



Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'Électrotechnique



Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de :
Doctorat en Sciences en Électrotechnique
Option : Machines et leurs commandes

Sous le Thème :

**Commande Non Linéaire d'un Système
de Puissance Electrique**

Présentée par :

M. KHATIR Abdelfatah

Devant le jury composé de :

M. NACERI Farid	Prof.	Université de Batna	Président
M. BOUCHAMA Ziyad	Prof.	Université de BBA	Rapporteur
M. BENAGGOUNE Saïd	Prof.	Université de Batna	Co-Rapporteur
M. BAHI Tahar	Prof.	Université d'Annaba	Examineur
M. Abdelhamid IRATNI	MCA	Université de BBA	Examineur
Mlle. BEHIH Khalissa	MCA	Université de Sétif	Examineur

Octobre 2023

Remerciements

En tout premier lieu, je remercie le bon Dieu, tout puissant, de m'avoir donné la force, la volonté, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés et d'accomplir ce travail.

Je remercie chaleureusement toutes les personnes qui m'ont aidé pendant l'élaboration de ma thèse et notamment mon directeur de thèse Pr. BOUCHAMA ZIYAD,

pour son intérêt et son soutien, sa grande disponibilité et ses nombreux conseils

durant la réalisation de ma thèse.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements au Pr. BENAGGOUNESAÏD, mon codirecteur de thèse pour la confiance qu'il m'a accordée, sa contribution à ma formation universitaire,

son soutien et ses conseils au cours de l'élaboration de cette thèse.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury

pour avoir accepté d'évaluer cette thèse :

Monsieur NASRI FARID, Prof à l'Université de Batna 2, d'avoir accepté de juger

mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Monsieur BAHY TAHAR, Prof à l'Université de Annaba,

Monsieur ABDELHAMID IRATNI, Dr à l'Université de BBA

et Mlle. BEHIAH KHALISSA Dr à l'Université de Sétif,

pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Je dédie ce travail

A mes chers parents,

A ma petite et à toute ma grande famille,

A tous mes amis et toutes mes connaissances,

Acronymes & Symboles

Acronymes

AVR	Automatic Voltage Regulator (régulateur de tension d'une machine synchrone)
PSS	Power System Stabilizer (Stabilisateur de puissance)
SMIB	Single Machine Infinite Bus (machine reliée à un noeud infini)
MRAC	Model Reference Adaptive Control (Commande Adaptative à Modèle de Référence)
STAC	Self Tuning Adaptive Control (Commande Adaptative auto-ajustable)
C-PSS	Conventionnel Power System Stabilizer (Stabilisateur conventionnel (classique) d'un système de puissance)
N-PSS	Sans Stabilisateur d'un Système De Puissance
S-PSS	Synergetic Power System Stabilizer (Stabilisateur d'un système de puissance Synergétique)
SC	Synergetic Control (Commande Synergétique (classique))
IAF-PSS	Indirect Adaptive Fuzzy Power System Stabilizer (Stabilisateur d'un système de puissance Adaptif Flou)
IAFS-PSS	Indirect Adaptive Fuzzy Synergetic Power System Stabilizer (Stabilisateur d'un système de puissance Adaptif Flou Synergétique)
ITAFS-PSS	Indirect Terminal Adaptive Fuzzy Synergetic Power System Stabilizer (Stabilisateur d'un système de puissance Adaptif Flou Synergétique Terminale)
SMC	Sliding Mode Control (Commande par mode glissant)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Symboles

S	Interrupteur
D	Diode
L	Inductance
C	Capacité
R	Résistance
Z	Impédance
G	Générateur
V_{in}	Tension d'entrée
V_o	Tension de sortie
ω	Vitesse angulaire de la machine synchrone
ω_0	Vitesse angulaire nominale
$\Delta\omega$	L'écart de vitesse angulaire
δ	L'angle rotorique de la machine synchrone
T	Constante de temps
x_s	Réactance équivalente
V_s	Source de tension équivalente
I_d	Composante directe du courant du stator
I_q	Composante quadratique du courant du stator
V_d	Composante directe de la tension terminale
V_q	Composante quadratique de la tension terminale
$V_{réf}$	Tension de référence
V_s	Tension du nœud infini
E'_q	Tension transitoire en quadrature de la machine synchrone
E_{fd}	Tension d'excitation de la machine synchrone
E_{fd_Max}	Limite supérieure de la sortie de l' AVR
E_{fd_Min}	Limite inférieure de la sortie de l' AVR
u_{pss}	Signal de sortie du PSS
u_{pss_Max}	Limite supérieure de la sortie du PSS
u_{pss_Min}	Limite inférieure de la sortie du PSS
K_a	Gain de l'AVR
K_{pss}	Gain de PSS
K_e	Gain d'amplification d'excitation
T_a	Constante de temps de l'AVR
T'_{do}	Constante de temps transitoire en circuit ouvert
$\tau_1, \tau_3, \tau_2, \tau_4$	Constantes de temps
P_e	Puissances électriques

P_m	Puissances mécaniques
D	Coefficient d'amortissement
H	Constant d'inertie
M	Rapport de transformation
P_L, Q_L	Puissances actives et réactives consommée par la charge
G_L, B_L	Les admittances statiques de la charge
x_i	Variable d'état
x	Vecteur d'état
y	Sortie du système
e	Erreur de poursuite
R_C	Résistance du condensateur C
R_L	Résistance de l'inductance L
R_M	Résistance de l'interrupteur S
V_D	Tension interne de la diode D
$v_c(t)$	Tension du condensateur
$i_L(t)$	Courant de l'inductance
$v_0(t)$	Tension de sortie
d	Rapport cyclique
$F(x), G(x)$ et M	Fonctions
x_L	Réactance équivalente des lignes de transport
x_T	Réactance équivalente du transformateur
x_d	Réactance synchrone directe de la machine synchrone
x_q	Réactance synchrone quadrature de la machine synchrone
x'_d	Réactance transitoire directe
x'_q	Réactance transitoire en quadrature
$\psi(x, t)$	Macro-variable
E_i	Incertitudes localisées
$d(t)$	Perturbation externe
$V(\cdot)$	Fonction de Lyapunov
$s(\cdot)$	Surface de glissement
u	Commande du système
u_{eq}	Commande équivalente du mode glissant.
u_{SMC}	Commande par mode glissant
λ, η, Γ	Des constantes strictement positives

$\sigma(x,t)$	Macro-variable
$f(x), g(x)$	Fonctions non linéaires
θ	Vecteur de paramètres constants et inconnus
$\tilde{\theta}$	Erreur d'estimation
$\xi^T(x) \phi(x)$	Fonctions non linéairesconnues
F_n^l	Entrées des ensembles flous
θ_l^T	Vecteur des paramètres ajustable
ε	Erreur d'approximation floue
$H(q)$	Matrice des moments d'inertie
$\hat{f}(x/\theta_f), \hat{g}(x/\theta_g), \hat{h}(s_2)$ et $\hat{\rho}$	Fonctions approximées
$\xi_f(x), \xi_g(x), \xi_h(s_2)$ et ρ_{fuzzy}	Vecteurs de fonctions floues de base
$\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T	Vecteurs de paramètres
$\tilde{\theta}_f, \tilde{\theta}_g, \tilde{\theta}_h$ et $\tilde{\eta}$	Paramètres optimaux de $\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T
$\theta_f^*, \theta_g^*, \theta_h^*$ et η^*	Paramètres optimaux de $\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T
$\dot{\theta}_f, \dot{\theta}_g, \dot{\theta}_h, \dot{\eta}$	Lois adaptatives de $\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T
w, w'	Erreur d'approximation floue.
Ω_f et Ω_g, Ω_η	Ensembles de contraintes pour θ_f, θ_g et θ_h
M_f et M_g, M_η	Constantes positives spécifiées par l'expert
$c_1, c_2, k, \gamma, \varepsilon_1, \delta_i$	Constantes positives
$\Gamma, \mu_f, \mu_g, \mu_h$ et γ_i	Gains d'adaptations
$\lambda_{\min} k_i, \varepsilon_i, \varphi_1$	Paramètres de conceptions définies positifs.
τ, α et β	Paramètres de contrôle

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I.1. Topologies de convertisseur statique DC-DC abaisseur	05
Figure I.2. Schéma d'un convertisseur <i>Buck</i> à l'état passant (S est fermé)	06
Figure I.3. Schéma d'un convertisseur <i>Buck</i> à l'état bloqué (S est ouvert)	06
Figure I.4. Circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur	07
Figure I.5. Circuit équivalent d'un convertisseur <i>Buck</i> à l'état passant (S est fermé)	08
Figure I.6. Circuit équivalent d'un convertisseur <i>Buck</i> à l'état bloqué (S est ouvert)	09
Figure I.7. Représentation d'un générateur synchrone et de ses réglages	11
Figure I.8. Représentation d'un générateur relié à un nœud	13
Figure I.9. Modèle du régulateur de tension <i>AVR</i> adopté	14
Figure I.10. Modèle d'un stabilisateur de puissance conventionnel	15
Figure I.11. Phaseurs relatifs pour la $i^{\text{ème}}$ machine d'un système multi-machines	17
Figure I.12. Modèle simplifié de transformateur	19
Figure I.13. Modèle en π du transformateur	19
Figure I.14. Modèle en π d'une ligne de transport	20
Figure I.15. Modélisation d'une charge par son admittance équivalente	21
Figure I.16. Différents blocs du système de puissance	24
Figure I.17. Classification des différents types de la stabilité des systèmes de puissance	25

CHAPITRE II

Figure II.1. Solution de l'expression fonctionnelle pour plusieurs conditions initiales	31
Figure II.2. Interprétation géométrique dans le plan de phase de la loi de commande	34
Figure II.3. Interprétation géométrique de l'adaptation de paramètre k_1	35
Figure II.4. Interprétation géométrique dans le plan de phase de la fonction linéaire par morceaux	36
Figure II.5. Interprétation géométrique dans le plan de phase de la fonction tangente hyperbolique	37
Figure II.6. Tension de condensateur (1 ^{er} cas)	39
Figure II.7. Courant de l'inducteur (1 ^{er} cas)	39
Figure II.8. Rapport cyclique (1 ^{er} cas)	39
Figure II.9. Macro-variable (1 ^{er} cas)	39
Figure II.10. Tension de condensateur (2 ^{ème} cas)	39
Figure II.11. Courant de l'inducteur (2 ^{ème} cas)	39
Figure II.12. Rapport cyclique (2 ^{ème} cas)	40
Figure II.13. Macro-variable (2 ^{ème} cas)	40
Figure II.14. Tension de condensateur (3 ^{ème} cas)	40
Figure II.15. Courant de l'inducteur (3 ^{ème} cas)	40
Figure II.16. Rapport cyclique (3 ^{ème} cas)	40
Figure II.17. Macro-variable (3 ^{ème} cas)	40
Figure II.18. Tension de condensateur (4 ^{ème} cas)	41
Figure II.19. Courant de l'inducteur (4 ^{ème} cas)	41
Figure II.20. Rapport cyclique (4 ^{ème} cas)	41
Figure II.21. Macro-variable et la surface de glissement (4 ^{ème} cas)	41
Figure II.22. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario)	44
Figure II.23. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario)	44
Figure II.24. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario)	44
Figure II.25. Variation de signal de commande <i>CPSS</i> et <i>SPSS</i> (1 ^{er} scénario)	44
Figure II.26. Variation de la macro variable (1 ^{er} scénario)	45
Figure II.27. Variation de la vitesse angulaire (2 ^{ème} scénario)	45
Figure II.28. Variation de la puissance électrique (2 ^{ème} scénario)	45
Figure II.29. Variation de la tension terminale (2 ^{ème} scénario)	45
Figure II.30. Variation de signal de commande <i>C-PSS</i> et <i>S-PSS</i> (2 ^{ème} scénario)	45
Figure II.31. Variation de la macro variable (2 ^{ème} scénario)	46

CHAPITRE III

Figure.III.1. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas1)	58
Figure.III.2. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas1)	58
Figure.III.3. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas1)	59
Figure.III.4. Variation de signale de commande C-PSS et IAF-PSS (1 ^{er} scénario cas1)	59
Figure.III.5. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.III.6. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.III.7. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.III.8. Variation de signale de commande C-PSS et IAF-PSS (1 ^{er} scénario cas2)	59
Figure.III.9. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas3)	60
Figure.III.10. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas3)	60
Figure.III.11. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas3)	60
Figure.III.12. Variation de signale de commande C-PSS et IAF-PSS (1 ^{er} scénario cas3)	60
Figure.III.13. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas4)	60
Figure.III.14. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas4)	60
Figure.III.15. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas4)	61
Figure.III.16. Variation de signale de commande C-PSS et IAF-PSS (1 ^{er} scénario cas4)	61
Figure.III.17. Variation de la vitesse angulaire (2 ^{ème} scénario)	61
Figure.III.18. Variation de la puissance électrique (2 ^{ème} scénario)	61
Figure.III.19. Variation de la tension terminale (2 ^{ème} scénario)	62
Figure.III.20. Variation de signale de commande C-PSS et IAF-PSS (2 ^{ème} scénario)	62
Figure.III.21. Variation de la vitesse angulaire (3 ^{ème} scénario)	62
Figure.III.22. Variation de la puissance électrique (3 ^{ème} scénario)	62
Figure.III.23. Variation de la tension terminale (3 ^{ème} scénario)	62
Figure.III.24. Variation de signale de commande C-PSS et IAF-PSS (3 ^{ème} scénario)	62

CHAPITRE IV

Figure IV.1 Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur	72
Figure IV.2 Fonctions d'appartenances pour l'entrée $i_L(t)$	72
Figure IV.3 Fonctions d'appartenances pour l'entrée $v_c(t)$	72
Figure IV.4 Modèle Simulink pour $\hat{f}(x \theta_f)$	73
Figure IV.5 Evolution de la tension de sortie	74
Figure IV.6 Evolution du courant de l'inducteur	74
Figure IV.7 Évolution des fonctions f et g du système dynamique	75
Figure IV.8 Réponse de la tension V_o et du courant d'inductance i_L	75
Figure IV.9. Banc expérimentale pour la validation de la commande (IAFS)	76
Figure IV.10 Tension de sortie et courant de l'inductance obtenus par la commande IAFS du 1 ^{er} cas	77
Figure IV.11 Tension de sortie et courant de l'inductance obtenus par la commande IAFS du 1 ^{er} scénario	77
Figure IV.12 Tension de sortie et courant de l'inductance obtenus par la commande IAFS du 2 ^{ème} scénario	77
Figure IV.13 Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie	78
Figure IV.14. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas1)	79
Figure IV.15. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas1)	79
Figure IV.16. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas1)	79
Figure IV.17. Variation de signale de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1 ^{er} scénario cas1)	79
Figure IV.18. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas2)	79
Figure IV.19. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas2)	79
Figure IV.20. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas2)	80
Figure IV.21. Variation de signale de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1 ^{er} scénario cas2)	80
Figure IV.22. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas3)	80
Figure IV.23. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas3)	80
Figure IV.24. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas3)	80
Figure IV.25. Variation de signale de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1 ^{er} scénario cas3)	80
Figure IV.26. Variation de la vitesse angulaire (1 ^{er} scénario cas4)	81
Figure IV.27. Variation de la puissance électrique (1 ^{er} scénario cas4)	81

Figure IV.28. Variation de la tension terminale (1 ^{er} scénario cas4)	81
Figure IV.29. Variation de signale de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1 ^{er} scénario cas4)	81
Figure IV.30. Variation de la vitesse angulaire (2 ^{ème} scénario)	81
Figure IV.31. Variation de la puissance électrique (2 ^{ème} scénario)	81
Figure IV.32. Variation de la tension terminale (2 ^{ème} scénario)	82
Figure IV.33. Variation de signale de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (2 ^{ème} scénario)	82
Figure IV.34. Variation de la vitesse angulaire (3 ^{ème} scénario)	82
Figure IV.35. Variation de la puissance électrique (3 ^{ème} scénario)	82
Figure IV.36. Variation de la tension terminale (3 ^{ème} scénario)	82
Figure IV.37. Variation de signale de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (3 ^{ème} scénario)	82
Figure IV.38. Variation de la vitesse angulaire et la puissance électrique (cas1)	89
Figure IV.39. Variation du signal de commande et la macro-variable (cas1)	89
Figure IV.40. Variation de la vitesse angulaire et la puissance électrique (cas2)	90
Figure IV.41. Variation du signal de commande et la macro-variable (cas2)	90
Figure IV.42. Variation de la vitesse angulaire et la puissance électrique (cas3)	91
Figure IV.43. Variation du signal de commande et la macro-variable (cas3)	91
Figure IV.44. Système de puissance à trois machines	92
Figure IV.45. Variation de vitesse des générateurs (sans PSS)	93
Figure IV.46. Réponse de W_{1-2} en condition de fonctionnement nominal.	94
Figure IV.47. Réponse de W_{2-3} en condition de fonctionnement nominal	94
Figure IV.48. Réponse de W_{3-1} en condition de fonctionnement nominal	94
Figure IV.49. Réponse de W_{1-2} en condition de fonctionnement difficile	94
Figure IV.50. Réponse de W_{2-3} en condition de fonctionnement difficile	94
Figure IV.51. Réponse de W_{3-1} dans des conditions de fonctionnement difficile	95
Figure IV.52. Réponse de W_{1-2} en condition de fonctionnement léger	95
Figure IV.53. Réponse de W_{2-3} en condition de fonctionnement léger	95
Figure IV.54. Réponse de W_{3-1} en condition de fonctionnement léger	95

Liste des tableaux

Tableau II.1. Paramètres du système de puissance	43
Tableau III.1. Paramètres du système de puissance	58
Tableau IV.1. Spécification du convertisseur abaisseur	73
Tableau IV.2. Conditions de fonctionnement de chargement du système (en p.u.)	93

Sommaire

Introduction Générale	01
Chapitre I	
Modélisation des Systèmes de Puissance	
I.1. Introduction	04
I.2. Modélisation du convertisseur statique de type DC-DC	04
I.2.1. Convertisseurs statique DC-DC de base	05
I.2.2. Modèle mathématique du convertisseur abaisseur DC-DC	05
I.2.3. Convertisseur abaisseur avec éléments parasites	08
I.3. Modélisation des réseaux électriques	11
I.3.1. Modèle d'un générateur connecté à un nœud infini	11
I.3.2. Correcteurs	14
I.3.2.1. Régulateurs de tension	14
I.3.2.2. Régulateurs de puissance	15
I.3.3. Equations d'état pour un système de puissance <i>SMIB</i>	16
I.3.4. Modélisation d'un réseau multi-machines	16
I.3.5. Réseau électrique	18
I.3.5.1. Modèle de transformateurs	18
I.3.5.2. Modèle des lignes de transmission	20
I.3.5.3. Modèle des charges	21
I.3.5.4. Equations du réseau de transmission	22
I.4. Stabilité d'un réseau électrique	25
I.4.1. Stabilité de l'angle rotorique	26
I.4.1.1. Stabilité angulaire aux petites perturbations	26
I.4.1.2. Stabilité angulaire aux grandes perturbations	26
I.4.2. Stabilité de tension	27
I.4.3. Stabilité de fréquence	27
I.5. Conclusion	28

Chapitre II

Introduction à la Commande Synergétique

II.1. Introduction	30
II.2. Synthèse de la commande synergétique	30
II.3. Commande synergétique d'un convertisseur élévateur	33
II.3.1. Effet des paramètres de contrôle k_1 et T sur la performance de contrôle	34
II.3.2. Loi de commande avec limitation de courant	36

II.3.3. Loi de commande avec intégrateur	38
II.3.4. Résultat de simulation 1	38
II.4. Stabilisateur synergétique d'un système de puissance	41
II.4.1. Résultat de simulation 2	43
II.5. Conclusion	46

Chapitre III

Commande Adaptative Floue

III.1. Introduction	48
III.2. Introduction à la comande adaptative et les systèmes flous	48
III.2.1. Commande adaptative	48
III.2.1.1. Principe de la commande adaptative	48
III.2.1.2. Synthèse de la commande adaptative	49
III.2.2. Systèmes flous	50
III.2.2.1. Description des systèmes flous de type Takagi-Sugeno	50
III.3. Stabilisateur adaptatif flou indirect d'un système de puissance	52
III.4. Résultat de simulation	58
III.5. Conclusion	63

Chapitre IV

Commandes Adaptative Floue Synergétique et Adaptative Floue Synergétique Terminale

IV.1. Introduction	65
IV.2. Synthèse d'une loi de commande adaptative floue synergétique d'un convertisseur abaisseur DC-DC	65
IV.2.1 Analyse de la stabilité et de la robustesse	69
IV.2.2 Résultats et discussions 1	72
IV.3. Stabilisateur adaptatif flou synergétique d'un système de puissance	79
IV.4. Stabilisateur adaptatif flou synergétique terminal d'un système de puissance	83
IV.4.1 Analyse de la stabilité et de la robustesse	86
IV.4.2 Résultats et discussions 2	88
IV.4.2.1 Stabilisateur adaptatif flou synergétique terminal d'un système SMIB	88
IV.4.2.2 Stabilisateur adaptatif flou synergétique terminal d'un système Multi-machine	92
IV.5 Conclusion	96
Conclusion Générale	98
Bibliography	100

Introduction
Générale

Introduction Générale

Depuis plusieurs années, les systèmes de puissance électrique font l'objet de développements technologiques majeurs pour assurer une production d'énergie dans des limites acceptables et stables, et il est considéré comme l'un des défis les plus importants d'étudier ces systèmes. L'étude de la stabilité du système permet de savoir comment il réagit au-delà des limites de la stabilité face à petite ou grande perturbation telles que des changements continus de charges, la perte d'un groupe de production, des défauts tels que des courts-circuits sur une ligne de transport ... etc.

De nombreuses études ont été réalisées dans le domaine de la stabilité des systèmes de puissance [And93, Kun94, Shi09, Con71, Dem69] et de nombreuses techniques ont été proposées pour surmonter les problèmes de stabilité [Bro70, Elg85, Iye71, Smi69, Cut89, Els15]. Une grande partie de la recherche s'est concentrée sur la conception des contrôleurs linéaires ou contrôleurs conventionnels [Son00, Seo96, Var15, Sun19, Sim95]. La conception de ces contrôleurs est basée sur un modèle linéaire à un certain point de fonctionnement [Sim95, Gup03, Sah08, Rac97]. Cependant, les systèmes de puissance sont très complexes en raison de leur richesse en composants non linéaires et variant dans le temps, ce qui peut avoir pour conséquence que les réglages optimaux du contrôleur linéaire pour un point de fonctionnement ne conviennent pas aux autres points de fonctionnement.

Cet inconvénient majeur de la méthode de conception linéaire, fait que la théorie de la commande linéaire n'est pas en mesure de garantir la stabilité du système dans différentes conditions de fonctionnement.

Les contrôleurs adaptatifs ont été développés pour contrôler les systèmes qui changent avec le temps. Ces variations peuvent être causés par des perturbations sur le système ou des changements dans les conditions de fonctionnement. L'avantage de ces contrôleurs est leur capacité à ajuster les paramètres du régulateur en ligne selon les conditions d'exploitation actuelles. Plusieurs travaux ont constaté que pour de grandes variations dans les conditions de fonctionnement des systèmes de puissance, les contrôleurs adaptatifs ont de meilleures performances que les contrôleurs conventionnelles [Mal86, Hsu88, Pah90, Mal93, Kot96, Par96, Has91]. La méthodologie de contrôle hybride adaptatif est un ensemble de techniques qui allient la théorie du contrôle moderne avec des méthodes collectives pour créer un contrôle adaptatif pour les systèmes dynamiques. Cette classe de régulateurs fournit une méthodologie pour construire des contrôleurs très puissants et robustes pour les systèmes non linéaires, à savoir le contrôle des systèmes de puissance.

Introduction Générale

La commande synergétique, la logique floue, la théorie des attracteurs terminaux et leurs combinaisons feront l'objet de notre étude dans ce travail. Les applications de systèmes flous ont connu une demande croissante dans plusieurs domaines, notamment les contrôleurs flous et les modèles flous. Avec des différences dues aux caractéristiques de chaque application, ces systèmes partagent la même architecture de base et utilisent un mécanisme d'inférence. Les contrôleurs basés sur la logique floue ont fait leurs preuves dans un certain nombre de domaines d'application, y compris la régulation du système de puissance [Has91, Kol41]. Les modèles flous attirent beaucoup d'attention, et dans la littérature sur ce sujet qui a connu un succès considérable dans la simulation de systèmes non linéaires qui ne peuvent pas être décrits à l'aide de l'approche traditionnelle.

La théorie de commande synergétique est une approche puissante pour concevoir des commandes robustes. Récemment, elle a été utilisée avec succès dans le domaine du contrôle des systèmes électriques. Citons par exemple son application aux convertisseurs statiques [Kon04] et des applications pratiques réussies en industrie [San03]. Sur la base de la théorie de commande synergétique, des approches non linéaires ont été utilisées pour concevoir des unités de commande dans le système de puissance [Jia09]. Nous utilisons les techniques proposées pour contourner les problèmes des commandes linéaires en utilisant un modèle non linéaire du système de puissance pour la synthèse de la commande.

En théorie, La commande synergétique se montre très performante pour assurer la stabilité des systèmes de puissance face aux perturbations de toutes natures. Étant donné que cette technique ne peut être utilisée que pour les systèmes de puissance non linéaires dont le modèle dynamique est parfaitement connu. De plus, dans la plupart des applications de la commande synergétique, La loi de commande a été développée en se basant sur la stabilité asymptotique, permettant ainsi aux trajectoires du système d'atteindre l'équilibre en un temps infini. Dans le but d'accélérer la convergence et pour améliorer la performance de contrôle, un nouvel algorithme communément connu sous le nom de synergétique terminale (*TSC*) [Zer18, Ahf17, Med16] connaît un grand succès ces dernières années. En réduisant le temps nécessaire pour atteindre le point d'équilibre, on améliore à la fois la convergence et l'atténuation rapide des perturbations.

La modélisation floue et sa combinaison avec la commande synergétique et la commande synergétique terminale par le biais de conception des contrôleurs intelligents appliqués aux systèmes de puissance, représente l'essentiel de notre travail.

Cette thèse est composée de quatre chapitres organisés comme suit :

Introduction Générale

Le chapitre d'ouverture traite de la modélisation des systèmes de puissance à savoir les convertisseurs DC-DC et les réseaux électriques. La théorie de la commande synergétique et son application à un convertisseur de puissance et à un réseau électrique constitué d'une machine synchrone reliée par deux lignes de transmission à un jeu de barres infini, sont présentées dans le chapitre deux.

Les avantages et inconvénients de cette technique y sont décrits. Le développement de la commande adaptative floue est donné pour la conception des stabilisateurs de puissance dans le troisième chapitre. Nous consacrons le quatrième chapitre, à la commande adaptative floue synergétique (*AFSC*) et sa validation en temps réel sur un banc d'essai. Une étude comparative entre la commande adaptative floue synergétique et l'approche proposée à savoir la commande adaptative floue synergétique terminale est présentée.

La technique proposée présente une robustesse face aux différents types de perturbations, vérifiée par des résultats de simulation du système étudié (premièrement machine synchrone connectée à un jeu de barre infini SMIB et on termine par réseau multi-machines), tout en améliorant les contrôleurs adaptatifs flous synergétiques (*AFSC*) existants [Bou12]. Enfin, des perspectives pour des travaux de recherches futurs sont présentées dans la conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation des Systèmes de Puissance

I.1. Introduction

Un système de puissance se compose d'une multitude d'équipements électriques interconnectés, tels que les lignes de transport, les machines synchrones, les transformateurs, les convertisseurs et des charges... qui ensemble, forment un système complexe. Ce système est conçu pour la production, le transport et la distribution de l'énergie électrique. En raison de la complexité structurelle plus ou moins élevée selon la taille du système électrique, la stabilité et les phénomènes dynamiques deviennent de plus en plus problématiques dans les systèmes de puissance. Pour concevoir ces systèmes, plusieurs niveaux de modélisation sont nécessaires, en fonction des plages de temps étudiées et de la précision recherchée, allant du modèle énergétique global au modèle dynamique.

Pour gérer efficacement les processus d'échange d'énergie au sein d'un système électrique ou améliorer ses performances, on va utiliser des modèles dépendent de la moyenne des variables d'état, ces derniers seront validés systématiquement à travers des simulations topologiques ou des résultats expérimentaux. Lors de la conception d'une loi de commande, il est important de déterminer si un modèle est adapté à cet effet. On peut définir les spécificités d'un modèle de commande comme une réécriture adéquate des modèles physiques, pour laquelle l'expertise du concepteur est essentielle pour générer les commandes.

De plus, certains aspects ou paramètres physiques de base qui ne sont pas nécessairement des variables d'état et des grandeurs mesurables ou des grandeurs de sortie doivent être considérés dans la modélisation sans augmenter l'ordre du système. Le but de ce chapitre est de dimensionner dynamiquement deux types de systèmes électriques, à savoir le convertisseur statique de type DC-DC et le réseau électrique, et se concentrer sur l'analyse du comportement dynamique de ces systèmes de puissance électrique pour assurer leurs performances et garantir leurs stabilités.

I.2. Modélisation du convertisseur statique de type DC-DC

L'utilisation quotidienne de convertisseurs statiques DC-DC à grande échelle comme interfaces entre les sources d'alimentation électrique et les charges, afin de mieux adapter les puissances mises en jeu. La conversion de puissance consiste à transférer de la puissance électrique fournie par la source vers la charge en changeant les valeurs tension/courant d'une valeur prédéterminée à une autre. Ce processus est effectué au moyen d'un circuit électrique appelé convertisseur statique de puissance, qui est contrôlé par un dispositif de commande.

