'_{ds}} \cos(\delta) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \cos(2\delta) \right) \Delta\omega \\ & + \frac{T'_{d0} k_1 x'_{ds}}{k_e V_s \sin(\delta)} \frac{1}{2H} [\Delta P + D \Delta\omega] \\ & - \frac{T'_{d0} x'_{ds}}{k_e V_s \sin(\delta)} \frac{\psi}{T_1} \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

L'expression de u_{pss} est l'action de commande nécessaire pour le stabilisateur synergétique de système de puissance. La loi de commande (II.17) force la trajectoire de la variable d'état à satisfaire l'équation (II.13). Selon cette équation, la trajectoire converge vers la manifold $\psi = 0$ avec une constante de temps T_1 . Afin d'étudier l'efficacité du stabilisateur non linéaire proposé, la simulation numérique a été effectuée sur le système de puissance montré dans la figure.II.2. Les paramètres de système sont donnés dans le tableau II.1.

II.3.1. Résultat de simulation

Tableau II.1. Paramètres du système de puissance .

Machine synchrone				Système d'excitation AVR		Stabilisateur de puissance conventionnel CPSS			
H	6	x_q	1.01	T_a	0.05	K_{pss}	3	τ_3	0.01
D	0.02	x_L	0.1 pu	K_a	50	τ_1	0.01	τ_4	0.076
x_d	2.19	x_T	0.1 pu	E_{fd_Max}	7	τ_2	0.076	τ_w	10
x'_d	0.18	T'_{d0}	4.14	E_{fd_Min}	-2	u_{pss_Max}	0.2	u_{pss_Min}	-0.2

Dans la simulation, un certain nombre de perturbations sont employées pour examiner le système où nous avons considéré les deux scénarios suivants :

Scénario 1: un court circuit triphasé.

Scénario 2: un changement de la puissance mécanique P_m

Dans chaque perturbation, le stabilisateur de puissance synergétique **SPSS** proposé a été comparé avec un stabilisateur de puissance conventionnel **CPSS** et sans stabilisateur de puissance **NPSS**. La sortie de chaque stabilisateur **SPSS** et **CPSS** a été limitée de ± 0.1 pu. Ainsi, le gain d'amplification de l'excitatrice est $k_e = 1$ et les paramètres du contrôleur synergétique sont : $T_1 = 0.02119$ et $k_1 = -0.8003$, les paramètres du **CPSS** sont également donnés dans le tableau II.1.

Dans les conditions de fonctionnement initiales $\delta_0 = 40.25^\circ$, $P_m = 0.9$ pu et $E'_q = 1.1523$ pu les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

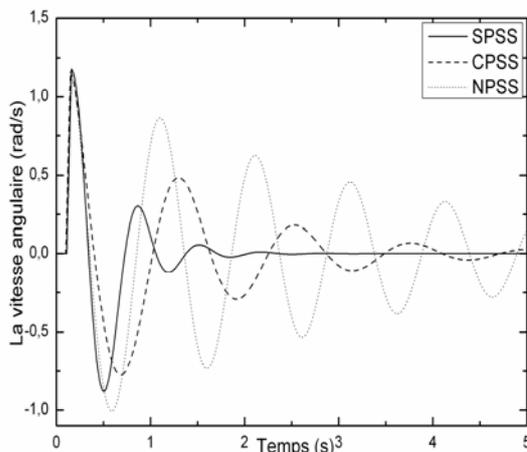


Figure.II.3. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario)

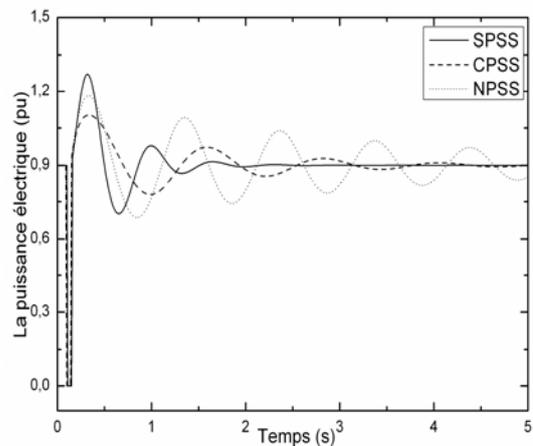


Figure.II.4. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario)

Scénario 1: le système est soumis à une perturbation provenant d'un court-circuit triphasé sur le jeu de barre infini à l'instant $t = 0.2$ sec avec une durée de 0.06 sec. Les réponses de la

vitesse angulaire, la puissance électrique, la tension terminale et le signal de sortie du stabilisateur (*CPSS* et *SPSS*) sont représentés sur les figures. II (3 à 6).

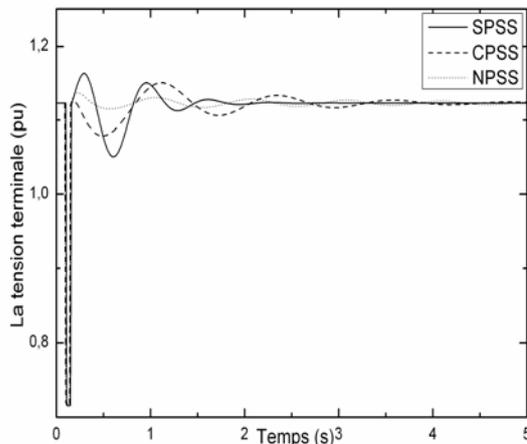


Figure.II.5. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario)

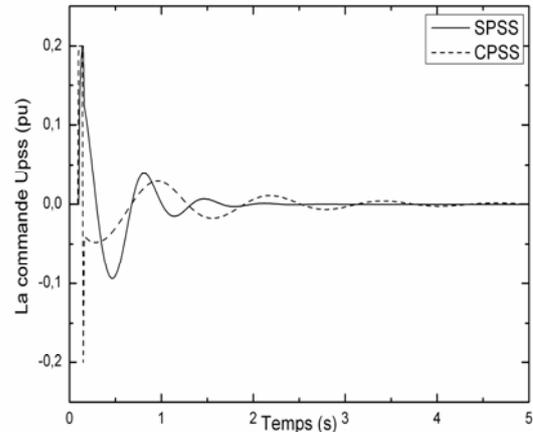


Figure.II.6. Variation de signal de commande *CPSS* et *SPSS* (1^{er} scénario)

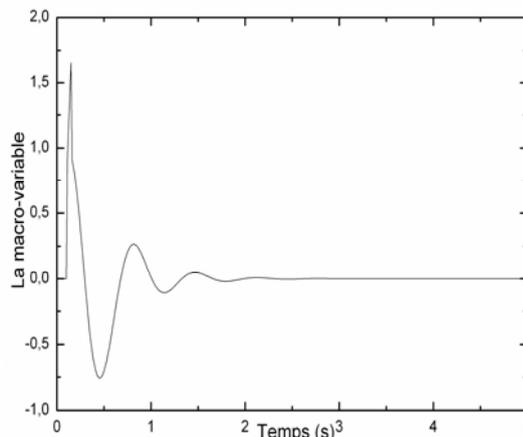


Figure.II.7. Variation de la macro variable (1^{er} scénario)

Durant le défaut la tension terminale diminue à une valeur proche de $0.3 pu$ et la puissance électrique diminue jusqu'à zéro. On constate sur les résultats de simulations après élimination de défaut que les réponses du système de puissance à une grande oscillation sans stabilisateur (*NPSS*), oscillatoire amortie avec le stabilisateur conventionnel (*CPSS*), mais avec un temps de réponse lent (plus de 5 secs) et le stabilisateur synergétique (*SPSS*) montre une amélioration dans la suppression des oscillations avec un temps de réponse court (2.5 secs). La figure.II.7 montre que la macro-variable atteint la valeur zéro où elle a satisfait la condition de stabilité décrite par l'équation (II.13).

Scénario 2 : Un changement de la puissance mécanique de $+0.2 pu$ est produite à l'instant $t = 0.2 sec$. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures II (8 à 11).

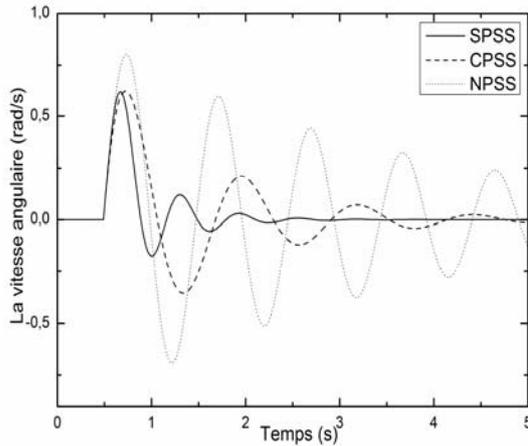


Figure.II.8. Variation de la vitesse angulaire (2^{ème} scénario)

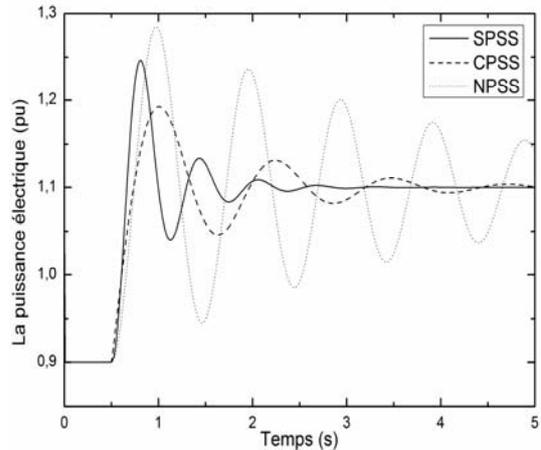


Figure.II.9. Variation de la puissance électrique (2^{ème} scénario)

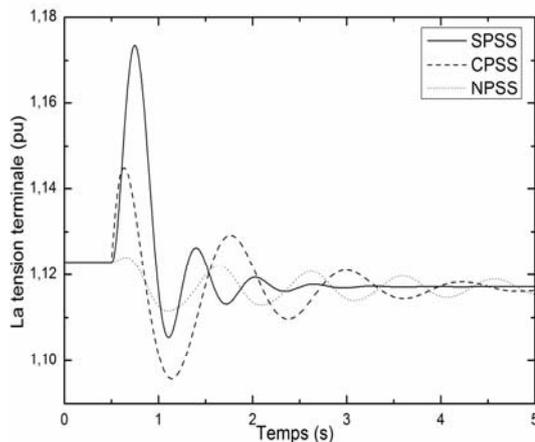


Figure.II.10. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)

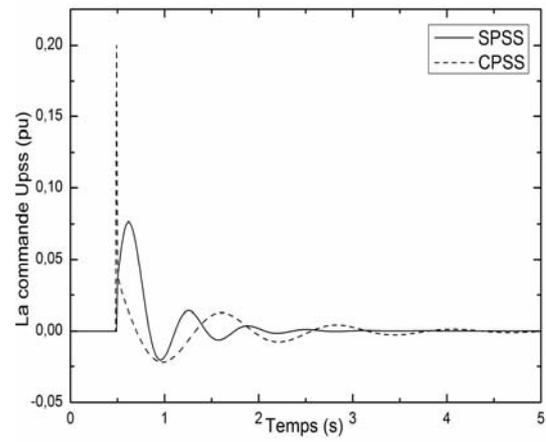


Figure.II.11. Variation de signal de commande CPSS et SPSS (2^{ème} scénario)

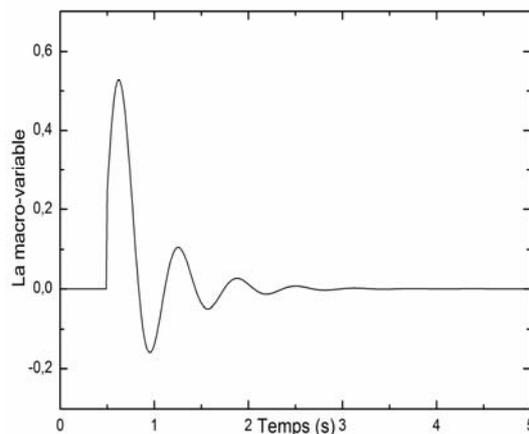


Figure.II.12. Variation de la macro variable (2^{ème} scénario)

D'après les résultats de simulation, le système de puissance a changé de point de fonctionnement comme indiqué dans la figure.II.9. Ce changement provoque des oscillations dans les réponses du système sans stabilisateur (*NPSS*). Le stabilisateur proposé (*SPSS*) est plus efficace que le stabilisateur *CPSS*, du fait qu'il a amorti et annulé les oscillations du système de puissance considéré avec un temps de réponse rapide.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit le concept de la commande synergétique et illustré son utilisation à travers la simulation de la commande d'un système puissance.

L'intérêt majeur d'un stabilisateur synergétique réside d'une part dans la simplicité de mise en œuvre de ce stabilisateur et d'autre part il montre une haute performance pour assurer la stabilité du système de puissance dans les diverses perturbations. Cependant, cette technique ne peut être utilisée que pour ce système de puissance non linéaire considéré, dont le modèle dynamique est parfaitement connu. . Pour pallier à ce genre de problèmes, nous utilisons les stabilisateurs synergétique flous qui seront décrits dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III
CONCEPTION D'UN STABILISATEUR
ADAPTATIF FLOU
ET
ADAPTATIF FLOU SYNERGETIQUE

III.1. Introduction :

La plupart des systèmes physiques sont non linéaires et complexes, et ne peuvent être facilement modélisés mathématiquement. D'autre part, le traitement mathématique des systèmes non linéaires n'est pas très commode dans la théorie de la commande moderne. Il est possible par exemple qu'un système non linéaire soit linéarisé autour de points de fonctionnement tel que la théorie de commande linéaire bien développée puisse être appliquée dans la région locale avec une facilité apparente [74-75]. Dans ce cas, l'ensemble des modèles mathématiques linéaires peut être intégré dans un modèle global qui est équivalent au système non linéaire et qui devrait être considéré pendant le contrôle de ce système [76-77]. Cependant, la nécessité d'atteindre d'assez bonnes performances dans des domaines de fonctionnement relativement larges impose la prise en compte de la dynamique globale non linéaire des processus dans la synthèse de la commande. De plus, ces techniques ne peuvent être utilisées que pour des systèmes non linéaires dont les modèles dynamiques sont parfaitement connus. Cependant, la complexité et la présence de fortes non-linéarités, dans certains cas, ne permettent pas d'avoir une compensation exacte de ces non-linéarités et ainsi obtenir les performances de poursuite désirées. De plus, la connaissance du modèle est indispensable, ce qui est généralement très difficile. Pour contourner ce problème, l'approximation du modèle ou de la loi de commande peut être une alternative. Dans ce contexte, plusieurs commandes adaptatives pour des systèmes non linéaires dans la commande ont été présentées dans la littérature où l'approximation est assurée soit par un système flou ou un réseau de neurones [78-83].

Plusieurs méthodes de conception de la commande adaptative floue ont été introduites classées généralement en deux classes principales [82-83] à savoir la commande adaptative directe qui utilise les systèmes flous comme des régulateurs et la commande adaptative indirecte qui utilise les systèmes flous pour modéliser le processus préalablement à l'élaboration de la commande. Les systèmes adaptatifs flous ont l'avantage d'être efficaces malgré l'absence de modèle mathématique et permettent que les informations linguistiques données par l'expert soient incorporées directement à l'aide des règles floues dans la conception du contrôleur.

À l'instar de la commande adaptative floue et en se basant sur les travaux relatifs à cette technique, nous développons dans ce chapitre la mise en œuvre d'une commande adaptative floue synergétique. On utilisera les systèmes flous pour approximer la dynamique des systèmes de puissance. La stabilité du système en boucle fermée est assurée par la synthèse de

Lyapunov au sens que tous les signaux soient bornés et les paramètres du contrôleur ajustés par des lois d'adaptation.

III.2. Stabilisateur adaptatif flou indirect d'un système de puissance :

La procédure de conception d'un stabilisateur flou adaptatif indirect pour un système de puissance est bien explicitée dans plusieurs travaux [86-89].

Dans un premier temps, nous considérons les variables d'état du système de puissance considéré comme suit :

$$x_1 = \Delta\omega = (\omega - \omega_0) \quad (III.1)$$

$$x_2 = \Delta P = (P_e - P_m) \quad (III.2)$$

Où $\Delta\omega$ représente la variation de la vitesse angulaire exprimée en (pu) et ΔP la puissance d'accélération exprimée en (pu).

Mathématiquement il est possible de représenter la machine synchrone par les équations non linéaires suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \alpha x_2 \\ \alpha \dot{x}_2 &= f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2) u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (III.3)$$

Ou, encore

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= f(x, \dot{x}/\alpha) + g(x, \dot{x}/\alpha) u \\ y &= x \end{aligned} \quad (III.4)$$

Où : $\alpha = \frac{1}{2H}$ et H est un paramètre constant de la machine appelé constante d'inertie,

$\underline{x} = [x, \dot{x}/\alpha]^T = [x_1, x_2]^T \in \mathfrak{R}^2$ est le vecteur d'état du système et peut être mesuré, $y \in \mathfrak{R}$ sa sortie, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaires continues et inconnues, u est le signal de commande qui est la sortie du stabilisateur [86-89]. L'équation (III.3) représente le système de puissance durant le régime transitoire après une grande perturbation produite dans le système. On admet que la puissance mécanique P_m transmise à la machine synchrone est constante.

Les deux fonctions non linéaires $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont reliées par l'équation suivante [93]:

$$\dot{P}_e = 2H [f(\underline{x}) + g(\underline{x}) u] \quad (III.5)$$

Les études de simulation montrent qu'un changement positif de la commande u provoque un changement positif de \dot{P}_e , c'est-à-dire $\dot{P}_e > 0$ quand $u > 0$ [86-89]. Ceci signifie que la fonction non linéaire $g(x_1, x_2)$ peut être considérée comme une fonction positive d'où :

$$\forall x_1, x_2 \in \mathbb{R}^2 : g(x) > 0 \quad (\text{III.6})$$

L'objectif de la commande est de forcer la sortie du système y à suivre un signal de référence borné y_m , sous la contrainte que tous les signaux impliqués soient bornés. Pour cela on détermine une commande par retour d'état et une loi d'adaptation pour ajuster le vecteur de paramètres tel que les conditions suivantes soient satisfaites [90-92]:

- i) le système en boucle fermée doit être stable et robuste dans le sens où toutes les variables soient uniformément bornées.
- ii) l'erreur de poursuite, $e = y - y_m$ doit être la plus petite possible sous les contraintes définies dans (i).

Dans le reste de cette section, la procédure pour construire un contrôleur adaptatif flou indirect est discutée. Cette approche a été présentée par le travail de Wang [90-92]. La même approche a été employée avec quelques modifications pour l'adapter à la conception d'un stabilisateur du système de puissance [90-92].

Si les fonctions $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont connues, pour atteindre les objectifs de commande, la loi de commande suivante est une solution :

$$u^* = \frac{1}{g(\underline{x})} [-f(\underline{x}) + \ddot{y}_m(t) + \underline{c}^T \underline{e}] \quad (\text{III.7})$$

Où $\underline{e} = [e \ \dot{e}]^T$, et le vecteur $\underline{c} = [c_1 \ c_2]^T \in \mathbb{R}^2$ est choisi de manière que toutes les racines du polynôme $s^2 + c_1 s + c_2 = 0$ appartiennent au demi-plan gauche. En remplaçant la commande (III.7) dans le système (III.4) nous obtenons la dynamique de l'erreur suivante :

$$\ddot{e} + c_1 \dot{e} + c_2 e = 0 \quad (\text{III.8})$$

Ce qui implique que $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ ce qui est l'objectif principal de la commande.