L'objectif principal de la conversion d'énergie est d'atteindre le rendement le plus élevé possible tout en effectuant les conversions souhaitées par l'utilisation des lois de commande appropriées [Tan12].

I.2.1. Convertisseurs statiques DC-DC de base

Un convertisseur statique de puissance DC-DC est un circuit électrique qui permet de transformer des tensions/courants continus d'entrée en des tensions/courants continus de valeurs désirées en sortie. Ils sont fréquemment utilisés dans les adaptateurs d'appareils électroniques (les PC, les smart phones et les périphériques informatiques...etc.) pour fournir des tensions continues [Ras01]. Ils peuvent également assurer une isolation galvanique, une isolation des bruits et une régulation du flux de puissance. Selon [Liu88], les configurations de base des convertisseurs DC-DC on trouve : les convertisseurs élévateurs (Boost), abaisseurs (Buck), abaisseurs-élévateurs (Buck/Boost)...etc. Pour notre étude, on se concentre sur les convertisseurs abaisseurs et élévateurs, qui sont largement utilisés dans de différents domaines de la vie quotidienne.

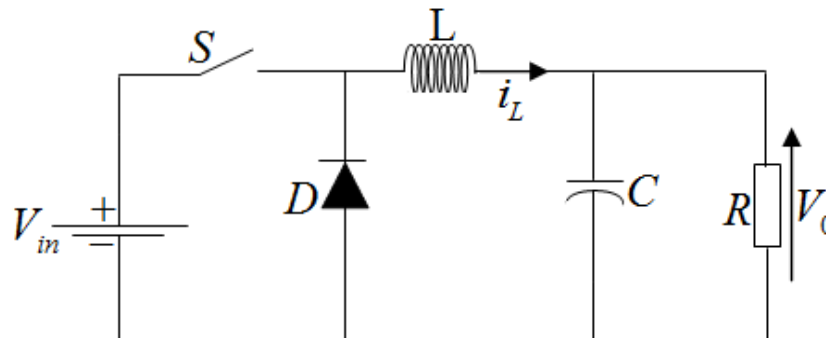


Figure I.1. Topologies de convertisseur statique DC-DC abaisseur.

Ce convertisseur est composé de :

S : interrupteur, D : diode, L : bobine de stockage d'énergie inductif, C : condensateur pour le stockage d'énergie capacitif et R : charge résistive.

V_{in} : tension d'entrée et V_o : tension de sortie. Le rôle d'un convertisseur abaisseur est de convertir la tension V_{in} en une tension de sortie V_o inférieure, dont la valeur est directement liée à l'ouverture et à la fermeture de l'interrupteur S [Tan12].

I.2.2. Modèle mathématique du convertisseur abaisseur DC-DC

Le convertisseur abaisseur (*Buck*) est hacheur série dévolteur, sa fonction est de réduire la tension d'entrée fixe à une tension de sortie réglable par l'utilisateur [Pin07]. Notre système passe par deux états de conduction (passant et bloqué). Chacun étant décrit par un ensemble d'équations distinct.

- L'état bloqué : pendant que l'interrupteur S est ouvert et la diode D conduit, l'énergie stockée dans l'inductance L est transférée vers la charge R
- L'état passant : pendant que l'interrupteur S est fermé, la diode D est bloquée, le flux d'énergie s'écoule de la source d'entrée V_{in} vers la charge R et l'inductance L (l'inductance stocke de l'énergie).

La Figure I.2 montre le schéma d'un convertisseur *Buck* à l'état passant.

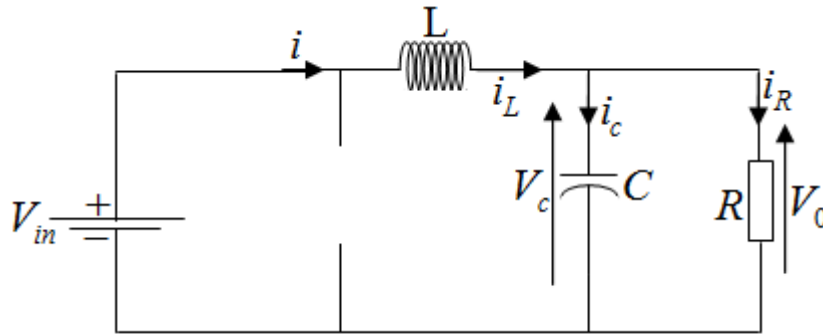


Figure I.2. Schéma d'un convertisseur *Buck* à l'état passant (S est fermé).

À $t=0$, S sera fermé pendant la durée Td , où d représente le rapport cyclique et T la période de commutation, on a donc :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o \\ C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad (I.1)$$

À $t = Td$, S sera ouvert pendant la durée $T(1 - d)$, on obtient alors:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -V_o \\ C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec $V_o = V_c$

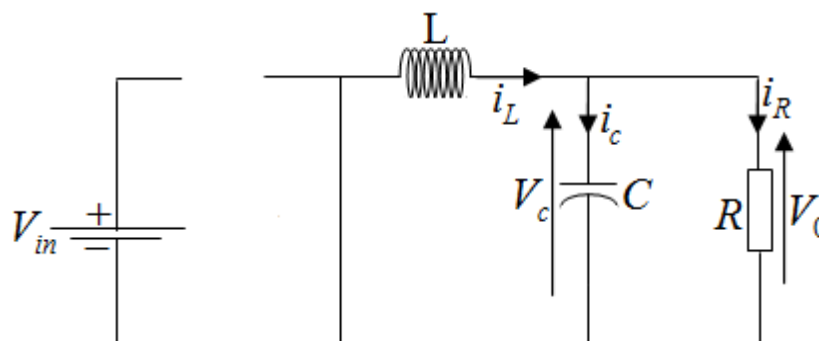


Figure I.3. Schéma d'un convertisseur *Buck* à l'état bloqué (S est ouvert).

En mode de conduction continue, les équations du modèle moyen de l'espace d'état pour un convertisseur *Buck* (tension – courant) est comme suit :

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{1}{L} V_c + \frac{V_{in}}{L} d \\ \dot{V}_c = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} V_c \end{cases} \quad (I.3)$$

On prend comme variables d'état du système la tension entre les bornes du condensateur V_c et sa dérivée \dot{V}_c , c'est-à-dire [Fan11]:

$$\begin{cases} x_1 = V_c \\ x_2 = \frac{dV_c}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

On obtient alors le modèle d'espace d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC} d \end{cases} \quad (I.5)$$

Généralement, dans les méthodologies analytiques conventionnelles les convertisseurs sont supposés idéal, négligeant les pertes ainsi des paramètres propres au système [Max01, San90, San91], l'écriture du modèle mathématique sera simplifié, Cela peut entraîner des erreurs dans la prédiction du comportement dynamique du système [Maz01]. Sur cette base dans notre études, nous prendrons en compte les éléments parasites de chaque composant du convertisseur statique.

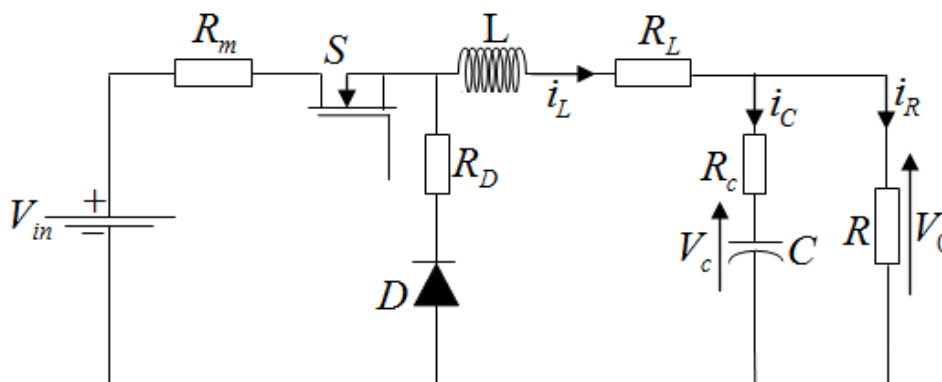


Figure I.4. Circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur.

I.2.3. Convertisseur abaisseur avec éléments parasites

Pour faciliter la conception des contrôleurs des convertisseurs DC-DC, il faut s'appuyer sur un modèle moyen [Ras93] qui permet de décrire leurs dynamiques de manière pertinente et applicable. Cette technique, notamment pour les convertisseurs DC-DC [For98], offre des procédures de conception simples. Par la suite, on présente le modèle moyen dans l'espace d'état d'un convertisseur *Buck* non idéal, qui prend en considération les chutes de tension tant dans les interrupteurs et les autres composants du circuit.

▪ **Modèle moyen global**

Les composants du convertisseur abaisseur en tenant les éléments parasites est illustré en Figure I.4 [Zer18], avec R_m , R_L , R_c et R_D représentent : la résistance de l'interrupteur, la résistance de l'inductance, la résistance en série équivalente du condensateur et la résistance de la diode, respectivement. En utilisant les lois de Kirchhoff, nous pouvons facilement obtenir le modèle dynamique d'un convertisseur statique.

a- Interrupteur fermé

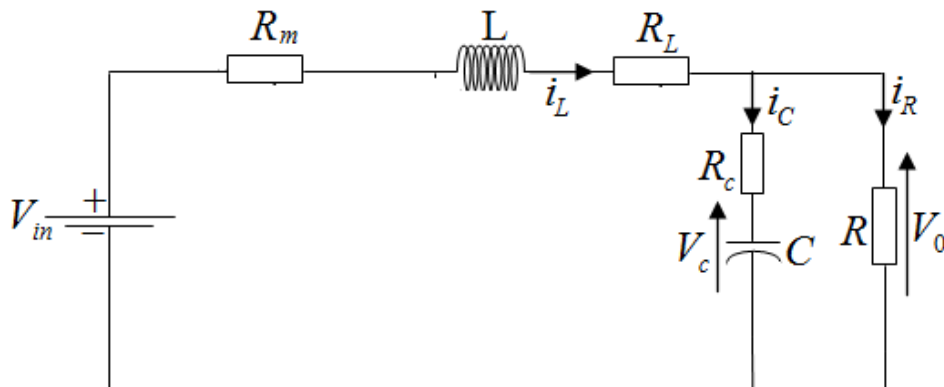


Figure I.5. Circuit équivalent d'un convertisseur *Buck* à l'état passant (*S* est fermé).

La Figure I.5 illustre le circuit équivalent du convertisseur *Buck* à l'état passant ou *S* est fermé et la diode conduit.

La loi des nœuds donne :

$$i_R = i_L - i_C = i_L - C \frac{dV_c}{dt} \tag{I.6}$$

Si on applique la loi des mailles à la maille gauche on obtient :

$$L \frac{di_L}{dt} + (R_L + R_m)i_L + i_C R_c + V_c = V_{in} \tag{I.7}$$

Reformulant l'expression (I.7), on trouve :

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{R_c} \left(V_{in} - L \frac{di_L}{dt} - (R_L + R_m) i_L - V_c \right) \quad (I.8)$$

On obtient la 1^{ère} équation d'état après la combinant des équations (I.6) et (I.8)

$$\frac{di_L}{dt} = - \frac{R}{(R + R_c)L} V_c - \left(\frac{RR_c}{(R + R_c)L} + \frac{R_L}{L} + \frac{R_m}{L} \right) i_L + \frac{V_{in}}{L} \quad (I.9)$$

En appliquant loi des mailles sur la maille droite, on trouve :

$$V_c + i_c R_c = i_R R \quad (I.10)$$

Par la combinaison des deux expressions (I.10) et (I.6), on obtient l'équation d'état :

$$\frac{dV_c}{dt} = - \frac{1}{(R + R_c)C} V_c + \frac{R}{(R + R_c)C} i_L \quad (I.11)$$

b-Interrupteur ouvert

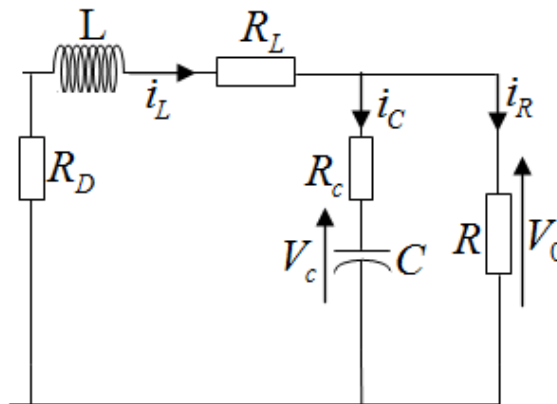


Figure I.6. Circuit équivalent d'un convertisseur *Buck* à l'état bloqué (*S* est ouvert).

Pendant la période d'ouverture de *S*, *D* reste en conduction jusqu'à l'annulation du courant *i_L* de l'inductance.

En appliquant la même procédure pour obtenir :

$$\frac{dV_c}{dt} = - \frac{1}{(R + R_c)C} V_c + \frac{R}{(R + R_c)C} i_L \quad (I.12)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{(R+R_C)L}V_c - \left(\frac{RR_C}{(R+R_C)L} + \frac{R_L}{L} + \frac{R_D}{L} \right) i_L \quad (\text{I.13})$$

Il convient de noter que les deux résistances R_m et R_D ont des valeurs assez faibles et pratiquement identiques. En utilisant cette approximation ($R_m = R_D$) ainsi que les expressions (I.9), (I.11), (I.12) et (I.13), on aboutit les expressions de notre modèle moyen suivantes:

$$\begin{cases} \frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{(R+R_C).C}V_c + \frac{R}{(R+R_C).C}i_L \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{(R+R_C).L}V_c - \left(\frac{R.R_C}{(R+R_C).L} + \frac{R_L}{L} + \frac{R_m}{L} \right) i_L + \frac{V_{in}}{L}d \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

On peut déterminer la tension V_o par l'expression suivante:

$$V_o = R.i_R = R.(i_L - i_C) = R. \left(i_L - \frac{V_o - V_c}{R_C} \right) \quad (\text{I.15})$$

On obtient l'expression de V_o après résolution de l'équation précédente

$$V_o = \left(\frac{RR_C}{R+R_C} \right) i_L + \left(\frac{R}{R+R_C} \right) V_c \quad (\text{I.16})$$

En remarquant que R_C est très faible devant R la résistance de charge, donc on peut la négliger. Ainsi, en utilisant l'équation (I.16) et en effectuant cette approximation, on obtient :

$$V_o = V_c \quad (\text{I.17})$$

Et l'équation (I.14) peut être reformulée de cette manière :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{(R+R_C)C}x_1 + \frac{R}{(R+R_C)C}x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{(R+R_C)L}x_1 + \left(-\frac{RR_C}{(R+R_C)L} - \frac{R_L}{L} - \frac{R_m}{L} \right) x_2 + \frac{V_{in}}{L}d \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Avec : $x_1 = V_c$ et $x_2 = i_L$

I.3. Modélisation des réseaux électriques

I.3.1. Modèle d'un générateur connecté à un nœud infini

Par la suite, nous poserons les bases mathématiques de la modélisation et de l'analyse du système énergétique. Nous décrivons tout d'abord le modèle représenté sur la figure I.7, qui comporte un générateur connecté à un réseau de transport à l'intermédiaire d'un transformateur triphasé et équipé d'un régulateur de tension et d'un stabilisateur de puissance (modèle SMIB) [Bou12].

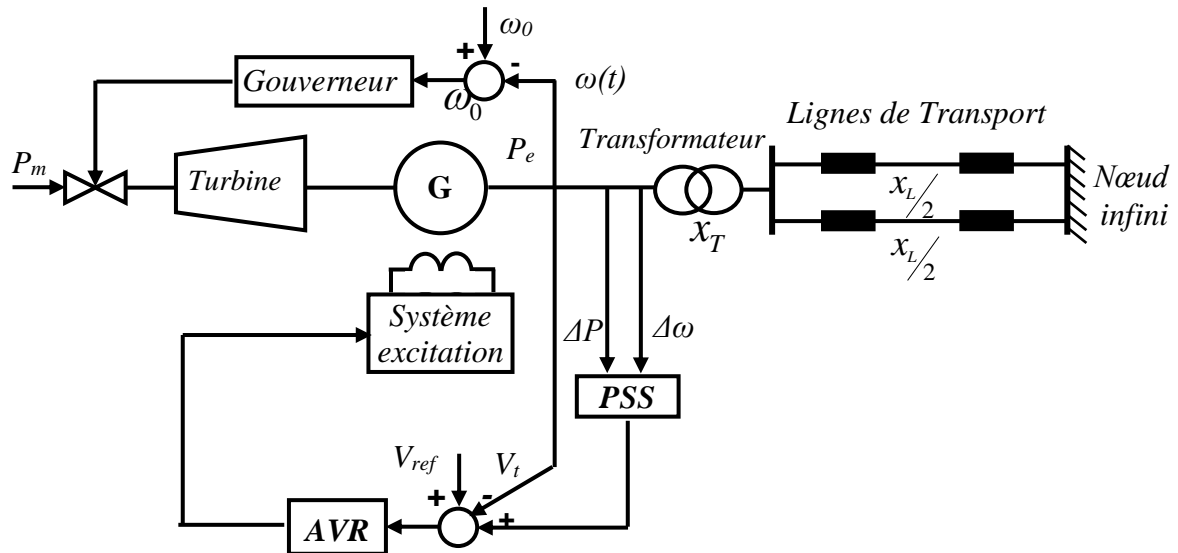


Figure I.7. Représentation d'un générateur synchrone et de ses réglages.

Les régulateurs susmentionnés (AVR/PSS) sont les régulateurs essentiels du générateur. En raison des charges non linéaires, des contraintes sur la commande de la turbine, du système d'excitation, de la régulation de la vitesse et autres facteurs, ce générateur présente un comportement non linéaire, comme tout autre système de puissance.

En outre, des équations non linéaires sont utilisées pour simuler le comportement du générateur synchrone. Certaines études ont appliqué la technique dite des "petits signaux" [And93, Dem69], en développant un modèle linéaire du système tangentiel autour d'un point de fonctionnement, mais il n'est valable que si les perturbations du système sont suffisamment faibles. Cependant, l'influence des grandes perturbations est importante, et nous empêche d'appliquer ce modèle non linéaire pour l'étude de la stabilité transitoire [And93, Kun94].

Il est courant d'adopter une modélisation constitué d'un générateur connecté à un nœud infini, dû à la complexité des systèmes de puissance. Pour modéliser un tel système vu depuis une machine particulière, ici on peut adopter un modèle complet qui comprend tous les éléments, ou bien on peut utiliser des équations qui décrivent le comportement d'une seule machine connectée au nœud. Selon le niveau d'étude requis, un modèle plus ou moins précis

de la machine peut être utilisé. Dans notre cas, nous adopterons un modèle de système composé uniquement d'une machine connectée à deux lignes de transport parallèles et relié à un très grand réseau situé à proximité d'un nœud infini [And93].

En utilisant la transformation de Park qui exprime le comportement dynamique de la machine synchrone, qui consiste à transformer les trois enroulements de la machine en deux enroulements sur deux axes perpendiculaire (d) et (q). Différents niveaux de simplification peuvent être appliqués au modèle complet, afin de réduire les calculs nécessaires pendant la phase de simulation, en même temps nous conservons les caractéristiques essentielles requises pour l'analyse envisagée. On néglige la dynamique de l'enroulement statorique, ce qui permet d'utiliser exclusivement des équations algébriques pour décrire les interconnexions entre les éléments du système.

Pour le rotor, les dynamiques sous-transitoires liées aux enroulements amortisseurs peuvent être partiellement ou totalement supprimées. Plusieurs modèles approximatifs couramment utilisés sont donnée dans la littérature [And93, Kun94].

Pour simplifier davantage le modèle, nous éliminons les enroulements de l'amortisseur, et nous obtenons ainsi le modèle à un seul axe, où la partie électrique de la machine est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d_0}} [E_{fd}(t) - E'_q(t) - I_d(t)(x_d - x'_d)] \quad (\text{I.19})$$

La dynamique mécanique de la machine est exprimée en fonction de $\Delta\omega$, qui est la différence entre les deux vitesses : la vitesse angulaires réelles et la vitesse angulaire nominale de la machine, ainsi que de l'angle de charge δ :

$$\dot{\delta}(t) = \omega_0 \Delta\omega(t) \quad (\text{I.20})$$

$$\Delta\dot{\omega}(t) = -\frac{K_D}{2H} \omega(t) + \frac{1}{2H} (P_m(t) - P_e(t)) \quad (\text{I.21})$$

A l'exception de : la constante de temps T'_{d_0} qui est exprimée en secondes, de l'angle de charge δ qui est exprimée en radians, la pulsation nominale ω_0 qui est exprimée en radians par seconde, le reste des variables sont exprimées en grandeurs relatives (ou per unit).

La configuration générale illustrée à la Figure I.8, représente un générateur faisant partie d'un grand réseau électrique, en remplaçant le reste du réseau par une source de tension équivalente V_s et la réactance équivalente x_s .

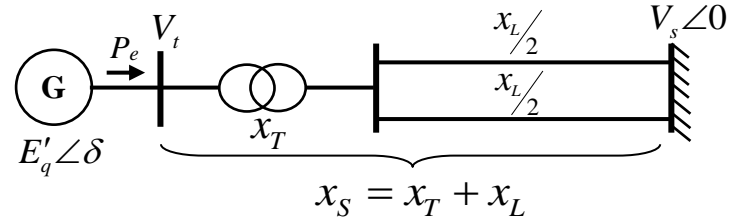


Figure I.8. Représentation d'un générateur relié à un nœud.

Vu que le générateur est connecté à un système de grande taille, on peut constater que sa dynamique n'affecte pas la caractéristique de la tension V_s et sur cette base, on l'appelle bus infini. Afin de construire les équations algébriques du système, nous définissons d'abord les réactances suivantes :

$$\begin{aligned}x_{ds} &= x_d + x_s \\x'_{ds} &= x'_d + x_s \\x_{qs} &= x_q + x_s\end{aligned}\tag{I.22}$$

On peut négliger les résistances des bobines statoriques et celle de la ligne, d'où les expressions du courants I_d et I_q sont exprimées par :

$$I_d(t) = \frac{E'_q(t) - V_s \cos(\delta(t))}{x'_{ds}}\tag{I.23}$$

$$I_q(t) = \frac{V_s \sin(\delta(t))}{x_{qs}}\tag{I.24}$$

L'expression de la puissance électrique de sortie est exprimée par :

$$P_e = V_s \sin(\delta(t)) I_d(t) + V_s \cos(\delta(t)) I_q(t)\tag{I.25}$$

En remplaçant (I.23) et (I.24) dans la relation (I.25), nous allons avoir :

$$P_e(t) = \frac{V_s E'_q(t)}{x'_{ds}} \sin(\delta(t)) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \sin(\delta(t)) \cos(\delta(t))\tag{I.26}$$

La relation de la tension de sortie en fonction de V_d et V_q est donné par :

$$V_t^2 = V_d^2 + V_q^2\tag{I.27}$$

$$\text{Où : } V_d = x'_q I_q\tag{I.28}$$

$$V_q = E'_q - x'_d I_d\tag{I.29}$$

Nous ne prenons pas en considération le modèle de la turbine et de même pour la variation de la puissance mécanique est négligée pendant la simulation. Dans la suite nous considérons les éléments qui complètent la description d'un système puissance à savoir les correcteurs existants actuellement.

I.3.2. Correcteurs

Il existe de nombreux correcteurs dans les réseaux électrique utilisés pour assurer la stabilité, augmenter les marges de sécurité du réseau et augmenter la quantité d'énergie qui transite par les lignes. Il convient de mentionner les correcteurs les plus utilisés tel que :

I.3.2.1. Régulateurs de tension

On peut dire que le système d'excitation est un moyen supplémentaire qui alimente les bobines d'excitation du générateur pour lui permettre de fournir la puissance requise. Un tel système fournit une tension et un courant continu dans le régime permanent, Mais il faut qui il réagit rapidement pour ajuster la tension d'excitation au cas où le système a été perturbé [And93, Kun94, Vou04].

Pour assurer la stabilité transitoire du système de puissance, des régulateurs de tension (AVR) sont utilisés pour maintenir l'équilibre de puissance réactive en fonction des besoins de charge, Ce dernier ajuste le courant d'excitation de la machine pour réguler leur flux magnétique et la tension de sortie aux valeurs requises. Le schéma ci-dessous illustre le modèle du régulateur de tension adopté.

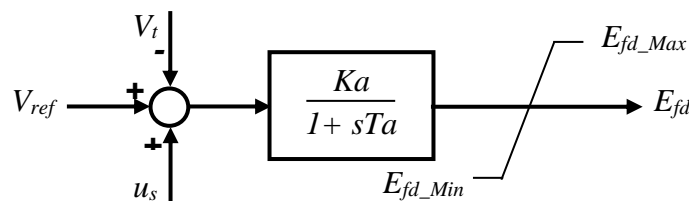


Figure I.9. Modèle du régulateur de tension AVR adopté.

V_{ref} représente la tension de référence spécifiée pour répondre aux conditions de l'état d'équilibre.

Le régulateur de tension est basé sur la comparaison du signal V_t avec la tension de référence V_{ref} et il ajoute un signal complémentaire u_s au nœud comparateur, provenant de dispositifs spécifiques de commande, tels que le stabilisateur de puissance (PSS). Puis, le signal d'erreur est amplifié pour produire la tension d'excitation requise E_{fd} .

Deux paramètres caractérisent l'amplificateur : la constante de temps T_a et le gain K_a . En fin, un système de limitation fixe les valeurs de la tension d'excitation maximale et minimale (E_{fd_Max} , E_{fd_Min}).

La dynamique de ce modèle est décrite par la relation (I.30) :

$$\dot{E}_{fd}(t) = \frac{1}{T_a} \left(K_a (V_{ref} - V_t(t) + u_s(t)) - E_{fd}(t) \right) \quad (I.30)$$

I.3.2.2. Régulateurs de puissance

Comme illustré dans la figure I.7, le *PSS* ajoute un signal de tension qui dépend de la variation de la vitesse rotorique dans l'entrée de l'AVR de la machine synchrone. Il en résulte un couple électrique proportionnel à la de vitesse rotation du rotor, assurant un couple synchrone élevé en présence d'un système d'excitation rapide et puissant. Il résout également le problème de diminution du couple d'amortissement [And93, Kun94, Tas03]. Le *PSS* permet également d'intercepter les oscillations faibles, en faisant intervenir le système d'excitation au bon moment et de manière optimale.

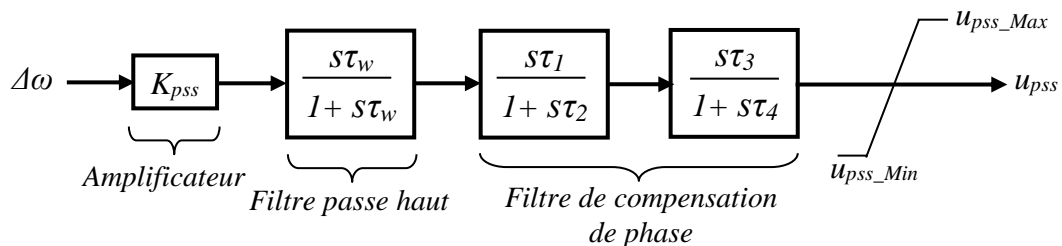


Figure I.10. Modèle d'un stabilisateur de puissance conventionnel.

Le *PSS* avance/retard (également connu par le nom stabilisateur de puissance conventionnel) est largement utilisé. Ce type de *PSS* s'est avéré très efficace pour maintenir la stabilité face aux petites perturbations. La variation de vitesse de rotor est utilisée comme entrée. Comme illustre la figure I.10, le *PSS* est conçu de quatre blocs suivants :

1. Amplificateur : a comme rôle la détermination de la valeur de l'amortissement fournit par le *PSS*. Ce gain varié entre 0.01 et 50 [Lar81].

2. Filtre passe-haut : a comme rôle l'élimination des oscillations à très basse fréquence. Ce filtre à une constante de temps τ_w varie entre 1 et 20 secondes [Tas03].

En fixant la valeur de τ_w à 10 secondes, on observe une bonne amélioration de la stabilité de la 1^{ère} oscillation [Pal05].

3. Filtre de compensation de phase : Le retard de phase entre l'entrée du système d'excitation et le couple électrique du générateur entraîne un amortissement négatif. Pour cela le *PSS* compense ce retard de phase en fournissant l'avance de phase nécessaire.

Cependant, l'utilisation d'un simple bloc d'avance de phase est insuffisante pour réaliser cette compensation, fréquemment dans la pratique, un bloc d'avance/retard de phase est utilisé. Pour assurer une stabilité optimale du système, on utilise deux étages de compensation de phase, et leurs fonctions de transfert sont obtenues par la combinaison du pôle_zéro avec les constantes de temps ($\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$). Chaque constante de temps varie entre 0.01 seconde et 6 secondes [Bas05].

4. Limiteur: Généralement le PSS est équipé d'un limiteur. Leurs valeurs minimales et maximales sont comprises entre ± 0.02 et ± 0.1 per unit [Lar81].

I.3.3. Equations d'état pour un système de puissance SMIB:

Selon les expressions montrées précédemment et si on considère les variables d'état δ, ω, E'_q et E'_{fd} , on obtient les équations d'état suivantes pour un système de puissance (SMIB) :

$$\begin{cases} \dot{\delta}(t) = \omega_0 \Delta\omega(t) \\ \Delta\dot{\omega}(t) = -\frac{K_D}{2H} \omega(t) + \frac{1}{2H} (P_m(t) - P_e(t)) \\ \dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T_{d_0}} [E_{fd}(t) - E'_q(t) - I_d(t)(x_d - x'_d)] \\ \dot{E}'_{fd}(t) = \frac{1}{T_a} (K_a (V_{ref} - V_t(t) + u_{pss}(t)) - E'_{fd}(t)) \end{cases} \quad (I.31)$$

I.3.4. Modélisation d'un réseau multi-machines

Considérons une $i^{ème}$ machine appartient à un réseau multi-machines, nous établirons dans la suite les expressions algébriques du stator de la machine (les expressions concernant les tensions suivant les axes d et q et les expressions des puissances électriques). Avant de commencer le calcul, nous mentionnons ces notes:

- Le repère (D, Q) est commun à toutes les machines du système tandis que le repère (d_i, q_i) est propre à la $i^{ème}$ machine seule.
- L'angle de couple δ_i , qui est l'angle entre D et q_i , elle peut être positive ou négative et évolue avec le temps [Yao83].