La loi de commande (III.7) du système (III.3) peut être facilement implantée si $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont parfaitement connues. Ces fonctions étant généralement variables et connues que de façon imprécise, le but est de les approximer par des systèmes flous. La nouvelle loi de commande est alors :

$$u_c = \frac{1}{\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)} \left[-\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f) + \ddot{y}_m - \underline{c}^T \underline{e} \right] \quad (\text{III.9})$$

Où $\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)$ et $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ sont les approximations floues de f et g avec les vecteurs de paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ respectivement.

Afin d'obtenir des lois d'adaptation telles que $\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)$ et $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ convergent vers $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ respectivement, la procédure suivante est réalisée :

En ajoutant $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)u_c$ aux deux membres (III.3), et en utilisant l'équation (III.9), on obtient :

$$\ddot{\underline{e}} = -\underline{c}^T \underline{e} + [f(\underline{x}) - \hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)] + [g(\underline{x}) - \hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)]u_c \quad (\text{III.10})$$

Vu que $\dot{\underline{e}} = [\dot{\underline{e}} \ \ddot{\underline{e}}]^T$, l'équation (III.10) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\underline{e}} = -A_c \underline{e} + \underline{b}_c \left([f(\underline{x}) - \hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)] + [g(\underline{x}) - \hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)]u_c \right) \quad (\text{III.11})$$

où :

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c_1 & -c_2 \end{bmatrix}, \quad \underline{b}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Puisque A_c est une matrice stable ($|sI - A_c| = s^2 + c_1s + c_2$ est Hurwitz), il existe une matrice symétrique définie positive P qui satisfait l'équation de Lyapunov [74]:

$$A_c^T P + P A_c = -Q \quad (\text{III.13})$$

Où Q est une matrice arbitraire définie positive.

A partir des approximations floues, nous proposons des lois de commande avec leurs lois d'adaptation pour atteindre les objectifs de commande et garantir la bornitude de tous les signaux du système en boucle fermée. Les systèmes flous [90-94] sont utilisés pour identifier en ligne les fonctions $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$. Ces systèmes sont définis comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{f}(\underline{x} / \underline{\theta}_f) &= \sum_{l=1}^m \theta_{fl} \xi_{fl}(\underline{x}) \\ &= \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}_f(\underline{x}) \\ &= \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}(\underline{x}) \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{aligned} \hat{g}(\underline{x} / \underline{\theta}_g) &= \sum_{l=1}^m \theta_{gl} \xi_{gl}(\underline{x}) \\ &= \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}_g(\underline{x}) \\ &= \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}(\underline{x}) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Où $\underline{\xi}_f(x)$ et $\underline{\xi}_g(x)$ sont les vecteurs de fonctions floues de base, $\underline{\theta}_f = [\theta_{f1}, \dots, \theta_{fm}]^T$ et $\underline{\theta}_g = [\theta_{g1}, \dots, \theta_{g2}]^T$ sont les vecteurs de paramètres ajustés.

Les systèmes flous sont caractérisés par une seule fonction floue de base ce qui nous permet d'obtenir les estimations \hat{f} et \hat{g} simultanément, ceci implique que $\underline{\xi}_f(x) = \underline{\xi}_g(x)$. Dans le développement de la commande, les fonctions floues de base seront données par :

$$\xi_l(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)} \quad (\text{III.16})$$

Où $\underline{\xi}(x) = [\xi_1(x) \dots \xi_m(x)]^T$ constitue la fonction floue de base, $l = 1, \dots, m$, m est le nombre des règles floues utilisées et n représente le nombre des entrées utilisées.

On définit alors l'erreur d'approximation minimale par l'expression suivante:

$$w = [f(x) - \hat{f}(x / \underline{\theta}_f^*)] + [g(x) - \hat{g}(x / \underline{\theta}_g^*)] u_c \quad (\text{III.17})$$

Où $\underline{\theta}_f^*$ et $\underline{\theta}_g^*$ sont respectivement les paramètres optimaux de $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ satisfont :

$$\underline{\theta}_f^* = \arg \min_{\underline{\theta}_f \in \Omega_f} \left[\sup_x |f(x) - \hat{f}(x / \underline{\theta}_f)| \right] \quad (\text{III.18})$$

$$\underline{\theta}_g^* = \arg \min_{\underline{\theta}_g \in \Omega_g} \left[\sup_x |g(x) - \hat{g}(x / \underline{\theta}_g)| \right] \quad (\text{III.19})$$

Où Ω_f et Ω_g sont des ensembles de contraintes pour $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ respectivement, spécifiés par l'expert. Ces ensembles sont définis comme :

$$\Omega_f = \left\{ \underline{\theta}_f : \left| \underline{\theta}_f \right| \leq M_f \right\} \quad (\text{III.20})$$

$$\Omega_g = \left\{ \underline{\theta}_g : \left| \underline{\theta}_g \right| \leq M_g \right\} \quad (\text{III.21})$$

Où M_f et M_g sont des constantes positives spécifiées par l'expert aussi.

Notons que les paramètres optimaux $\underline{\theta}_f^*$ et $\underline{\theta}_g^*$ sont des constantes artificielles inconnues introduites uniquement pour faire l'étude théorique de la stabilité de l'algorithme de commande. En fait, la connaissance de leurs valeurs n'est pas nécessaire pour l'implantation des lois de commandes adaptatives.

Alors, l'équation de l'erreur (III.10) peut être réécrite comme :

$$\dot{e} = A_c e + b_c \left[(\hat{f}(x / \underline{\theta}_f^*) - \hat{f}(x / \underline{\theta}_f)) + (\hat{g}(x / \underline{\theta}_g^*) - \hat{g}(x / \underline{\theta}_g)) - u_c + w \right] \quad (\text{III.22})$$

Si on choisit \hat{f} et \hat{g} de la forme (III.14) et (III.15), on peut récrire l'équation (III.22) comme suit :

$$\dot{\underline{e}} = A_c \underline{e} + \underline{b}_c \underline{\phi}_f^T \underline{\xi}(x) + \underline{b}_c \underline{\phi}_g^T \underline{\xi}(x) u_c + \underline{b}_c w \quad (\text{III.23})$$

$$\underline{\phi}_f = \underline{\theta}_f^* - \underline{\theta}_f \quad (\text{III.24})$$

$$\underline{\phi}_g = \underline{\theta}_g^* - \underline{\theta}_g \quad (\text{III.25})$$

Où $\underline{\phi}_f$ et $\underline{\phi}_g$ correspondent aux erreurs d'estimation paramétrique.

Maintenant, on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}^T P \underline{e} + \frac{1}{2\gamma_1} \underline{\phi}_f^T \underline{\phi}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \underline{\phi}_g^T \underline{\phi}_g \quad (\text{III.26})$$

Où, γ_1 et γ_2 sont des constantes positives. En prenant compte l'équation (III.23), la dérivée de

V par rapport au temps est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w + \frac{\underline{\phi}_f^T}{\gamma_1} (\gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) + \dot{\underline{\phi}}_f) + \\ & \frac{\underline{\phi}_g^T}{\gamma_2} (\gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) u_c + \dot{\underline{\phi}}_g) \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Nous utilisons $\dot{\underline{\phi}}_f = -\dot{\underline{\theta}}_f$ et $\dot{\underline{\phi}}_g = -\dot{\underline{\theta}}_g$, l'équation (III.27) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w + \frac{\underline{\phi}_f^T}{\gamma_1} (\gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) - \dot{\underline{\theta}}_f) + \\ & \frac{\underline{\phi}_g^T}{\gamma_2} (\gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) u_c - \dot{\underline{\theta}}_g) \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Si on choisit les lois d'adaptation pour les vecteurs de paramètres ajustés $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ comme suit :

$$\dot{\underline{\theta}}_f = \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) \quad (\text{III.29})$$

$$\dot{\underline{\theta}}_g = \gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) u_c \quad (\text{III.30})$$

De l'équation (III.28), et en utilisant, les lois d'adaptation (III.29) et (III.30), nous obtenons :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w \quad (\text{III.31})$$

Pour construire les vecteurs de paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ appartenant aux ensembles de contraintes Ω_f et Ω_g , respectivement, les lois d'adaptation (III.29), (III.30) ne sont pas suffisantes. Pour résoudre ce problème, on utilise l'algorithme de projection des paramètres

[90-93]. Si les vecteurs de paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ appartiennent aux ensembles de contraintes Ω_f et Ω_g , respectivement, ou sont sur la limite de ces ensembles, mais se dirigent vers l'intérieur des ces ensembles, l'utilisation des lois d'adaptation (III.29) (III.30) sont suffisantes. Autrement (si les vecteurs des paramètres sont sur la limite des ensembles de contraintes, mais se dirigent vers l'extérieur de ces ensembles) on utilise l'algorithme de projection pour modifier les lois d'adaptation (III.39) et (III.30) de manière à ce que les vecteurs de paramètres demeurent dans les ensembles de contraintes. Les lois d'adaptation modifiées sont définies par :

$$\dot{\underline{\theta}}_f = \begin{cases} \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) & \text{si } \left(|\underline{\theta}_f| < M_f \right) \text{ ou } \left(|\underline{\theta}_f| = M_f \text{ et } \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}(x) \leq 0 \right) \\ \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) - \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \frac{\underline{\theta}_f \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}(x)}{|\underline{\theta}_f|^2} & \text{si } \left(|\underline{\theta}_f| = M_f \text{ et } \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}(x) > 0 \right) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

$$\dot{\underline{\theta}}_g = \begin{cases} \gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) u_c & \text{si } \left(|\underline{\theta}_g| < M_g \right) \text{ ou } \left(|\underline{\theta}_g| = M_g \text{ et } \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}(x) u_c \leq 0 \right) \\ \gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) u_c - \gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c u_c \frac{\underline{\theta}_g \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}(x)}{|\underline{\theta}_g|^2}, & \text{si } \left(|\underline{\theta}_g| = M_g \text{ et } \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}(x) u_c > 0 \right) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Théorème 1 :

Considérons le système non linéaire (III.3), soumis à l'action de la commande u_c , dont la dynamique f et g est approximée par \hat{f} et \hat{g} données par les systèmes flous (III.14) et (III.15) respectivement, avec les vecteurs paramètre $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ ajustées par les lois adaptatives modifiées (III.32) et (III.33). Alors, la loi de commande définie par (III.9) garantit la stabilité du système (III.3) en boucle fermée, et vérifie les propriétés suivantes :

- 1- les vecteurs de paramètres ajustés $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ sont bornés et vérifient : $|\underline{\theta}_f| \leq M_f$ et

$$|\underline{\theta}_g| \leq M_g \text{ pour tout } t \geq 0.$$

2-
$$\int_0^t |\underline{e}(\tau)|^2 d\tau \leq a + b \int_0^t |w(\tau)|^2 d\tau \quad (\text{III.34})$$

Pour tout $t \geq 0$, où a et b sont des constantes, et w est l'erreur d'approximation minimale définie par (III.17).

3- Si w dans (III.31) est carrée sommable (squared integrable), c'est-à-dire

$$\int_0^{\infty} |w(\tau)|^2 d\tau < \infty, \text{ alors } \lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0.$$

Remarque :

Dans le développement ci-dessous il n'est pas fait recours à aucun terme superviseur et les résultats de la stabilité asymptotique sont fournis en utilisant la théorie de Lyapunov.

Démonstration :

Pour démontrer que $|\underline{\theta}_f| \leq M_f$, considérons la fonction candidate suivante :

$$V_f = \frac{1}{2} \underline{\theta}_f^T \underline{\theta}_f \quad (III.35)$$

D'où

$$\dot{V}_f = \underline{\theta}_f^T \dot{\underline{\theta}}_f \quad (III.36)$$

Si la première ligne de (III.32) est vraie, (III.36) devient :

$$\dot{V}_f = \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\theta}_f^T \xi(\underline{x}) \leq 0 \quad (III.37)$$

Si la deuxième ligne de (III.32) est vraie, lorsque $|\underline{\theta}_f| = M_f$, on obtient :

$$\dot{V}_f = \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\theta}_f^T \xi(\underline{x}) - \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \frac{|\underline{\theta}_f|^2 \underline{\theta}_f^T \xi(\underline{x})}{|\underline{\theta}_f|^2} = 0 \quad (III.38)$$

De (III.37) et (III.38), on peut conclure que : $\dot{V}_f \leq 0$. On assure donc que $|\underline{\theta}_f| \leq M_f$ pour tout $t \geq 0$, est toujours vérifiée. On utilise le même raisonnement pour vérifier $|\underline{\theta}_g| \leq M_g$ pour tout $t \geq 0$.

Pour compléter la démonstration et établir la convergence asymptotique de la trajectoire d'erreur, nous avons besoin de montrer que $|\underline{e}(t)| \rightarrow 0$ quant $t \rightarrow \infty$. En utilisant l'équation (III.28), et les lois d'adaptations (III.32) et (III.33), il vient :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w \\ & + I_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \frac{\phi_f^T \underline{\theta}_f \underline{\theta}_f^T \xi(x)}{|\underline{\theta}_f|^2} \\ & + I_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c u_c \frac{\phi_g^T \underline{\theta}_g \underline{\theta}_g^T \xi(x)}{|\underline{\theta}_g|^2} \end{aligned} \quad (III.39)$$

Si les premières lignes de (III.32) et (III.33) sont vraies, alors $I_1 = 0$ et $I_2 = 0$, on obtient

$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w$, et si les deuxièmes lignes de (III.32) et (III.33) sont vraies, alors

$I_1 = 1$, $I_2 = 1$, et (III.39) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w \\ & + \underline{e}^T P \underline{b}_c \frac{\phi_f^T \underline{\theta}_f \underline{\theta}_f^T \xi(x)}{|\underline{\theta}_f|^2} \\ & + \underline{e}^T P \underline{b}_c u_c \frac{\phi_g^T \underline{\theta}_g \underline{\theta}_g^T \xi(x)}{|\underline{\theta}_g|^2} \end{aligned} \quad (III.40)$$

Quand $|\underline{\theta}_f| = M_f$, puisque $|\underline{\theta}_f^*| \leq M_f$, on a :

$$\begin{aligned} 2 \underline{\phi}_f^T \underline{\theta}_f & = 2 \left(\underline{\theta}_f^* - \underline{\theta}_f \right)^T \underline{\theta}_f \\ & = \left(|\underline{\theta}_f^*|^2 - |\underline{\theta}_f|^2 - |\underline{\theta}_f^* - \underline{\theta}_f|^2 \right) \leq 0 \end{aligned} \quad (III.41)$$

D'où :

$$\underline{e}^T P \underline{b}_c \frac{\phi_f^T \underline{\theta}_f \underline{\theta}_f^T \xi(x)}{|\underline{\theta}_f|^2} \leq 0 \quad (III.42)$$

De la même manière on peut démontrer que :

$$\underline{e}^T P \underline{b}_c u_c \frac{\phi_g^T \underline{\theta}_g \underline{\theta}_g^T \xi(x)}{|\underline{\theta}_g|^2} \leq 0 \quad (III.43)$$

A partir de l'analyse ci-dessus, (III.40) devient :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w \quad (III.44)$$

Qui peut être simplifiée :

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -\frac{\lambda_{Q_{\min}}-1}{2}|\underline{e}|^2 - \frac{1}{2}\left[|\underline{e}|^2 - \underline{e}^T P \underline{b}_c w + |P \underline{b}_c w|^2\right] + \frac{1}{2}|P \underline{b}_c w|^2 \\ &\leq -\frac{\lambda_{Q_{\min}}-1}{2}|\underline{e}|^2 + \frac{1}{2}|P \underline{b}_c w|^2\end{aligned}\quad (III.45)$$

Où $\lambda_{Q_{\min}}$ et la valeur propre minimale de Q . Par intégration des deux cotés de (III.45) et en supposant que $\lambda_{Q_{\min}} > 1$, après quelques simples manipulations, nous pouvons obtenir :

$$\int_0^t |\underline{e}(\tau)|^2 d\tau \leq \frac{2}{\lambda_{Q_{\min}}-1}\left[|V(0)| + |V(t)|\right] + \frac{1}{\lambda_{Q_{\min}}-1}|P \underline{b}_c|^2 \int_0^t |w(\tau)|^2 d\tau \quad (III.46)$$

En définissant :

$$a = \frac{2}{\lambda_{Q_{\min}}-1}\left[|V(0)| + |V(\infty)|\right] \quad (III.47)$$

$$b = \frac{1}{\lambda_{Q_{\min}}-1}|P \underline{b}_c|^2 \quad (III.48)$$

où a et b sont des constantes, l'équation (III.46) devient (III.34):

$$\int_0^t |\underline{e}(\tau)|^2 d\tau \leq a + b \int_0^t |w(\tau)|^2 d\tau \quad (III.49)$$

A partir de (III.34), si $w \in L_2$, nous avons $e \in L_2$ et $\dot{e} \in L_\infty$, parce que nous avons démontré que toutes les variables dans le coté droit de (III.22) sont bornées. Par conséquent l'utilisation du lemme de Barbalat [94], si $e \in L_2 \cap L_\infty$ et $\dot{e} \in L_\infty$, nous avons $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$.

III.3. Stabilisateur adaptatif flou synergétique d'un système de puissance

Dans cette section, la procédure de conception d'un stabilisateur adaptatif flou synergétique pour un système de puissance est expliquée dans le travail que nous avons mené et qui a fait l'objet d'une publication [95].

La synthèse synergétique stabilisant le système de puissance commence par définir une macro-variable donnée par l'équation suivante :

$$\psi = k x_1 + x_2 \quad (III.50)$$

Où k un constant permette la combinaison linéaire entre les entrées de contrôleur et ψ doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T \dot{\psi} + \psi = 0 \quad T > 0 \quad (III.51)$$

On peut avoir :

$$\begin{aligned}\dot{\psi} &= k \dot{x}_1 + \dot{x}_2 \\ &= \underline{K}^T \underline{x} + f(\underline{x}) + g(\underline{x})u\end{aligned}\quad (III.52)$$

On considère sans perte de généralités que, $\underline{K} = [0 \ \alpha k]^T$ et en substituant l'équation (III.52) dans l'équation (III.51), nous obtenons :

$$\underline{K}^T \underline{x} + f(\underline{x}) + g(\underline{x})u = -\frac{\psi}{T} \quad (\text{III.53})$$

Donc, la loi de commande synergétique est donnée par l'équation (III.54)

$$u = \frac{1}{g(\underline{x})} \left[-\underline{K}^T \underline{x} - f(\underline{x}) - \frac{\psi}{T} \right] \quad (\text{III.54})$$

Si les fonctions $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont parfaitement connues, la loi de commande (III.54) du système (III.3) peut être facilement implantée. Ces fonctions étant généralement inconnues, le but est alors de les approximer par des systèmes flous sous la forme d'équations (III.14) et (III.15). La loi de commande (III.54) devient alors:

$$u^* = \frac{1}{\hat{g}(\underline{x} | \underline{\theta}_g)} \left[-\underline{K}^T \underline{x} - \hat{f}(\underline{x} | \underline{\theta}_f) - \frac{\psi}{T} \right] \quad (\text{III.55})$$

La tâche suivante consiste à remplacer \hat{f} et \hat{g} par la formule spécifique des systèmes flous de la forme (III.14) et (III.15) respectivement, et de développer les lois d'adaptation pour ajuster les paramètres dans le but d'assurer la convergence du système en boucle fermée. Tout d'abord, on définit :

$$\hat{\underline{\theta}}_f = \arg \min_{\underline{\theta}_f \in Z_f} \left[\sup_z \left| \hat{f}(\underline{x} / \underline{\theta}_f) - f(\underline{x}) \right| \right] \quad (\text{III.56})$$

$$\hat{\underline{\theta}}_g = \arg \min_{\underline{\theta}_g \in Z_g} \left[\sup_z \left| \hat{g}(\underline{x} / \underline{\theta}_g) - g(\hat{x}) \right| \right] \quad (\text{III.57})$$

Où Z_f et Z_g sont des ensembles de contraintes pour θ_f et θ_g respectivement, spécifiés par l'expert. Ces ensembles sont définis comme :

$$Z_f = \left\{ \underline{\theta}_f : \left| \underline{\theta}_f \right| \leq M_f \right\} \quad (\text{III.58})$$

$$Z_g = \left\{ \underline{\theta}_g : \left| \underline{\theta}_g \right| \leq M_g \right\} \quad (\text{III.59})$$

Avec M_f et M_g sont des constantes positives spécifiées par l'expert.

On définit l'erreur d'approximation minimale par :

$$w' = f(\underline{x}) - \hat{f}(\underline{x} / \hat{\underline{\theta}}_f) + \left(g(\underline{x}) - \hat{g}(\underline{x} / \hat{\underline{\theta}}_g) \right) u^* \quad (\text{III.60})$$

$\hat{\underline{\theta}}_f$ et $\hat{\underline{\theta}}_g$ sont respectivement les paramètres optimaux de θ_f et θ_g , i.e., les valeurs des paramètres θ_f et θ_h minimisant l'erreur d'approximation w' .

L'équation (III.59) de la macro-variable peut être réécrite comme :

$$\begin{aligned}
 \dot{\psi} &= \underline{K}^T \underline{x} + f(\underline{x}) + g(\underline{x}) u^* + \hat{g}(\underline{x} / \underline{\theta}_g) u^* - \hat{g}(\hat{x} / \underline{\theta}_h) u^* \\
 &= \left[\left(f(\underline{x}) - \hat{f}(\underline{x} / \hat{\theta}_f) \right) + \left(g(\underline{x}) - \hat{g}(\hat{x} / \hat{\theta}_g) \right) u^* \right] - \frac{1}{T} \psi \\
 &\quad + \left[\hat{f}(\underline{x} / \hat{\theta}_f) - \hat{f}(\underline{x} / \underline{\theta}_f) \right] + \left(\hat{g}(\underline{x} / \hat{\theta}_g) - \hat{g}(\underline{x} / \underline{\theta}_g) \right) u^* \\
 &= w' + \left(\hat{\theta}_f^T - \underline{\theta}_f^T \right) \underline{\xi}(\underline{x}) + \left(\hat{\theta}_g^T - \underline{\theta}_g^T \right) \underline{\xi}(\underline{x}) u^* - \frac{1}{T} \psi
 \end{aligned} \tag{III.61}$$

Où $\underline{\xi}(\underline{x})$ est la fonction floue de base de la forme (III.16), et on définit les erreurs d'estimation paramétrique $\underline{\varphi}_f$ et $\underline{\varphi}_g$ comme suit :

$$\underline{\varphi}_f = \hat{\theta}_f - \underline{\theta}_f \tag{III.62}$$

$$\underline{\varphi}_g = \hat{\theta}_g - \underline{\theta}_g \tag{III.63}$$

Donc on peut récrire l'équation (III.61) sous la forme :

$$\dot{\psi} = w' - \frac{1}{T} \psi + \underline{\varphi}_f^T \underline{\xi}(\underline{x}) + \underline{\varphi}_g^T \underline{\xi}(\underline{x}) u^* \tag{III.64}$$

Maintenant, on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \left(\psi^2 + \frac{1}{r_1} \underline{\varphi}_f^T \underline{\varphi}_f + \frac{1}{r_2} \underline{\varphi}_g^T \underline{\varphi}_g \right) \tag{III.65}$$

Où, r_1 et r_2 sont des constantes positives, La dérivée de V par rapport au temps est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= \psi \dot{\psi} + \frac{1}{r_1} \underline{\varphi}_f^T \dot{\underline{\varphi}}_f + \frac{1}{r_2} \underline{\varphi}_g^T \dot{\underline{\varphi}}_g \\
 &= \psi \left(\underline{\varphi}_f^T \underline{\xi}(\underline{x}) + \underline{\varphi}_g^T \underline{\xi}(\underline{x}) u^* - \frac{1}{T} \psi + w' \right) + \frac{1}{r_1} \underline{\varphi}_f^T \dot{\underline{\varphi}}_f + \frac{1}{r_2} \underline{\varphi}_g^T \dot{\underline{\varphi}}_g \\
 &= \psi \underline{\varphi}_f^T \underline{\xi}(\underline{x}) + \psi \underline{\varphi}_g^T \underline{\xi}(\underline{x}) u^* + \frac{1}{r_1} \underline{\varphi}_f^T \dot{\underline{\varphi}}_f + \frac{1}{r_2} \underline{\varphi}_g^T \dot{\underline{\varphi}}_g + \psi \left(w' - \frac{1}{T} \psi \right) \\
 &= \frac{1}{r_1} \underline{\varphi}_f^T \left(r_1 \psi \underline{\xi}(\underline{x}) + \dot{\underline{\varphi}}_f \right) + \frac{1}{r_2} \underline{\varphi}_g^T \left(r_2 \psi \underline{\xi}(\underline{x}) u^* + \dot{\underline{\varphi}}_g \right) + \psi w' - \frac{1}{T} \psi^2
 \end{aligned} \tag{III.66}$$

Nous utilisons $\dot{\underline{\varphi}}_f = -\dot{\underline{\theta}}_f$ et $\dot{\underline{\varphi}}_g = -\dot{\underline{\theta}}_g$, l'équation (III.66) devient :

$$\dot{V} = \psi w' - \frac{1}{T} \psi^2 + \frac{1}{r_1} \underline{\varphi}_f^T \left(r_1 \psi \underline{\xi}(\underline{x}) - \dot{\underline{\theta}}_f \right) + \frac{1}{r_2} \underline{\varphi}_g^T \left(r_2 \psi \underline{\xi}(\underline{x}) u^* - \dot{\underline{\theta}}_g \right) \tag{III.67}$$

Si on choisit les lois d'adaptation suivantes :

$$\dot{\underline{\theta}}_f = r_1 \psi \underline{\xi}(\underline{x}) \tag{III.68}$$

$$\dot{\underline{\theta}}_g = r_2 \psi \underline{\xi}(\underline{x}) u^* \tag{III.69}$$

À partir des équations (III.67) ,(III.68) et (III.69) on aura :

$$\dot{V} \leq \psi w' - \frac{1}{T} \psi^2 \quad (III.70)$$

Pour construire les vecteurs de paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ appartenant aux ensembles de contraintes Z_f et Z_g , respectivement, les lois d'adaptation (III.68), (III.69) ne sont pas suffisantes. Pour résoudre ce problème, on utilise l'algorithme de projection des paramètres [90-93]. Si les vecteurs de paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ appartiennent aux ensembles de contraintes Z_f et Z_g , respectivement, ou sont sur la limite de ces ensembles, mais se dirigent vers l'intérieur des ces ensembles, l'utilisation des lois d'adaptation (III.68) et (III.69) sont suffisantes. Autrement (si les vecteurs des paramètres sont sur la limite des ensembles de contraintes, mais se dirigent vers l'extérieur de ces ensembles) on utilise l'algorithme de projection pour modifier les lois d'adaptation (III.68) et (III.69) de manière à ce que les vecteurs de paramètres demeurent dans les ensembles de contraintes. Les lois d'adaptation modifiées sont définies par :

$$\dot{\underline{\theta}}_f = \begin{cases} r_1 \psi \underline{\xi}(x) & \text{si } (|\underline{\theta}_f| < M_f) \text{ ou } (|\underline{\theta}_f| = M_f \text{ et } r_1 \psi \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}(x) \leq 0) \\ r_1 \psi \underline{\xi}(x) - r_1 \psi \frac{\underline{\theta}_f \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}(x)}{|\underline{\theta}_f|^2} & \text{si } (|\underline{\theta}_f| = M_f \text{ et } r_1 \psi \underline{\theta}_f^T \underline{\xi}(x) > 0) \end{cases} \quad (III.71)$$

$$\dot{\underline{\theta}}_g = \begin{cases} r_2 \psi \underline{\xi}(z) u^* & \text{si } (|\underline{\theta}_g| < M_g) \text{ ou } (|\underline{\theta}_g| = M_g \text{ et } r_2 \psi \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}(z) u^* \leq 0) \\ r_2 \psi \underline{\xi}(z) u^* - r_2 \psi u^* \frac{\underline{\theta}_g \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}(z) u^*}{|\underline{\theta}_g|^2} & \text{si } (|\underline{\theta}_g| = M_g \text{ et } r_2 \psi \underline{\theta}_g^T \underline{\xi}(z) u^* > 0) \end{cases} \quad (III.72)$$

Théorème 2 :

Considérons le système non linéaire (III.3) soumis à l'action de la commande u^* donnée par (III.55), dont la dynamique f et g est approximée par \hat{f} et \hat{g} données par les systèmes flous de la forme (III.14) et (III.15) respectivement, avec les vecteurs paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ ajustées par les lois adaptatives modifiées (III.71) et (III.72). Alors, la loi de commande définie par (III.55) garantit la stabilité du système (III.3) en boucle fermée, et vérifie les propriétés suivantes :

1- les vecteurs de paramètres ajustés $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_h$ sont bornés et vérifient : $|\underline{\theta}_f| \leq M_f$ et $|\underline{\theta}_h| \leq M_h$ pour tout $t \geq 0$.

$$2- \int_0^t |\psi(\tau)|^2 d\tau \leq a' + b' \int_0^t |w'(\tau)|^2 d\tau \quad (\text{III.73})$$

Pour tout $t \geq 0$, où a' et b' sont des constantes, et w' est l'erreur d'approximation minimale définie par (III.60).

3- Si w' dans (III.70) est carrée sommable (squared integrable), c'est-à-dire

$$\int_0^{\infty} |w(\tau)|^2 d\tau < \infty, \text{ alors } \lim_{t \rightarrow \infty} |\psi(t)| = 0.$$

Démonstration :

Pour prouver que $|\underline{\theta}_f| \leq M_f$ et $|\underline{\theta}_g| \leq M_g$, on utilise les lois d'adaptation modifiées données par (III.71) et (III.72), et exactement la même procédure que pour le *théorème 1*, nous pouvons démontrer que : $|\underline{\theta}_f| \leq M_f$ et $|\underline{\theta}_g| \leq M_g$.

Pour compléter la démonstration et établir la convergence asymptotique de la trajectoire d'erreur, nous avons besoin de montrer que $\psi \rightarrow 0$ quant $t \rightarrow \infty$.

De l'équation (III.67), nous utilisons les lois d'adaptation modifiées (III.71) et (III.72), il vient :

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \psi w' - \frac{1}{T} \psi^2 \\ &\leq |\psi| |w'| - \frac{1}{T} |\psi|^2 \end{aligned} \quad (\text{III.74})$$

Qui peut être écrite ainsi :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2T} |\psi|^2 - \frac{1}{2T} (|\psi| - T |w'|)^2 + \frac{T}{2} |w'|^2 \quad (\text{III.75})$$

Qui peut être simplifiée :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2T} |\psi|^2 + \frac{T}{2} |w'|^2 \quad (\text{III.76})$$

Par intégration des deux cotés de (III.76), et après quelques simples manipulations, nous pouvons obtenir :

$$\int_0^t |\psi(\tau)|^2 d\tau \leq 2T [V(0) + V(t)] + T^2 \int_0^t |w'(\tau)|^2 d\tau \quad (\text{III.77})$$

En définissant

$$a' = 2T \left[|V(0)| + |V(\infty)| \right] \quad (\text{III.78})$$

$$b' = T^2 \quad (\text{III.79})$$

Où a' et b' sont des constantes, l'équation (III.77) devient (III.73):

$$\int_0^t |\psi(\tau)|^2 d\tau \leq a' + b' \int_0^t |w'(\tau)|^2 d\tau \quad (\text{III.80})$$

A partir de (III.80), si $w' \in L_2$, nous avons $\psi \in L_2$ et $\dot{\psi} \in L_\infty$, parce que nous avons démontré que toutes les variables dans le coté droit de (III.61) sont bornées. Par conséquent l'utilisation du lemme de Barbalat [94], si $\psi \in L_2 \cap L_\infty$ et $\dot{\psi} \in L_\infty$, nous avons $\lim_{t \rightarrow \infty} |\psi(t)| = 0$, donc le système est stable et l'erreur converge asymptotiquement vers zéro.

Conclusion

Dans ce chapitre de notre travail, on a représenté un stabilisateur adaptatif flou et on a développé un stabilisateur adaptatif flou synergétique pour un système de puissance a des fonctions non linéaires et inconnues. On s'est basé sur les systèmes flous pour approximer ces fonctions qui sont utilisées pour la conception d'un contrôleur adaptatif flou synergétique. Les lois d'adaptations constituées à partir de la méthode directe de Lyapunov qui conduisent le système à la réponse désirée. Les procédures de conceptions de ce type de stabilisateur font l'objet du travail qu'on développera dans le chapitre suivant.

CHAPITRE IV

Résultats et Discussion

IV.1. Introduction

Le système de puissance étudié dans cette thèse est non linéaire et complexe. Il ne peut être facilement modélisé mathématiquement et difficile à commander à cause de la variété des modes d'oscillations que l'on y retrouve. Le rôle principal d'un stabilisateur est d'amortir correctement les oscillations d'un système de puissance. De manière plus précise, quelle que soit la perturbation qui apparaît sur le système, le stabilisateur doit être capable de maintenir la stabilité du système tout en assurant un bon amortissement des oscillations électromécaniques. Dans ce chapitre nous allons valider par simulation l'efficacité d'un stabilisateur de système de puissance (*PSS*) à base de la commande synergétique et la commande par la logique floue. On distingue plusieurs types de stabilisateurs dont les principaux sont: le stabilisateur de système de puissance à basse de la commande synergétique (*SPSS*), le stabilisateur de système de puissance à basse de la commande adaptative floue (*AFPSS*) et le stabilisateur de système de puissance à basse de la commande adaptative floue synergétique (*AFSPSS*). À cet effet, nous allons effectuer une série de trois tests qui consistent principalement en un court-circuit triphasé au jeu de barre infini, un changement de la puissance mécanique et un changement de la tension de référence.

IV.2. Mise en œuvre d'un stabilisateur de puissance adaptatif flou.

Nous rappelons que la procédure de conception d'un stabilisateur flou adaptatif d'un système de puissance [89] est donnée selon les étapes suivantes :

Étape 1 : Cette étape consiste à spécifier les coefficients du stabilisateur.

1. On prend : $c_1 = 1$ et $c_2 = 1$, sachant que les pôles de $s^2 + c_1s + c_2 = 0$ sont $s_1 = -0.5 - j\sqrt{3}/2$ et $s_2 = -0.5 + j\sqrt{3}/2$. D'autres valeurs de c_1 , c_2 sont possibles avec des pôles appartenant au demi-plan gauche donnant de bonnes caractéristiques d'amortissement.

2. On choisit (la matrice diagonale Q 2×2 définie positive) $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ et la résolution de l'équation de Lypunov qui donne la matrice symétrique P définie positive.

3. Les paramètres de conception sont de sorte que : $r_1 = 2$, $r_2 = 20$, $M_f = 3$ et $M_g = 100$.

Étape 2 : construction de la commande floue initiale.

1. On définit m_1 comme étant les ensembles flous $F_1^{k_1}$ pour l'entrée $\Delta\omega$ où $k_1' = 1, 2, \dots, m_1$ et m_2 les ensembles flous $F_2^{k_2}$ pour l'entrée ΔP où $k_2' = 1, 2, \dots, m_2$. Ici m_1 et m_2 sont choisis tel que $m_1 = m_2 = 5$. Les ensembles flous de l'entrée $\Delta\omega$ sont définis selon les fonctions

d'appartenances montrées dans la figure.IV.1, et les ensembles flous de l'entrée ΔP sont définis selon les fonctions d'appartenances montrées dans la figure.IV.2.

2. On construit la fonction de base floue exprimée par la forme suivante :

$$\xi^{(l_1, l_2)}(\underline{x}) = \frac{\mu_{F_1^{l_1}}(x_1)\mu_{F_2^{l_2}}(x_2)}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_2=2}^{m_2} \mu_{F_1^{l_1}}(x_1)\mu_{F_2^{l_2}}(x_2)} \tag{IV.1}$$

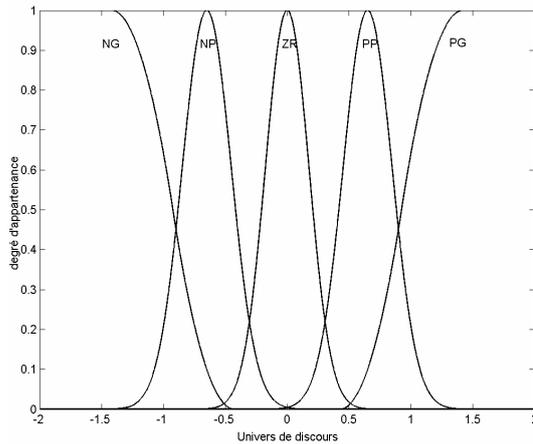


Figure.IV.1. Les fonctions d'appartenances pour l'entrée $\Delta\omega$

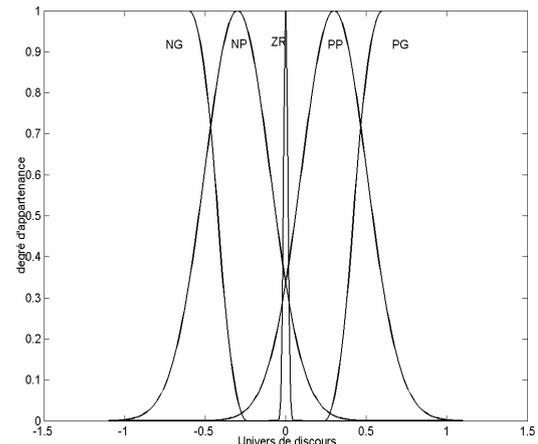


Figure.IV.2. Les fonctions d'appartenances pour l'entrée ΔP

3. La base des règles floues pour les systèmes flous $\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)$ et $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ constituée de $m_1 \times m_2$ règles et donnée de la forme suivante :

$$R_g^{(k_1, k_2)} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^{l_1} \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^{l_2}, \text{ THEN } \hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g) \text{ is } X^{(l_1, l_2)} \tag{IV.2}$$

4. On construit le vecteur $\underline{\theta}_g$ comme une collection des valeurs de $X^{(l_1, l_2)}$ dans le même ordre de $\xi(\underline{x})$, où $X^{(l_1, l_2)}$ est le centre de gravité de l'ensemble flou de sortie.

Dans notre exemple, la base des règles floues et le vecteur de paramètres $\underline{\theta}_g$ du système étudié, peuvent être construits à partir de la table IV.1 (les éléments de $\underline{\theta}_g$ sont en per unit et choisis positifs comme noté en (III.6).

Tableau. IV.1. Tableau de décision pour la construction du vecteur $\underline{\theta}_g$ pour l'estimation de $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ dans la conception du stabilisateur de puissance adaptatif flou [89]

θ_g	Puissance d'accélération (ΔP)					
		NG	NP	ZR	PP	PG
Déviation de vitesse ($\Delta\omega$)	NG	1	2	3	2	1
	NP	2	3	4	3	2
	ZR	3	4	5	4	3
	PP	2	3	4	3	2
	PG	1	2	3	2	1

Vu que l'on a pas assez d'informations sur $\hat{f}(x|\underline{\theta}_f)$, les valeurs initiales de $\underline{\theta}_f$ sont choisies nuls.

5. Les expressions des fonctions $\hat{f}(x|\underline{\theta}_f)$ et $\hat{g}(x|\underline{\theta}_g)$ sont données par les équations (§III.14) et (§III.15) respectivement. Le signal du stabilisateur est obtenu à partir de l'équation (§III.9).

Étape 3 :

1. Application du signal de contrôle au système de puissance.
2. On utilise les lois d'adaptation (§III.32) et (§III.33) expliquées dans le chapitre III, pour ajuster les vecteurs des paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$.