La figure I.11 illustre les différentes grandeurs électriques de la machine.

Pour la $i^{ème}$ machine du système, la tension terminale V_i est écrite comme suit :

$$\bar{V}_i = \bar{E}'_{qi} - jX'_{di} \bar{I}_{di} - jX_{qi} \bar{I}_{qi} \quad (I.32)$$

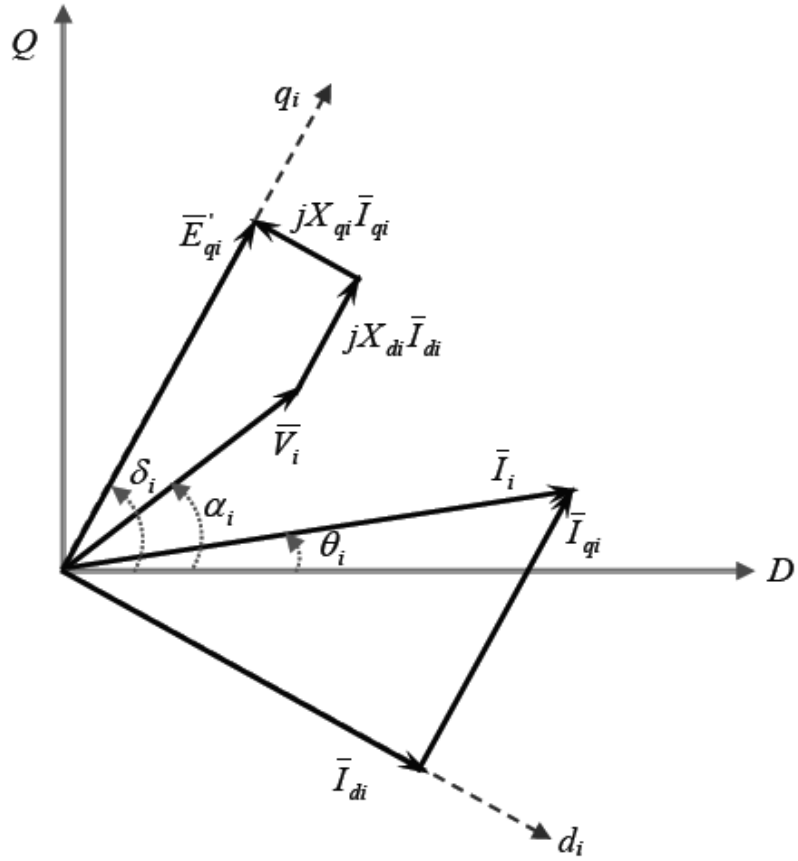


Figure I.11. Phaseurs pour la $i^{\text{ème}}$ machine d'un système multi-machines.

De la figure I.11, on peut déduire ces relations :

$$\begin{aligned}\bar{E}'_{qi} &= E'_{qi} e^{j\delta_i} \\ \bar{I}_{qi} &= I_{qi} e^{j\delta_i}, \quad \bar{I}_{di} = I_{di} e^{j(\delta_i - 90^\circ)} \\ \bar{V}_i &= V_i e^{j\alpha_i}\end{aligned}\quad (\text{I.33})$$

En remplaçant les relations (I.33) dans l'expression (I.32), on obtient :

$$V_i e^{j\alpha_i} = E'_{qi} e^{j\delta_i} - X_{di} I_{di} e^{j\delta_i} - jX_{qi} I_{qi} e^{j(\delta_i - 90^\circ)} \quad (\text{I.34})$$

Qui devient après arrangement :

$$V_i e^{-j(\delta_i - \alpha_i)} = E'_{qi} - X_{di} I_{di} - jX_{qi} I_{qi} \quad (\text{I.35})$$

$$\Rightarrow V_i \cos(\delta_i - \alpha_i) - jV_i \sin(\delta_i - \alpha_i) = E'_{qi} - X_{di} I_{di} - jX_{qi} I_{qi} \quad (\text{I.36})$$

On sépare les parties réelles et imaginaires, On peut écrire les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{di} = X_{qi} I_{qi} \\ V_{qi} = E'_{qi} - X'_{di} I_{di} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

En combinant les relations (I.33) avec la relation : $\bar{I}_i = \bar{I}_{di} + \bar{I}_{qi}$, l'équation (I.32) est réécrite comme suit :

$$\bar{V}_i = E'_{qi} e^{j\delta_i} - jX'_{di} \bar{I}_i + jX'_{di} e^{j\delta_i} - jX'_{qi} I_{qi} e^{j\delta_i} \quad (\text{I.38})$$

On peut utiliser la forme matricielle pour réécrire l'équation (I.38) comme suit :

$$[\bar{V}] = [E'_q] [e^{j\delta}] - j[X'_d] [\bar{I}] + j[X'_d - X'_q] [I_q] [e^{j\delta}] \quad (\text{I.39})$$

Avec : $[\bar{V}]$, $[E'_q]$, $[\bar{I}]$ et $[I_q]$ représente des vecteurs colonnes de dimension n .

$[e^{j\delta}]$, $[X'_d]$ et $[X'_d - X'_q]$ représente des matrices diagonales.

On donne les expressions des puissances par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \bar{S}_i &= P_{ei} + jQ_{ei} = \bar{V}_i \bar{I}_i^* = (V_{di} + jV_{qi})(I_{di} + jI_{qi}) \\ &= (V_{di} I_{di} + V_{qi} I_{qi}) + j(V_{qi} I_{di} - V_{di} I_{qi}) \end{aligned} \quad (\text{I.40})$$

$$\begin{cases} P_{ei} = V_{di} I_{di} + V_{qi} I_{qi} \\ Q_{ei} = V_{qi} I_{di} - V_{di} I_{qi} \end{cases}$$

En négligeant les phénomènes transitoires dans le stator, on obtient le couple électrique égal à l'énergie électrique active par unité. Avec $T_{ei} = P_{ei}$.

I.3.5. Réseau électrique

Le moyen qui relie les centrales électriques aux consommateurs et garantit la distribution de l'énergie électrique s'appelle le réseau électrique. Les éléments essentiels du réseau comprennent les lignes aériennes à haute tension, les câbles souterrains, les transformateurs, ainsi que les jeux de barres [Mac98].

Pour modéliser un tel système, en commençant, par le modèle de ligne de transmission et le modèle de transformateur.

I.3.5.1. Modèle de transformateurs

Un transformateur électrique a pour fonction de changer la valeur efficace de la tension délivrée par une source alternative, afin de l'amener au niveau requis. Ils sont utilisés pour augmenter la tension délivrée par la centrale électrique. De l'autre côté, en bout de chaîne, ils sont utilisés pour abaisser la tension pour être utilisée par les consommateurs.

En plus de permettre la transmission d'énergie électrique avec des tensions modulées, ils sont également utilisés pour contrôler les tensions des nœuds au sein du réseau électrique [Cus02].

Le transformateur dépend dans le principe de son fonctionnement de la variation du nombre de spires du primaire. Comme le montre la figure (I.12), le transformateur est équipé de plusieurs prises côté haute tension, permettant de régler le nombre de spires du primaire.

Avec Z_T représente l'impédance équivalente ramenée au primaire du transformateur. Parfois, ces réglages sont effectués manuellement avec l'appareil hors service.

De manière générale, la modification du nombre de spires est effectuée en charge, autrement dit, sans couper le courant traversant la bobine concernée. Le dispositif qui permet cela est appelé régleur en charge et il se compose d'un contacteur spécialement conçu qui empêche la formation des arcs électriques, ainsi que d'un moteur électrique servant à actionner ce dernier.

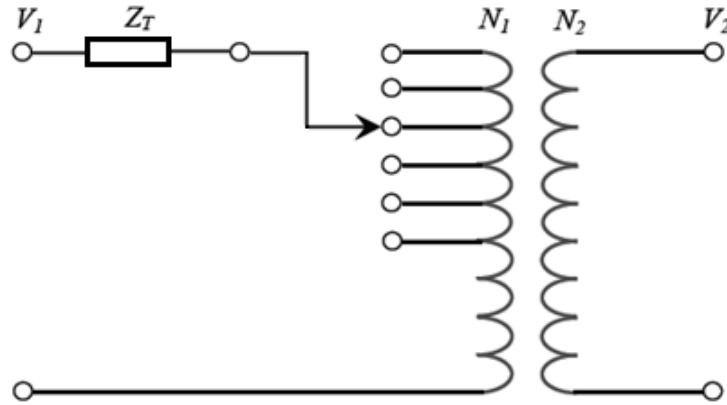


Figure I.12. Modèle simplifié de transformateur.

On définit le rapport de transformation M par:

$$M = \frac{N_1}{N_2} \tag{I.41}$$

Avec : N_1 , N_2 représentent le nombre de spires primaire , secondaire respectivement. Donc la relation entre V_1 et V_2 à vide est défini par :

$$V_2 = \frac{V_1}{M} \tag{I.42}$$

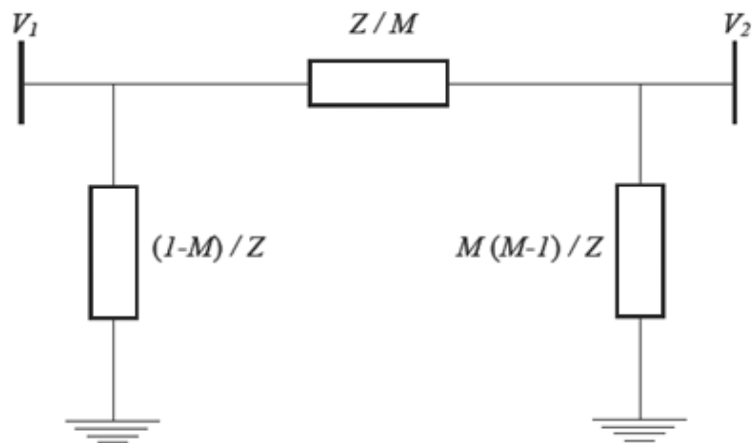


Figure I.13. Modèle en π du transformateur.

En cas où la tension primaire diminue, il est possible de maintenir la tension du secondaire en diminuant le rapport de transformation M , en changeant la prise du côté primaire. En charge, on ne peut pas appliquer l'équation (I.28) à cause de Z_T . Malgré cela, le principe de fonctionnement du transformateur est le même [And06]. Le schéma équivalent en π du transformateur est présenté par la figure I.13 [Mil05].

I.3.5.2. Modèle des lignes de transmission

Les modèles de lignes de transmission utilisés dans l'analyse dynamique des réseaux électriques sont généralement classés en fonction de la longueur des lignes [Sau98]:

- Modèle de lignes de transmission longues,
- Modèle de lignes de transmission moyennes
- Modèle de lignes de transmission courtes.

On caractérise les lignes de transmission par un modèle à constantes localisées en raison de leur longueur et de leur fréquence de fonctionnement, généralement de 50 à 60 Hz, et parce que $L \ll \lambda / 2\pi$, on peut négliger le phénomène de diffusion. Avec λ est la longueur d'onde pour la fréquence f .

Le schéma équivalent en π est la structure la plus couramment utilisée pour modéliser les lignes de transmission, comme représenté dans la figure I.14. Ce modèle est caractérisé par trois paramètres principaux [Kun94]:

- R : est la résistance série.
- X : est la réactance de l'inductance série L due au couplage par champ magnétique entre les conducteurs.
- C : est la capacité shunt due au couplage par champ électrique entre les conducteurs.

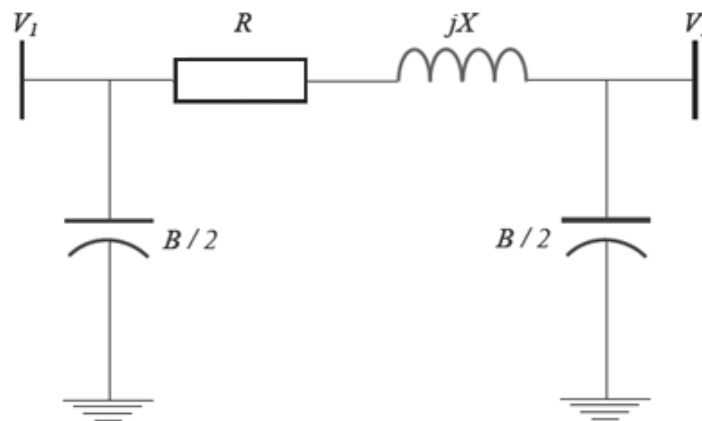


Figure I.14. Modèle en π d'une ligne de transport.

I.3.5.3. Modèle des charges

La nature des charges dans un système de puissance est généralement peut être dû à une charge matérielle réelle (l'éclairage public, les machines électriques...etc.), ou bien dû à une l'impédance d'entrée équivalente de ce système [Mac98]. Les réseaux de distribution ne sont pas modélisés lors de l'analyse des systèmes de puissance, ils sont représentés par des charges équivalentes. La modélisation précise des charges est très difficile en raison de la difficulté à obtenir des données précises sur ses propriétés et ont donc un impact significatif sur la stabilité et la dynamique du système. Par conséquent, des simplifications sont nécessaires en fonction des objectifs de l'étude demandée.

On considère un nœud de tension V_L qui est connecté à une charge qui consomme une puissance $P_L + jQ_L$. Les admittances statiques de charge sont données par $G_L = P_L / V_L^2$ et $B_L = Q_L / V_L^2$ tel qu'illustré dans la figure I.15, [Cus02].

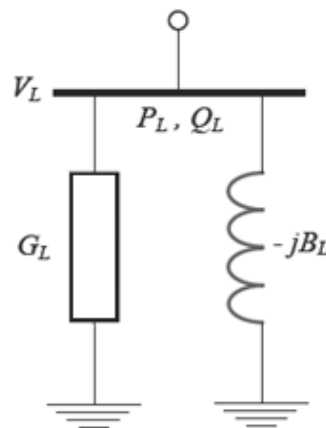


Figure I.15. Modélisation d'une charge par son admittance équivalente.

Grâce aux données obtenues en étudiant l'écoulement de puissance, on peut calculer l'admittance équivalente de charge comme suit :

$$\bar{Y}_L = \frac{P_L}{V_L^2} - j \frac{Q_L}{V_L^2} \quad (\text{I.43})$$

I.3.5.4. Equations du réseau de transmission

Après avoir déterminé les équations algébriques qui représentent l'interconnexion entre les circuits du générateur et tous les transformateurs, les lignes de transmission et les

charges du système, nous pouvons créer le modèle généralisé du réseau de transmission sous la forme de la matrice suivante :

$$[\bar{I}] = [\bar{Y}] \cdot [\bar{V}] \quad (\text{I.44})$$

Avec : $[\bar{I}]$: est le vecteur des courants injectés aux nœuds du réseau.

$[\bar{V}]$: est le vecteur des tensions aux nœuds du réseau.

$[\bar{Y}]$: est la matrice d'admittance du réseau de transport.

On débute par la matrice admittance $[Y]$ qui est composée de termes diagonaux $[Y]_{ii}$ et des termes non-diagonaux $[Y]_{ij}$, [Cus02]:

$[Y]_{ii}$ est la somme de toutes les admittances connectées aux nœuds i .

$[Y]_{ij}$ est la somme de toutes les admittances joignant les nœuds i et j , au signe près (l'admittance mutuelle).

Le principe de la méthode de Kron peut ainsi être appliqué pour la réduction du réseau [Ber00]. Sachant que la somme de tous les courants dans chaque nœud de charge vaut zéro, donc on peut éliminer les nœuds des charges dans l'équation (I.44). Et l'équation (I.44) s'écrit alors comme suit [Yao83]:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_n \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{nm} & \vdots & \bar{Y}_{nr} \\ \dots & \dots & \dots \\ \bar{Y}_{rm} & \vdots & \bar{Y}_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_n \\ \dots \\ \bar{V}_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

Avec : n est l'indice des nœuds de générateurs.

r est l'indice des nœuds restants.

m est l'indice de tous les nœuds du réseau.

En effectuant une décomposition de l'équation matricielle (I.45), on obtient les système d'équations :

$$\begin{aligned} [\bar{I}_n] &= [\bar{Y}_{nm}] \cdot [\bar{V}_n] + [\bar{Y}_{nr}] \cdot [\bar{V}_r] \\ 0 &= [\bar{Y}_{rm}] \cdot [\bar{V}_n] + [\bar{Y}_{rr}] \cdot [\bar{V}_r] \end{aligned} \quad (\text{I.46})$$

On peut le réécrit comme suit :

$$[\bar{I}_n] = [\bar{Y}_{bus}] \cdot [\bar{V}_n] \quad (\text{I.47})$$

$$[\bar{Y}_{bus}] = [\bar{Y}_{nm}] - [\bar{Y}_{nr}] \cdot [\bar{Y}_{rr}]^{-1} \cdot [\bar{Y}_{rm}] \quad (\text{I.48})$$

Avec : $[\bar{Y}_{bus}]$ représente la matrice de l'admittance réduite du réseau électrique, parce que la dimension de la matrice est ramenée de $m \times m$ à $n \times n$.

Remplaçant l'expression (I.34) dans l'expression (I.46), on obtient :

$$[\bar{I}] = [\bar{Y}_m] \left[[E'_q] [e^{j\delta}] + j [X'_d - X_q] [I_q] [e^{j\delta}] \right] \quad (I.49)$$

$$\text{Où : } [\bar{Y}_m] = \left[[\bar{Y}_{bus}]^{-1} + j [X'_d] \right]^{-1} \quad (I.50)$$

Avec : $[\bar{Y}_m] = [Y_m] [e^{j\beta}]$ la matrice d'admittance du réseau électrique totale après réduction.

Dans le référentiel ($D-Q$), le courant de la $i^{\text{ème}}$ machine à n machines est donné par :

$$\bar{I}_i = \sum_{j=1}^n \bar{Y}_{mij} e^{j\beta_{ij}} (E'_{qj} e^{j\delta_j} + j(X'_{dj} - X_{qj}) I_{qj} e^{j\delta_j}) \quad (I.51)$$

Y compris le terme $j = i$.

On peut écrire la dernière équation dans le référentiel $(d-q)_i$, comme suit:

$$\bar{I}_{dqi} = \bar{I}_i e^{-j(\delta_i - 90^\circ)} = \sum_{j=1}^n \bar{Y}_{mij} e^{j(\beta_{ij} + \delta_{ij})} (jE'_{qj} + (X_{qj} - X'_{qj}) I_{qj}) \quad (I.52)$$

En décomposant l'équation (I.52), on obtient les équations du courant de la $i^{\text{ème}}$ machine suivant les repaires d et q :

$$I_{di} = \text{Re}(\bar{I}_{dqi}) = \sum_{j=1}^n Y_{mij} (S_{ij} E'_{qj} + (X_{qj} - X'_{qj}) C_{ij} I_{qj}) \quad (I.53)$$

$$I_{qi} = \text{Im}(\bar{I}_{dqi}) = \sum_{j=1}^n Y_{mij} (C_{ij} E'_{qj} + (X_{qj} - X'_{qj}) S_{ij} I_{qj})$$

$$\text{Où : } \begin{aligned} C_{ij} &= \cos(\beta_{ij} + \delta_{ij}) \\ S_{ij} &= \sin(\beta_{ij} + \delta_{ij}) \end{aligned} \quad (I.54)$$

Les expressions de courants et de tension correspondantes (I.37) (I.45) des machines, représentent les expressions de la partie algébrique du modèle d'état général que nous introduirons plus tard. Comme tous les systèmes dynamiques non linéaires, le système de puissance peut être décrit par un ensemble d'expressions algébriques et d'équations différentielles couplées du premier ordre. Ces ensembles d'équations prennent la forme générale suivante :

$$\dot{x}_i = f_i(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) ; \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (I.55)$$

$$0 = h_j(x_1, x_2, x_3, \dots, x_m) ; \quad j = 1, 2, 3, \dots, m \quad (I.56)$$

Les équations différentielles décrivent le comportement dynamique des différentes éléments du système (les générateurs, les systèmes d'excitation...etc.). Tandis que les expressions algébriques représentent les équations des réseaux de transmission et des stators des générateurs. On peut déterminer instantanément l'état électromécanique du système, en

résolvant ces ensembles d'équations. L'approche finale de la modélisation consiste à présenter l'ensemble des équations du système sous forme d'équations d'état généralisées, comme indiqué ci-dessous :

$$\dot{x}_i = f_i(x, u) \tag{I.57}$$

$$y = g(x, u) \tag{I.58}$$

Cette forme représente un système autonome, c'est-à-dire un système invariant dans le temps.

Avec :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}, \quad f = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_n \end{bmatrix} \tag{I.59}$$

x : est le vecteur d'état à n variables.

\dot{x} : est la dérivée du vecteur x par rapport au temps.

u : est un vecteur de r signaux d'entrée.

f : est un vecteur de n fonctions non linéaires qui relient les variables d'état x_i et les signaux d'entrée u_i avec les dérivées des variables d'état x_i .

y : est un vecteur de m signaux de sortie.

g : est un vecteur de m fonctions non-linéaires qui relient les signaux d'entrée u_i et x_i avec les variables de sortie y_i .

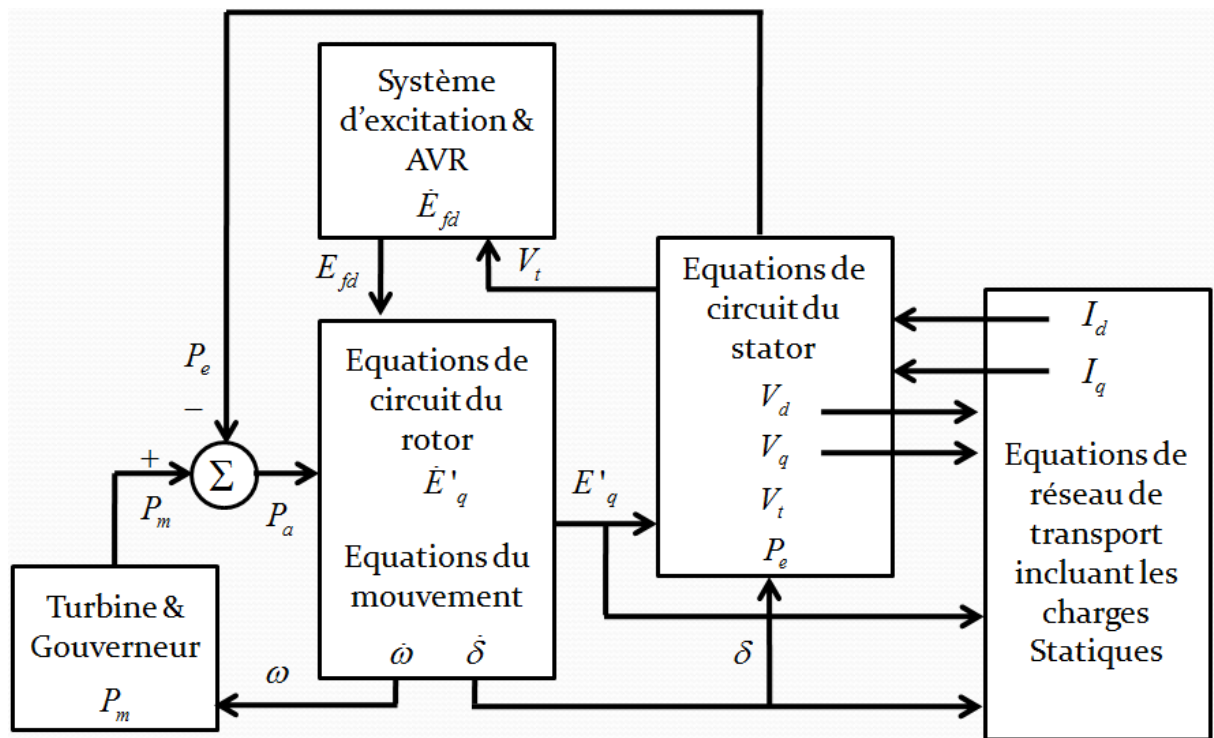


Figure I.16. Différents blocs du système de puissance.

Les variables nous permettent de bien décrire l'évolution dynamique du système grâce aux n équations différentielles de premier ordre. Cela signifie qu'on peut calculer l'état et la sortie du système instantanément, quelle que soit les conditions initiales. Le système atteint l'équilibre lorsque les dérivées des variables d'état x sont égales à zéro, et dans ce point toutes les variables d'état restent constantes, et le comportement du système au voisinage de ce point est considéré comme linéaire. La linéarisation de modèle du système est abordée dans le paragraphe suivant.

I.4. Stabilité d'un réseau électrique

L'instabilité du réseau électrique se caractérise par un déséquilibre entre l'énergie électrique produite et l'énergie mécanique consommée. Ceci provoque une différence de vitesse de rotation des générateurs par rapport à la vitesse de synchronisme. La stabilité était généralement définie par le maintien des générateurs en synchronisme dans le réseau électrique. Cependant, ce concept a évolué avec l'évolution continue des réseaux électriques et la nécessité croissante de partager les moyens de production pour améliorer la fiabilité du système. Par conséquent, Les différents types de stabilité sont classés en fonction des propriétés suivantes [Dem69] :

- Nature physique de l'instabilité résultante
- Temps nécessaire pour assurer la stabilité
- Sévérité des perturbations

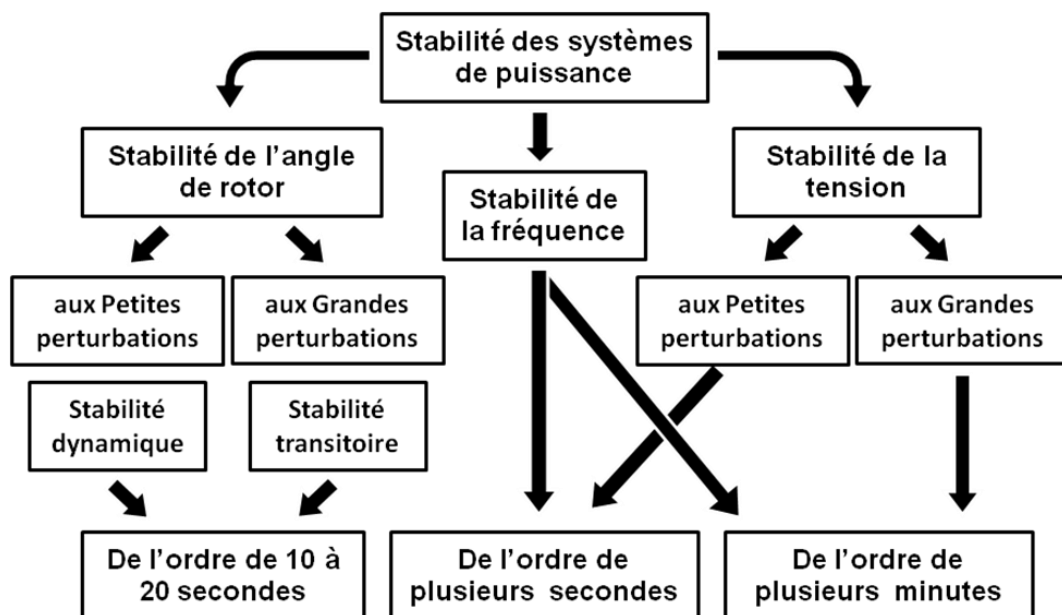


Figure I.17. Classification des différents types de la stabilité des systèmes de puissance.

La stabilité d'un système de puissance se réfère à sa capacité à revenir à un état d'équilibre après une perturbation, en maintenant la majorité des variables du système dans leurs limites. Elle est généralement divisée en trois catégories : la stabilité de l'angle du rotor, la stabilité de tension et la stabilité de fréquence. Comme montré dans la figure I.17, une classification claire est essentielle pour analyser les problèmes d'instabilité dans un système de puissance.

I.4.1. Stabilité de l'angle rotorique

La stabilité angulaire d'un système de puissance se réfère à la capacité des générateurs interconnectés de maintenir leur synchronisation après qu'une perturbation s'est produite. Elle dépend de l'équilibre entre les couples électromagnétiques et mécaniques qui affectent sur le rotor de chaque générateur. Certains générateurs présentent des oscillations angulaires accrues, ce qui peut entraîner une perte de synchronisme avec d'autres générateurs. La stabilité des angles de rotor pour les petites perturbations et les grandes perturbations font partie des deux catégories de stabilité angulaire, également connue sous le nom de stabilité transitoire [Dem69, Kun04].

I.4.1.1. Stabilité angulaire aux petites perturbations

Également connue sous le nom de la stabilité dynamique, cette stabilité se réfère à la capacité d'un système à maintenir le synchronisme face à de petites perturbations. L'instabilité dynamique se manifeste par l'apparition d'un écart oscillant ou non, entre les angles du rotor. Elle ne dépend pas du niveau de perturbations qui peuvent être infiniment petites, mais elle dépend principalement du point de fonctionnement initial du système, [Kun04, Cus02]. Un générateur, une partie du réseau ou l'ensemble du réseau peut être déstabilisé par ces oscillations. Dans de telles situations, il est possible d'utiliser des modèles linéaires pour simuler le système de puissance.