IV.2.1. Résultat de simulation :

Le système de puissance non linéaire montré dans le chapitre I est utilisé pour évaluer la technique de commande adaptative floue, et les paramètres de ce système sont mentionnés dans le tableau II.1 [89]. Trois types des perturbations sont utilisés pour examiner le système de puissance. Dans chacune, le stabilisateur de puissance adaptatif flou **AFPSS** a été comparé avec un stabilisateur de puissance conventionnel **CPSS** et sans stabilisateur de puissance **NPSS**.

Scénario 1: un court-circuit triphasé d'une durée de 0.06sec a été appliqué au système de puissance à l'instant $t = 0.2$ sec c. Pour différents points de fonctionnement, Les réponses du système sont illustrées sur les figures suivantes :

Cas1, *fonctionnement normal caractérisé par: $P_m = 0.9 pu$ et $Q_e = 0.3 pu$*

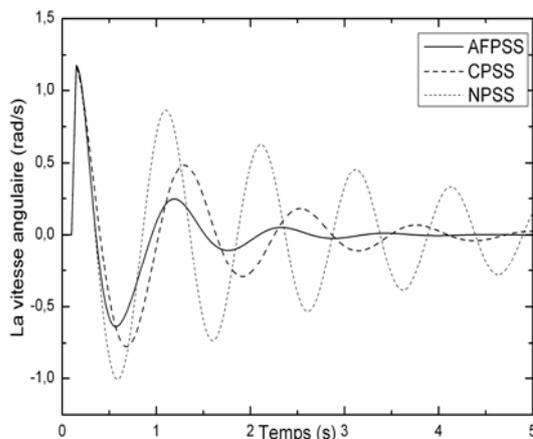


Figure.IV.3. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas1)

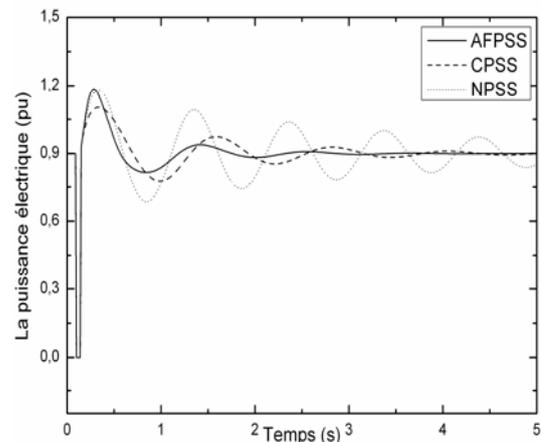


Figure.IV.4. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas1)

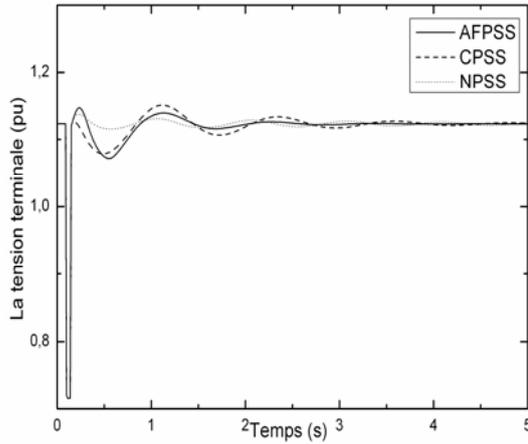


Figure.IV.5. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas1)

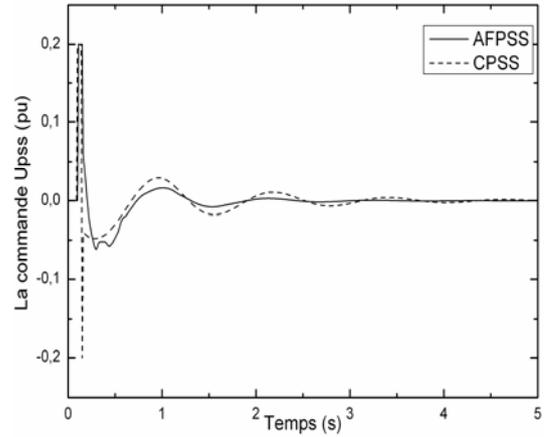


Figure.IV.6. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (1^{er} scénario cas1)

Cas2, Injection de la puissance réactive caractérisée par: $P_m = 0.9 pu$ et $Q_e = -0.3 pu$

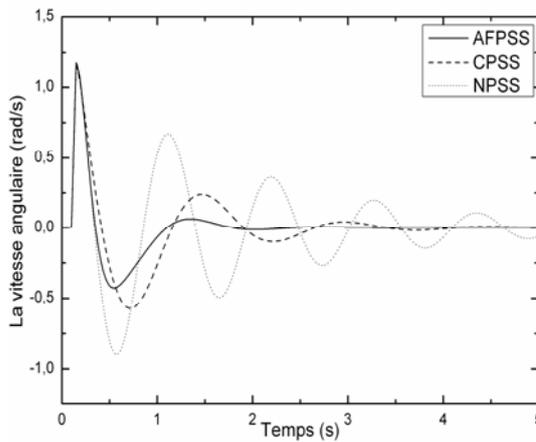


Figure.IV.7. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas2)

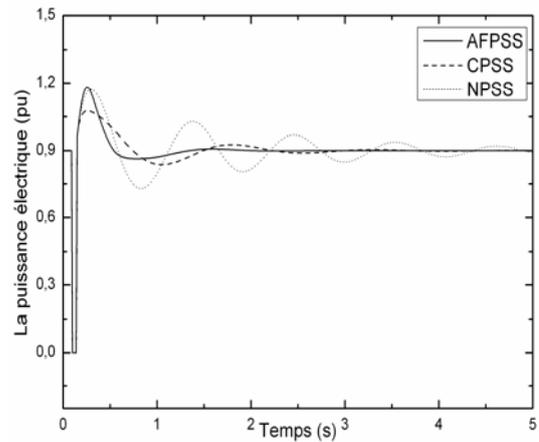


Figure.IV.8. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas2)

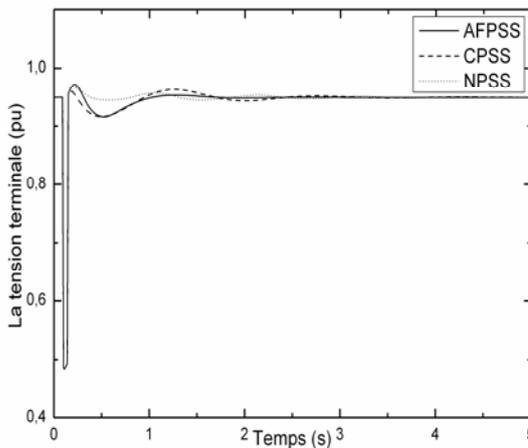


Figure.IV.9. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas2)

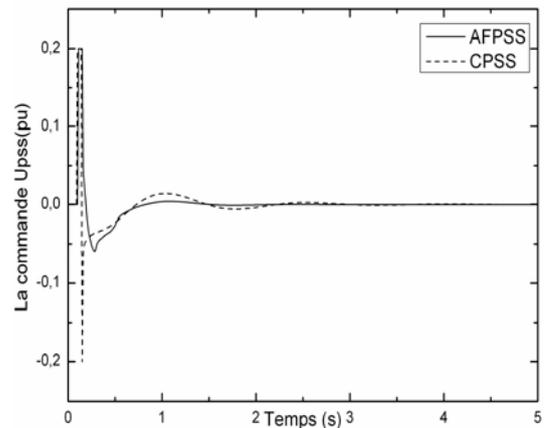


Figure.IV.10. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (1^{er} scénario cas2)

Cas 3, Charge réactive faible caractérisée par : $P_m = 0.4 pu$ et $Q_e = 0.1 pu$

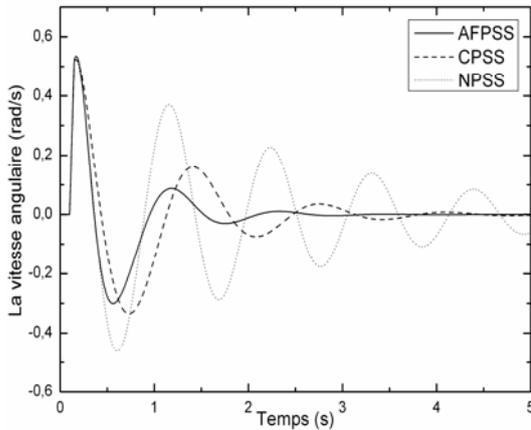


Figure.IV.11. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas3)

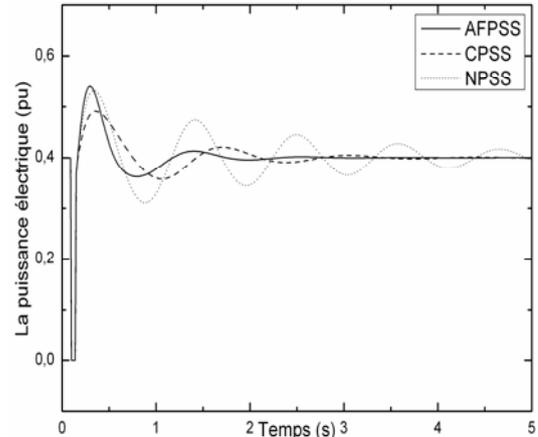


Figure.IV.12. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas3)

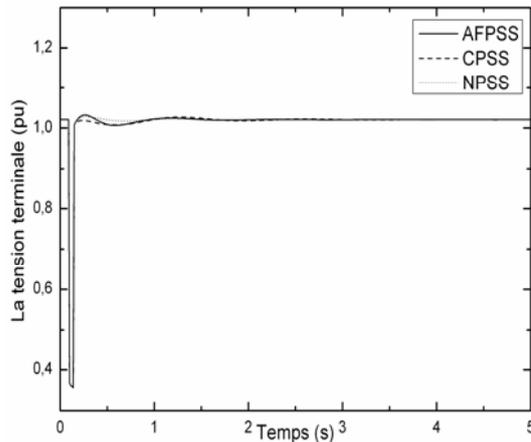


Figure.IV.13. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas3)

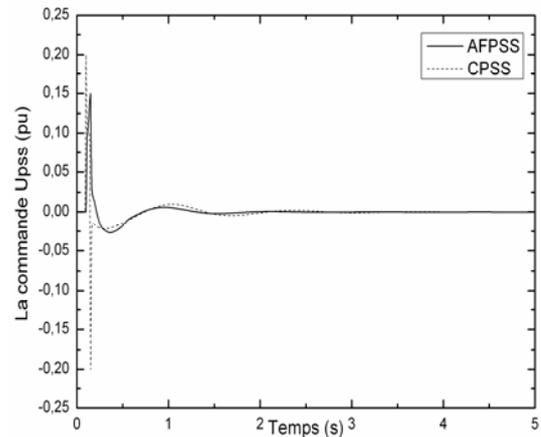


Figure.IV.14. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (1^{er} scénario cas3)

Dans ce scénario, on constate à travers les résultats de simulations après élimination de défaut que : - le stabilisateur *AFPSS* assure la stabilité du système de puissance avec un temps de réponse court par apport au stabilisateur conventionnel dans les points de fonctionnement cas1, cas2 et cas3.

Scénario 2 : à partir du point de fonctionnement normal, un changement de la puissance mécanique de $+0.2 pu$ est produite à l'instant $t = 0.5 sec$. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures suivantes :

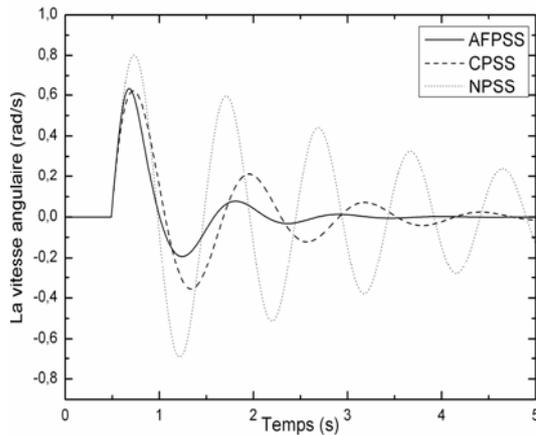


Figure.IV.15. Variation de la vitesse angulaire (2^{ème} scénario)

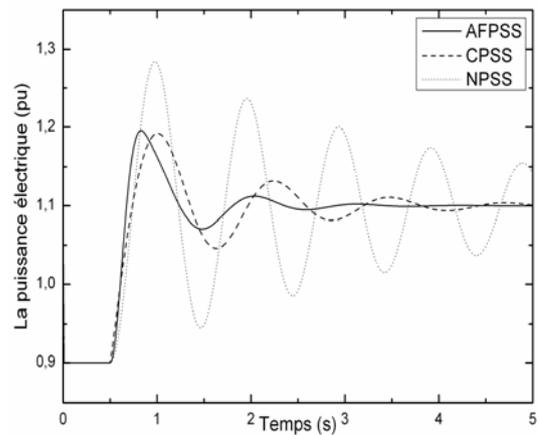


Figure.IV.16. Variation de la puissance électrique (2^{ème} scénario)

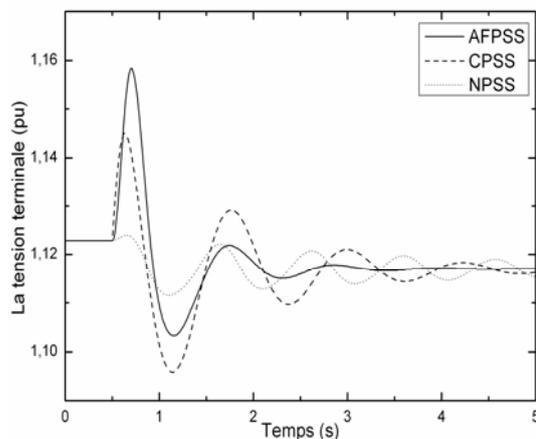


Figure.IV.17. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)

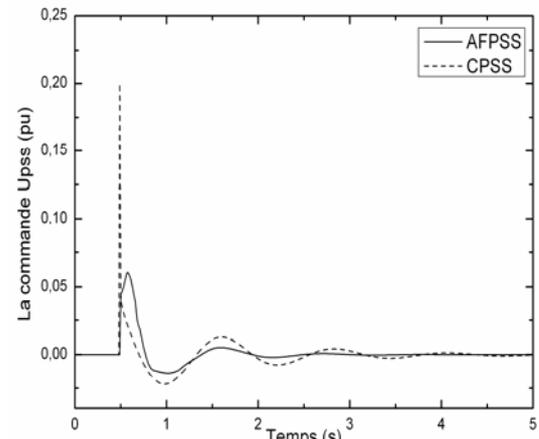


Figure.IV.18. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (2^{ème} scénario)

Scénario 3 : à partir du point de fonctionnement normal, un changement de la tension de référence $+0.1 pu$ est produite à l'instant $t = 0.5sec$. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures suivantes :

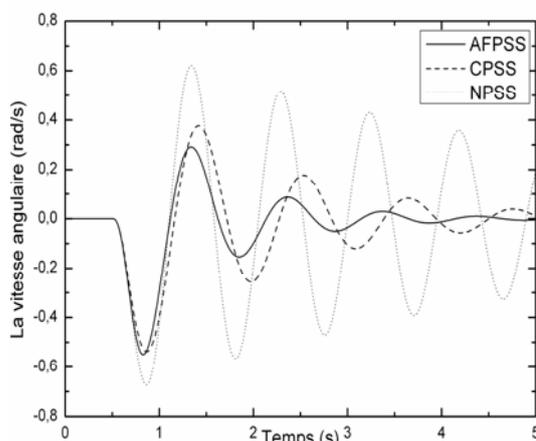


Figure.IV.19. Variation de la vitesse angulaire (3^{ème} scénario)

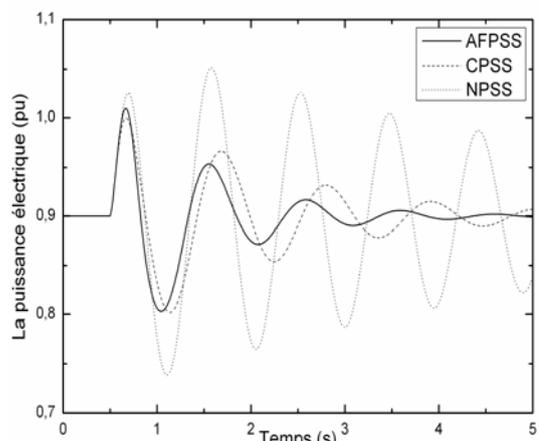


Figure.IV.20. Variation de la puissance électrique (3^{ème} scénario)

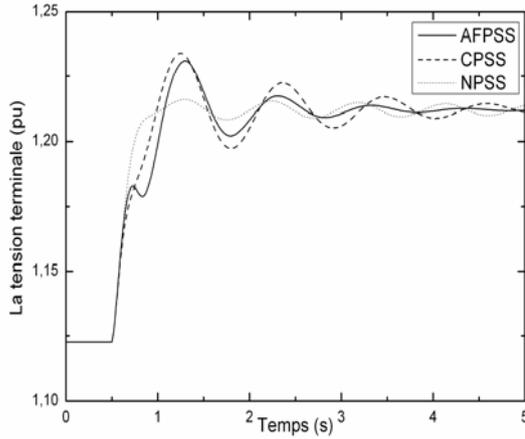


Figure.IV.21. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)

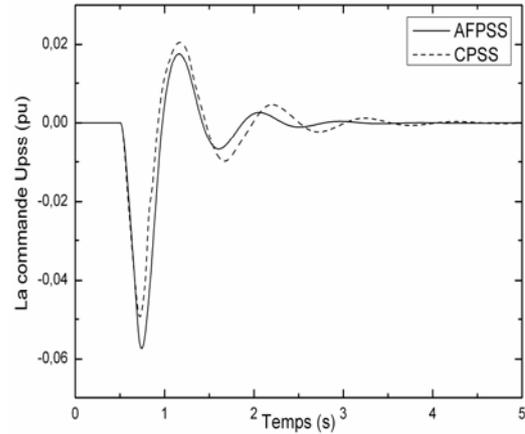


Figure.IV.22. Variation de signal de commande CPSS et AFPSS (2^{ème} scénario)

Le système de puissance change de point de fonctionnement dans les deux scénarios comme le montre les figures IV.(16,17,21). Ce changement remet le système de puissance instable sans stabilisateur *NPSS*. Les deux stabilisateurs (*AFPSS*) et (*CPSS*) rendent le système stable dans le nouveau point de fonctionnement où chacun des stabilisateurs a un temps de réponse inférieur par rapport à l'autre. Ceci est expliqué par : le stabilisateur (*AFPSS*) plus rapide que le stabilisateur (*CPSS*)

IV.3. Mise en œuvre d'un stabilisateur de puissance adaptatif flou synergétique

Dans cette section, la conception et l'application d'un stabilisateur de puissance adaptatif flou synergétique est expliquée [95]. Dans ce que suit-on introduit les étapes de la conception d'un stabilisateur adaptatif flou synergétique:

Étape 1' : Cette étape consiste à spécifier les coefficients du stabilisateur.

1. Les paramètres de conception : r_1, r_2, M_f et M_g sont choisis de la même manière que dans la section précédente.
2. les paramètres de contrôleur synergétique $T = 0.4012$ et $k = -2.0428$ sont obtenus par la méthode d'optimisation de l'essaim de particules, qui sera expliquée sous dessous.

Étape 2' : construction de la commande floue initiale.

1. les ensembles flous pour l'entrée $\Delta\omega$ et l'entrée ΔP sont choisis comme dans le cas de la section précédente. Elles sont aussi définies selon les fonctions d'appartenances montrées dans les figures IV. (1 et 2)
2. On construit la fonction de base floue exprimée par la forme suivante :

$$\xi^{(l_1, l_2)}(\underline{z}) = \frac{\mu_{F_1^{l_1}}(z_1)\mu_{F_2^{l_2}}(z_2)}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_2=2}^{m_2} \mu_{F_1^{l_1}}(z_1)\mu_{F_2^{l_2}}(z_2)} \quad (IV.3)$$

Pour le système de puissance étudié, la base des règles floues et le vecteur de paramètre $\underline{\theta}_g$ peuvent être construits à partir de la table IV.2 (les éléments de $\underline{\theta}_g$ sont en *p.u* et choisis positifs comme notés en (§III.6)).

Tableau. IV.2. Tableau de décision pour la construction du vecteur $\underline{\theta}_g$ pour l'estimation de $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ dans la conception du stabilisateur de puissance adaptatif synergétique flou. [95]

θ_g	Puissance d'accélération (ΔP)					
Déviation de vitesse ($\Delta\omega$)		NG	NP	ZR	PP	PG
	NG	0.6	1.2	1.2	1.2	0.6
	NP	1.2	1.8	2.4	1.8	1.2
	ZR	1.8	2.4	3	2.4	1.8
	PP	1.2	1.8	2.4	1.8	1.2
	PG	0.6	1.2	1.8	1.2	0.6

Vu que l'on a pas assez d'informations sur $\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)$, les valeurs initiales de $\underline{\theta}_h$ sont choisies nuls.

5. Les expressions des fonctions $\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)$ et $\hat{h}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ sont données par les équations (§III.14) et (§III.15) respectivement. Le signal du stabilisateur est obtenu à partir de l'équation (§III.55) donnée au chapitre III.

Étape 3' :

1. Application du signal de contrôle au système de puissance.
2. On utilise les lois d'adaptation expliquées (§III.71) et (§III.72) pour ajuster les vecteurs des paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$.

Avant de donner les résultats de simulation, nous présentons en bref la méthode d'optimisation par l'essaim de particules utilisé pour résoudre le problème du choix des paramètres de ce contrôleur (T et k).

IV.3.1. L'optimisation par l'essaim de particules

L'optimisation par essaim de particules (**PSO: Particle Swarm Optimisation**) est une technique évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Le degré d'optimalité est mesuré par une fonction fitness (aptitude) définie par l'utilisateur [96-98]. La **PSO** diffère des autres méthodes de calcul évolutionnaire de façon que les membres de la population appelés particules sont dispersés dans l'espace du problème [97-98]. Le comportement de l'essaim doit être décrit comme s'il s'agissait du comportement d'une seule particule. Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse

aléatoire. Les particules sont les individus et elles se déplacent dans l'espace de recherche. Ce processus est basé sur deux règles :

- ◆ Chaque particule est dotée d'une mémoire qui lui permet de mémoriser le meilleur point par lequel elle est déjà passée et elle a tendance à retourner vers ce point.
- ◆ Chaque particule est informée du meilleur point connu au sein de son voisinage et elle va tendre à aller vers ce point.

Le voisinage constitue la structure du réseau social. Les particules à l'intérieur d'un voisinage communiquent entre elles. La nouvelle position d'une particule est déterminée en fonction de sa propre valeur et de celle de ses voisines.

Soit $X_i(t)$ la position de la particule P_i au temps t sa position est modifiée en ajoutant une vitesse $V_i(t)$ à sa position courante. Les équations formalisant le mouvement d'une population composée de N particules sont données par [97-100] :

$$V_i(t+1) = w V_i(t) + \varphi_1 R_1(t) (X_{p_{bi}}(t) - X_i(t)) + \varphi_2 R_2(t) (X_{p_g}(t) - X_i(t)) \quad (\text{IV.4})$$

$$X_i(t+1) = X_i(t) + V_i(t) \quad (\text{IV.5})$$

Chaque particule P_i ($i = 1, 2, 3 \dots N$) dans l'essaim est caractérisée par :

- 1) Sa position courante $X_i(t)$, qui réfère à une solution candidate pour le problème d'optimisation considéré à l'itération t .
- 2) Sa vitesse $V_i(t)$
- 3) La meilleure position $X_{p_{bi}}(t)$ identifiée durant sa trajectoire antécédente. Soit $X_{p_g}(t)$ la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans la population. La position optimale est mesurée avec la fonction fitness définit suivant le problème d'optimisation.
- 4) $R_1(t)$ et $R_2(t)$ sont des variables aléatoires générées d'une distribution uniforme dans l'intervalle $[0, 1]$.
- 5) φ_1 et φ_2 sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs positions locales et globales.
- 6) L'inertie w est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale de l'essaim.

L'équation (IV.4) permet le calcul de la vitesse à l'itération $t+1$ pour chaque particule en combinant linéairement la position et la vitesse (à l'itération t) et les distances qui séparent la position courante de la particule de son antécédente meilleure position et la

meilleure position globale, respectivement. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation (IV.4). Les équations (IV.4) et (IV.5) sont itérées jusqu'à ce que la convergence est atteinte [97].

Notre objectif est de trouver les valeurs optimales des paramètres (T et k qui sont les particules) du stabilisateur proposé **AFSPSS** qui leur permettent d'obtenir un amortissement satisfaisant des oscillations électromécaniques. Pour répondre à ce but, nous avons choisi de minimiser la variation de la vitesse angulaire $\Delta\omega$ selon la fonction objective (*fitness*) définie par le critère suivant :

$$ITAE = \int_0^t t \cdot |\Delta\omega| dt \quad (IV.6)$$

Le critère *ITAE* est l'intégrale de l'erreur absolue pondérée par le Temps (*Integral Time multiplied by Absolute Error*). Puisque la valeur du critère *ITAE* est pondérée par le temps, l'erreur statique est fortement pénalisée : les systèmes à réponse très oscillatoires sont ainsi pénalisés. En règle générale, le système sera d'autant mieux réglé que le critère intégral choisi sera minimal.

VI.3.1.1. Mise en œuvre de l'algorithme PSO :

Pour avoir un stabilisateur de puissance adaptatif flou synergétique optimal, l'algorithme **PSO** est utilisé au même temps que les approximateurs flous. Les paramètres du stabilisateur optimisés assurent la convergence rapide de la macro-variable (ψ) et aussi les paramètres ajustables des systèmes flous (θ_f et θ_g). Les étapes pour optimiser ces paramètres sont les suivantes :

- 1- on initialise aléatoirement les paramètres (k et T) dans les contraintes suivantes :

$$-5 \leq k \leq -10^{-3}$$

$$10^{-3} \leq T \leq 1$$

- 2- À partir du point de fonctionnement normal, on soumet le système de puissance à un court-circuit triphasé d'une durée de 0.06 sec
- 3- on applique les étapes de la conception du stabilisateur adaptatif flou synergétique.
- 4- on détermine la valeur minimale de fonction *fitness* F , qui peut être formulée comme suit :

$$F(k_i, T_i) = \min(ITAE) \quad i = 1, 2, \dots, N_{\max} \quad (IV.7)$$

N_{\max} : L'itération maximale.

- 5- on renvoie la fonction *fitness* au programme de **PSO**.

- 6- le programme de *PSO*, évaluer la fonction F pour garder la meilleure valeur de k et T , vérifier l'itération actuelle par rapport à l'itération maximale pour relancer une nouvelle itération et modifier les valeurs de k et T au moyen des équations (IV.4) et (IV.5) pour aller à une autre itération.

Si l'itération courante devient égale à l'itération maximale la procédure s'arrête, sinon la procédure continue en revenant au point 2.

L'organigramme général de la conception du stabilisateur de puissance adaptatif flou synergétique optimal peut être illustré dans la figure (IV.23).

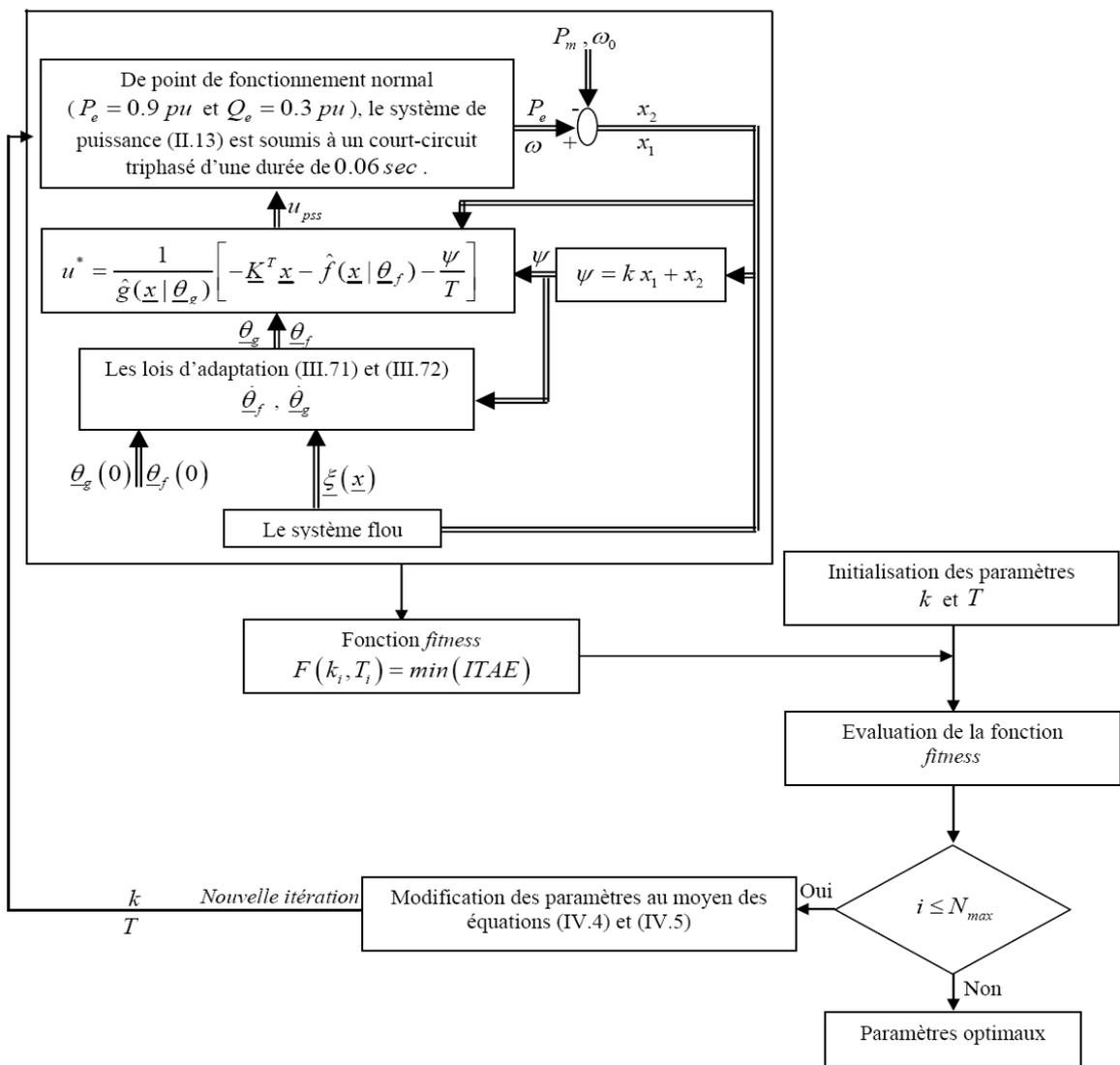


Figure (IV.23). Organigramme d'optimisation des paramètres du stabilisateur adaptatif flou synergétique

Les valeurs choisies des paramètres de PSO sont : $\varphi_1 = \varphi_2 = 0.1$, $N_{max} = 50$ et $w = 1$.

Après avoir appliqué l'algorithme d'optimisation *PSO*, les valeurs de k et T sont fixées à -2.0428 et 0.4012 respectivement.

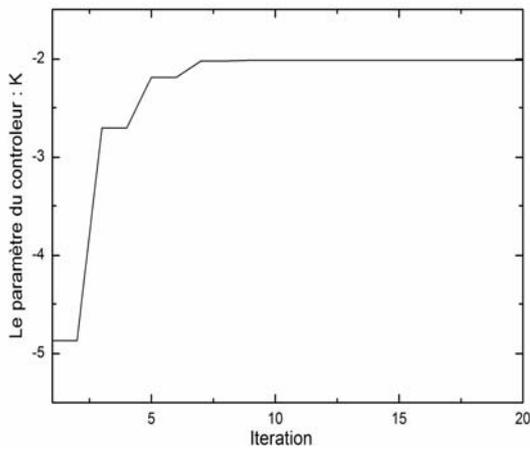


Figure.IV.24. Evolution du paramètre k

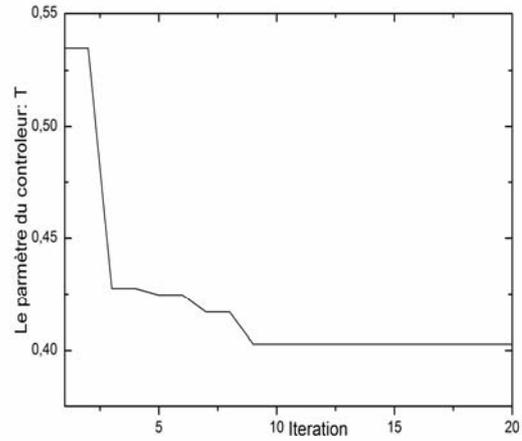


Figure.IV.25. Evolution du paramètre T

Ainsi, l'évolution de la fonction fitness est représentée par la figure (IV.25).

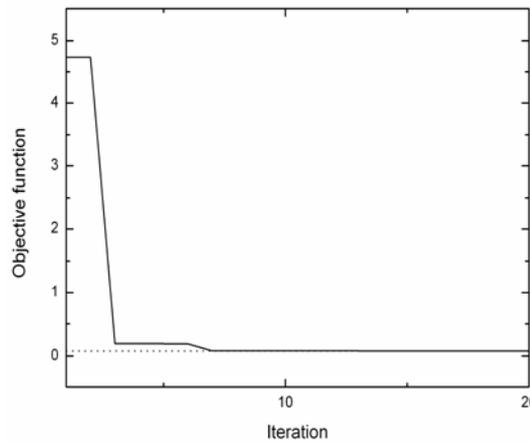


Figure.IV.26. Evolution de la fonction objective.

La fonction fitness atteint une valeur finie puisque l'écart de vitesse angulaire est réglé à zéro.

IV.3.2.Résultat de simulation :

On utilise le même système de puissance décrit dans la section IV.2.1 avec les paramètres illustrés dans le tableau IV.3.

Scénario 1: un court-circuit triphasé d'une durée de 0.06sec a été appliquée au système de puissance à l'instant $t = 0.2$ sec c. Pour différents points de fonctionnement, les réponses du système obtenues sont illustrées sur les figures suivantes :

Cas1, fonctionnement normal caractérisé par : $P_m = 0.9 pu$ et $Q_e = 0.3 pu$

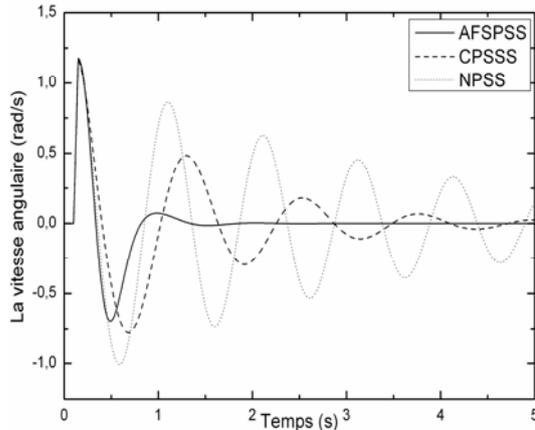


Figure.IV.27. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas1)

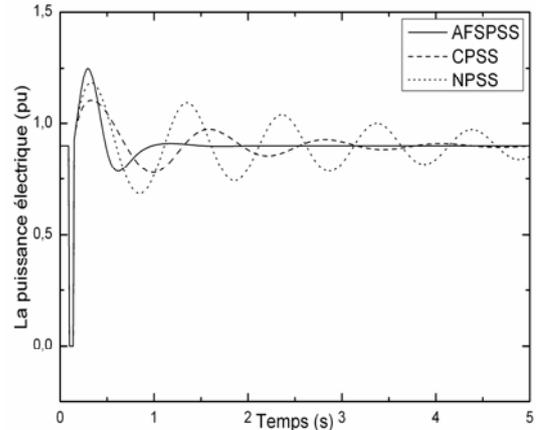


Figure.IV.28. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas1)

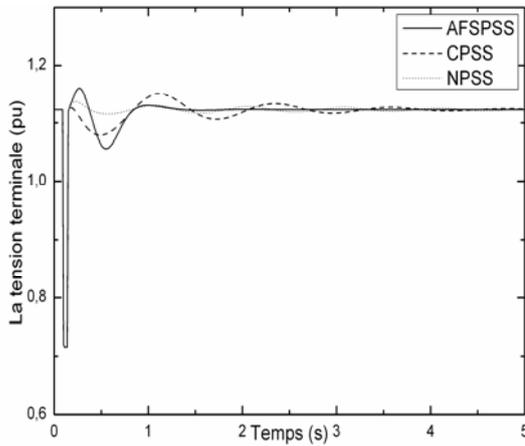


Figure.IV.29. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas1)

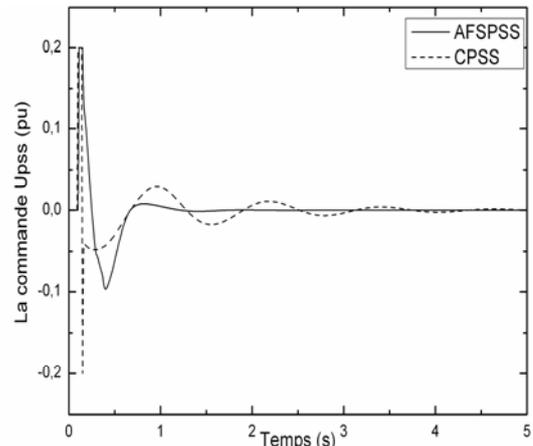


Figure.IV.30. Variation de signal de commande CPSS et AFSPSS (1^{er} scénario cas1)

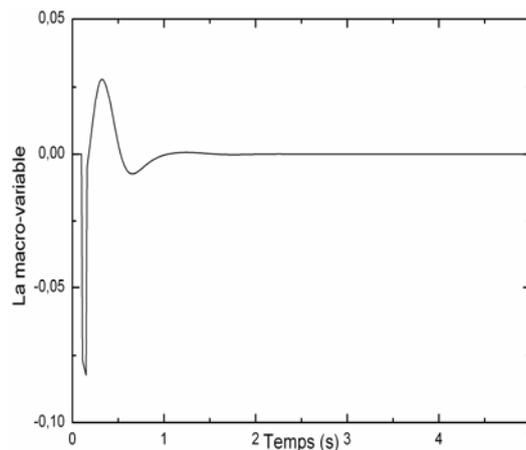


Figure.IV.31. Variation de la macro variable (1^{er} scénario cas1)

Cas2, Injection de la puissance réactive caractérisée par: $P_m = 0.9 pu$ et $Q_e = -0.3 pu$

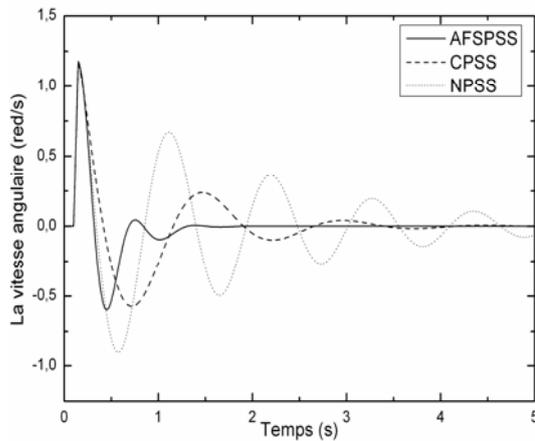


Figure.IV.32. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas2)