I.4.1.2. Stabilité angulaire aux grandes perturbations

La capacité d'un système de puissance à maintenir le synchronisme après une perturbation majeure, comme un court circuit sur une ligne de transmission, la perte d'un groupe de production ou la perte d'une partie importante de la charge, est connue sous le nom de stabilité transitoire.

Ces défauts peuvent avoir des répercussions dramatiques et entraîner l'effondrement du réseau. La relation non linéaire entre les couples et les angles de rotor est responsable de l'instabilité transitoire, qui se manifeste par de grandes variations apériodiques des angles de rotor. [Dem69, Kun04].

Plusieurs paramètres peuvent affecter la stabilité transitoire telles que : les caractéristiques dynamiques du système, la sévérité des perturbations et le point de fonctionnement initial. Elle peut se manifester immédiatement après la perturbation, et elle s'étend sur 3 à 5 secondes, ou résulter de la superposition des effets de plusieurs modes d'oscillations lentes excités par la perturbation. Cela entraîne une variation significative de l'angle de rotor au-delà de la première oscillation, sur une période de temps allant de dix à vingt secondes [Kun04, Zho91]. Dans ce travail, nous nous concentrerons principalement sur la stabilité de l'angle de rotor en présence de grandes perturbations.

I.4.2. Stabilité de tension

Ce qui caractérise la stabilité de la tension du réseau électrique, c'est sa capacité à assurer les tensions des charges dans les limites requises en fonctionnement normal. Récemment, l'instabilité de tension a été la cause de nombreuses pannes dans les réseaux électriques, et elle est identifiée comme l'une des principales causes de black-out. Cette instabilité survient lorsque le système de production et de transport d'énergie électrique est incapable de fournir la puissance requise par les charges, ce qui entraîne une chute de tension monotone. En fonction de la sévérité de la perturbation, nous classons la stabilité de tension en deux types la stabilité de tension aux petites perturbations de celle aux grandes perturbations.

Plusieurs autres facteurs affectant l'instabilité de tension, tels qu'une augmentation de la charge, une défaillance du régulateur automatique de tension dans la restauration de la tension de charge à son niveau initial, une panne de générateur ou une perte de source de puissance réactive. Ces changements ont un impact significatif sur la production, la consommation et le transport de puissance réactive, ce qui affecte directement la stabilité de tension du réseau. L'instabilité de tension peut se manifester à court terme ou à long terme, s'étendant à plusieurs minutes [And93, Kun04].

I.4.3. Stabilité de fréquence

Pour transmettre le courant alternatif fourni par plusieurs générateurs à travers le réseau, on contrôle soigneusement la fréquence des réseaux électriques interconnectés. En visant principalement à maintenir l'équilibre entre la production et la consommation d'énergie. Tout écart dans cette équation se traduit par une variation de la fréquence du système. Par exemple, la perte de l'un des générateurs provoque une surcharge du réseau, ce qui se traduit par une diminution de la fréquence du réseau, et la perte de l'interconnexion avec un autre réseau lors du cas d'exportation entraînera une augmentation de la fréquence. Par conséquent,

un contrôle précis de la fréquence est nécessaire pour assurer le fonctionnement stable et fiable du réseau électrique.

L'équilibre global entre l'énergie active produite et consommée affecte directement la stabilité de fréquence du système électrique. Cela signifie que le système est capable de maintenir sa fréquence proche de sa valeur nominale après une grande perturbation. Lors de certaines perturbations, l'équilibre entre la puissance produite et la puissance consommée peut être compromis, ce qui entraîne une variation de la fréquence. Dans de tels cas, ce défaut peut être compensé par l'énergie électrique stockée dans les parties tournantes des générateurs et autres machines électriques, contribuant ainsi à maintenir la stabilité de la fréquence [Kun04, Cus02].

I.5. Conclusion :

Nous avons donné dans la première partie, les modèles mathématiques pour représenter le comportement dynamique de deux types des systèmes de puissance. Ces modèles non linéaires, conviennent pour les études de la stabilité et pour évaluer les performances des stabilisateurs intelligents qui'ils seront représentés dans le chapitre suivant. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons donné quelques définitions et les propriétés des différents types de stabilité d'un réseau électrique. Le concept global de stabilité de ce système peut être résumé en trois catégories principales (stabilité de l'angle de rotor, de la tension et de la fréquence), et plus particulièrement la stabilité angulaire aux grandes perturbations (stabilité transitoire) objet de notre travail. Cette étude a révélé les points clés suivants :

Un système de puissance est considéré stable lorsque toutes les grandeurs physiques qui le caractérisent restent constantes. Lorsque le système est stable, tout changement brutal des grandeurs du système est considéré comme une perturbation, quelle que soient sa source et sa sévérité. Lorsque les équations non linéaires qui décrivent la dynamique du système énergétique ne peuvent être approchées par les équations linéaires, on dit que la perturbation est sévère.

Chapitre II

Introduction à la Commande

Synergétique

II.1. Introduction :

Une nouvelle théorie est apparue dans le domaine du contrôle par le professeur Anatoly Kolesnikov [Kol00], Celle-ci est connue par la commande synergétique, et leur principe repose sur l'auto-organisation orientée et utilise les caractéristiques dynamiques des systèmes non linéaires. Cette nouvelle technique est très rapprochée de la commande (SMC) dans le sens où elle impose au système une dynamique prédéterminée par le concepteur. Cependant, ce qui distingue cette technique que leur commande utilise une macro-variable dépend de deux ou plusieurs variables d'état et d'un autre côté cette commande est toujours continue.

Ces derniers temps, cette approche a eu un grand succès dans le domaine de l'électronique de puissance. Des applications pratiques, telles que le chargeur de batteries, ont été réalisées en utilisant cette approche [Jia04].

Contrairement aux méthodes traditionnelles, la commande synergétique n'exige pas que le modèle du système soit linéaire et utilise directement le modèle non linéaire dans la synthèse de la commande qui sera discutés en détail dans la section suivante, en couvrant les aspects généraux de son application. De plus, elle a été appliquée à un convertisseur élévateur, comme présentée dans [Kol02], avec des discussions sur des aspects pratiques tels que la simulation et le matériel [Kon04, Mon03].

II.2. Synthèse de la commande synergétique :

On considère un système dynamique non-linéaire possédant une seule entrée et une seule sortie (SISO) de dimension n , ce système est décrit par l'expression suivante :

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

Avec : x est le vecteur d'état, u est la commande.

La première démarche de la conception d'une commande synergétique consiste à créer une macro-variable qui est définie en fonction des variables d'état du système.

Nous pouvons définir la macro-variable comme une combinaison linéaire de variables d'état, de manière à refléter les caractéristiques requises pour la conception, et elle détermine les caractéristiques du mouvement du système (II.1) depuis un état initial quelconque jusqu'à un état d'équilibre souhaité.

Notant que le nombre des macro-variables ne doit pas dépasser le nombre de variables qui doivent être contrôlées [Kol02, Mon03].

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

Avec : $\psi(x, t)$ représente une fonction qui est définie par l'utilisateur.

Ψ représente la macro-variable.

On appelle chaque fonction Ψ le manifold, Sa fonction est de forcer le système à tendre vers la stabilité globale en lui imposant une contrainte dans son espace d'état en réduisant son ordre d'une unité. Le but de la commande synergétique est de contraindre le système à évoluer à l'intérieur du domaine spécifié par l'utilisateur, cela se fait en sélectionnant les propriétés de la macro-variable selon les critères requis.

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

La macro-variable est une simple combinaison linéaire de variables d'état, et elle est forcée d'évoluer d'une façon préalable choisie, exprimée par une expression nommée dans la littérature de la théorie de la commande synergétique, l'expression fonctionnelle [Lar81, Mon03, Ves02], qui prend la forme générale suivante :

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

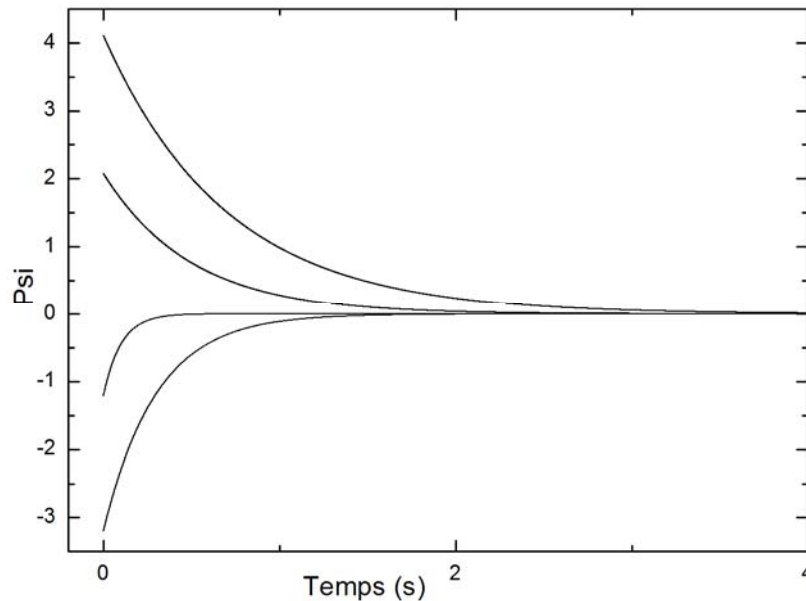


Figure II.1. Solution de l'expression fonctionnelle pour plusieurs conditions initiales.

En résolvant l'expression (II.4), on obtient :

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

Comme le montre la figure II.1, pour des différentes conditions initiales de ψ_0 , $\psi(t)$ converge vers le manifold $\psi = 0$, avec t est le variable du temps.

La vitesse de la convergence se régule par la valeur de paramètre T [Kon06].

Prenant en considération la chaîne de la différenciation décrite ci-dessous :

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

En substituant (II.1) et (II.2) dans (II.4) on obtient :

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

La résolution de l'équation (II.7) pour u , nous permet d'exprimer la loi de commande :

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

À travers l'équation (II.8), nous observons 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 a la possibilité de définir les propriétés du contrôleur en sélectionnant une macro-variable et un paramètre de contrôle T appropriés.

Sans qu'il soit nécessaire de simplifier ou linéariser le modèle du système non linéaire, le contrôleur synergétique introduit précédemment agit directement sur ce système.

Le choix approprié des macro-variables permet à l'utilisateur de profiter des avantages suivants [Jia09] :

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

Il est important de mentionner que la loi de commande synergétique assure la stabilité globale dans le domaine spécifié. Ceci signifie qu'une fois que l'hypersurface est atteinte le système n'est pas supposé la quitter, même en cas d'assez grandes variations des paramètres. Cette caractéristique d'invariance aux perturbations est également présente dans la technique de commande en mode glissant lors du glissement des trajectoires sur la surface de glissement. Des exemples d'application sont donnés dans les sections suivantes afin d'illustrer la simulation de la mise en œuvre d'un contrôleur synergétique.

II.3. Commande synergétique d'un convertisseur élévateur (*Boost*) :

Un convertisseur élévateur à régime transitoire nécessite un contrôle robuste et rapide et son comportement dynamique est décrit par un modèle non linéaire. Dans cette partie, nous utiliserons la commande synergétique, qui est une commande adaptée aux convertisseurs statiques [Kon04]. En mode de connexion continue, les équations dynamiques du convertisseur *Boost* sont données comme suit :

$$\dot{x}_1(t) = -\frac{x_2}{L}(1-d) + \frac{Vg}{L} \quad (\text{II.12})$$

$$\dot{x}_2(t) = \frac{x_2}{C}(1-d) - \frac{x_2}{RC}$$

$$0 < d < 1 \quad (\text{II.13})$$

Avec x_1 est le courant dans l'inductance, x_2 est la tension de condensateur et d le rapport cyclique. Notre but est de concevoir une loi de commande $d(x_1, x_2)$ en fonction des variables d'état x_1, x_2 , qui nous permet d'obtenir la tension de sortie du convertisseur *Boost* tel que $x_2 = x_{2ref}$, et pour différents modes d'opération le courant $x_1 = x_{1ref}$ et enfin la limitation $0 < d < 1$ sur le rapport cyclique devant aussi être satisfaite. Généralement la macro-variable à choisir peut être n'importe quelle fonction des variables d'état permettant d'achever les performances désirées. Dans notre recherche, nous nous limitons à une macro-variable linéaire en fonction des variables d'état donnée par :

$$\psi = k_1(x_1 - x_{1ref}) + (x_2 - x_{2ref}) \quad k_1 : \text{constant} \quad (\text{II.14})$$

La relation suivante permet de calculer le courant de référence x_{1ref} :

$$x_{1ref} = \frac{x_{2ref}^2}{RV_g} \quad (\text{II.15})$$

En substituant (II.14) dans (II.4) nous permet d'écrire :

$$T k_1(\dot{x}_1 + \dot{x}_2) + k_1(x_1 - x_{1ref}) + (x_2 - x_{2ref}) = 0 \quad (\text{II.16})$$

En substituant les dérivés de x_1 et de x_2 dans (II.16) nous obtiendrons la loi de commande suivante :

$$d = 1 - \left[\frac{\frac{k_1 V_g}{L} - \frac{1}{RC} x_2 + k_1 \frac{(x_1 - x_{1ref})}{T} + \frac{(x_2 - x_{2ref})}{T}}{\frac{k_1 x_2}{L} - \frac{x_1}{C}} \right] \quad (\text{II.17})$$

La loi de contrôle (II.17) oblige les variables d'état à suivre une trajectoire qui satisfait l'équation (II.4) et selon laquelle, le système converge vers le manifold $\psi = 0$, ou la vitesse de convergence T et y demeure durant toute la période. Ainsi, à partir de cet instant, la trajectoire d'état satisfait (II.18).

$$\psi = (x_2 - x_{2ref}) + k_1 (x_1 - x_{1ref}) = 0 \quad (\text{II.18})$$

À travers l'équation précédente, une relation linéaire est établie entre les deux variables d'état x_1 et x_2 , ce qui réduit l'ordre du système de "un". En se déplaçant sur cette macro-variable, la trajectoire converge vers l'état d'équilibre du convertisseur : $x_1 = x_{1ref}$, $x_2 = x_{2ref}$.

La figure II.2 représente l'interprétation géométrique de la loi de commande dans le plan de phase.

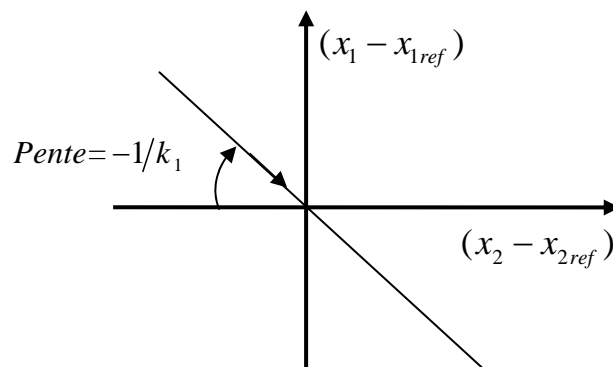


Figure II.2. Interprétation géométrique dans le plan de phase de la loi de commande.

L'origine représente le point d'équilibre du système où l'erreur tend vers zéro, et la commande (II.17) correspond à une droite passant par l'origine avec une pente de $-1/k_1$.

Le point de fonctionnement du système se déplace le long de cette pente jusqu'à ce qu'il atteigne l'origine.

II.3.1. Effet des paramètres de contrôle k_1 et T sur la performance de contrôle :

Le paramètre T définit la vitesse de convergence de la macro-variable vers le manifold $\psi = 0$. D'autre part, ce paramètre joue également un rôle intéressant dans la réduction du bruit (voir les figures II.(6 à 9)). Dans le cas de l'exemple utilisé, on suppose

qu'il y a une erreur systématique constante dans l'évaluation de la dérivée du manifold $\psi = 0$ [Kol02], et la loi de commande synergique (II.4) devient :

$$T (\dot{\psi}(t) + e) + \psi(t) = 0 \quad (\text{II.19})$$

et à l'état statique $\dot{\psi}(t) = 0$, donc

$$Te + \psi(t) = 0 \quad (\text{II.20})$$

Ce qui signifie qu'en diminuant T , l'erreur de la tension de sortie qui est présentée dans l'évaluation des paramètres de système est réduite, ainsi le temps pour atteindre le manifold $\psi = 0$ est diminué.

Le paramètre k_1 joue un rôle important pour que la macro-variable converge vers le manifold $\psi = 0$. Dans cet exemple le choix de ce paramètre implique une différence dans la réponse du système, c'est-à-dire une grande valeur de k_1 ralentit la commutation pour éviter les surintensités sur les commutateurs d'une part et d'autre part une petite valeur de k_1 réduit l'erreur de la tension de sortie (voir les figures II.(10 à 13)). Cette situation pourrait être résolue par le choix d'une valeur de k_1 ajustée dynamiquement suivant la variation de l'erreur [Mon03]. Sur la base de cette considération, la constante k_1 peut être choisie comme suit :

$$k_1 = \alpha + \beta |x_2 - x_{2ref}| \quad (\text{II.21})$$

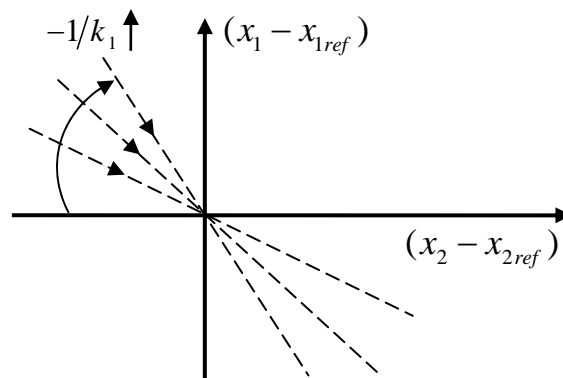


Figure II.3. Interprétation géométrique de l'adaptation de paramètre k_1 .

L'interprétation géométrique de la loi de commande, illustre la valeur de l'erreur qui augmente en s'éloignant de l'origine. Cette situation est représentée par la droite

correspondant à la plus petite pente exprimée par $-1/k_1$. Pendant que le point de fonctionnement se rapproche de l'origine la pente de trajectoire augmente à mesure que $-1/k$ augmente. L'adaptation est un processus continu et la pente de trajectoire change en permanence. Il est possible d'améliorer les performances réalisées en introduisant des définitions de la macro-variable plus complexe qui permettront de mettre en application des lois de commandes améliorées en utilisant le même procédé décrit ci-dessus [Mon03, Kol02]. Nous décrirons quelques cas de la modification de la macro-variable seront décrits et les performances seront évaluées à l'aide de la simulation dans ce qui suit de ce travail.

II.3.2. Loi de commande avec limitation de courant :

L'un des problèmes classiques consiste à imposer une limite à l'une des variables d'état, afin de réduire le courant d'entrée maximum. On se propose d'examiner deux approches dans ce qui suit.

L'une des approches consiste à définir la macro-variable comme une fonction linéaire par morceaux.

$$\psi = (x_2 - x_{2ref}) + k(x_1 - x_{1ref}) = 0 \quad \text{Pour } x_2 \geq x_{2TH} \quad (\text{II.22})$$

$$\psi = x_1 - x_{1MAX} \quad \text{Pour } x_2 < x_{2TH} \quad (\text{II.23})$$

Où x_{2TH} est la valeur de la tension à laquelle le courant x_1 est égal à la valeur limite x_{1MAX}

On peut facilement calculée cette valeur à partir de l'équation (II.18)

$$x_{2TH} = x_{2ref} - k(x_{1MAX} - x_{1ref}) \quad (\text{II.24})$$

L'interprétation géométrique de cette loi de commande est indiquée dans le plan de phase de La figure II.4.

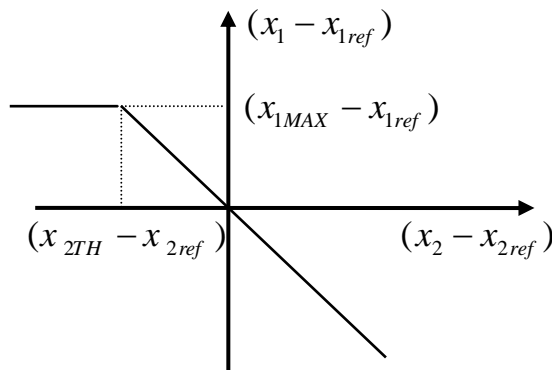


Figure II.4. Interprétation géométrique dans le plan de phase de la fonction linéaire par morceaux.

L'origine représente le point de fonctionnement du système en régime permanent, où l'erreur converge vers zéro. La loi de commande (II.22) correspond à une droite qui passe par l'origine avec une pente de $-1/k_1$. La limitation de courant donnée par l'équation (II.23) représente une ligne droite horizontale. En répétant le procédé habituel de synthèse, on obtient la loi de commande par les équations (II.25) et (II.26)

$$d = 1 - \frac{\left[\frac{k}{L} V_g - \frac{x_2}{RC} + \frac{x_2 - x_{2ref}}{T} + k \frac{x_1 - x_{1ref}}{T} \right]}{\left[\frac{k}{L} x_2 - \frac{x_1}{C} \right]} \quad \text{Pour } x_2 \geq x_{2TH} \quad (\text{II.25})$$

$$d = 1 - \frac{\left[V_g + \frac{L}{T} (x_1 - x_{1MAX}) \right]}{x_2} \quad \text{Pour } x_2 < x_{2TH} \quad (\text{II.26})$$

Cette approche est facile à mettre en œuvre avec un contrôleur numérique, mais en pratique elle ne donne pas de bons résultats [Kol02, Mon03] (voir les figures. II.(15 à 18)).

Une deuxième approche est possible pour définir une macro-variable qui inclut la valeur limite du courant qu'on exprime par l'expression suivante :

$$\psi_2 = x_1 + y \tanh\left(\frac{-x_{1ref} + (x_2 - x_{2ref})}{y}\right) \quad (\text{II.27})$$

Cette définition déterminera un nouveau manifold. Lorsque les états du système sont sur le manifold le courant x_1 est naturellement limité à la gamme $\pm y$ par la fonction tangente hyperbolique.

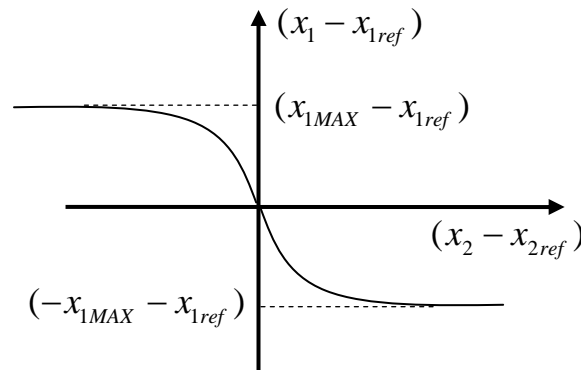


Figure II.5. Interprétation géométrique dans le plan de phase de la fonction tangente hyperbolique.

Dans cette approche la loi de commande synergétique est donnée par l'équation suivante :

$$d = 1 - \frac{\frac{V_g}{L} + \frac{x_1}{T} - \frac{x_2}{k_1 RC \cosh^2(f)} + \frac{y}{T} \tanh(f)}{\frac{x_2}{L} - \frac{x_2}{k RC \cosh^2(f)}} \quad (\text{II.28})$$

Où $f = \frac{-x_{1ref} + (x_2 - x_{2ref}) / k_1}{y}$ et $y = x_{1MAX}$.

II.3.3. Loi de commande avec intégrateur :

Afin d'éliminer l'erreur statique, un terme intégral de l'erreur est ajouté à la définition du domaine imposé [Mon03]. Ce terme à limitation d'amplitude permet d'éviter la saturation et l'interférence. La macro-variable améliorée est alors donnée par :

$$\psi = (x_2 - x_{2ref}) + k_1(x_1 - x_{1ref}) + k_2 \int (x_2 - x_{2ref}) dt \quad (\text{II.29})$$

Avec k_2 est une constante positive.

Selon le procédé de synthèse décrit dans la section II.3.2, la loi de commande obtenue est :

$$d = 1 - \frac{\left[\frac{k_1 V_g}{L} - \frac{x_2}{RC} + \frac{\psi}{T} + k_2(x_2 - x_{2ref}) + \frac{k_2}{T} \int (x_2 - x_{2ref}) dt \right]}{\left[\frac{k_1}{L} x_2 - \frac{x_1}{C} \right]} \quad (\text{II.30})$$

La différence principale, comparée au cas précédent, est une dynamique plus compliquée. Un des aspects les plus intéressants de la solution simple est celui, grâce à l'introduction de la condition du contrôle synergétique, le convertisseur se comporte comme un système de premier ordre sans dépassement. L'addition du terme intégral introduit une nouvelle variable d'état qui produit donc un comportement d'un système du second ordre. En raison du terme intégral l'erreur en régime permanent est éliminée (voir les figures II.(14 à 16)).

II.3.4. Résultat de simulation 1 :

Nous avons appliqué la technique de commande synergétique sur convertisseur *Boost*, utilisant les paramètres suivants [Kol02, Mon03] :

$$V_g = 12, L = 46 \mu H, C = 1.36 mH \text{ et } R = 35 \Omega.$$

La condition initiale $x_0 = [1A \ 20V]$, la référence $x_{ref} = [3.80A \ 40V]$.

Les figures suivantes illustrent les résultats obtenus par simulation :

Cas 01: Commande Synergétique Simple avec Différentes Valeurs de la Vitesse de Convergence T , et $k_1 = 1$

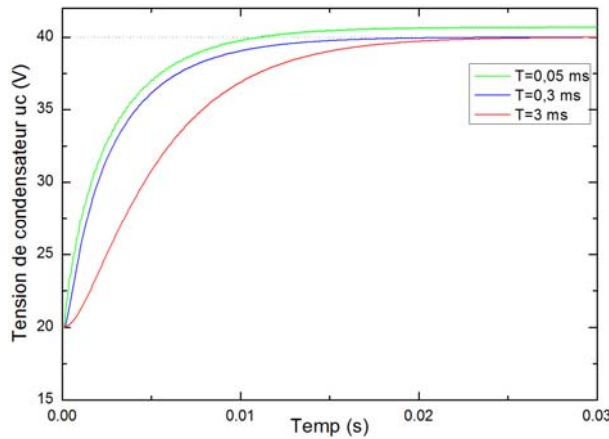


Figure II.6. Tension de condensateur (1^{er} cas)

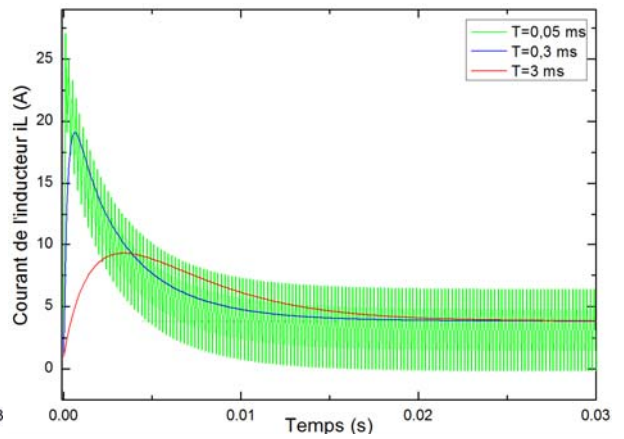


Figure II.7. Courant de l'inducteur (1^{er} cas)

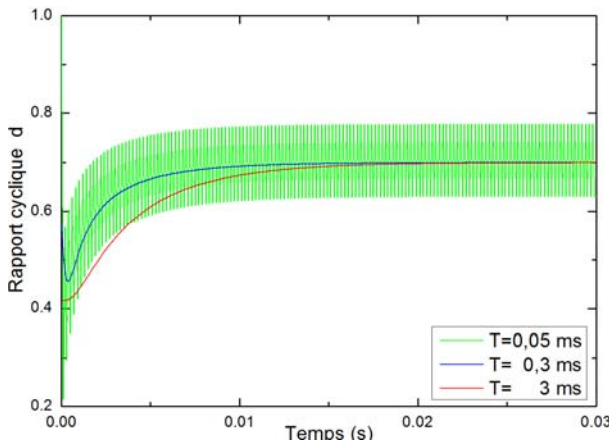


Figure II.8. Rapport cyclique (1^{er} cas)

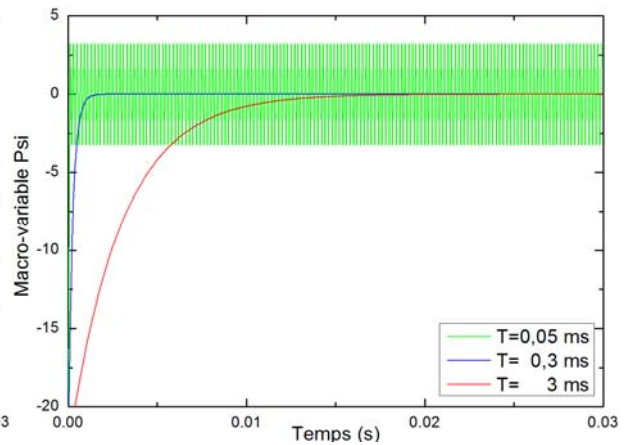


Figure II.9. Macro-variable (1^{er} cas)

Cas 02: Commande Synergétique Simple avec Différentes Valeurs de la Constante k_1 et $T = 0.3ms$

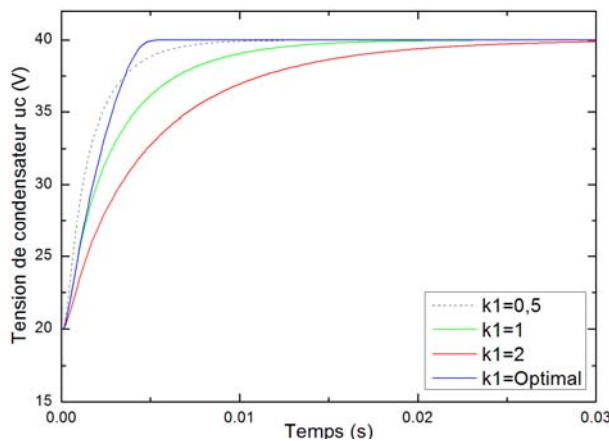


Figure II.10. Tension de condensateur (2^{ème} cas)