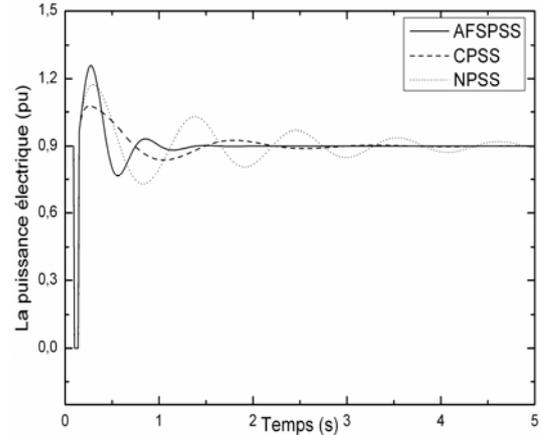


Figure.IV.33. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas2)

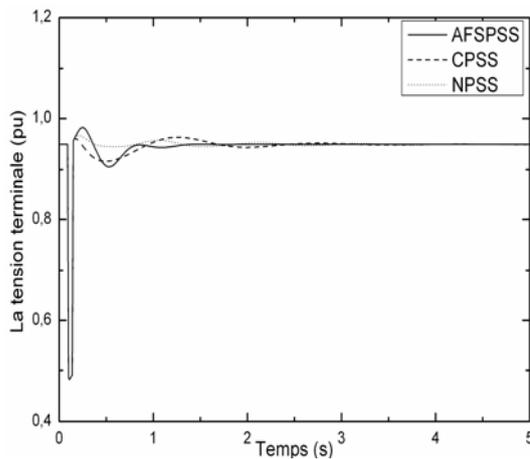


Figure.IV.34. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas2)

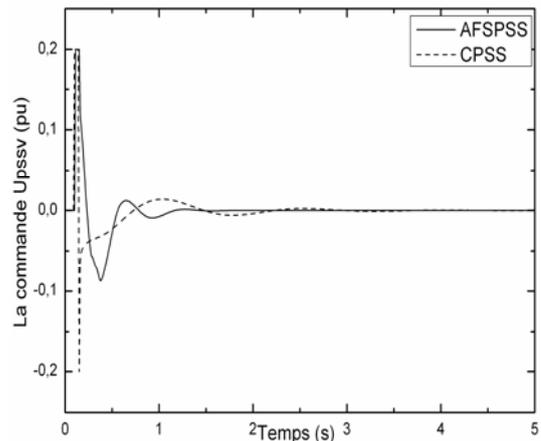


Figure.IV.35. Variation de signal de commande CPSS et AFSPSS (1^{er} scénario cas2)

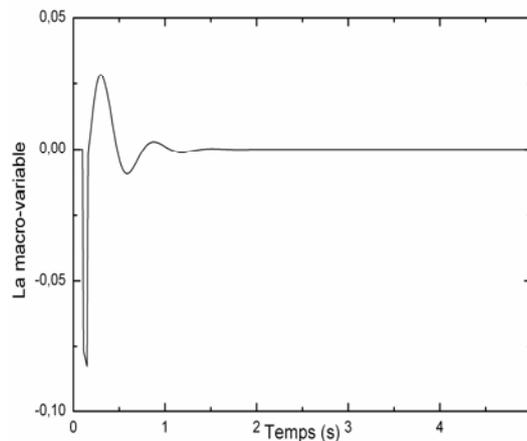


Figure.IV.36. Variation de la macro variable (1^{er} scénario cas2)

Cas 3, Charge réactive faible caractérisée par: $P_m = 0.4 pu$ et $Q_e = 0.1 pu$

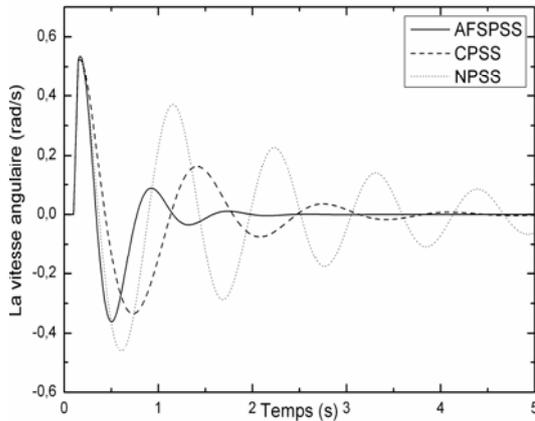


Figure.IV.37. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas3)

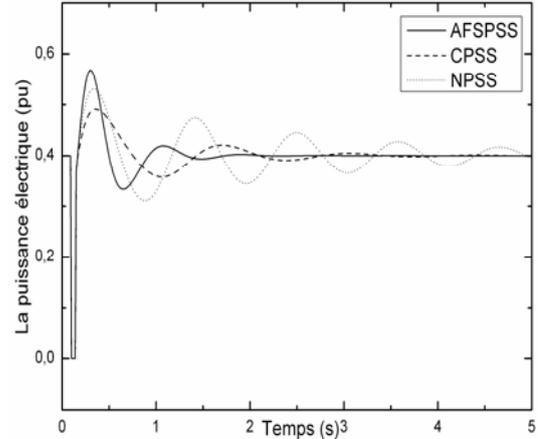


Figure.IV.38. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas3)

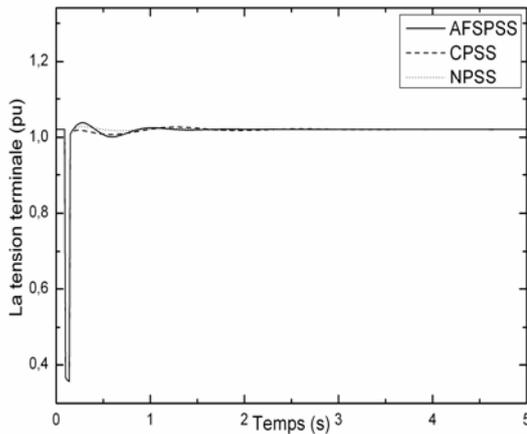


Figure.IV.39. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas3)

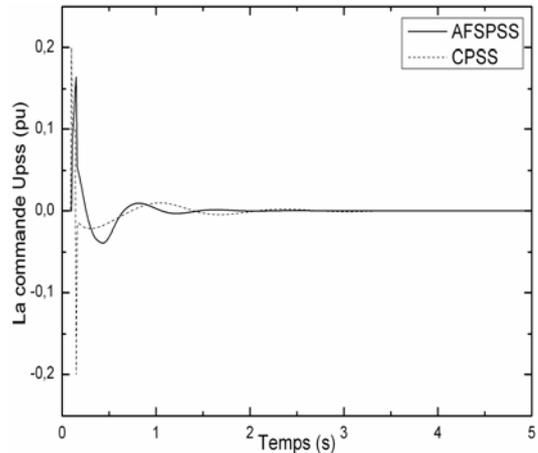


Figure.IV.40. Variation de signal de commande CPSS et AFSPSS (1^{er} scénario cas3)

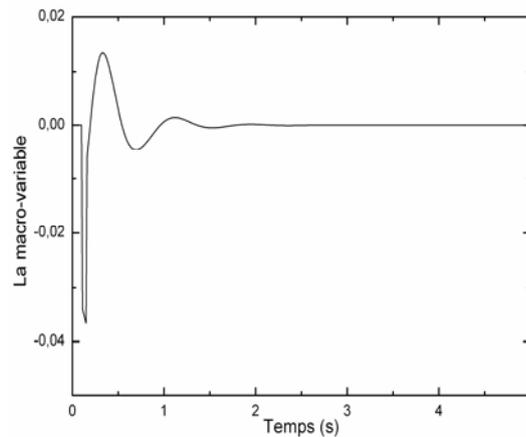


Figure.IV.41. Variation de la macro variable (1^{er} scénario cas4)

À partir des résultats de simulation donnés sur les figures IV.(39 à 58) pour tous les points de fonctionnement, on peut conclure que le stabilisateur **AFSPSS** proposé est capable de stabiliser et d'amortir les oscillations dans le système de puissance.

Scénario 2 : à partir du point de fonctionnement un changement de la puissance mécanique de $+0.2 pu$ est produit à l'instant $t = 0.5 sec$. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures suivantes :

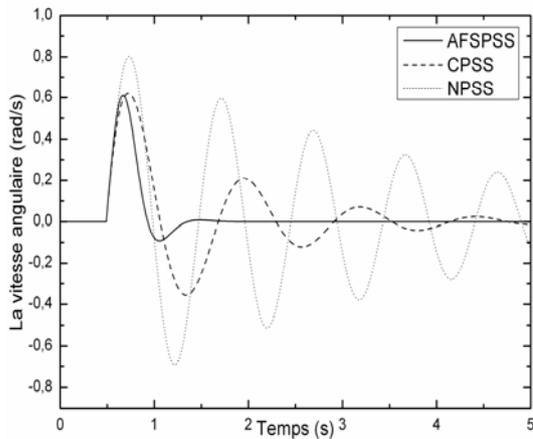


Figure.IV.42. Variation de la vitesse angulaire (2^{ème} scénario)

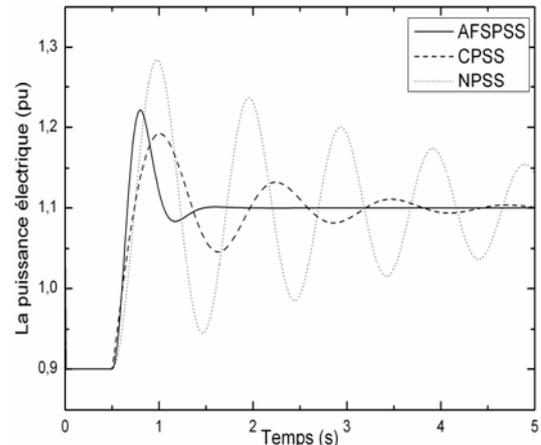


Figure.IV.43. Variation de la puissance électrique (2^{ème} scénario)

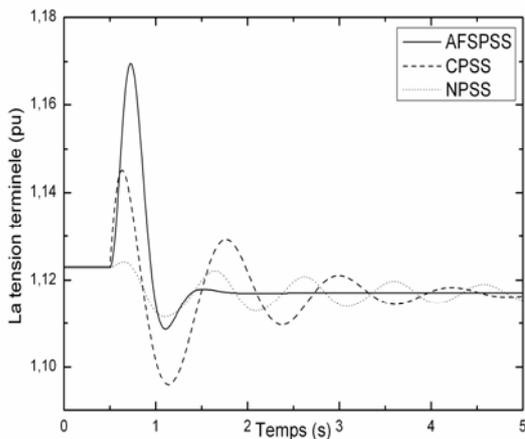


Figure.IV.44. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)

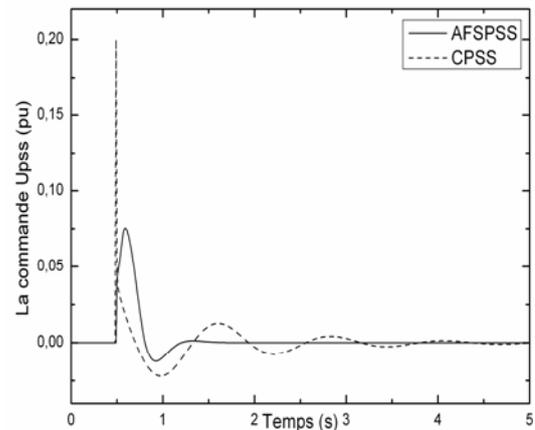


Figure.IV.45. Variation de signal de commande CPSS et AFSPSS (2^{ème} scénario)

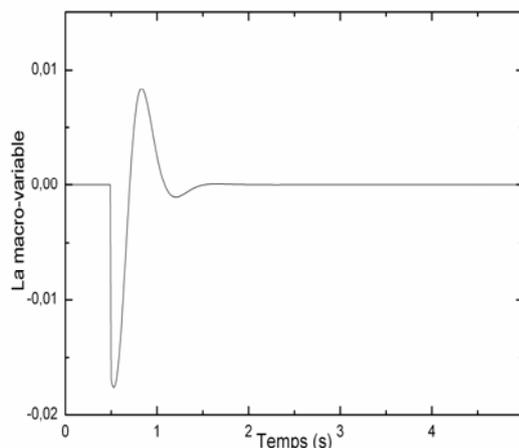


Figure.IV.46. Variation de la macro variable (2^{ème} scénario)

Scénario 3 : à partir du point de fonctionnement normal un changement de la tension de référence $+0.1 pu$ est produit à l'instant $t = 0.5\text{sec}$. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures suivantes :

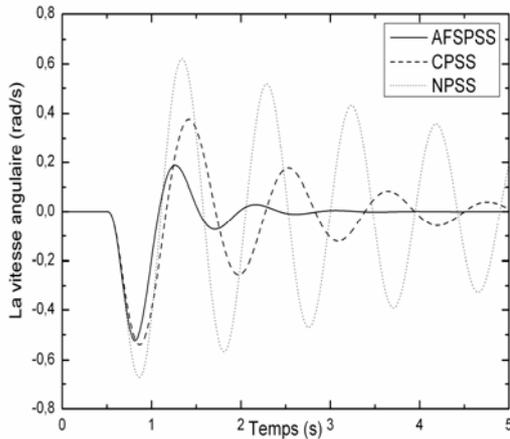


Figure.IV.47. Variation de la vitesse angulaire (3^{ème} scénario)

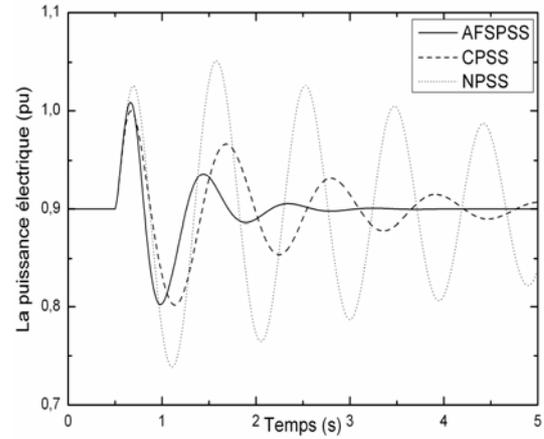


Figure.IV.48. Variation de la puissance électrique (3^{ème} scénario)

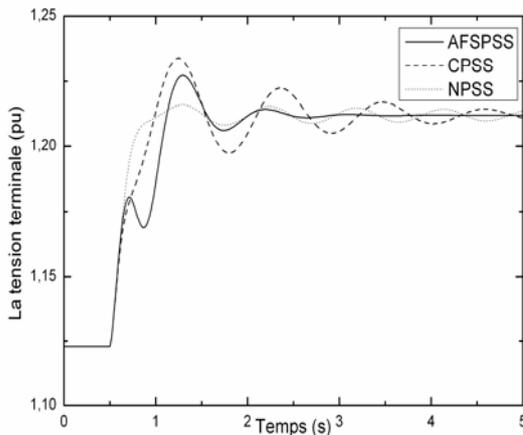


Figure.IV.49. Variation de la tension terminale (3^{ème} scénario)

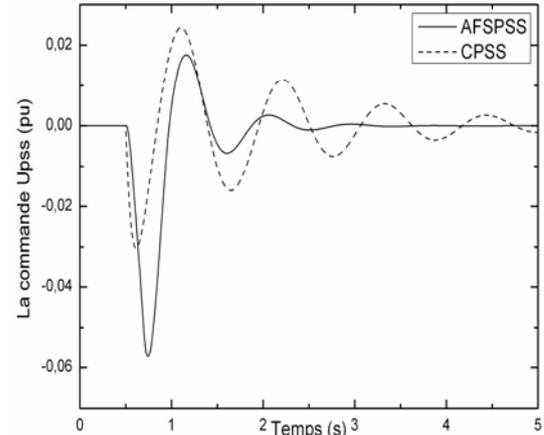


Figure.IV.50. Variation de signal de commande CPSS et AFSPSS (3^{ème} scénario)

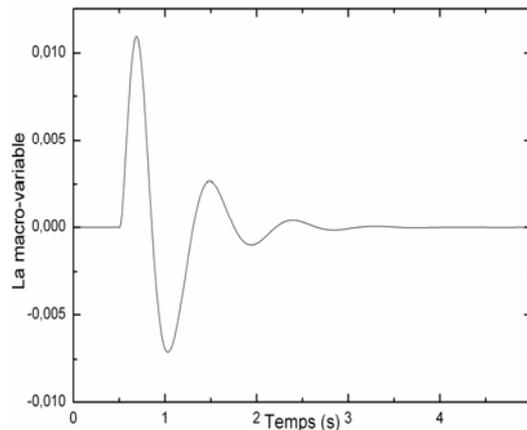


Figure.IV.51. Variation de la macro variable (3^{ème} scénario)

Dans les figures IV. (59 à 68), on remarque qu'à travers les réponses enregistrées du système dans les deux scénarios, le stabilisateur proposé fournit un temps de réponse court et un bon amortissement par rapport au stabilisateur conventionnel.

IV.4. Résultat de simulation de la comparaison entre les trois stabilisateurs étudiés : SPSS, AFPSS et AFSPSS :

Pour tester la robustesse de notre approche et mettre en évidence la différence entre la commande synergétique et la commande adaptative floue synergétique en fait une comparaison entre le stabilisateur synergétique *SPSS*, le stabilisateur adaptatif flou *AFPSS* et le stabilisateur adaptatif flou synergétique *AFSPSS*.

Les paramètres k et T du stabilisateur adaptatif flou synergétique ne sont pas convenables pour les utiliser par le stabilisateur synergétique. Ce dernier, ses paramètres (k_1 et T_1) sont optimisés de la même manière utilisée pour calculer k et T , et ils ne sont pas adéquats pour les utiliser par le stabilisateur adaptatif flou synergétique.

Les figures IV (52 et 53) montrent l'évolution des paramètres k_1 et T_1 respectivement, et l'évaluation de la fonction objective (*fitness*) est représentée par la figure (IV.54).

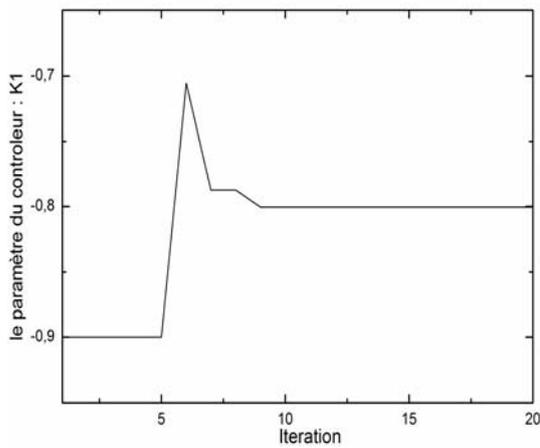


Figure.IV.52. Evolution du paramètre k_1

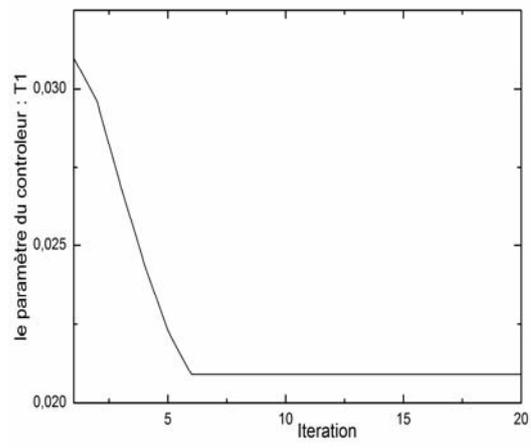


Figure.IV.53. Evolution du paramètre T_1

Les valeurs finales des paramètres du stabilisateur synergétique sont : $k_1 = -0.8004$ et $T_1 = 0.02009$.