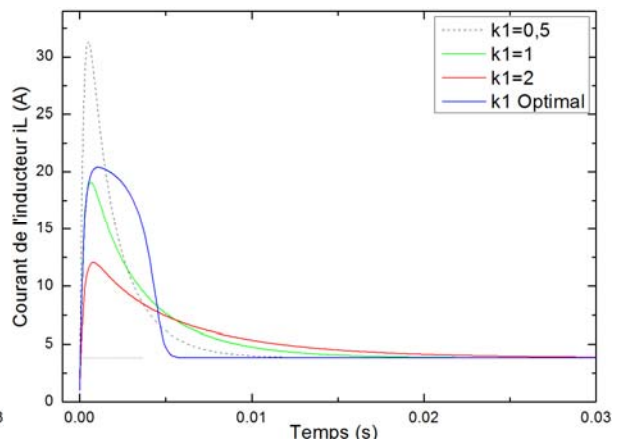
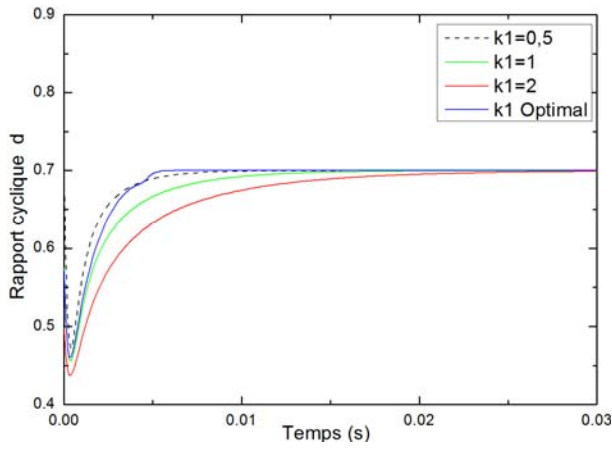
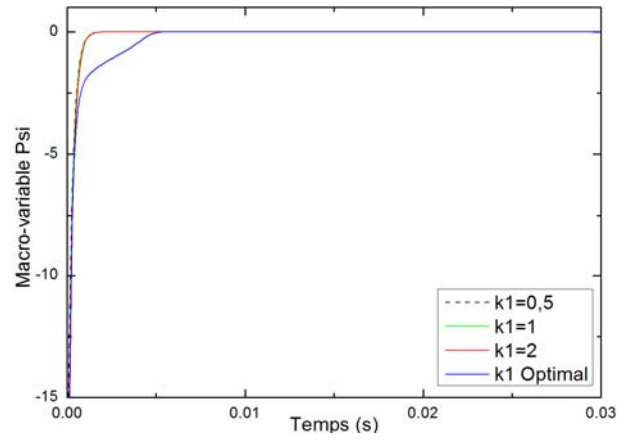


Figure II.11. Courant de l'inducteur (2^{ème} cas)

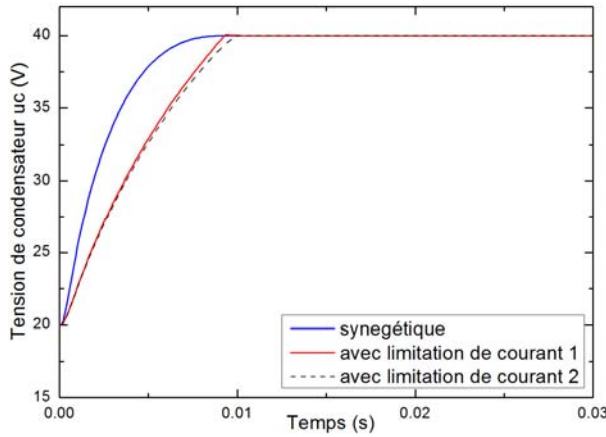


FigureII.12. Rapport cyclique (2^{ème} cas)

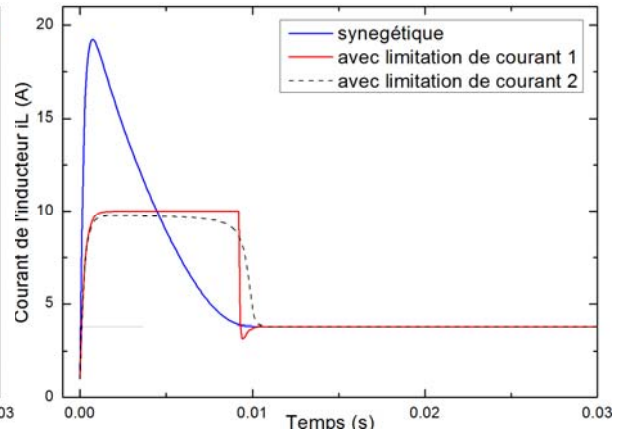


FigureII.13. Macro-variable (2^{ème} cas)

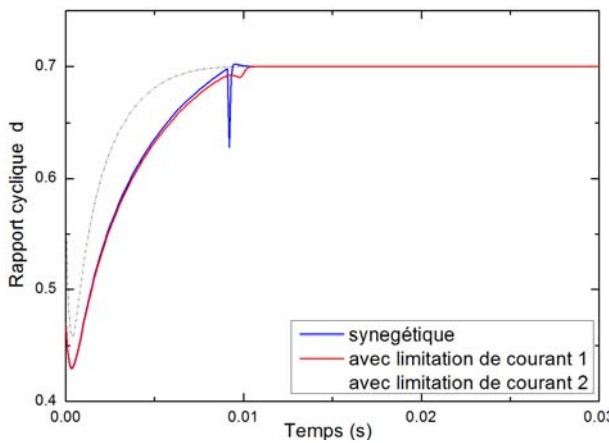
Cas 03: Commande Synergétique avec Limitation de Courant, L'intégrateur et le Gain Optimal



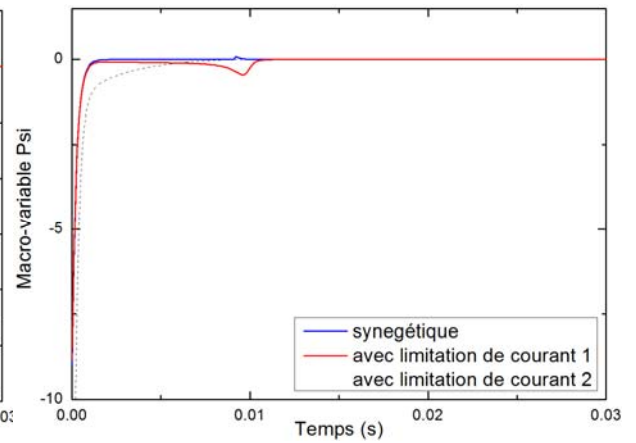
FigureII.14. Tension de condensateur (3^{ème} cas)



FigureII.15. Courant de l'inducteur (3^{ème} cas)

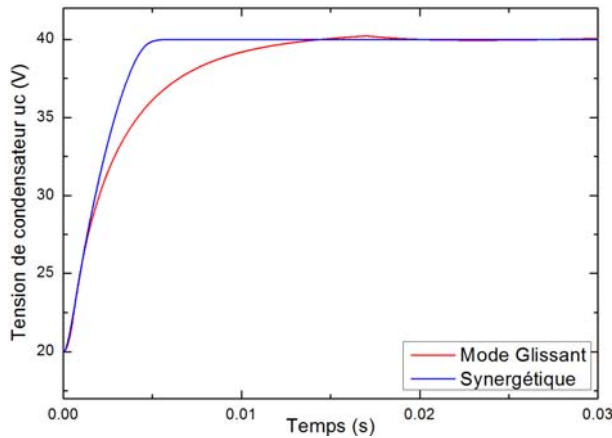


FigureII.16. Rapport cyclique (3^{ème} cas)

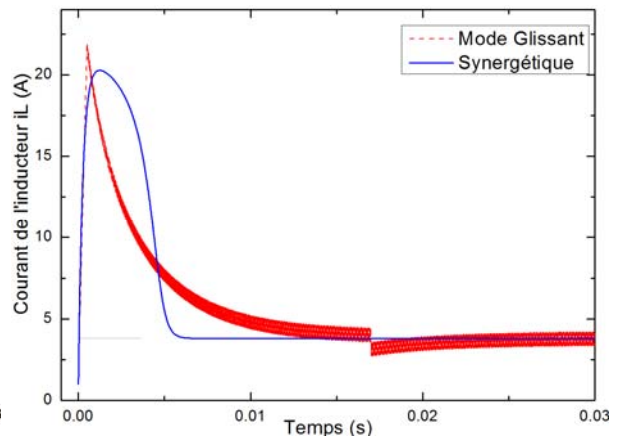


FigureII.17. Macro-variable (3^{ème} cas)

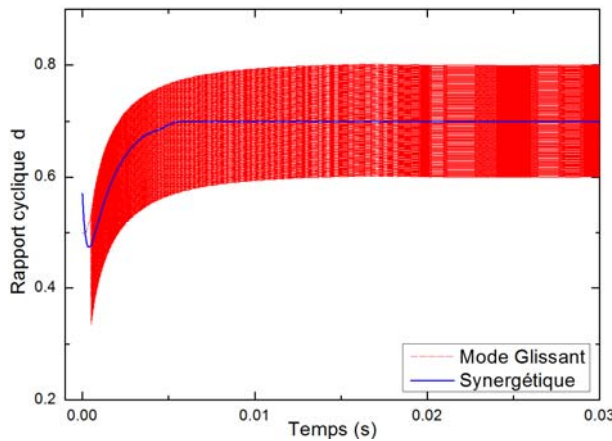
Cas 04: Commande Synergétique avec la commande par SMC (Comparaison)[San04]



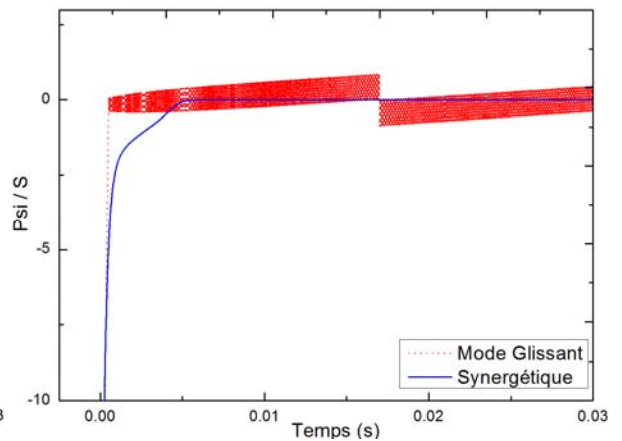
FigureII.18. Tension de condensateur (4^{ème} cas)



FigureII.19. Courant de l'inducteur (4^{ème} cas)



FigureII.20. Rapport cyclique (4^{ème} cas)



FigureII.21. Macro-variable et la surface de glissement (4^{ème} cas)

II.4. 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 [Jia09], dont la théorie de la commande synergétique est appliquée à un générateur lié à un jeu de barre infini (SMIB).

Dans certains cas, la tension d'excitation E_{fd} d'une machine synchrone peut être donnée par l'équation (II.31) [Jia09] :

$$E_{fd}(t) = k_e (V_R(t) + u_{pss}(t)) \tag{II.31}$$

Où k_e est le gain de l'excitatrice, V_R la tension de sortie du régulateur (AVR) décrit par l'équation (II.32).

$$\dot{V}_R(t) = \frac{1}{T_a} (K_a (V_{réf} - V_t(t)) - V_R(t)) \quad (\text{II.32})$$

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

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d_0}} [k_e (V_R(t) + u_{pss}(t)) - E'_q(t) - I_d(t)(x_d - x'_d)] \quad (\text{II.33})$$

Dans cette application on admet 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 :

$$\psi = k_1 (\omega - \omega_0) + (P_e - P_m) \quad (\text{II.34})$$

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

$$T_1 \dot{\psi} + \psi = 0 \quad T_1 > 0 \quad (\text{II.35})$$

T_1 est un paramètre représente la vitesse de convergence de la macro-variable (II.34) vers le manifold $\psi = 0$. On peut avoir :

$$k_1 \dot{\omega} + \dot{P}_e = -\frac{1}{T_1} [k_1 (\omega - \omega_0) + (P_e - P_m)] \quad (\text{II.36})$$

La dérivation de P_e donne :

$$\dot{P}_e = \frac{V_s}{x'_{ds}} \dot{E}'_q \sin(\delta) + \left(\frac{E'_q V_s}{x'_{ds}} \cos(\delta) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \cos(2\delta) \right) \quad (\text{II.37})$$

Par la substitution de l'équation (II.37) dans l'équation (II.36), on trouve :

$$k_1 \dot{\omega} + \frac{V_s}{x'_{ds}} \dot{E}'_q \sin(\delta) + \left(\frac{E'_q V_s}{x'_{ds}} \cos(\delta) - \frac{x_q - x'_d}{x_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \cos(2\delta) \right) = -\frac{\psi}{T_1} \quad (\text{II.38})$$

Et en substituant les expressions (II.24), (II.25), (II.27) et (II.33) dans l'expression (II.38), on obtient la loi de commande synergétique donnée par l'expression (II.39) :

$$\begin{aligned}
 u_{pss} = & -\frac{1}{k_e} E'_q - \frac{E'_q - V_s \cos(\delta)}{k_e x'_{ds}} (x_d - x'_d) + V_R \\
 & + \frac{T'_{d0} \omega_0}{k_e \sin(\delta)} \left(\frac{E'_q V_s}{x'_{ds}} \cos(\delta) - \frac{x_q - x'_d}{x'_{qs} x'_{ds}} V_s^2 \cos(2\delta) \right) \Delta\omega \\
 & + \frac{T'_{d0} k_1 x'_{ds}}{k_e V_s \sin(\delta)} \frac{1}{2H} [\Delta P + D \Delta\omega] - \frac{T'_{d0} x'_{ds}}{k_e V_s \sin(\delta)} \frac{\psi}{T_1}
 \end{aligned} \tag{II.39}$$

L'expression de u_{pss} est l'action de commande nécessaire pour le stabilisateur synergétique de système de puissance. La loi de commande (II.39) force la trajectoire de la variable d'état à satisfaire l'expression (II.35). Selon cette expression, la trajectoire converge vers le manifold $\psi = 0$ avec une constante de temps T_1 . Afin d'étudier l'efficacité du stabilisateur non linéaire proposé, la simulation est effectuée sur un système de puissance dont ses paramètres sont donnés dans le tableau II.1.

II.4.1. Résultat de simulation 2 :

Tableau II.1. Paramètres du système de puissance.

Machine synchrone				Système d'excitation AVR		Stabilisateur de puissance conventionnel C-PSS			
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

Pour examiner notre système, nous avons employées un certain nombre de perturbations, considérant les deux scénarios suivants :

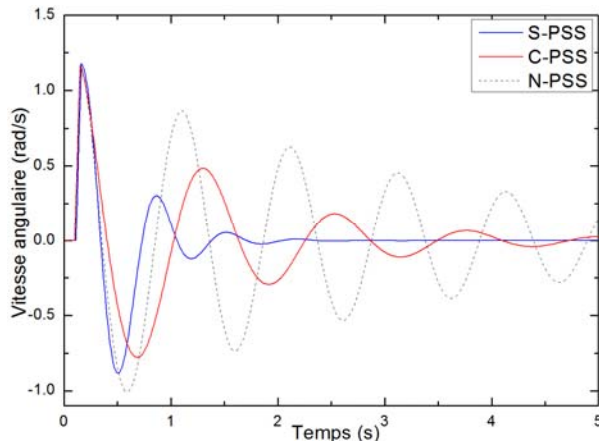
Scénario 1: un court circuit triphasé.

Scénario 2: un changement de la puissance mécanique P_m

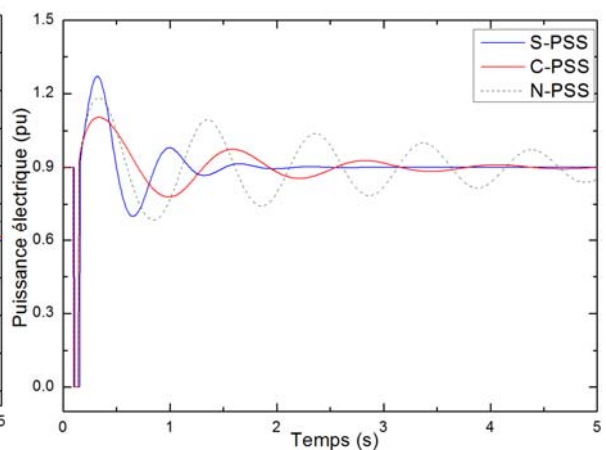
Dans chaque perturbation, le stabilisateur de puissance synergétique (*S-PSS*) proposé a été comparé avec un stabilisateur de puissance conventionnel (*C-PSS*) et sans stabilisateur de puissance *N-PSS*. La sortie de chaque stabilisateur a été limitée de ± 0.1 pu. Ainsi, le gain d'amplification de l'excitatrice est $k_e = 1$ et les paramètres du contrôleur synergétique sont : $T_1 = 0.02119$ et $k_1 = -0.8003$, les paramètres du *C-PSS* 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 la simulation sont donnés par les figures ci-dessous :

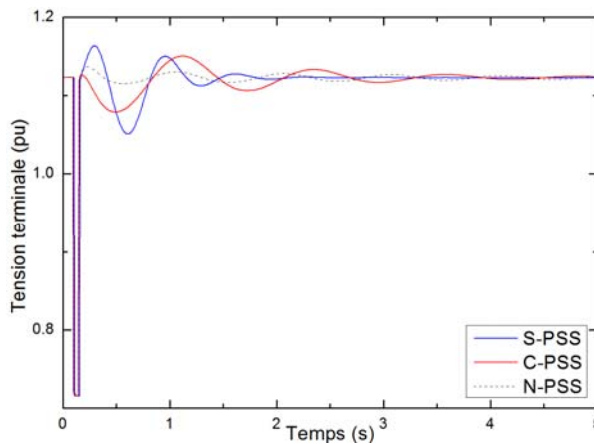
Scénario 1: le système est soumis à une perturbation provenant d'un court-circuit triphasé sur le jeu de barre infini à l'instant $t = 0.2sec$ avec une durée de 0.06 sec. Les réponses de la vitesse angulaire, la puissance électrique, la tension terminale et le signal de sortie du stabilisateur (*C-PSS* et *S-PSS*) sont représentés sur les figures. II (22 à 25).



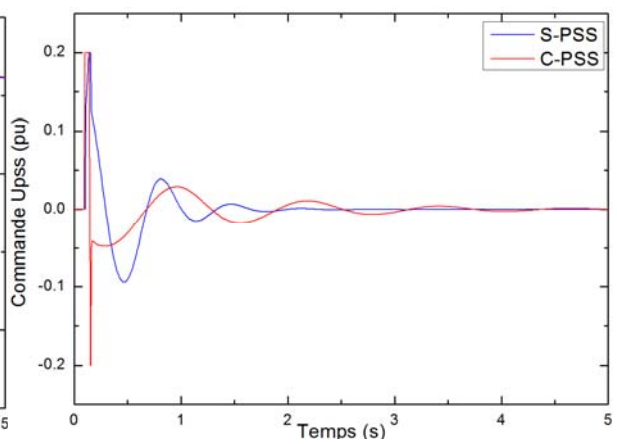
FigureII.22. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario)



FigureII.23. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario)

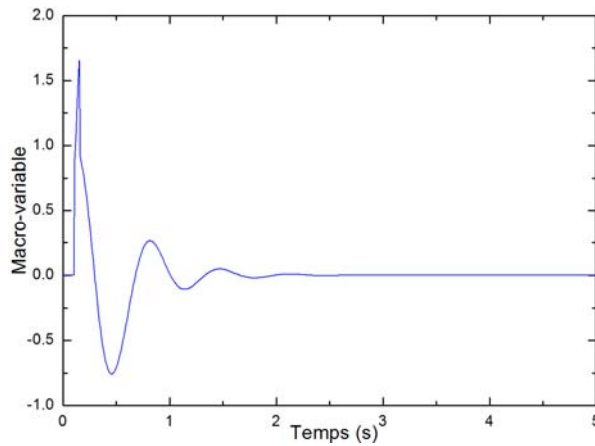


FigureII.24. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario)



FigureII.25. Variation de signal de commande CPSS et SPSS (1^{er} scénario)

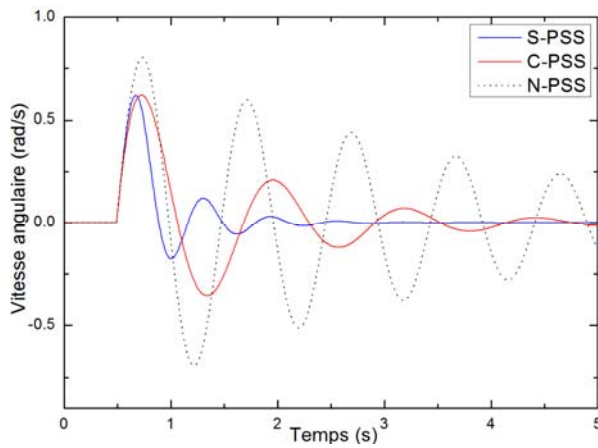
Durant le défaut la tension terminale diminue à une valeur proche de 0.7 pu et la puissance électrique diminue jusqu'à zéro. On constate sur les résultats de simulations après élimination de défaut que les réponses du système de puissance à une grande oscillation sans stabilisateur (*N-PSS*), oscillatoire amortie avec le stabilisateur conventionnel (*C-PSS*), mais avec un temps de réponse lent (plus de 5 secs) et le stabilisateur synergétique (*S-PSS*) montre une amélioration dans la suppression des oscillations avec un temps de réponse court (2.5 secs).



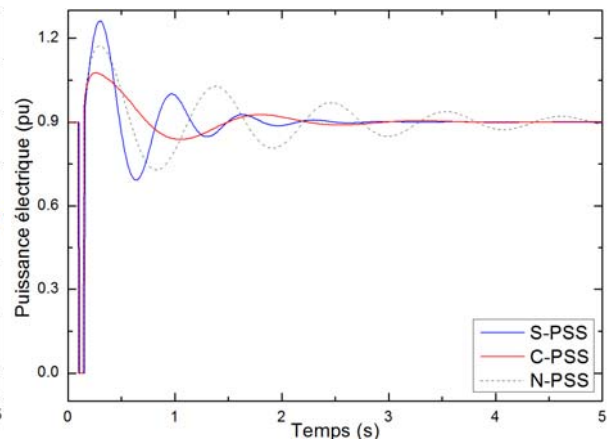
FigureII.26. Variation de la macro variable (1^{er} scénario)

La figure II.26 montre que la macro-variable atteint la valeur zéro où elle a satisfait la condition de stabilité décrite par l'équation (II.35).

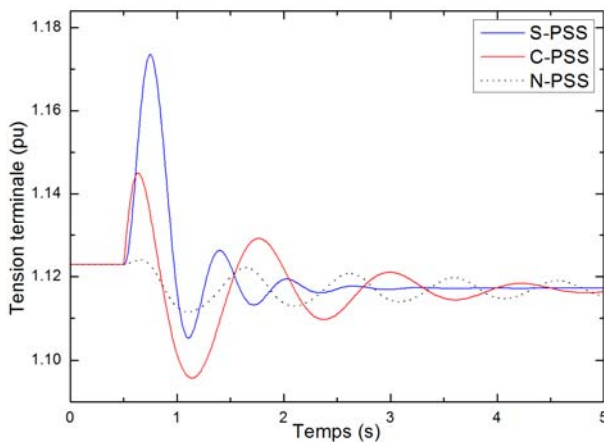
Scénario 2 : Un changement de la puissance mécanique de $+0.2 pu$ est produite à l'instant $t = 0.2 sec$. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures II (27 à 30).



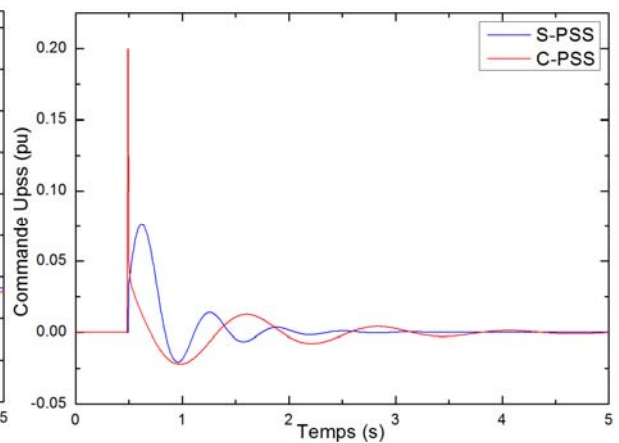
FigureII.27. Variation de la vitesse angulaire (2^{ème} scénario)



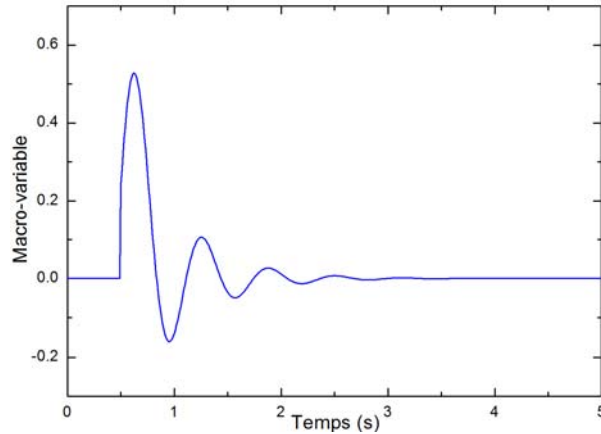
FigureII.28. Evolution de la puissance électrique (2^{ème} scénario)



FigureII.29. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)



FigureII.30. Variation de signal de commande C-PSS et S-PSS (2^{ème} scénario)



FigureII.31. 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.28. Ce changement provoque des oscillations dans les réponses du système sans stabilisateur (*N-PSS*). Le stabilisateur proposé (*S-PSS*) est plus efficace que le stabilisateur (*C-PSS*), du fait qu'il a amorti et annulé les oscillations du système de puissance considéré avec un temps de réponse rapide.

II.5. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre, le concept de la commande synergétique et illustré son utilisation à travers la simulation de la commande d'un convertisseur *Boost* et la conception d'un *PSS*. L'intérêt majeur dans les deux applications réside d'une part dans la simplicité de mise en œuvre de ces contrôleurs et d'autre part, ils démontrent leur grande efficacité dans la garantie de la stabilité des systèmes étudiés dans diverses conditions de fonctionnement. Cependant, cette approche ne peut être utilisée qu'avec des systèmes dont le modèle dynamique est parfaitement connu. Pour pallier à ce genre de problèmes, nous utilisons les contrôleurs synergétique flous qui seront expliqués dans le chapitre qui suit.

Chapitre III

Commande Adaptative Floue

III.1. Introduction :

Les systèmes de puissance sont complexes et non linéaires, rendant difficile leur modélisation. De plus, la modélisation des systèmes non linéaires reste un grand défi dans la théorie de la commande moderne. Cependant, pour atteindre de hautes performances dans des différents domaines de fonctionnement, Il est très nécessaire de prendre en compte la dynamique globale non linéaire des systèmes de puissance lors de la synthèse de la commande. Pour pallier à ce problème, On peut utiliser une approximation du modèle ou de la loi de commande. Dans ce contexte, plusieurs techniques de commande adaptative pour des systèmes non linéaires sont déjà proposées dans la littérature, où l'approximation peut être obtenue grâce à un système flou ou un réseau de neurones. [Tak85- Nor98]. Dans cette section, un stabilisateur de puissance adaptatif flou indirect (*IAF-PSS*) est présenté, cette commande utilise les systèmes flous pour modéliser le système de puissance et en utilisant la synthèse de Lyapunov, la stabilité du système en boucle fermée peut être assurée, ce qui assure que tous les signaux sont bornés.

III.2. Introduction à la commande adaptative et les systèmes flous :

III.2.1. Commande adaptative :

Il s'agit d'une approche basée sur le concept d'estimation de paramètres en ligne pour modifier la loi de commande et elle est utilisée également pour les systèmes avec des paramètres incertains. Cette approche de contrôle adaptatif (*AC*) a été développée dans les années 1950 pour concevoir des pilotes automatiques afin d'assurer des performances élevées pour les avions fonctionnant à des vitesses élevées et à des altitudes élevées. [Wan17-Ioa96].

La commande adaptative se divise en deux catégories principales : la première c'est la commande adaptative à modèle de référence (*MRAC*) qui consiste à estimer les paramètres appropriés, de sorte que le système agit en tant que modèle de référence, et la deuxième c'est la commande auto-ajustable (*STAC*). Quant au *STAC*, il minimise ou maximise la fonction objective en optimisant les paramètres à évolution lente ou les constantes inconnues, généralement on minimise les erreurs ou on maximise l'efficacité.

III.2.1.1. Principe de la commande adaptative :

La conception d'une commande *AC* par l'utilisation de la fonction de Lyapunov, repose sur la recherche d'une loi de commande et de calculer une loi de mise à jour des paramètres pour s'assurer que la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative.

Ainsi, un triplé (fonction de Lyapunov, loi de commande, loi d'adaptation) doit être trouvé qui répond aux spécifications requises. Les diverses tâches sont effectuées en même

temps. En prenant en compte et en contrôlant la dynamique de l'estimation pour éviter tout effet destructeur. Cette propriété donne un intérêt particulier à cette technique de commande des systèmes non linéaires, bien qu'elle soit l'une des premières découvertes en commande adaptatif [But65], Jusqu'à récemment, la conception de Lyapunov était principalement limitée aux systèmes linéaires. Cela est dû à l'absence d'une méthode systématique pour calculer les fonctions de Lyapunov appropriées.

III.2.1.2. Synthèse de la commande adaptative :

Étant donné un système non linéaire décrit par l'expression suivante :

$$\dot{x} = u + \xi^T(x)\theta \quad (\text{III.1})$$

Avec : θ c'est le vecteur de paramètres qui sont constants et inconnus.

$\xi(x)$ représente une fonction non linéaire.

L'objectif est de calculer la loi de commande $u(x, \theta)$ en s'assurant la stabilité de l'origine du système (III.1). Pour cela, nous choisissons la fonction de Lyapunov sous la forme quadratique, qui est définie positive.

$$V = \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{2\Gamma}\tilde{\theta}^2 \quad (\text{III.2})$$

Où Γ est le gain adaptatif définie positive et $\tilde{\theta}$ est l'erreur d'estimation $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$.

Dérivant la fonction de Lyapunov on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x\dot{x} + \frac{1}{\Gamma}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}} \\ &= x(u + \xi^T(x)\theta) + \frac{1}{\Gamma}\tilde{\theta}\dot{\theta} \\ &= x(u + \xi^T(x)\hat{\theta}) + \tilde{\theta}\left(x\xi^T(x) + \frac{1}{\Gamma}\dot{\theta}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Pour s'assurer que la dérivée de la fonction de Lyapunov \dot{V} est négative, on choisit de la loi de commande et de loi d'adaptation comme suit :

$$\begin{cases} u = -kx - \xi^T(x)\hat{\theta} \\ \dot{\theta} = -\Gamma x\xi^T(x) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec : k est un gain positif. Donc on obtient :

$$\dot{V} = -kx^2 \leq 0 \quad (\text{III.5})$$

Le système (III.1) est stable si les conditions précédentes sont remplies.

III.2.2. Systèmes flous :

Le professeur L.Zadeh a introduit la théorie de la logique floue en 1965 comme une extension de la logique binaire. Ce qui rend la théorie de la logique floue intéressante, c'est sa capacité à traiter des notions imprécises, incertaines et vagues. Au cours des dernières années, la théorie de la logique floue a trouvé des applications dans de nombreux domaines. Parmi eux, la commande floue suscite un vif intérêt et représente un domaine d'application actif à l'échelle mondiale.

Les systèmes flous offrent une solution potentielle aux limitations de la commande adaptative classique et sont reconnus comme des approximateurs universels [Wan93, Wan94, Wan92- Buc93]. Ils fournissent un moyen pratique pour paramétriser les non-linéarités inconnues, ils sont également capables d'approximer de manière uniforme n'importe quelle fonction non linéaire continue inconnue sur un ensemble compact avec un degré de précision arbitraire. Il convient de noter qu'il existe d'autres approximations universelles telles que les réseaux de neurones artificielles. Cependant, les systèmes flous sont en mesure d'incorporer de manière systématique les connaissances de l'utilisateur.

Wang a introduit la commande adaptative floue en raison des difficultés liées à la construction de la base de règles floues pour les systèmes dynamiques complexes et du besoin d'améliorer la qualité d'approximation [Wan93, Wan94]. Ces travaux ont examiné la stabilité et la robustesse des systèmes flous en utilisant la propriété d'approximation universelle et l'approche de Lyapunov.

III.2.2.1. Description des systèmes flous de type Takagi-Sugeno :

Les systèmes flous peuvent traiter directement l'imprécision des différentes variables (entrées – sorties) d'un système non linéaire incertain en les classant dans des ensembles flous linguistiques tels que petit, moyen et grand [Lee90].

La base de règles floues du système Takagi-Sugeno est composée d'une collection de règles floues « IF-THEN » [Man98, Tak85, Buc92] , telles que :

$$R^{(l)} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^l \text{ and } \dots, x_n \text{ is } F_n^l \text{ THEN } y^l \text{ is } B^l \quad (l = 1, \dots, M) \quad (\text{III.6})$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}$ et $y^l \in \mathfrak{R}$ représentent les entrées et la sortie du système flou, respectivement. Aussi $(F_1^l, F_2^l, \dots, F_n^l)$ et B^l sont des termes associés aux ensembles flous des entrées et des sorties du système floue. La sortie du système floue avec défuzzificateur moyenne centrale, produit d'inférence et fuzzificateur singleton peut être exprimée sous la forme [Sug88, Run94]

$$y(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \left(\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i) \right)}{\sum_{l=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i) \right)} \quad (\text{III.7})$$

Avec : M le nombre de règles floues « IF – THEN » et \bar{y}^l est un point dans \mathfrak{R} ou μ_{B^l} atteint sa valeur maximal $\mu_{B^l}(\bar{y}^l) = 1$. On peut réécrire le système flou (III.7) de cette manière [Wan93, Wan94] :

$$y(x) = \theta^T \xi(x) \quad (\text{III.8})$$

Avec : $\theta^T = [\bar{y}^1, \bar{y}^2, \dots, \bar{y}^M]^T$ représente un vecteur de paramètres ajustables.

$\xi(x) = [\xi^1(x), \dots, \xi^M(x)]^T$ représente un vecteur de fonction de base floue défini comme suit :

$$\xi^l(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i) \right)} \quad (\text{III.9})$$

Basé sur le théorème d'approximation universelle [Wan93, Wan94, Wan92, Bou08, Buc92, Buc93], le système flou mentionné ci-dessus (III.8), a un haut degré de précision pour approximer une fonction non linéaire finie dans un ensemble compact.

Théorème des approximateurs universels

La motivation pour l'utilisation des systèmes flous comme composant central dans les contrôleurs adaptatifs est due à deux raisons principales. Tout d'abord, ces systèmes flous peuvent approximer de manière précise des fonctions continues avec n'importe quel degré de précision, à condition d'appliquer suffisamment de règles floues. Ils sont ensuite construits à partir de règles floues de la forme « IF-THEN », ce qui permet au contrôleur d'incorporer des informations linguistiques ou mathématiques issues d'une expertise.

La littérature sur les systèmes flous regorge de nombreuses publications démontrant que ces systèmes sont des approximations universelles [Wan93, Wan94, Wan92, Bou08, Buc92, Buc93].

Wang a démontré que s'ils répondent à certains critères, les systèmes flous peuvent être utilisés comme des approximateurs universels [Wan92]. Son résultat est formulé comme un théorème d'existence d'un système flou optimal pour une large gamme d'applications.

Les schémas de commande floue proposés dans ce travail sont basés sur le théorème universel d'approximation floue (Théorème III.1).

Théorème III.1

Sur un ensemble compact Ω_x , on peut définir une fonction non linéaire continue $f(x)$, il existe un système flou $y(x)$ pour toute constante positive ε , de la forme (III.8) tel que :

$$\sup_{x \in \Omega_x} |f(x) - \theta^T \xi(x)| < \varepsilon \quad (\text{III.10})$$

Ce théorème est démontré dans [Wan93, Wan94, Wan92]. Le concepteur détermine la structure et les fonctions de base du système flou de manière appropriée. Cela signifie que la structure du système flou, y compris les entrées, le nombre de fonctions d'appartenance pour chaque entrée, les paramètres des fonctions d'appartenance et le nombre de règles, doit être choisie par le concepteur.

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

Dans cette partie, on explique les procédures de conception d'un stabilisateur flou adaptatif indirect pour un système de puissance [Els97, Hou02]. Nous considérons les variables d'état du système de puissance comme suit :

$$x_1 = \Delta\omega = (\omega - \omega_0) \quad (\text{III.11})$$

$$x_2 = \Delta P = (P_m - P_e) \quad (\text{III.12})$$

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

On représente la machine synchrone mathématiquement par les équations non linéaires suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \alpha x_2 \\ \alpha \dot{x}_2 &= f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2) u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Ou, encore

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= f(x, \dot{x}/\alpha) + g(x, \dot{x}/\alpha) u \\ y &= x \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Où : $\alpha = \frac{1}{2H}$ et H est un paramètre constant de la machine appelé le constant 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, $y \in \mathfrak{R}$ représente sa sortie.

$f(x)$ et $g(x)$ représentent des fonctions nonlinéaires continues et inconnues, u est le signal de commande qui est la sortie du stabilisateur [Hou99, Hou02].

L'équation (III.3) représente le système de puissance durant le régime transitoire après une grande perturbation produite dans le système. On admit que la puissance mécanique transmise au générateur P_m est constaté. Il est possible que les deux fonctions non linéaires $f(x)$ et $g(x)$ peuvent être trouvées de telle sorte que :

$$\dot{P}_e = -2H [f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2)u] \quad (\text{III.15})$$

Des 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 $u > 0$ [Hou 99, Hou 02]. Ceci signifie que la fonction non linéaire $g(x_1, x_2)$ doit être choisie comme une fonction négative :

$$\forall x_1, x_2 \in \mathbb{R}^2 : g(x) < 0 \quad (\text{III.16})$$

La commande a comme objectif de garantir que la sortie du système y suit un signal de référence borné y_m , et en même temps tous les signaux impliqués restent bornés. Pour atteindre cet objectif, il faut déterminée une commande par retour d'état, ainsi qu'une loi d'adaptation qui nous permet d'ajuster le vecteur des paramètres de manière à satisfaire les conditions suivantes [Wan93] :

- a) Le système en boucle fermée doit être stable c'est-à-dire que toutes les variables sont uniformément bornées.
- b) Sous les contraintes de la condition (a), l'erreur de poursuite $e = y - y_m$ doit être minime.

La section suivante aborde la procédure pour construire un contrôleur adaptatif flou indirect. Cette approche a été présentée par le travail de Wang [Wan94]. Elle a également été utilisée avec des modifications pour s'adapter à la conception d'un stabilisateur PSS [Hou02, Bou12]. Si les fonctions $f(x_1, x_2)$ et $g(x_1, x_2)$ sont connues, la loi de commande ci-dessous est une solution pour atteindre les objectifs visés :

$$u^* = \frac{1}{g(x_1, x_2)} [-f(x_1, x_2) + \ddot{y}_m(t) + \underline{c}^T \underline{e}] \quad (\text{III.17})$$

Où : $\underline{e} = [e, \dot{e}]^T$ et le vecteur $\underline{c} = [c_1, c_2]^T \in \mathbb{R}^2$. Un choix est effectué pour que toutes les racines du polynôme $s^2 + c_1 s + c_2 = 0$ soient situées dans le demi-plan gauche. On remplace la commande (III.17) dans l'expression (III.14) on obtient la dynamique d'erreur suivante :

$$\ddot{e} + c_1 \dot{e} + c_2 e = 0 \quad (\text{III.18})$$

Cela implique que $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ et c'est bien le but principale de la commande.

La loi de commande (III.17) du système (III.13) peut être facilement implantée si $f(x)$ et $g(x)$ sont parfaitement connues. Cependant, ces fonctions sont généralement inconnues, ce qui nécessite de les approximer à l'aide de systèmes flous. La loi de commande devient alors :

$$u_c = \frac{1}{\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)} \left[-\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f) + \ddot{y}_m - \underline{c}^T \underline{e} \right] \quad (\text{III.19})$$

Où $\hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)$ et $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ sont les fonctions approximées par les systèmes flous 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 $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)$ convergeant vers $f(x)$ et $g(x)$ respectivement, la procédure suivante est réalisée :

En ajoutant $\hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)u_c$ aux deux côtés de (III.13), et l'utilisation de l'équation (III.19), on obtient :

$$\ddot{\underline{e}} = -\underline{c}^T \underline{e} + [f(\underline{x}) - \hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)] + [g(\underline{x}) - \hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)]u_c \quad (\text{III.20})$$

Vu que $\dot{\underline{e}} = [\dot{e}, \ddot{e}]^T$, on peut réécrire l'expression (III.20) comme suit :

$$\dot{\underline{e}} = -A_c \underline{e} + \underline{b}_c \left([f(\underline{x}) - \hat{f}(\underline{x}|\underline{\theta}_f)] + [g(\underline{x}) - \hat{g}(\underline{x}|\underline{\theta}_g)]u_c \right) \quad (\text{III.21})$$

$$\text{où : } A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c_1 & -c_2 \end{bmatrix}, \underline{b}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Puisque A_c est une matrice stable ($|sI - A_c| = s^2 + c_2s + c_1$ est hurwitz), il existe une matrice symétrique définie positive $P(2 \times 2)$ satisfaisant l'équation de Lyapunov [Sol 91] :

$$A_c^T P + P A_c = -Q \quad (\text{III.23})$$

Où $Q(2 \times 2)$ est une matrice arbitraire définie positive.

En utilisant les approximations floues, nous proposons des lois de commande accompagnées de leurs lois d'adaptation afin d'atteindre le but requis tout en garantissant la bornitude de tous les signaux du système en boucle fermée. Les systèmes flous [Wan94, Lee90, Men95, Wan96, Wan92] sont utilisés pour identifier en ligne les fonctions $f(x)$ et $g(x)$. Ces systèmes sont définis comme suit :

$$\begin{aligned}
\hat{f}(x / \theta_f) &= \sum_{l=1}^m \theta_{fl} \xi_{fl}(x) \\
&= \theta_f^T \underline{\xi}_f(x) \\
&= \theta_f^T \underline{\xi}(x)
\end{aligned} \tag{III.24}$$

$$\begin{aligned}
\hat{g}(x / \theta_g) &= \sum_{l=1}^m \theta_{gl} \xi_{gl}(x) \\
&= \theta_g^T \underline{\xi}_g(x) \\
&= \theta_g^T \underline{\xi}(x)
\end{aligned} \tag{III.25}$$

Où $\underline{\xi}_f(x)$ et $\underline{\xi}_g(x)$ représentent les vecteurs de fonctions floues de base.

$\theta_f = [\theta_{f1}, \dots, \theta_{fm}]^T$ et $\theta_g = [\theta_{g1}, \dots, \theta_{g2}]^T$ θ_g représentent les vecteurs de paramètres ajustés.

Une seule fonction floue de base caractérise les systèmes flous, nous permettant d'avoir les estimations \hat{f} et \hat{g} simultanément, et ça veut dire que $\xi_f(x) = \xi_g(x)$. Dans la conception de la commande, les fonctions floues de base seront données par :

$$\xi_l(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)} \tag{III.26}$$

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 peut exprimer les fonctions réelles $f(x_1, x_2)$ et $g(x_1, x_2)$ en fonction des approximations floues de cette manière :

$$\begin{aligned}
\varepsilon_f(x) &= f(x) - \hat{f}(x / \theta_f^*) \\
\varepsilon_g(x) &= g(x) - \hat{g}(x / \theta_g^*)
\end{aligned} \tag{III.27}$$

Définissant alors l'erreur d'approximation min par cette équation :

$$\begin{aligned}
w &= \varepsilon_f(x) + \varepsilon_g(x) u_c \\
&= [f(x) - \hat{f}(x / \theta_f^*)] + [g(x) - \hat{g}(x / \theta_g^*)] u_c
\end{aligned} \tag{III.28}$$

Avec : $\varepsilon_f(x)$ et $\varepsilon_g(x)$ représentant les erreurs d'approximation floue.

θ_f^* les paramètres optimaux de θ_f et θ_g^* les paramètres optimaux de θ_g , i.e., les valeurs des paramètres θ_f et θ_g réduisent les erreurs d'approximation $|\varepsilon_f(x)|$ et $|\varepsilon_g(x)|$.

Les paramètres optimaux doivent satisfaire :

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_x |f(x) - \hat{f}(x / \theta_f)| \right] \tag{III.29}$$

$$\underline{\theta}_g^* = \arg \min_{\underline{\theta}_g \in \Omega_g} \left[\sup_{\underline{x}} |g(\underline{x}) - \hat{g}(\underline{x} / \underline{\theta}_g)| \right] \quad (\text{III.30})$$

Où Ω_f est l'ensemble de contraintes pour $\underline{\theta}_f$ et Ω_g est l'ensemble de contraintes pour $\underline{\theta}_g$, spécifiés par l'utilisateur, avec :

$$\Omega_f = \{ \underline{\theta}_f : \|\underline{\theta}_f\| \leq M_f \} \quad (\text{III.31})$$

$$\Omega_g = \{ \underline{\theta}_g : \|\underline{\theta}_g\| \leq M_g \} \quad (\text{III.32})$$

Où : M_f et M_g sont des constantes positives.

Notons que $\underline{\theta}_f^*$ et $\underline{\theta}_g^*$ sont des paramètres optimaux constantes artificielles inconnues introduites uniquement dans le but d'étudier la stabilité théorique de l'algorithme de commande. En réalité, la connaissance des valeurs de $\underline{\theta}_f^*$ et $\underline{\theta}_g^*$ n'est pas obligatoire pour mettre en œuvre les lois de commande adaptatives.

Alors, on peut récrire l'expression de l'erreur (III.20) comme :

$$\dot{\underline{e}} = A_c \underline{e} + \underline{b}_c \left[(\hat{f}(\underline{x} / \underline{\theta}_f^*) - \hat{f}(\underline{x} / \underline{\theta}_f)) + (\hat{g}(\underline{x} / \underline{\theta}_g^*) - \hat{g}(\underline{x} / \underline{\theta}_g)) - u_c + w \right] \quad (\text{III.33})$$

En choisissant \hat{f} et \hat{g} de la forme (III.24) et (III.25), l'expression (III.33) peut être reformulée de cette façon :

$$\dot{\underline{e}} = A_c \underline{e} + \underline{b}_c \underline{\phi}_f^T \underline{\xi}(x) + \underline{b}_c \underline{\phi}_g^T \underline{\xi}(x) u_c + \underline{b}_c w \quad (\text{III.34})$$

$$\underline{\phi}_f = \underline{\theta}_f^* - \underline{\theta}_f \quad (\text{III.35})$$

$$\underline{\phi}_g = \underline{\theta}_g^* - \underline{\theta}_g \quad (\text{III.36})$$

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

Maintenant, on propose la fonction de Lyapunov telle que :

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}^T P \underline{e} + \frac{1}{2\gamma_1} \underline{\phi}_f^T \underline{\phi}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \underline{\phi}_g^T \underline{\phi}_g \quad (\text{III.37})$$

Où, γ_1 et γ_2 sont des constantes positives. En prenant compte l'équation (III.34), la dérivée de V est :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w + \frac{\underline{\phi}_f^T}{\gamma_1} (\gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) + \dot{\underline{\phi}}_f) + \\ & \frac{\underline{\phi}_g^T}{\gamma_2} (\gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) u_c + \dot{\underline{\phi}}_g) \end{aligned} \quad (\text{III.38})$$

Nous proposons les lois d'adaptation suivantes :

$$\dot{\underline{\phi}}_f = -\gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) \quad (\text{III.39})$$

$$\dot{\underline{\phi}}_g = -\gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi}(x) u_c \quad (\text{III.40})$$

On aura alors à partir de (III.38) :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P \underline{b}_c w \quad (\text{III.41})$$

Étant donné que l'effet du terme $\underline{e}^T P \underline{b}_c w$ est de l'ordre de l'erreur d'approximation minimale qui est très petite, nous pouvons le négliger.

$$\text{Avec : } \frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} > |\underline{e}^T P \underline{b}_c w|.$$

Les systèmes flous \hat{f} et \hat{g} peut faire une approximation de f et g avec une précision arbitraire. Si w tend vers zéro, donc l'expression (III.41) devient :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} \leq 0 \quad (\text{III.42})$$

Après avoir obtenu l'équation (III.42), \underline{e} , $\underline{\phi}_f$ et $\underline{\phi}_g$ convergent vers zéro. Les lois d'adaptions pour les vecteurs de paramètres ajustés $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ sont :

$$\dot{\underline{\theta}}_f = -\dot{\underline{\phi}}_f = \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \xi(\underline{x}) \quad (\text{III.43})$$

$$\dot{\underline{\theta}}_g = -\dot{\underline{\phi}}_g = \gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \xi(\underline{x}) u_c \quad (\text{III.44})$$

Les lois d'adaptation (III.43) et (III.44) ne sont pas suffisantes pour concevoir $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$. Pour cela, on fait appel à l'algorithme de projection des paramètres [Wan93].

Lorsque les vecteurs de paramètres $\underline{\theta}_f$ et $\underline{\theta}_g$ se trouvent à l'intérieur des ensembles de contraintes ou sur leur limite, en se dirigeant vers l'intérieur de ces ensembles, les lois d'adaptation (III.43) et (III.44) sont adéquates.

Cependant, si les vecteurs de paramètres se situent sur la limite des ensembles de contraintes, mais se dirigent vers l'extérieur de ces ensembles, on va utiliser l'algorithme de projection pour ajuster les lois d'adaptation (III.33) et (III.34) de manière à ce que les vecteurs de paramètres restent à l'intérieur des ensembles de contraintes.

On obtient alors :

$$\dot{\underline{\theta}}_f = \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \xi(\underline{x}) - \gamma_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \frac{\underline{\theta}_f \underline{\theta}_f^T \xi(\underline{x})}{|\underline{\theta}_f|^2} \quad (\text{III.45})$$

$$\dot{\underline{\theta}}_g = \gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \xi(\underline{x}) u_c - \gamma_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c u_c \frac{\underline{\theta}_g \underline{\theta}_g^T \xi(\underline{x})}{|\underline{\theta}_g|^2} \quad (\text{III.46})$$

III.4. Résultat de simulation :

Le système de puissance non linéaire (SMIB) montré dans le chapitre I est utilisé pour évaluer la technique de commande adaptative floue. Le tableau III.1 illustre les paramètres utilisés dans la simulation.

Tableau III.1. Paramètres du système de puissance [Hos02].

Machine synchrone				Système d'excitation AVR		Stabilisateur de puissance conventionnel C-PSS			
H	4 s	x_q	0.8 pu	T_a	0.01 s	K_{pss}	25	τ_3	1.315s
D	5	x_L	0.1 pu	K_a	50	τ_1	1.315s	τ_4	10 s
x_d	1.2 pu	x_T	0.1 pu	K_e	1	τ_2	10 s	τ_w	5s
x'_d	0.6 pu	T'_{d0}	4 s						

Trois types des perturbations sont utilisés pour examiner le système de puissance. Dans chacune, le stabilisateur de puissance adaptatif flou indirecte (IAF-PSS) a été comparé avec un C-PSS et sans stabilisateur de puissance (N-PSS).

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. Les réponses du système pour différents points de fonctionnement sont illustrées par les figures suivantes :

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

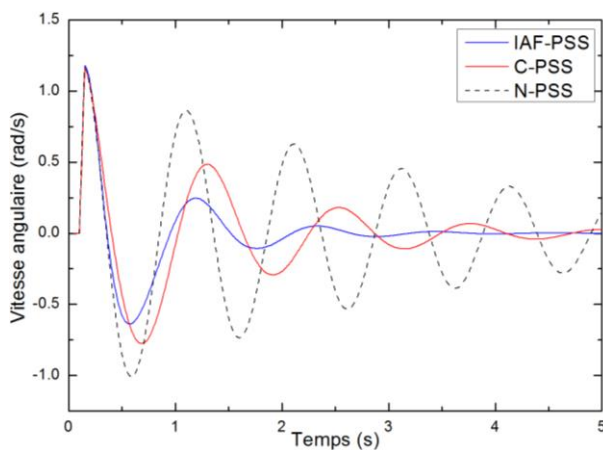


Figure III.1. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas1)

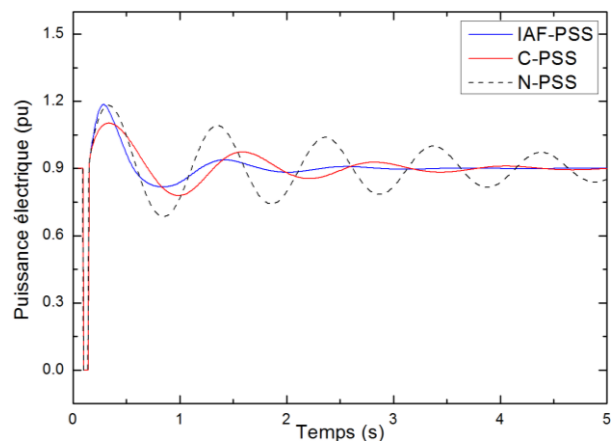


Figure III.2. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas1)

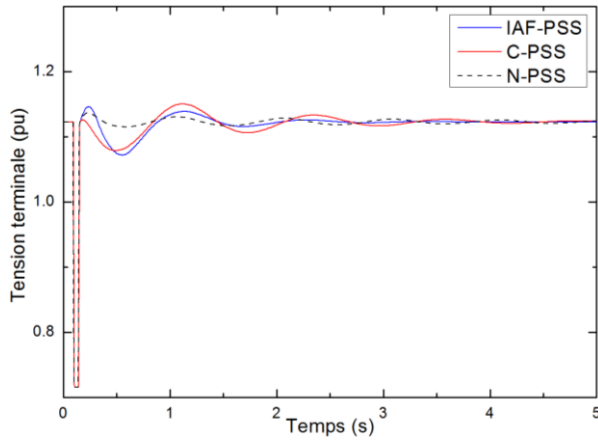


Figure III.3. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas1)

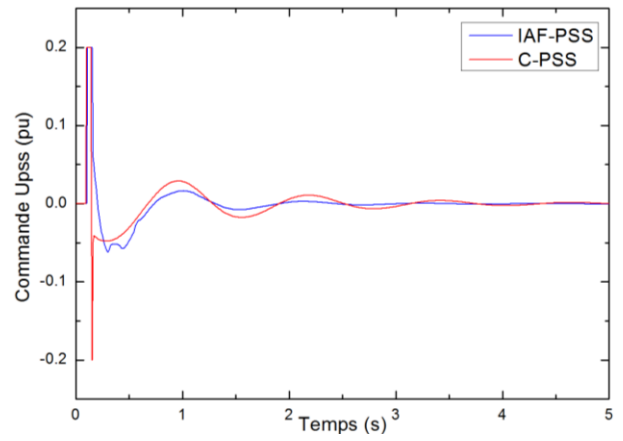


Figure III.4. Variation de signal de commande C-PSS et IAF-PSS (1^{er} scénario cas1)

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

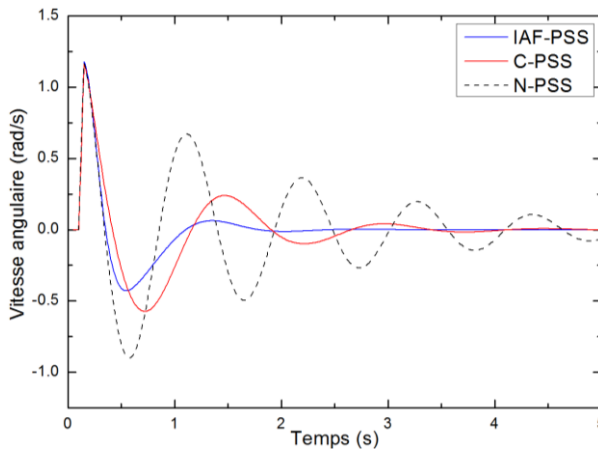


Figure III.5. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas2)

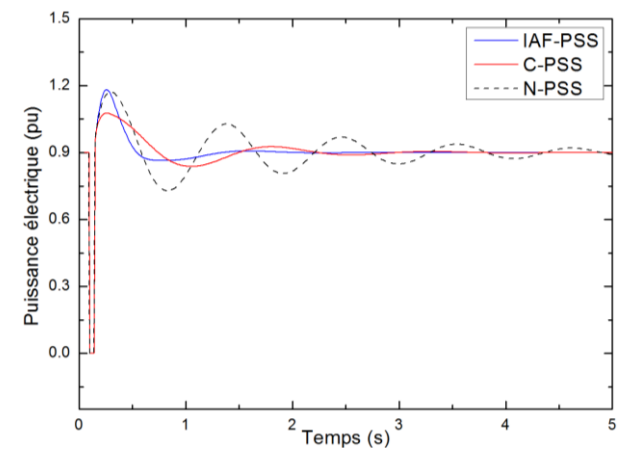


Figure III.6. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas2)

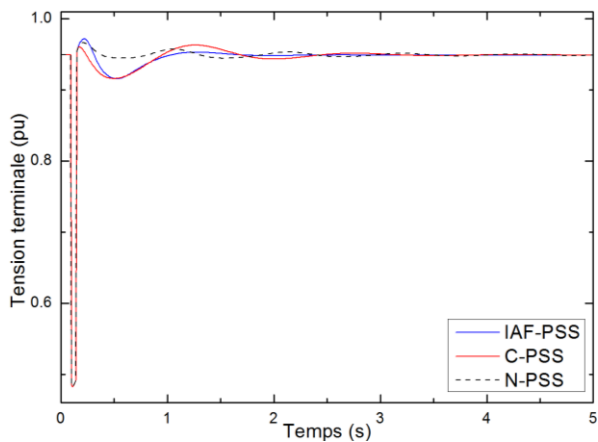


Figure III.7. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas2)

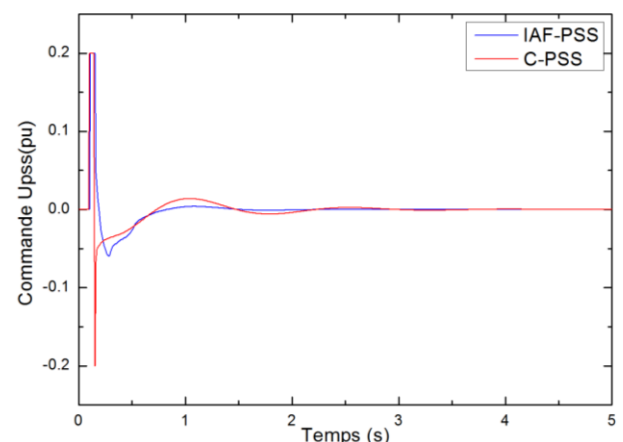


Figure III.8. Variation de signal de commande C-PSS et IAF-PSS (1^{er} scénario cas2)