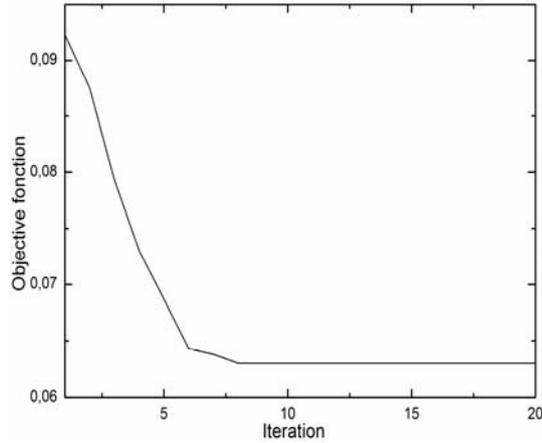


Figure.IV.54. Evolution de la fonction objective.

La comparaison entre les trois stabilisateurs est représentée dans les figures IV.(55 à 74) pour les trois scénarios.

Scénario 1 : Cas1, fonctionnement normal caractérisé par : $P_m = 0.9 pu$ et $Q_e = 0.3 pu$

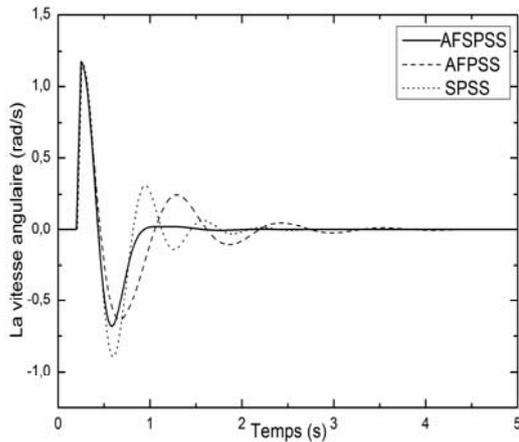


Figure.IV.55. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas1)

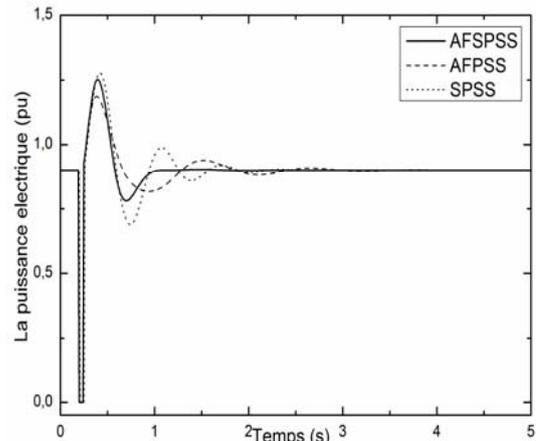


Figure.IV.56. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas1)

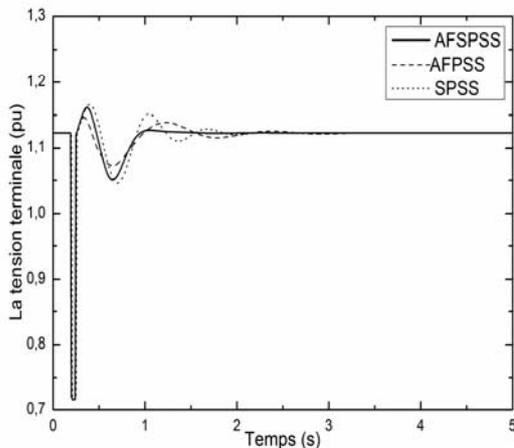


Figure.IV.57. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas1)

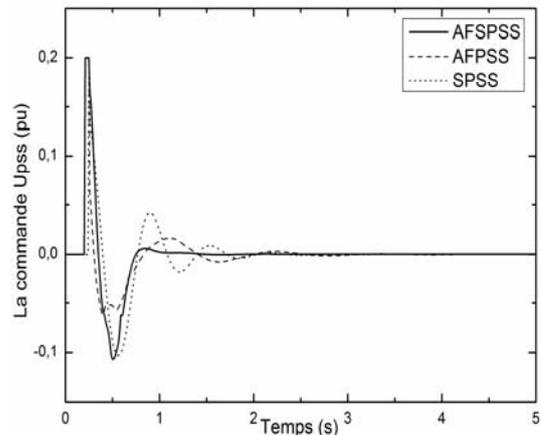


Figure.IV.58. Variation de signal de commande SPSS, AFPSS et AFSPSS (1^{er} scénario cas1)

Scénario 1 : Cas2, Injection de la puissance réactive caractérisée par : $P_m = 0.9 pu$ et

$$Q_e = -0.3 pu$$

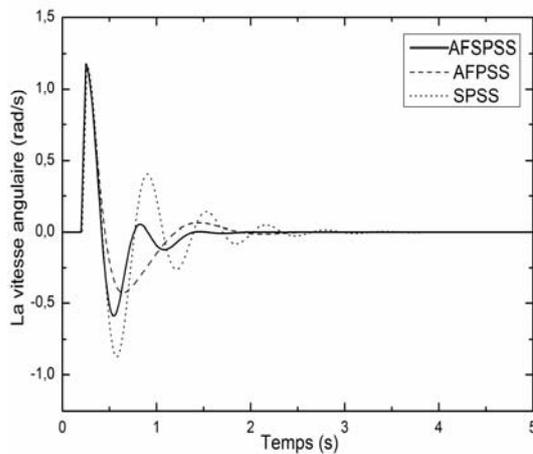


Figure.IV.59. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas2)

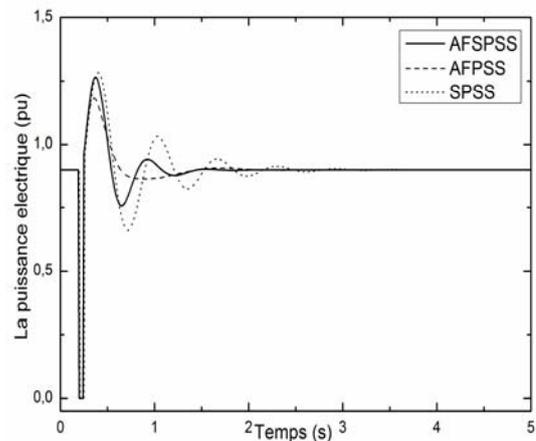


Figure.IV.60. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas2)

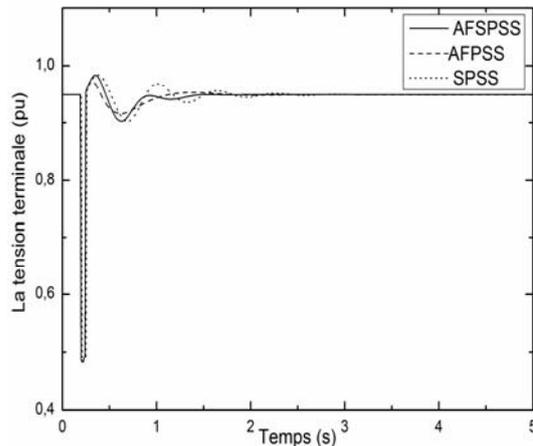


Figure.IV.61. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas2)

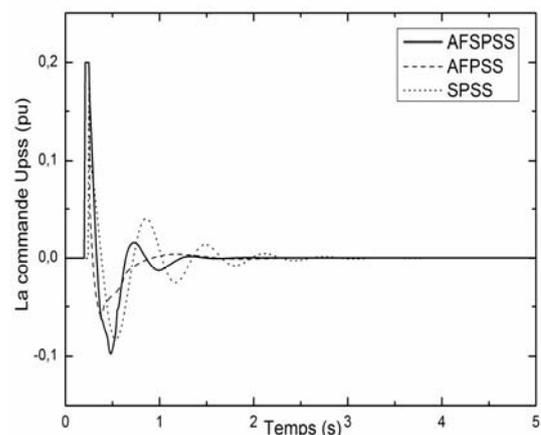


Figure.IV.62. Variation de signal de commande SPSS, AFPSS et AFSPSS (1^{er} scénario cas2)

Scénario 1 : Cas 3, Charge réactive faible caractérisée par: $P_m = 0.4 pu$ et $Q_e = 0.1 pu$

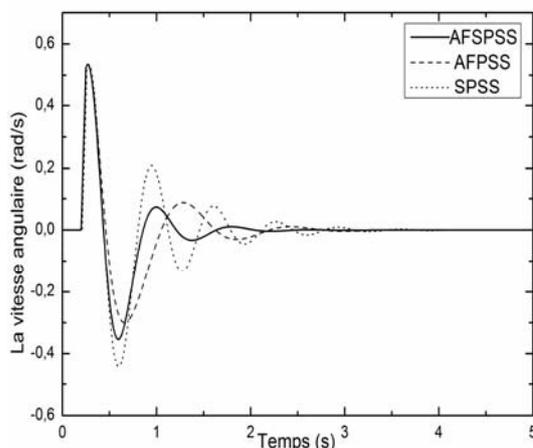


Figure.IV.63. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas3)

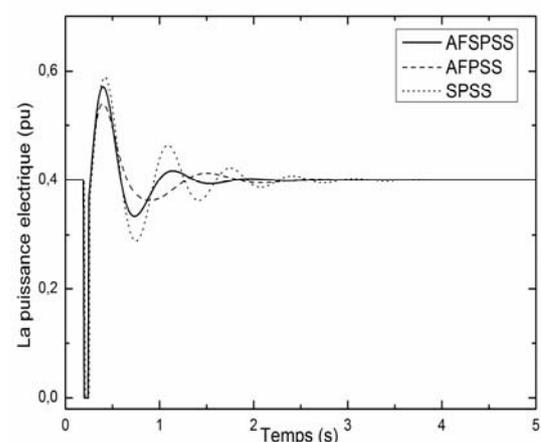


Figure.IV.64. Variation de la puissance électrique (1^{er} scénario cas3)

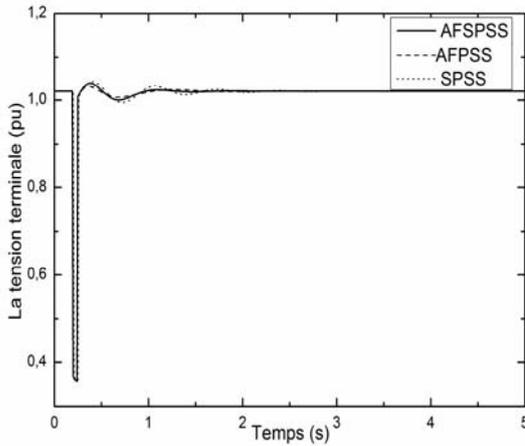


Figure.IV.65. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas3)

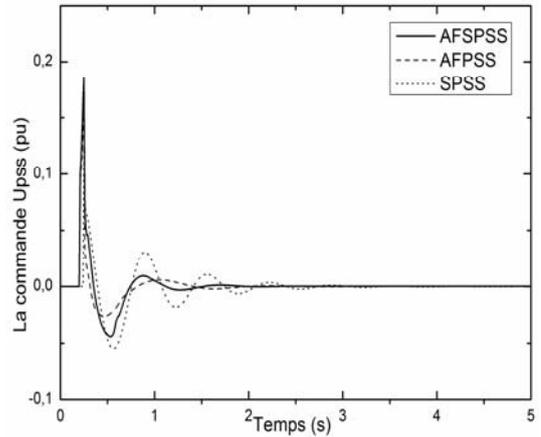


Figure.IV.66. Variation de signal de commande SPSS, AFPSS et AFSPSS (1^{er} scénario cas3)

Scénario 2: un changement de la puissance mécanique

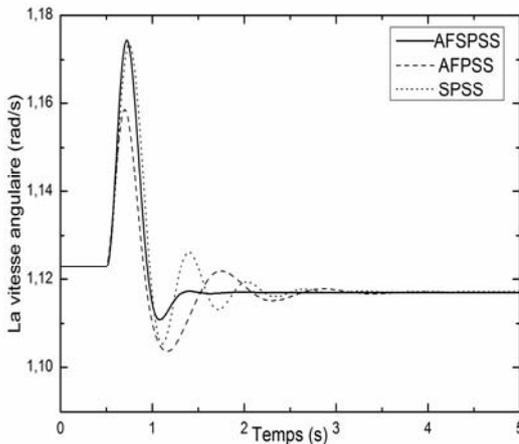


Figure.IV.67. Variation de la vitesse angulaire (2^{ème} scénario)

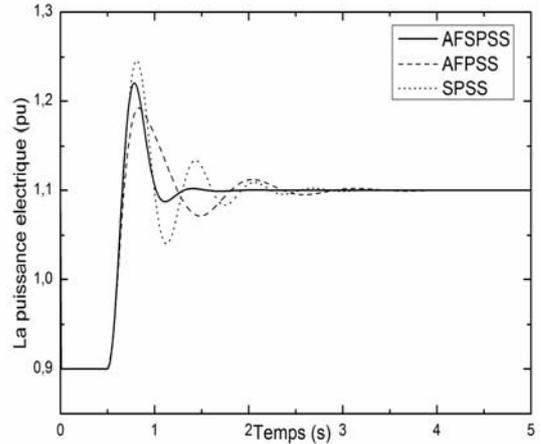


Figure.IV.68. Variation de la puissance électrique (2^{ème} scénario)

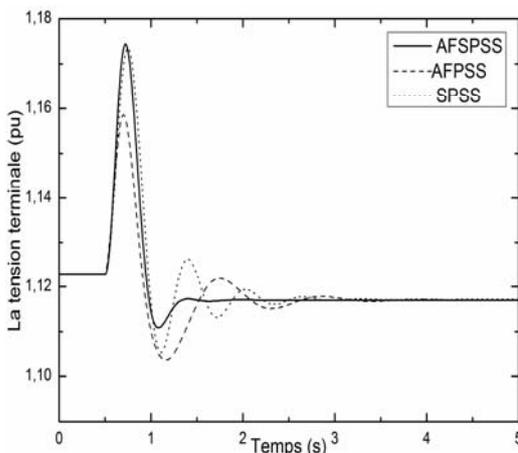


Figure.IV.69. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)

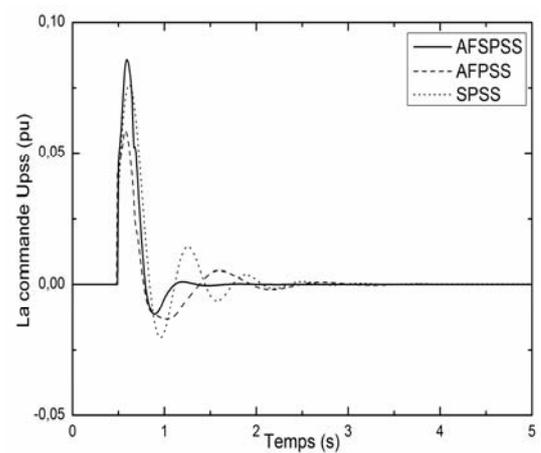


Figure.IV.70. Variation de signal de commande SPSS, AFPSS et AFSPSS (2^{ème} scénario)

Scénario3 : un changement de la tension de référence

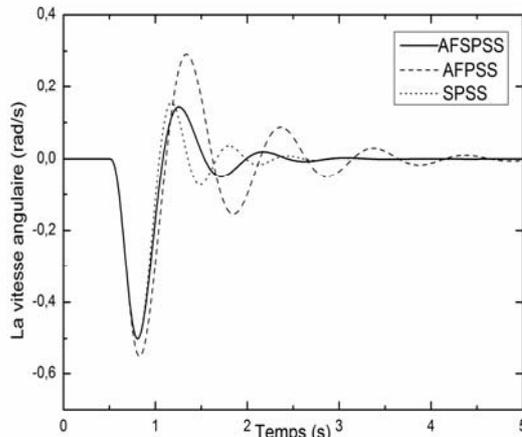


Figure.IV.71. Variation de la vitesse angulaire (3^{ème} scénario)

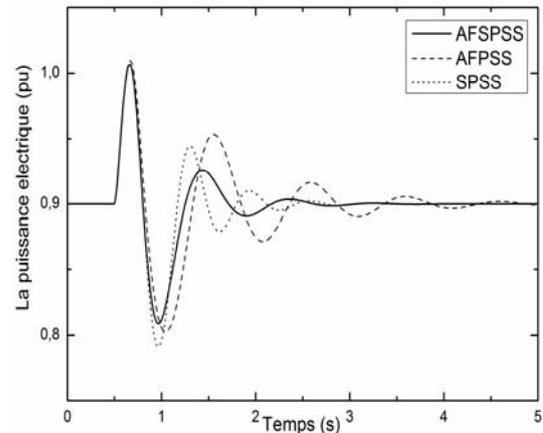


Figure.IV.72. Variation de la puissance électrique (3^{ème} scénario)

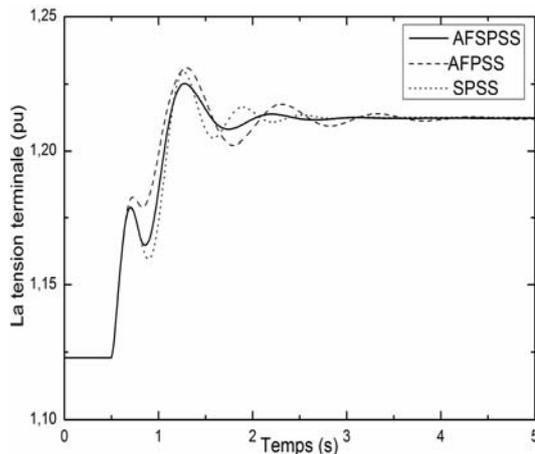


Figure.IV.73. Variation de la tension terminale (3^{ème} scénario)

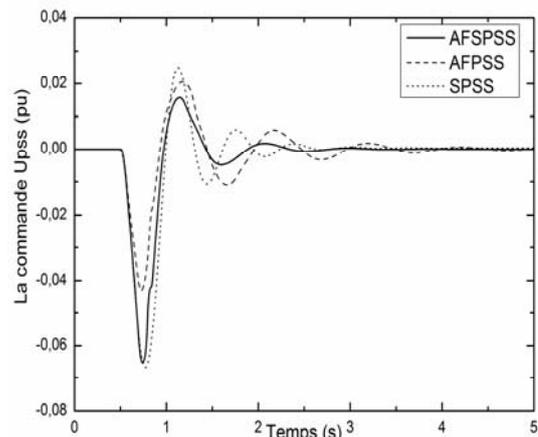


Figure.IV.74. Variation de signal de commande *SPSS*, *AFPSS* et *AFSPSS* (3^{ème} scénario)

À partir des figures de simulation, les réponses du stabilisateur *AFSPSS* sont mieux amorties que celle des *AFPSS* et *SPSS*. Le temps de réponse donnée par *AFSPSS* est meilleur que celui du stabilisateur adaptatif flou et le stabilisateur synergétique. Le stabilisateur *AFSPSS* est alors plus robuste que les deux autres stabilisateurs.

Conclusion

Ce chapitre présent, l'application d'une nouvelle approche non linéaire pour la conception d'un stabilisateur du système de puissance basé sur la théorie de commande synergétique et les systèmes flous. Le problème des paramètres optimaux de la commande synergétique est surmonté par la technique d'optimisation par l'essaim de particules *PSO*. Ainsi, le modèle mathématique exact du système de puissance est obtenu par l'incorporation

des règles floues décrivant le comportement dynamique de ce système. Les résultats de simulation montrent que les deux stabilisateurs (*AFPSS* et *AFSPSS*) garantissent la stabilité transitoire du système de puissance et sont plus efficaces que le stabilisateur *CPSS*. De manière plus précise, les résultats de simulation ont montré que le stabilisateur *AFSPSS* est le stabilisateur qui permet de réaliser le meilleur compromis. En effet, l' *AFSPSS* est le seul des trois stabilisateurs (*CPSS*, *SPSS* et *AFPSS*) à avoir réussi à stabiliser le système pour tous les cas qui ont été testés, et ce, avec un niveau de performance largement acceptable.

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre des travaux de recherche du laboratoire QUERE où a été effectué la plupart de ce travail, il m'a été possible de découvrir plusieurs aspects de la commande des systèmes en général et des systèmes de puissance en particulier.