Cas3, Charge réactive lourde caractérisé par : $P_m = 0.7 pu$ et $Q_e = 0.8 pu$

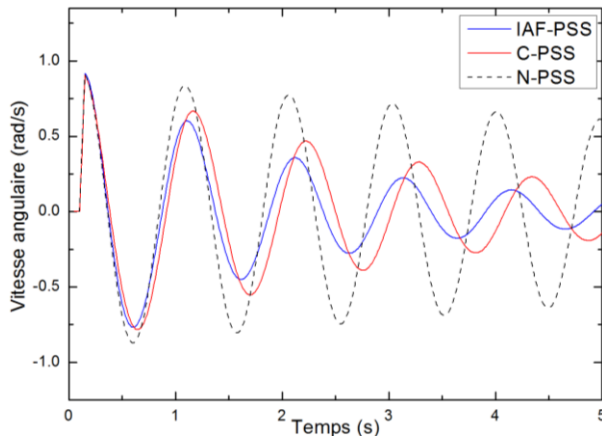


Figure III.9. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas3)

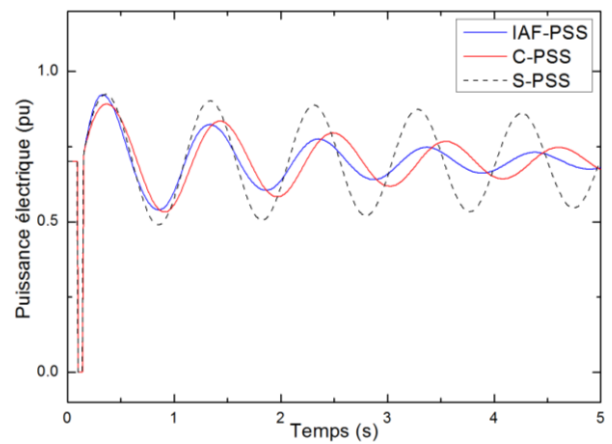


Figure III.10. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas3)

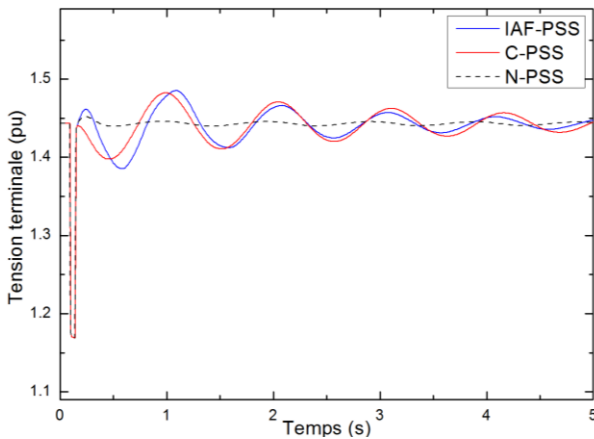


Figure III.11. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas3)

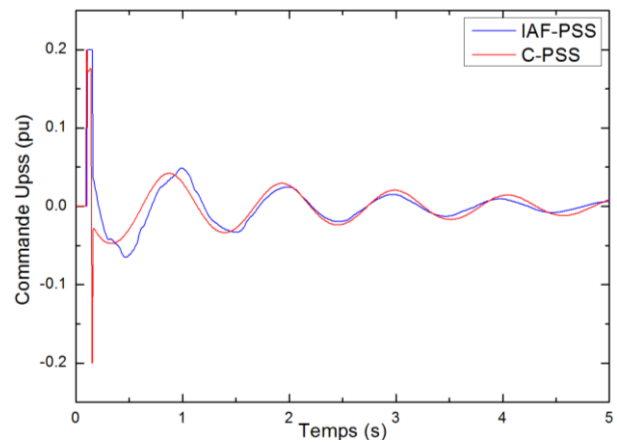


Figure III.12. Variation de signal de commande C-PSS et IAF-PSS (1^{er} scénario cas3)

Cas 4, Charge réactive faible caractérisé par : $P_m = 0.4 pu$ et $Q_e = 0.1 pu$

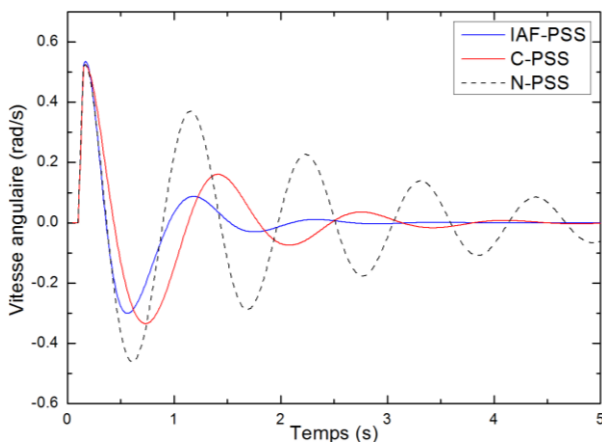


Figure III.13. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas4)

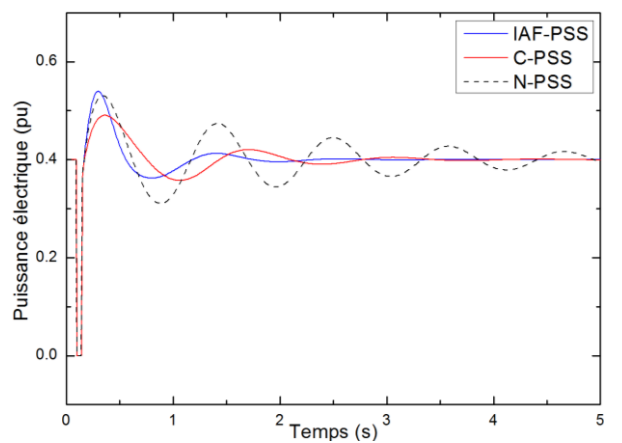


Figure III.14. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas4)

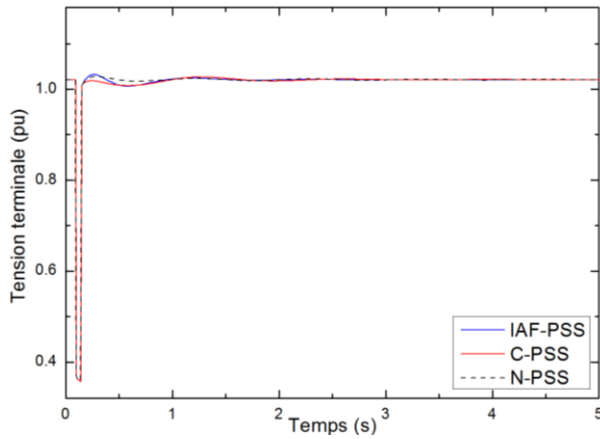


Figure III.15. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas4)

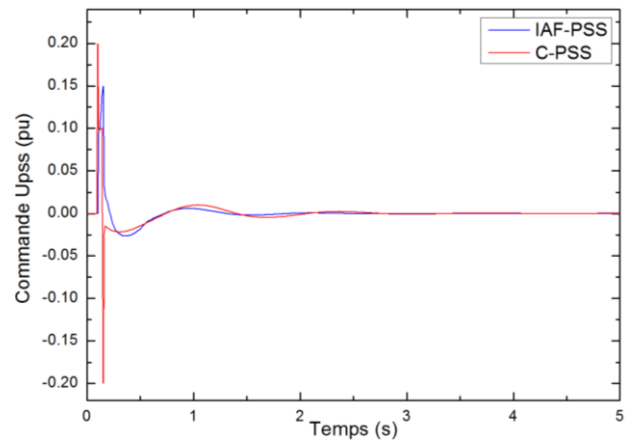


Figure III.16. Variation de signale de commande C-PSS et IAF-PSS (1^{er} scénario cas4)

Dans ce scénario, on constate à travers les résultats de simulations après l'élimination de défaut que :

- Le stabilisateur *IAF-PSS* 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 cas4.
- Dans le point de fonctionnement cas3 le système a des grandes oscillations qui peuvent conduire à la perte de sa synchronisation sans stabilisateur et les deux stabilisateurs *IAF-PSS* et *C-PSS* amortissent ces oscillations et leurs effets sont presque similaires avec un temps de réponse très lent.

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

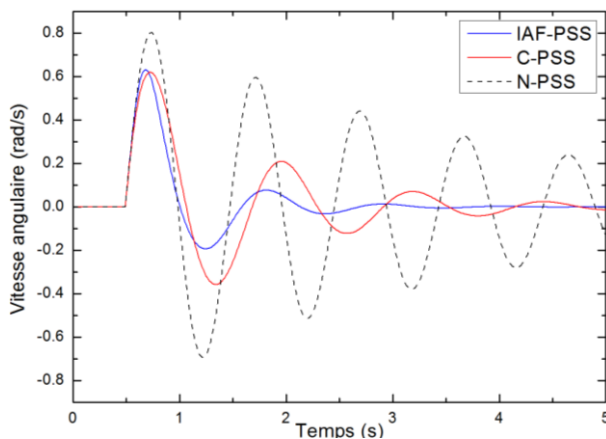


Figure III.17. Variation de la vitesse angulaire (2^{ème} scénario)

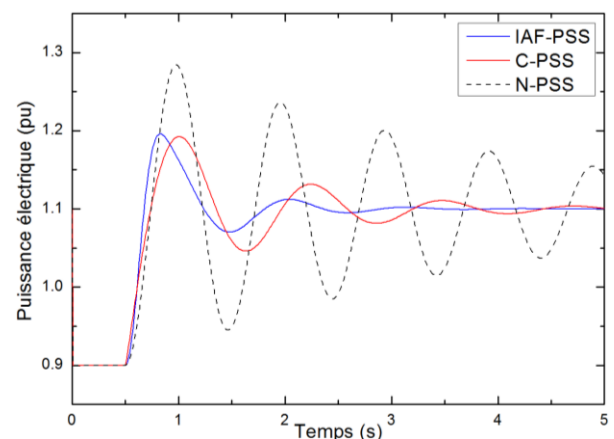


Figure III.18. Evolution de la puissance électrique (2^{ème} scénario)

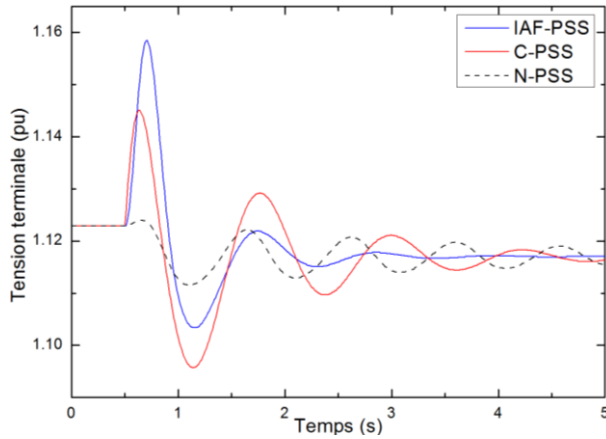


Figure III.19. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)

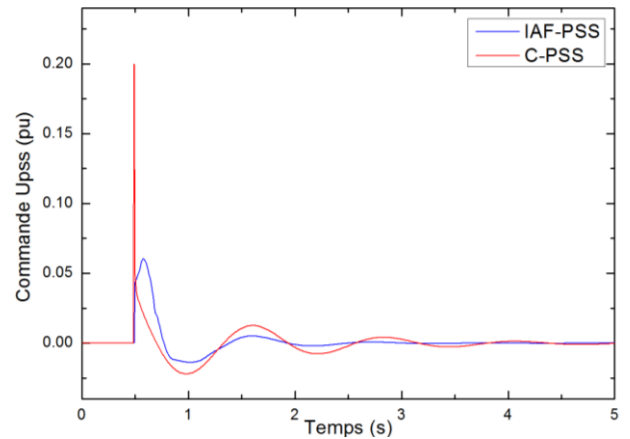


Figure III.20. Variation de signal de commande C-PSS et IAF-PSS (2^{ème} scénario)

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 figures suivantes illustrent les résultats de simulation obtenue :

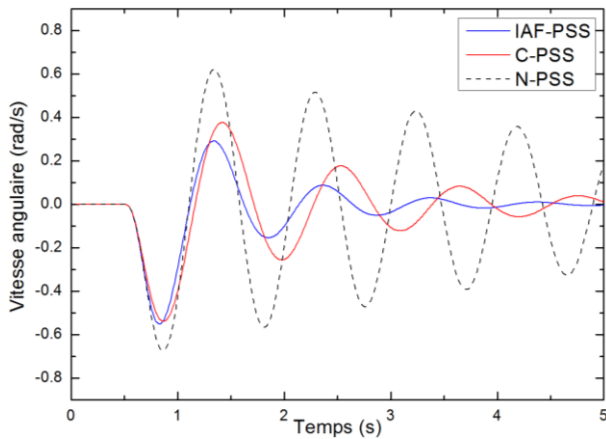


Figure III.21. Variation de la vitesse angulaire (3^{ème} scénario)

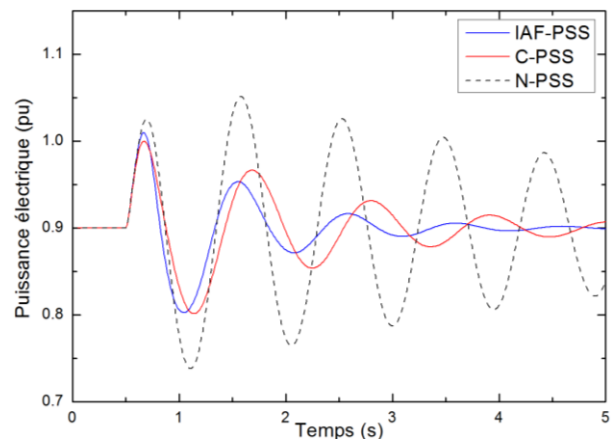


Figure III.22. Evolution de la puissance électrique (3^{ème} scénario)

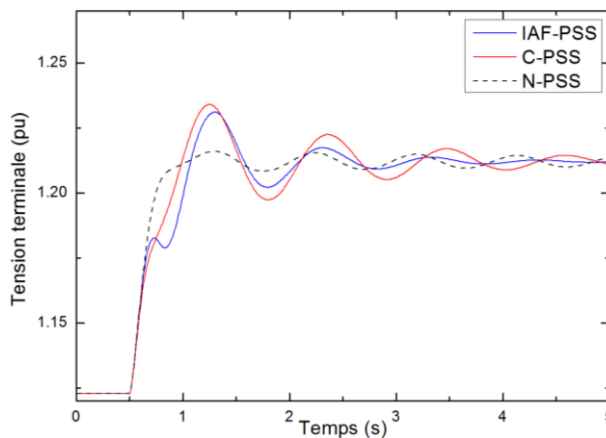


Figure III.23. Variation de la tension terminale (3^{ème} scénario)

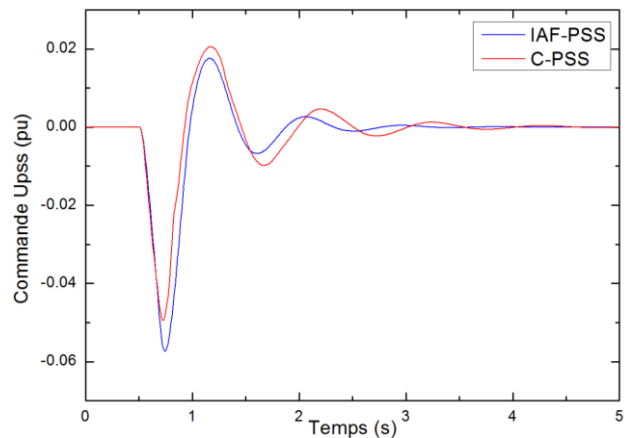


Figure III.24. Variation de signal de commande C-PSS et IAF-PSS (3^{ème} scénario)

Le système de puissance change de point de fonctionnement dans les deux scénarios comme le montre les figures III.(18,19,23). Ce changement remet le système de puissance instable sans stabilisateur (*N-PSS*) .Les deux stabilisateur *IAF-PSS* et *C-PSS* rendent le système stable dans le nouveau point de fonctionnement où chacun des stabilisateur a un temps de réponse inférieur par rapport à l'autre. Ceci est expliqué par : Le stabilisateur *IAF-PSS* plus rapide que le stabilisateur *C-PSS*.

III.5. Conclusion :

On a représenté dans ce chapitre, un stabilisateur adaptatif flou pour un système de puissance à dynamique non linéaire et inconnu. On s'est basé sur les systèmes flous pour approximer cette dynamique qui est utilisée pour la conception d'un contrôleur indirect adaptatif flou. Les lois d'adaptations constituées à partir de la méthode directe de Lyapunov qui conduisent le système à la réponse désirée. Une commande adaptative floue avancée sera présentée dans le chapitre suivant. Cette approche combine les avantages des deux techniques (systèmes flous et la commande synergétique) pour offrir un contrôle de puissance précis et robuste.

Chapitre IV

Commande Adaptative Floue

Synergétique et Adaptative Floue

Synergétique Terminale

IV.1. Introduction :

La théorie du contrôle synergique (*SC*) nous fournit une méthodologie efficace pour concevoir des contrôleurs robustes, afin d'améliorer la stabilité des systèmes non linéaires dans diverses conditions de fonctionnement. Cette méthode de commande présente l'avantage d'avoir une loi de commande continue, contrairement à celle utilisée en mode glissant (*SMC*), évitant ainsi tout problème de broutement. Contrairement à la commande par la technique *SMC*, qui limite son implémentation matérielle sur des applications pratiques, la commande *SC* est à la fois robuste et facile à mettre en œuvre dans de nombreuses applications. C'est pourquoi cette approche relativement nouvelle a été largement adoptée.

La commande synergétique classique est appliquée avec succès pour commander une large gamme de systèmes non linéaires [Bas04, Zer18, Bou12, Jia09, Nus07]. La plupart de ces études mettent en évidence un inconvénient majeur de la loi de commande synergétique, qui réside dans l'exigence d'obtenir des informations précises sur le développement du système dans l'espace d'état. Afin de pallier cette problématique, plusieurs approches ont été développées en combinant les deux techniques : la commande synergétique et la logique floue pour l'approximation de la dynamique du système [Bou12 Med12, Bou16, Nec12]. Cependant les algorithmes existants ont été conçus pour assurer une stabilité asymptotique, où les trajectoires du système sont obligés de converger vers un attracteur spécifique, mais ils atteignent l'équilibre dans un temps infini.

Dernièrement, des nouveaux travaux ont proposés une approche dite "terminale", basée sur des techniques d'attracteurs terminaux [Zer18, Zak89, Mon14], qui permettent une convergence en temps fini, en atténuant rapidement les perturbations. Dans ce chapitre, on propose un nouvel algorithme de contrôle synergétique, nommé adaptative floue synergétique terminale (*ITAFS-PSS*).

IV.2 Synthèse de la loi de commande adaptative floue synergétique d'un convertisseur statique abaisseur :

Considérant l'équation d'état du convertisseur statique abaisseur donné par l'expression suivante [Nec12] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(x) + G(x) d \\ y(t) = M x \end{cases} \quad (IV.1)$$

Sachant que $x = [x_1 \ x_2]^T$ représente le vecteur d'état .

Avec : $x_1 = i_L(t)$ est le courant dans l'inductance et $x_2 = v_c(t)$ est la tension du condensateur

$y(t) = v_0(t)$ est la tension de sortie et d le rapport cyclique du PWM.

$F(x), G(x)$ et M sont des fonctions donné par :

$$\begin{aligned}
 F(x) &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left[R_L + \frac{RR_c}{R+R_c} \right] & -\frac{R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & +\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\
 G(x) &= \begin{bmatrix} +\frac{1}{L} R_M & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_D + V_{in}) \\ 0 \end{bmatrix} \\
 M &= \begin{bmatrix} \frac{RR_c}{R+R_c} & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{IV.2}$$

Le but de la commande SC d'un convertisseur *Buck* est d'assurer une tension de sortie stable souhaitée $y_d = v_{ref}$, quels que soient les changements d'entrée ou de charge.

La construction d'un contrôleur SC repose sur la sélection d'une macro-variable approprié et de déterminer d'une loi de commande pour amener l'état du système à son point d'équilibre. Pour cela, nous définissons une macro-variable non linéaire donné comme suit :

$$\sigma(t) = e(t) + \lambda \int e(t) dt \tag{IV.3}$$

Avec : $e(t) = y(t) - y_d$ représente la dynamique de l'erreur de $v_0(t)$.

λ une constante qui permet la combinaison linéaire entre les entrées de contrôleur ($e(t), \int e(t) dt$) et la macro-variable $\sigma(t)$.

On donne la contrainte sur la macro-variable comme :

$$\tau \dot{\sigma}(t) + \sigma(t) = 0 \tag{IV.4}$$

τ : représente un paramètre de contrôle dont le rôle est d'imposer la vitesse de convergence de la macro-variable (IV.3) vers la manifold $\sigma(t) = 0$.

En dérivant l'expression (IV.3) on trouve :

$$\dot{\sigma}(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) \tag{IV.5}$$

La dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}(t) = M \dot{x}(t) = M F(x) + M G(x) d \tag{IV.6}$$

Par substraction de (IV.6) dans l'expression (IV.5), on trouve :

$$\dot{\sigma}(t) = MF(x) + MG(x)d + \lambda e(t) \quad (IV.7)$$

On va considérer que, $f(x) = MF(x)$ et $g(x) = MG(x)$. Alors, on peut écrire l'équation de l'erreur (IV.7) comme suit :

$$\dot{\sigma}(t) = f(x) + g(x)d + \lambda e(t) \quad (IV.8)$$

Par substraction de l'expression (IV.8) dans l'expression (IV.4), on obtient :

$$f(x) + g(x)d + \lambda e(t) = -\tau^{-1}\sigma(t) \quad (IV.9)$$

La loi de commande synergétique d est donné par :

$$d = -[\tau^{-1}\sigma(t) + \lambda e(t) + f(x)]g(x)^{-1} \quad (IV.10)$$

La loi de commande synergique (IV.10) peut être facilement construite si l'on connaît : le modèle nominal du système, les incertitudes paramétriques des composants du circuit et les perturbations.

Pratiquement, on ne peut pas connaître parfaitement les composants de circuit, en raison de la présence d'une grande densité de flux magnétique dans le noyau ferromagnétique de l'inductance, la chaleur dissipée par la charge et les matériaux entrant dans la fabrication des composants du circuit,... etc. [Beh16, Mon14]. La charge du convertisseur peut également changer à tout moment ainsi que la source de tension d'entrée. Toutes ces différences peuvent conduire à des résultats peu fiables. Afin de contourner tous ces problèmes, nous nous appuierons sur la modélisation floue dans la suite de ce travail.

Nous remplacerons le comportement du système par des systèmes adaptatifs flous de la forme (IV.12) et (IV.13) respectivement, et de concevoir des lois adaptatif pour l'ajustement des paramètres estimés dont l'objectif d'assurer la convergence du système en boucle fermée. On peut réécrire la loi de commande (IV.10) comme suit :

$$d_{FSC} = -[\tau^{-1}\sigma(t) + \lambda e(t) + \hat{f}(x/\theta_f)]\hat{g}(x/\theta_g)^{-1} \quad (IV.11)$$

Avec : $\hat{f}(x/\theta_f)$ et $\hat{g}(x/\theta_g)$ représentent les approximations floues pour f et g .

$$\hat{f}(x/\theta_f) = \theta_f^T \xi_f(x) \quad (IV.12)$$

$$\hat{g}(x/\theta_g) = \theta_g^T \xi_g(x) \quad (IV.13)$$

Avec : $\xi_f(x)$ et $\xi_g(x)$ représentent les vecteurs de fonctions floues de base,

$\theta_f = [\theta_{f_1}, \dots, \theta_{f_n}]^T$ et $\theta_g = [\theta_{g_1}, \dots, \theta_{g_m}]^T$ représentent les vecteurs de paramètres ajustés.

Définissant l'erreur d'approximation minimale par cette l'équation :

$$\varepsilon = [f(x) - \hat{f}(x/\hat{\theta}_f)] + [g(x) - \hat{g}(x/\hat{\theta}_g)] d_{FSC} \quad (IV.14)$$

On caractérise les systèmes flous par une seule fonction floue de base, on obtient alors les estimations \hat{f} et \hat{g} simultanément, donc on obtient $\xi_f(x) = \xi_g(x)$.

Théorème IV.1 [Beh19]

On considère le système non linéaire (IV.1), soumis à l'action de la commande (IV.11), dont la dynamique du système (f et g) est approximée par \hat{f} et \hat{g} données par les systèmes flous (IV.12) et (IV.13) respectivement, avec les vecteurs θ_f et θ_g ajustés par les lois adaptatives $\dot{\theta}_f = \mu_f \sigma \xi(x)$ et $\dot{\theta}_g = \mu_g \sigma \xi(x) d_{FSC}$. Alors, la loi de commande définie par l'expression (IV.11) garantit la stabilité du système (IV.1) en boucle fermée, et vérifie les propriétés suivantes :

- 1- les vecteurs de paramètres ajustés θ_f et θ_g sont bornés et vérifient : $|\theta_f| \leq M_f$ et $|\theta_g| \leq M_g$ pour tout $t \geq 0$.

- 2- $\int_0^t |\sigma(\zeta)|^2 d\zeta \leq \alpha + \beta \int_0^t |\varepsilon(\zeta)|^2 d\zeta$

Pour tout $t \geq 0$, où α et β sont des constantes.

ε représente l'erreur d'approximation minimale définie par (IV.14).

- 3- Si ε dans (IV.14) est carrée sommable, donc $\int_0^\infty |\varepsilon(\zeta)|^2 d\zeta < \infty$, alors $\lim_{t \rightarrow \infty} |\sigma(t)| = 0$.

Démonstration

Définissons $\hat{\theta}_g$ et $\hat{\theta}_f$ les paramètres optimaux de θ_g et θ_f des systèmes flous $\hat{g}(x/\theta_g)$ et $\hat{f}(x/\theta_f)$, respectivement :

$$\hat{\theta}_f = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_{x \in R^n} |\hat{f}(x/\theta_f) - f(x)| \right] \quad (IV.15)$$

$$\hat{\theta}_g = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\sup_{x \in \mathbb{R}^n} |\hat{g}(x/\theta_g) - g(x)| \right] \quad (IV.16)$$

Où Ω_f et Ω_g sont des ensembles de contraintes spécifiés par l'expert, pour θ_f et θ_g respectivement. Ces ensembles sont donnés par les équations suivantes :

$$\Omega_f = \left\{ \theta_f : |\theta_f| \leq M_f \right\} \quad (IV.17)$$

$$\Omega_g = \left\{ \theta_g : |\theta_g| \leq M_g \right\} \quad (IV.18)$$

Où : M_f et M_g sont des constantes positives spécifiées par l'utilisateur. Sachons que les paramètres optimaux $\hat{\theta}_g$ et $\hat{\theta}_f$ sont des constantes inconnues artificielles introduites uniquement pour faire l'étude théorique de la stabilité de l'algorithme de commande. Si on choisit \hat{f} et \hat{g} de la forme de l'expression (IV.12) et de l'expression (IV.13), on peut réécrire l'expression (IV.8) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(t) &= \lambda e(t) + f(x) + g(x) d_{FSC} + \hat{g}(x/\hat{\theta}_g) d_{FSC} - \hat{g}(x/\hat{\theta}_g) d_{FSC} \\ &= \left(f(x) - \hat{f}(x/\hat{\theta}_f) \right) + \left(g(x) - \hat{g}(x/\hat{\theta}_g) \right) d_{FSC} - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \\ &\quad + \left(\hat{f}(x/\hat{\theta}_f) - \hat{f}(x/\theta_f) \right) + \left(\hat{g}(x/\hat{\theta}_g) - \hat{g}(x/\theta_g) \right) d_{FSC} \\ &= \varepsilon + \left(\hat{\theta}_f^T - \theta_f^T \right) \xi(x) + \left(\hat{\theta}_g^T - \theta_g^T \right) \xi(x) d_{FSC} - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \end{aligned} \quad (IV.19)$$

On définit les erreurs d'estimation paramétrique $\tilde{\theta}_f$ et $\tilde{\theta}_g$ comme suit :

$$\tilde{\theta}_f = \left(\hat{\theta}_f - \theta_f \right) \quad (IV.20)$$

$$\tilde{\theta}_g = \left(\hat{\theta}_g - \theta_g \right) \quad (IV.21)$$

L'équation (IV.19) est réécrite comme suit :

$$\dot{\sigma}(t) = \varepsilon + \tilde{\theta}_f^T \xi(x) + \tilde{\theta}_g^T \xi(x) d_{FSC} - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \quad (IV.22)$$

IV.2.1 Analyse de la stabilité et de la robustesse

Nous étudierons la stabilité de la commande synthétisée est traitée en à l'aide du théorème de Lyapunov, on suppose la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \left[\sigma(t)^2 + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \right] \quad (IV.23)$$

Où : μ_f et μ_g Constantes positives. Alors la dérivée de V est donnée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma(t) \dot{\sigma}(t) + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \\ &= \sigma(t) \left[\tilde{\theta}_f^T \xi(x) + \tilde{\theta}_g^T \xi(x) d_{FSC} + \varepsilon - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \right] + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \\ &= \sigma(t) \left[\varepsilon - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \right] + \tilde{\theta}_f^T \left[\sigma(t) \xi(x) - \frac{1}{\mu_f} \dot{\tilde{\theta}}_f \right] + \tilde{\theta}_g^T \left[\sigma(t) \xi(x) d_{FSC} - \frac{1}{\mu_g} \dot{\tilde{\theta}}_g \right] \end{aligned} \quad (IV.24)$$

Choissant les lois adaptatives pour les vecteurs ajustés θ_f et θ_g comme suit :

$$\dot{\theta}_f = \mu_f \sigma(t) \xi(x) \quad (IV.25)$$

$$\dot{\theta}_g = \mu_g \sigma(t) \xi(x) d_{FSC} \quad (IV.26)$$

À partir de (IV. 24), (IV. 25) et (IV. 26), on obtient :

$$\dot{V} = -\frac{1}{\tau} \sigma(t)^2 + \sigma(t) \varepsilon \quad (IV.27)$$

Pour trouver les vecteurs des paramètres θ_f et θ_g appartenant aux ensembles des contraintes Ω_f et Ω_g , respectivement, nous remplaçons les lois adaptatives (IV.25) et (IV.26) par leurs projections, qui sont définies comme suit :

$$\dot{\theta}_f = \begin{cases} \mu_f \sigma(t) \xi(x) & \text{si } (|\theta_f| < M_f) \quad \text{ou } (|\theta_f| = M_f \text{ et } \sigma(t) \theta_f^T \xi(x) \leq 0) \\ \mu_f \sigma(t) \xi(x) - \mu_f \sigma(t) \frac{\theta_f \theta_f^T \xi(x)}{|\theta_f|^2} & \text{si } (|\theta_f| = M_f \text{ et } \sigma(t) \theta_f^T \xi(x) > 0) \end{cases} \quad (IV.28)$$

$$\dot{\theta}_g = \begin{cases} \mu_g \sigma(t) \xi(x) d_{FSC} & \text{si } (|\theta_g| < M_g) \quad \text{ou } (|\theta_g| = M_g \text{ et } \sigma(t) \theta_g^T \xi(x) d_{FSC} \leq 0) \\ \mu_g \sigma(t) \xi(x) d_{FSC} - \mu_g \sigma(t) d_{FSC} \frac{\theta_g \theta_g^T \xi(x)}{|\theta_g|^2}, & \text{si } (|\theta_g| = M_g \text{ et } \sigma(t) \theta_g^T \xi(x) d_{FSC} > 0) \end{cases} \quad (IV.29)$$

D'après (IV.28) et (IV.29), en assurant que $|\theta_f| \leq M_f$ et $|\theta_g| \leq M_g$ pour tout $t \geq 0$.