L'objectif principal de ce travail est la conception d'un contrôleur synergétique flou optimal, appliqué à des systèmes de puissance, dont l'efficacité est évaluée par simulation en soumettant les systèmes considérés à de diverses perturbations.

Après avoir introduit les systèmes de puissance et les stabilisateurs traditionnellement utilisés dans le but d'éliminer les oscillations qui surgissent lors de l'occurrence des différentes fautes telles que les changements fréquents de point de fonctionnement ou les courts-circuits, nous avons revisité l'application de l'approche adaptative indirecte floue utilisée dans ce même but.

Nous avons ensuite introduit la commande synergétique, approche robuste apparentée à celle par mode glissant, conjuguée à la logique floue pour développer un stabilisateur adaptatif indirect synergétique flou et son application à un système de puissance constitué d'une seule machine soumis à de sévères perturbations. Les résultats de simulation ont été comparés à ceux obtenus lors de l'utilisation de stabilisateurs conventionnels indiquant une suppression rapide des oscillations.

L'introduction de l'optimisation par *PSO* a permis à travers l'indice *ITAE* d'optimiser les paramètres du contrôleur synergétique, problème majeur de la technique, et d'en améliorer ainsi les performances globales. Les performances obtenues par simulation lors de l'utilisation du contrôleur adaptatif indirect synergétique flou optimal dans l'application présentée semblent être satisfaisantes.

Il reste néanmoins à réaliser une implémentation pratique sur *DSP*, qui permettrait d'évaluer la robustesse de la méthode de commande proposée surtout en ce qui concerne le convertisseur.

Des travaux sont en cours pour l'introduction de l'approche terminale dans la contrainte pour obtenir une convergence de temps fini.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.M. Anderson and A.A. Fouad, Power system control and stability, IEEE Press, New York, 1993.
- [2] P. Kundur, Power system control and stability, McGraw-Hill Inc., 1994.
- [3] P. W. Sauer and M. A. Pai, Power System Dynamics and Stability, New Jersey, Prentice-Hall Inc., 1998.
- [4] J. Machowski, J. W. Bialek and J. R. Bumby, Power system dynamics Stability, John Wiley & Sons Ltd.,1997.
- [5] J. A. Mornoh and M. El-Hawary, Electric Systems, Dynamics, and Stability with Artificial Intelligence Applications, New York, Marcel Dekker Inc., 2000.
- [6] Q. Lu, Y. sun and S. Mei, Nonlinear control systems and power system dynamics, The International Series on Asian Studies in Computer and Information Science, kluwer academic publishers, .2001.
- [7] P.G. Brown, F.P. Demello, E.H. Lenfest and R.J. Mills, Effects of excitation, turbine energy control, and transmission on transient stability, IEEE Trans, on Power Apparatus and Systems. 89 (6) (1970) 1247-1252.
- [8] C. Concordia and P. G. Brown, Effects of trends in large steam turbine driven generator parameters on power system stability, IEEE Trans. Power Apparatus Syst. 90 (5) (1971) 2211-2218.
- [9] F.P. Demello, C. Concordia, Concept of synchronous machine stability as affected by excitation control, IEEE Trans. Power Apparatus Syst. 88 (4) (1969) 316–329.
- [10] H. Vu, J.C. Agee, Comparison of power system stabilizers for damping local mode oscillations, IEEE Trans. Energy Convers. 8 (3) (1993) 533–539.
- [11] S.N. Iyer and B.J. Cory, Optimal control of turbo-generator including an exciter and governor, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 90 (5) (1971) 2142-2149.
- [12] E. V. Larsen and D. A. Swann, Applying power system stabilizers. Part I: General concepts, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst.,,100(6)(1981)3017-3024.
- [13] E. V. Larsen and D. A. Swann, Applying power system stabilizers. Part II: Performance objectives and toning concepts, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst.,, 100(6)(1981) 3025-3033.
- [14] E. V. Larsen and D. A. Swann, Applying power system stabilizers, Part III: Practical considerations, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 100(6) (1981)3034-3046.
- [15] C. Concordia, Steady state stability or synchronous machines as affected by voltage regulator characteristics, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 63(5)(1944) 215-220.

- [16] P. L. Dandeno, A. N. Karas, K. R. McClymont and W. Watson, Effect of high-speed rectifier excitation systems on generator stability limits, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst.,87(1)(1968)190-201.
- [17] O. W. Hanson, C. J. Goodwin and P. L. Dandeno, Influence of excitation and speed control parameters in stabilizing inter-system oscillations, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst.,87(5)(1968)1306-1313.
- [18] F. R. Schlieff, H. D. Hunkins, G. E. Martin and E. E. Hattan, Excitation control to improve power line stability, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 87 (6)(1968) 1426-1434
- [19] F. P. DeMeUo, L. N. Hannet, D. W. Parkinson and J. S. Czuba, A power system stabilizer design using digital control, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 101(8)(1982) 2860-2868.
- [20] F. P. DeMello, L. N. Hannet and J. M. Undrill, Practical approaches to supplementary stabilizing from accelerating power, IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 97(5)(1978)1515-1522.
- [21] F. P. DeMello, R J. Nolan, T. F. Laskowski and J. M. Undrill, Coordinated application of stabilizers in multi-machine power Systems, IEEE Trans, on Power Apparatus and Systems, 99(3)(1980) 892-901.
- [22] J .A. Simoes, F.D. Freitas, H.E. Pena, Power system stabilizer design via structurally constrained optimal control, Electr. Power Syst. Res. 33 (1) (1995) 33–40.
- [23] R. Gupta, B. Bandyopadhyay, A.M. Kulkarni, Design of power system stabilizer for single machine system using robust fast output sampling feedback technique, Electr. Power Syst. Res. 65 (3) (2003) 247–257.
- [24] Y. Y. Hsu and C. J. Wu, Adaptive control of a synchronous machine using the auto- searching method, IEEE Trans, on Power Syst., 3(4)(1988)1434-1440.
- [25] N. C. Pahalawatha, G. S. Hope, O. R Malik and K. Wong, Real time implementation of a MIMO adaptive power system stabillser, IEE Proceedings, 37(3)(1990) 186-194.
- [26] O. R. Malik, G. R. Chen, G. S. Hope, Y H Qin and G. Y. Xu, Adaptive self-optimizing pole shifting control algorithm, IEEE Trans, on Energy Conversion, 8 (4)(1993) 639-645.
- [27] M. L. Kothari, K. Bhattacharya and J. Nanda, Adaptive power system stabilizer based on pole-shifting technique, IEE Proc. -Gener. Transm. Distrib.,143(1)(1996)96-98.
- [28] M. A. M. Hassan, O. P. Malik and G. S. Hope, A fuzzy logic based stabilizer for a synchronous machine, IEEE Trans, on Energy Conversion, 6(3)(1991) 407-413.
- [29] J. Shi, L. H. Herron and A. Kalam, Optimization of fuzzy controllers as real-time power system stabilizers. Special issue on "Control Applications of Fuzzy Logic", Intemational Journal for Engineering Applications of Artificial Intelligence, Pergamon Press, 7(5)(1994)545-558.

- [30] Y M. Park and W. Kim, Discrete-time adaptive sliding mode power system stabilizer with only input/output measurements, *International Journal of Electrical Power and Energy Syst.*, 18(8)(1996)509-517.
- [31] T.C. Yang, Applying H_{∞} optimisation method to power system stabiliser design Part 1: Single-machine infinite-bus systems, *International Journal of Electrical Power & Energy Syst.*, 19(1)(1997) 29-35.
- [32] A.M. Sharaf and T.T. Lie, A neuro-fuzzy hybrid power system stabilizer, *Electric Power Syst. Res.*, 30(1)(1994)17-23.
- [33] P Lakshmi and M Abdullah Khan, Stability enhancement of a multimachine power system using fuzzy logic based power system stabilizer tuned through genetic algorithm, *International Journal of Electrical Power & Energy Syst.*, 22(2)(2000)137-145.
- [34] P.K. Dash, N.C. Sahoo and R. Doraiswami, A variable structure VAR stabilizer for power system control, *Electric Power Systems Research*, 26(2)(1993)127-136.
- [35] Y.M. Park and W. Kim, Discrete-time adaptive sliding mode power system stabilizer with only input/output measurements, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 18(8)(1996)509-517.
- [36] Z. Jiang, Design of a nonlinear power system stabilizer using synergetic control theory, *Electr. Power Syst. Res.* 79 (6) (2009) 855–862.
- [37] Tjing T. Lie and A.M. Sharaf, An adaptive fuzzy logic power system stabilizer, *Electric Power Syst. Res.*, 38(1)(1996) 75-81.
- [37] K. A. El-Metwally, G.C. Hancock and O.P. Malik, Implementation of a fuzzy logic PSS using a micro-controller and experimental test results, *IEEE Trans, on Energy Conversion*, 11 (1) (1996) 91-96.
- [38] T. Hiyama, Real time control of micro-machine system using micro-computer based fuzzy logic power system stabilizer, *IEEE Trans, on Energy Conversion*,9(4)(1994)724-731.
- [39] M. Pamiani and H. Lesani, Application of power system stabilizer at Bandar-Abbas power station, *IEEE Trans, on Power Syst.*, 9(3)(1994)1366-1370.
- [40] T. H. Ortmeyer and T. Hiyama, Frequency response characteristics of the fuzzy polar power system stabilizer, *IEEE Trans, on Energy Conversion*, 10(2)(1995)333-338.
- [41] T. Hiyama, K. Miyazaki and H. Satoh, A fuzzy logic excitation system for stability enhancement of power systems with multi-mode oscillations, *IEEE Trans, on Energy Conversion*, 11(2)(1996) 449-454.
- [42] P. Hoang and K. Tomsovic, Design and analysis of an adaptive fuzzy power system stabilizer, *IEEE Trans, on Energy Conversion*, 11(2)(1996) 455-461.
- [43] M. K. Elsherbiny, G. Elsaady, E. A. Ibrahim and A. M. Sharaf, Efficient incremental fuzzy logic controller for power system stabilization. *Electric Machines and Power Syst.*, 25 (4) (1997) 429-441.

- [44] H. A. Toliyat, J. Sadeh and R. Ghazi, Design of augmented fuzzy logic power system stabilizers to enhance power systems stability, IEEE Trans, on Energy Conversion,11(1)(1996) 97-103.
- [45] J. A. Mornoh and M. E. El-Hawary, Electric Systems, Dynamics, and Stability with Artificial Intelligence Applications, MARCEDLE KKEIRN, NEWYORK BASEL, 2000.
- [46] A. Kolesnikov, G. Veselov, A. Monti, F. Ponci, E. Santi, and R. A. Dougal, Synergetic Synthesis of DC-DC Boost Converter Controllers : Theory and Experimental Analysis ‘’, Proceedings of 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, 1, PP. 409-415, Dallas, TX, April 2002.
- [47] I. Kondratiev, E. Santi, R. A. Dougal and G. Veselov, Synergetic control for m-parallel connected DC-DC buck converters, Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1(2004) 182-188.
- [48] E. Santi, A. Monti, Li. Donghong, K. Proddutur, R.A. Dougal, Synergetic control for DC–DC boost converter: implementation options, IEEE Trans. Indus. Appl. 39 (6) (2003) 1803–1813.
- [49] Z. Jiang, R.A. Dougal, Synergetic control of power converters for pulse current charging of advanced batteries from a fuel cell power source, IEEE Trans. Power Electron. 19 (4) (2004) 1140–1150.
- [50] M. A. Abido, optimal design of power–system stabilizers using particle swarm optimization, IEEE Trans, On Energy Conversion, 17(3) (2002)406-413.
- [51] M. A. Abido., Particle swarm optimization for multimachine power system stabilizer design, Proc. of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, July 2001.
- [52] H. Shayeghi,H.A Shayanfar, S. Jalilzadeh and A. Safari, A PSO based unified power flow controller for damping of power system oscillations. Energy Convers Manage 50(2009)2583-2592.
- [53] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu, G. Andersson, A. Bose, C. Canizares, N. Hatziargyriou , D. Hill, A. Stankovic, C. Taylor, T.V. Cutsem , and V. Vittal, Definition and classification of power system stability, IEEE Trans, actions on Power Syst., 19(2)(2004)1387-1401.
- [54] T.V. Custem, Systèmes électriques de Puissance I. Cours ELEC 029, Département d’Electricité, Electronique et Informatique : Institut Montefiore, Université de Liège, 2002.
- [55] C. W. Liu and J. S. Thorp, A novel method to compute the closest unstable equilibrium point for transient stability region estimate in power systems, IEEE Trans on circuits and Syst., 44(7)(1997)630-635.
- [56] E. Z. Zhout, O. P. Malik, and G. S. Hope, Theory and method for selection of power system stabilizer location, IEEE Trans, on Energy Conversion, 6(1)(1991) 170-176.
- [57] C. Vournas, E. Potamianakis, C. Moors,; T.V. Custem, An educational simulation tool for power system control and stability, IEEE Trans., on Power Syst.,19(1)(2004)48-55

- [58] IEEE Task Force on Power System Stabilizers, Overview of power system stability concepts, IEEE Trans. On Power Syst.,3 (2003)1762-1768.
- [59] E.V. Larsen and D.A. Swann, Applying power system stabilizers part-II: Performance Objectives and Tuning Concepts, IEEE Trans. Power App. Sys., 100 (6)(1981) 3025-3033.
- [60] IEEE Standard 421.2-1990, IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems, 1990.
- [61] B. Pal and B. Chaudhuri, Robust control in power systems, Springer Science + Business Media, Inc, 2005.
- [62] M.J. Basler and R.C. Schaefer, Understanding power system stability, Proceedings of the 58th Annual Conference for Protective Relay Engineers, (2005) 46-67.
- [63] H. Haken, Synergetics, Scholarpedia, 2007.
- [64] D. Loginov, Possibilities of modeling the creative part of engineering design process using the synergetic approach, International Journal of Mathematical Models and Methods in Applied Sciences,5(1)(2011)95-104.
- [65] H. Haken, H. Knyazeva, Arbitrariness in nature: synergetics and evolutionary laws of prohibition, Journal for General Philosophy of Science, (31) (2000)57–73.
- [66] H. Haken, Synergetics. Introduction and advanced topics, Springer, 2004.
- [67] A. Kolesnikov, G. Veselov, Modern applied control theory: synergetic approach in control theory, in Russian, Moscow-Taganrog, TSURE press, 2(2000).
- [68] A.Monti, E. Santi, K. Proddatur and R. A. Dougal, Synergetic control for DC-DC Boost converter: implementation options, IEEE Trans, on Industry Applications, 39(6)(2003)1803-1813.
- [69] A. Kolesnikov, G. E. Veselov, A. Popov, A. Kolesnikov, M. Medvedev and R. A. Dougal, I. Kondratiev, Synergetic Control for group of DC–DC Buck Converters, Proceedings of the Power system 2002 conference: Impact of distributed generation, March 13-15, 2002.Ramada Inn, Clemson, SC.
- [70] A. A .Kolesnikov, Synergétique : processus d’autoorganisation et commande, (En Russe) Taganrog 2004, Russie.
- [71] J. Bastos, A. Monti and E. Santi, Design and implementation of a nonlinear speed control for a PM synchronous motor using the synergetic approach to control theory, 351h Annul IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.
- [72] Y. D. Son, T. W. Heo, E. Santi and A. Monti, Synergetic control approach for induction motor speed control, The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2 - 6, 2004, Busan, Korea.
- [73] I. Kondratiev and R. Dougal, General synergetic control strategies for arbitrary number of paralleled buck converters feeding constant power load: implementation of dynamic current sharing, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.

- [74] J. E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice-Hall, Englewood Cliffs: NJ, 1991.
- [75] A. Isidori, Nonlinear Control Systems. New York, Springer Verlag, 1989.
- [76] Z. Bouchama, Commande des systèmes électro-énergétiques par les techniques de l'intelligence artificielle, mémoire Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, 2008.
- [77] X. Yu, Z. Manb and , B. Wua, Design of fuzzy sliding-mode control systems, Fuzzy Sets and Systems, 3 (95) (1998) 295-306.
- [78] T. Takagi and M. Sugeno, Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, IEEE Trans. on Man, and Cyber, 15(1) (1985) 116-132.
- [79] T.M. Guerra, L. Vermeiren, Control laws for Takagi-Sugeno fuzzy models, Fuzzy Sets and Syst., 120(1) (2001)95-108.
- [80] A. El Hajjaji, A. Ciocan and D. Hamad, Four Wheel steering control by fuzzy approach, Journal of intelligent and robotics Syst., (2005)141-156.
- [81] N. Essounbouli, A. Hussain, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, Commande adaptative floue robuste d'une classe de systèmes non-affines dans la commande, Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA 2006, Bordeaux (France), 2006.
- [82] K.S. Narendra and K. Parthasarathy, Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks, IEEE Trans. Neural Networks. 1(1) (1990) 4-27.
- [83] J.R. Noriega et H. Wang, A direct adaptive neural network control for unknown nonlinear systems and its application, IEEE trans. Neural Networks, 9(1)(1998) 27-34.
- [84] S. Sastry and M. Bodson, Adaptive control: Stability, Convergence, and Robustness, Prentice-Hall, 1989.
- [85] D. Quanxin, C. Haitong, J. Changsheng, C. Zongji, Combined indirect and direct method for adaptive fuzzy output feedback control of nonlinear system, IEEE Journal of S yst., Engineering and Electronics,18(1)(2007)120-124.
- [86] A. Elshafei, K. El-Metwally, Power system stabilization via adaptive fuzzy-logic control, in: Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Intelligent Control, Istanbul, Turkey, 1997.
- [87] A. Elshafei, K. El-Metwally and A. Shaltout, Design Analysis of a Variable Structure Adaptive Fuzzy-Logic Power System Stabilizer, Proceedings of the American Control Conference Chicago, Illinois, June 2000.
- [88] N. Hosseinzadeh, A. Kalam, A direct adaptive fuzzy power system stabilizer, IEEE Trans, on Energy Conversion, 14(4)(1999) 1564-1571 .
- [89] N. Hosseinzadeh, A. Kalam, An indirect adaptive fuzzy logic power system stabiliser, Electr. Power Energy Syst. 24 (10) (2002) 837–842.

- [90] L. X. Wang, Stable adaptive fuzzy control of nonlinear Syst., IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1(2) (1993)146-155.
- [91] L. X. Wang, Adaptive fuzzy systems and control: Design and stability analysis, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994.
- [92] L. X. Wang, Stable adaptive fuzzy controllers with application to inverted pendulum tracking, IEEE Trans, on Syst., man, and cybernetics-part b: cybernetics, 26(5)(1996) 677-691.
- [93] L.X. Wang, Fuzzy systems are universal approximators, Proceedings of the IEEE conference on Fuzzy Syst., (1992)1163–1169.
- [94] M. Hou, G. Duan and M. Guo, New versions of Barbalat’s lemma with applications, J Control Theory Appl,8 (4) (2010)554-547.
- [95] Z. Bouchama, M.N. Harmas, Optimal robust adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer design, Electric Power Syst., Res., 83 (2012) 170– 175
- [96] J. Kennedy and R. C. Eberhart, Particle swarm optimization, Proceedings of the IEEE conference on Neural Networks, 4 (1995), 1942-1948.
- [97] M. Clerc and J. Kennedy, The particle swarm: explosion stability and convergence in a multi-dimensional complex space, IEEE Trans, on Evolutionary Computation 6(1) (2002)58-73.
- [98] J. Kennedy and R.C. Eberhart, Swarm Intelligence, San Francisco, Morgan Kaufmann Publishers, (2001).
- [99] E. Bonabeau, M. Dorigo, and G. Theraulaz, Swarm Intelligence: From Natural to Artificial Systems, Oxford Press, 1999.
- [100] Y.L. Kwang and M.A. El-Sharkawi, Modern heuristic optimization techniques: theory and applications to power systems, IEEE Press Series on Power Engineering, Wiley (2008) 403-469.