Pour établir la convergence asymptotique de la trajectoire d'erreur et terminer la démonstration, nous montrons d'abord que $\sigma \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$.

De l'expression (IV.24), en utilisant les lois d'adaptatives modifiées (IV.28) et (IV.29), il vient :

$$\dot{V} = -\frac{1}{\tau}\sigma(t)^2 + \sigma(t)\varepsilon \leq -\frac{1}{\tau}|\sigma(t)|^2 + |\sigma(t)||\varepsilon| \quad (IV.30)$$

Qui peut être réécrite comme :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2\tau}|\sigma(t)|^2 - \frac{1}{2\tau}(|\sigma(t)| - \tau|\varepsilon|)^2 + \frac{\tau}{2}|\varepsilon|^2 \quad (IV.31)$$

Qui peut être simplifiée :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2\tau}|\sigma(t)|^2 + \frac{\tau}{2}|\varepsilon|^2 \quad (IV.32)$$

On intègre les deux côtés de l'équation (IV.32), on obtient :

$$\int_0^t |\sigma(\zeta)|^2 d\zeta \leq 2\tau[|V(0)| + |V(t)|] + \tau^2 \int_0^t |\varepsilon(\zeta)|^2 d\zeta \quad (IV.33)$$

En définissant :

$$\alpha = 2\tau[|V(0)| + |V(\infty)|] \quad (IV.34)$$

$$\beta = \tau^2 \quad (IV.35)$$

Où α et β sont des constantes, alors l'expression (IV.33) devient (IV.36) :

$$\int_0^t |\sigma(\zeta)|^2 d\zeta \leq \alpha + \beta \int_0^t |\varepsilon(\zeta)|^2 d\zeta \quad (IV.36)$$

A partir de (IV.36), si $\varepsilon \in L_2$, on a $\sigma \in L_2$ et $\dot{\sigma} \in L_\infty$, en montrant que toutes les variables sont bornées dans le côté droit de l'expression (IV.24).

Par conséquent, l'utilisation du lemme de [Sun 09, Hou 10], si $\sigma \in L_2 \cap L_\infty$ et $\dot{\sigma} \in L_\infty$, on a $\lim_{t \rightarrow \infty} |\sigma(t)| = 0$, cela signifie que l'erreur converge asymptotiquement vers zéro et le système est stable.

Pour confirmer l'efficacité de la méthode proposée, des résultats de simulation ainsi qu'une implémentation pratique ont été abordés dans ce chapitre.

IV.2.2 Résultats et discussions 1 :

Dans ce qui suit, et pour évaluer l'efficacité du contrôleur proposé on applique la commande *IAFS* sur un convertisseur *Buck* par simulation numérique, Le schéma du circuit équivalent du convertisseur montré dans la figure (VI.1).

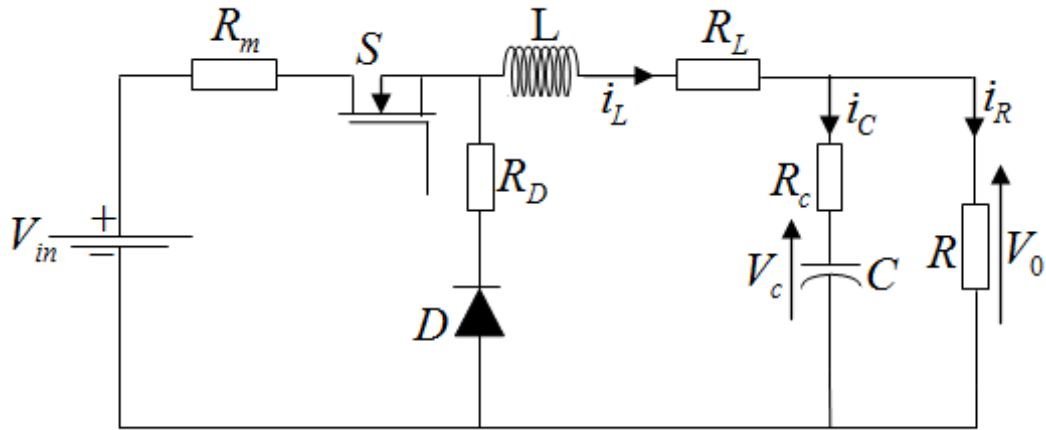
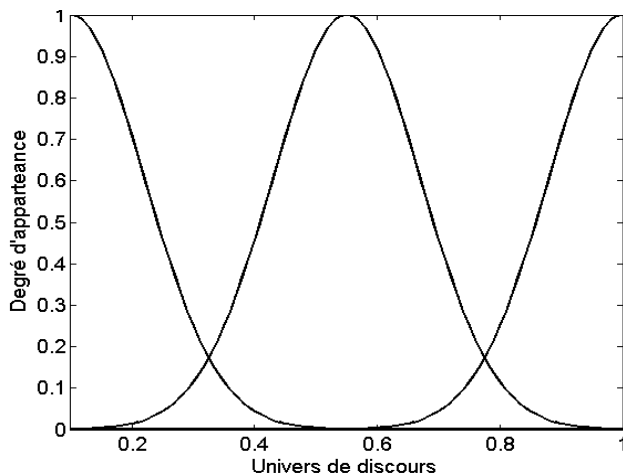
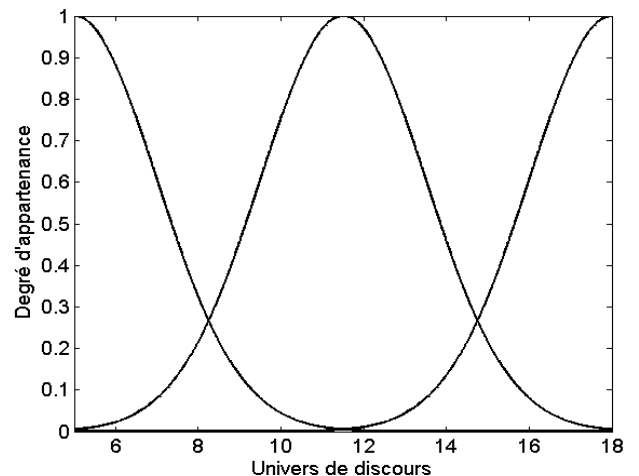


Figure IV.1 Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur

Afin de construire les systèmes d'approximation flou, les ensembles flous des entrées $i_L(t)$ et $v_c(t)$ sont définis selon les fonctions d'appartenance montrées par les figures (IV.1) et (IV.2) respectivement.

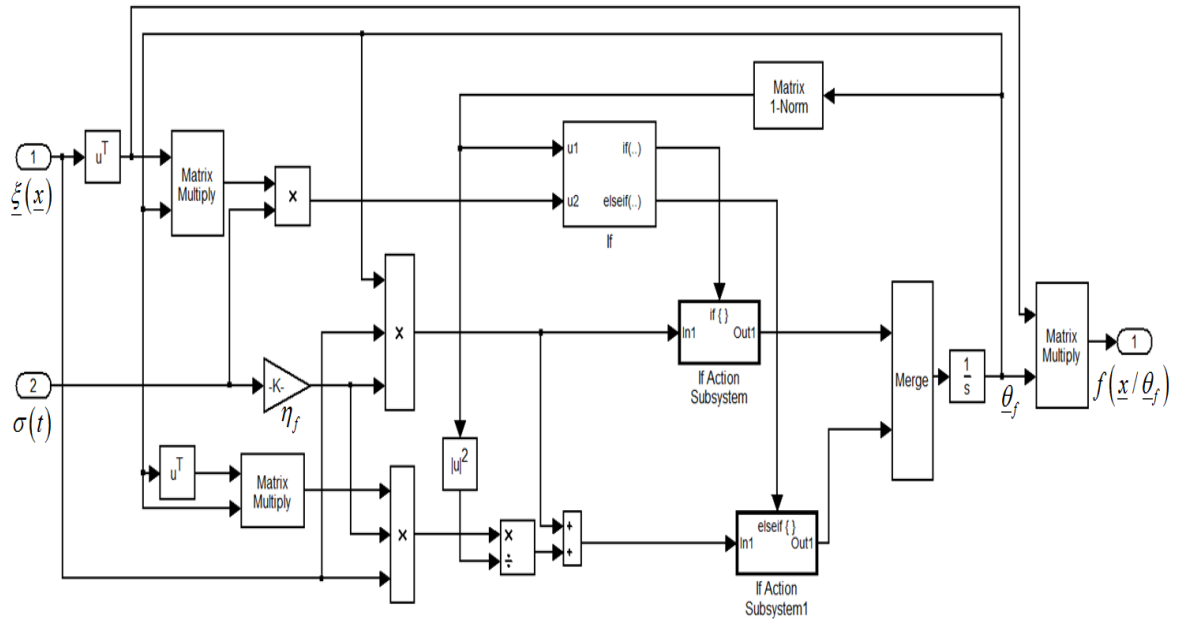


FigureIV.2 Fonctions d'appartenance pour l'entrée $i_L(t)$



FigureIV.3 Fonctions d'appartenance pour l'entrée $v_c(t)$

La figure (IV.4) illustre le modèle Simulink pour construire $\hat{f}(x|\theta_f)$ et l'algorithme de projection définis par (IV.28) .



FigureIV.4 Modèle Simulink pour $\hat{f}(x | \theta_f)$

Plusieurs tests sont effectués afin d'examiner le système. Les Spécifications du convertisseur sont montrées dans le tableauIV.1.

TableauIV.1. Spécifications du convertisseur abaisseur.

Description	Paramètres	Valeur Nominale
Tension d'entrée	V_{in}	24 V
Capacité	C	470 μF
Inductance	L	50 μH
Resistance	R	25 Ω
Fréquence de commutation	f	50 KHz
Tension de Référence	V_{ref}	12 V

Scénario 1:

Pour évaluer la robustesse des algorithmes de commande proposés, on utilise un simple test qui consiste à une variation du signal de référence de la manière suivante :

- Le changement de V_{ref} est produit de 12V à 8V puis à 5V et on retour à 12V, avec un pas de temps constant égal à $t = 2\text{sec}$.

Les figures (IV.14) et (IV.15) illustrent les résultats de simulation obtenus.

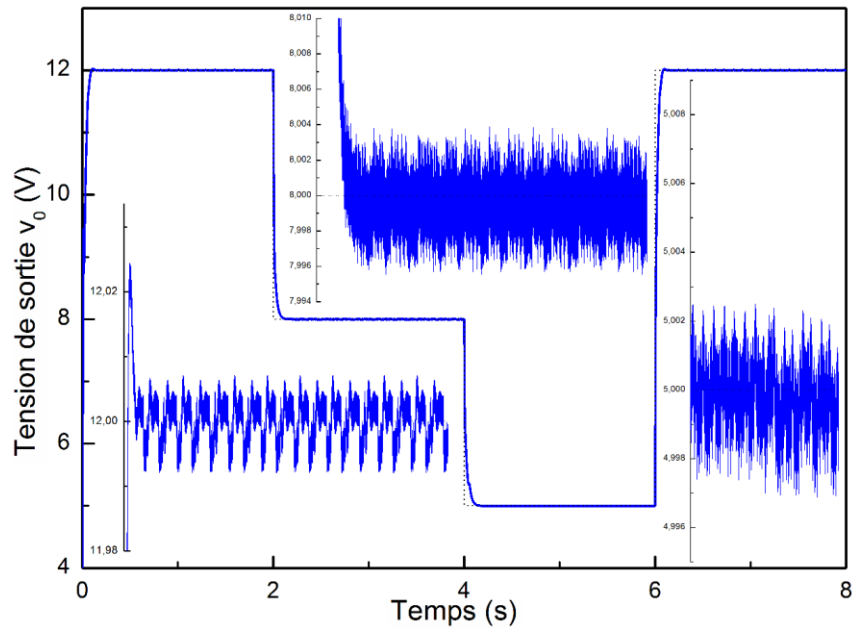


Figure IV.5 Evolution de la tension de sortie

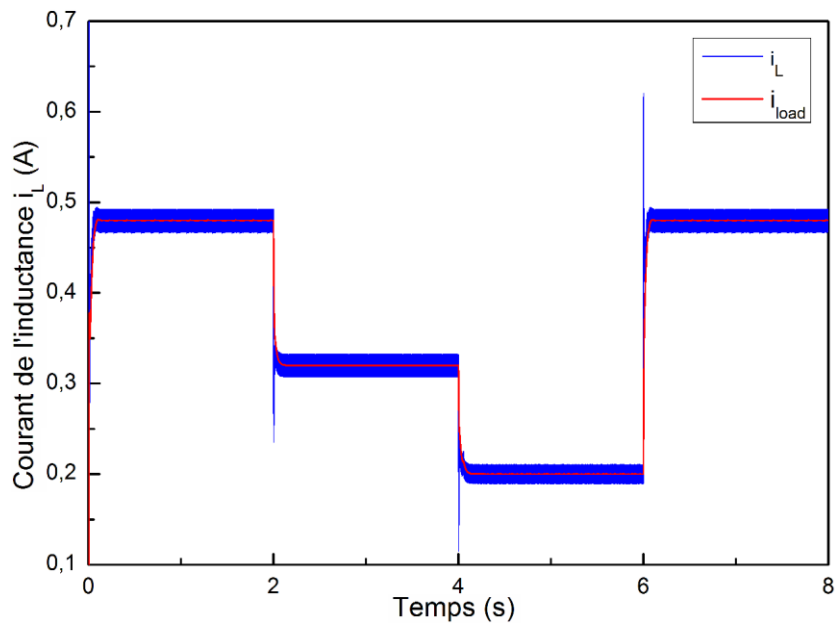


Figure IV.6 Evolution du courant de l'inducteur

Les variations de la tension de sortie de référence ont été prises en compte dans le premier cas, montrant un suivi rapide de la tension V_{ref} souhaitée avec un très léger dépassement du courant de l'inducteur, comme le montrent les figures (IV.5) et (IV.6). Il apparaît clairement le temps de réponse de la commande *IAFS* lors des changements dans les valeurs de référence de sortie est très rapide.

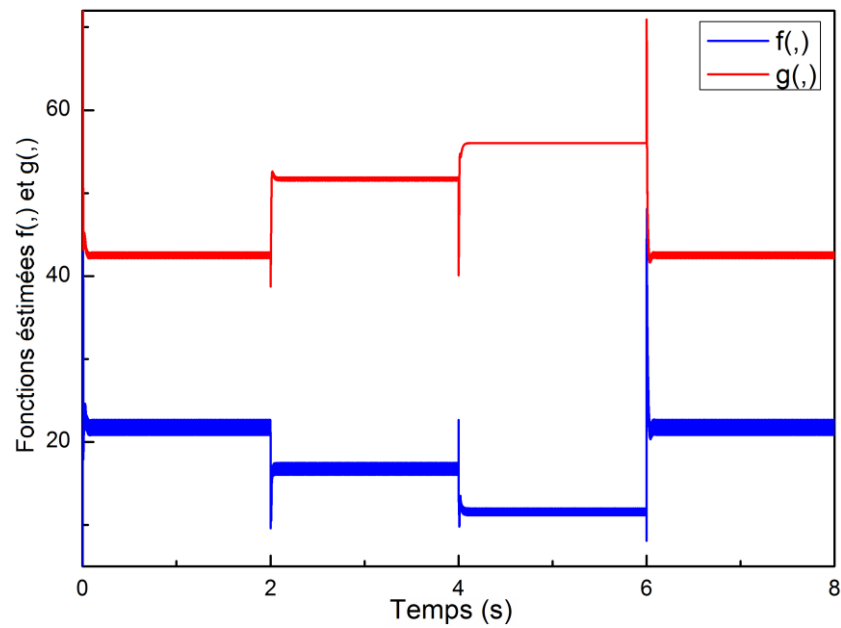


Figure IV.7 Évolution des fonctions f et g du système dynamique.

Comme il est montré par la Figure IV.7, l'évolution temporelle de $\hat{f}(x/\theta_f)$ et de $\hat{g}(x/\theta_g)$ est bornée, ce qui confirme l'analyse de stabilité donnée dans la section (IV.2.1) confortant les caractéristiques d'approximation universelle des systèmes flous.

Scénario 2:

On analyse les performances du contrôleur *IAFS* en présence d'une forte perturbation consistant en un changement de charge, qui change sa valeur nominale $R = 25\Omega$ à $R = 50\Omega$ d'une manière périodique et brusque.

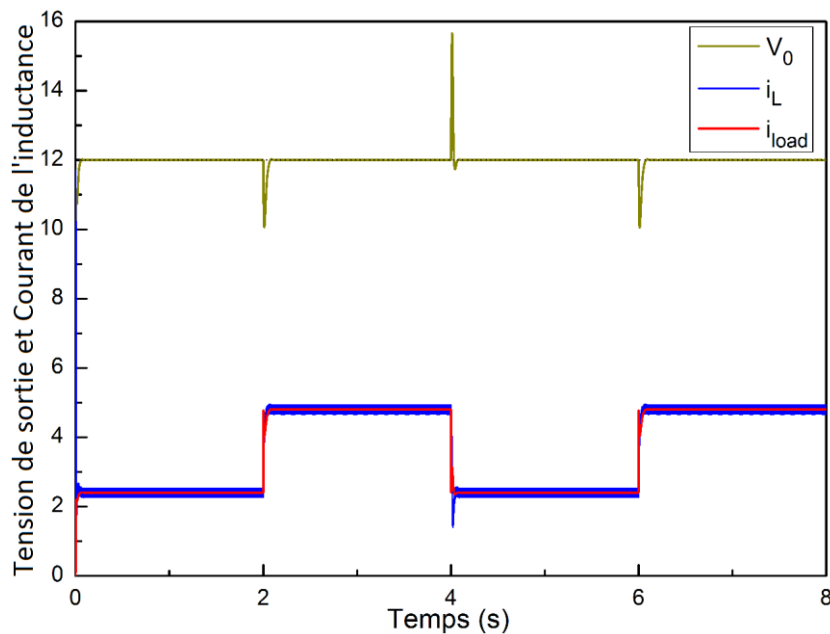


Figure IV.8 Réponse de la tension V_0 et du courant d'inductance i_L

La tension de sortie reste sensible aux fluctuations pendant que le courant d'inductance suit et que le convertisseur reste en mode de conduction, comme il est illustré sur la figure IV.8. Nous avons utilisé une carte dSpace DS1104, pour vérifier expérimentalement l'efficacité de la commande IAFS, En confirmant également les améliorations apportées grâce à cette l'approche. Le banc d'essai est montré dans la figure (IV.9) et les résultats obtenus expérimentalement sont montrés dans les figures (IV.10-IV.13).

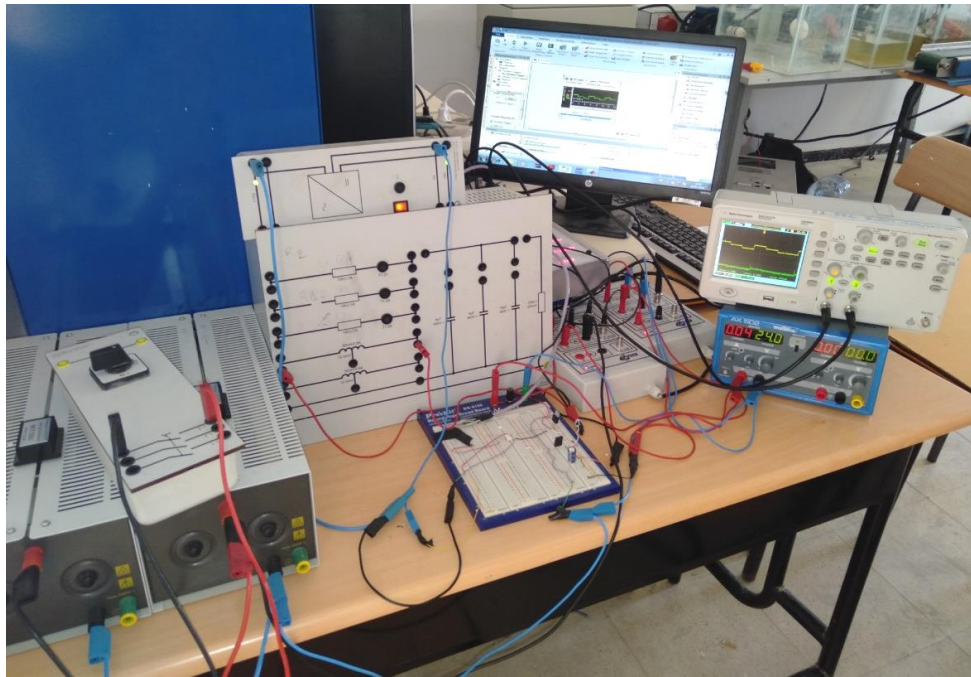


Figure IV.9. Banc expérimentale pour la validation de la commande (IAFS).



Figure IV.10 Tension de sortie et courant de l'inductance obtenus par la commande IAFS du 1^{er} cas.

CH IV Commandes Adaptative Floue Synergétique et Adaptative Floue Synergétique Terminale

Dans la figure IV.10 , la tension de sortie est repérée par la flèche jaune et le courant d'inductance est repérée par la flèche verte, pour le premier scénario utilisant la commande (IAFS). Le fonctionnement normal a été considéré dans le premier cas, montrant un suivi rapide de la tension de sortie souhaitée.

D'après la Figure IV.11, On remarque que V_o et i_L suivent immédiatement les changements provoqués par la variation de V_{ref} , avec une diminution dans les dépassements et de temps de réponse.

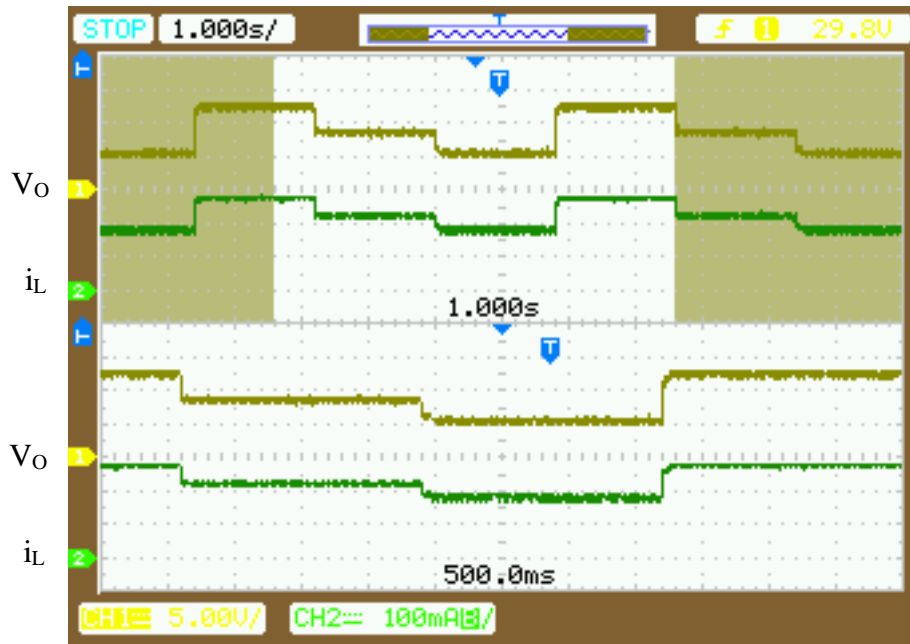


Figure IV.11 Tension de sortie et courant de l'inductance obtenus par la commande IAFS du 1^{er} scénario.



Figure IV.12 Tension de sortie et courant de l'inductance obtenus par la commande IAFS du 2^{ème} scénario.

Dans la Figure IV.12 on montre l'évolution de V_O et i_L pour une variation de charge de 25Ω à 50Ω en utilisant la commande *IAFS*, notant que V_O n'est pas affecté par ce changement.

L'essai expérimental suivant est réalisé pour une condition de fonctionnement sévère telle que la variation de la tension de 24 V à 30 V , effectuée simultanément avec la variation de charge utilisée dans le cas précédent, comme illustre la Figure IV.13.

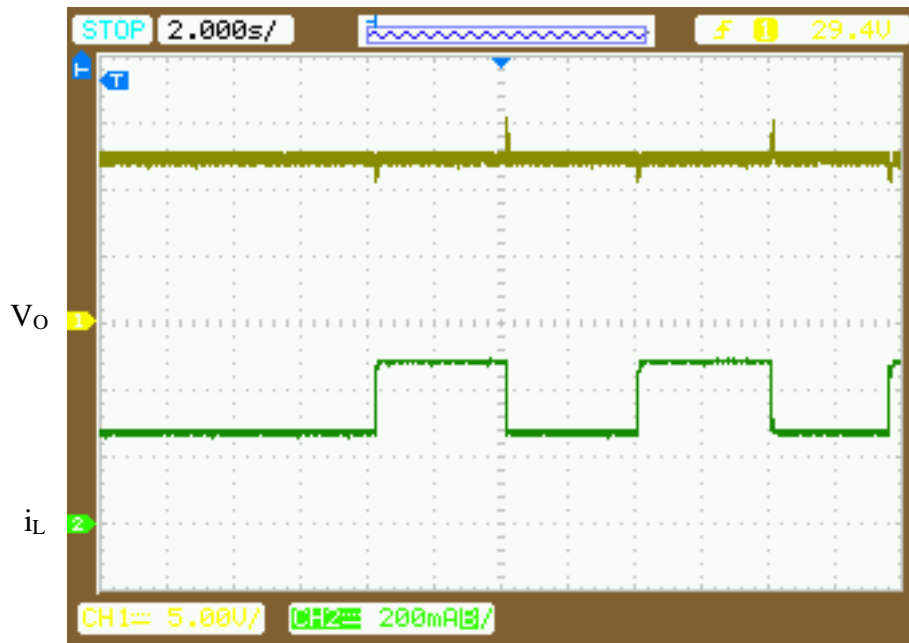


Figure IV.13 Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie.

On ne peut que conclure que la commande *IAFS* renforce la robustesse du système et fournit une meilleure réponse transitoire dans différentes conditions de fonctionnement sévères malgré l'absence de connaissance préalable du modèle du convertisseur.

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

Par la suite, la conception d'un stabilisateur de puissance adaptatif flou synergétique est expliquée [Bou12]. On utilise le même système de puissance décrit dans la section §.III.3 avec les paramètres illustrés dans le tableau §.III.1. Une comparaison entre les deux techniques adaptatif flou indirecte (*IAF-PSS*) et adaptatif flou synergétique indirecte (*IAFS-PSS*) est représentée dans les figures IV.(70 à 93) pour les trois scénarios.

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

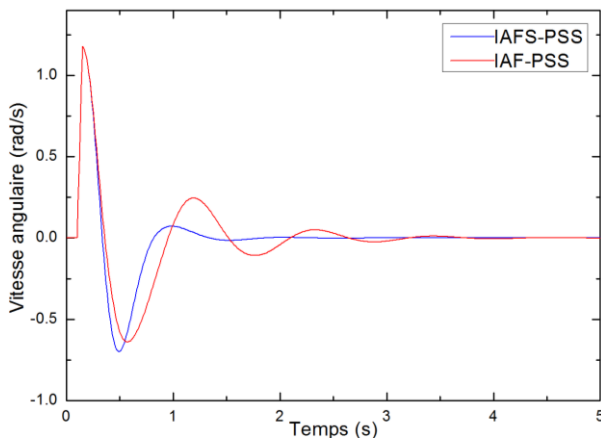


Figure IV.14. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas1)

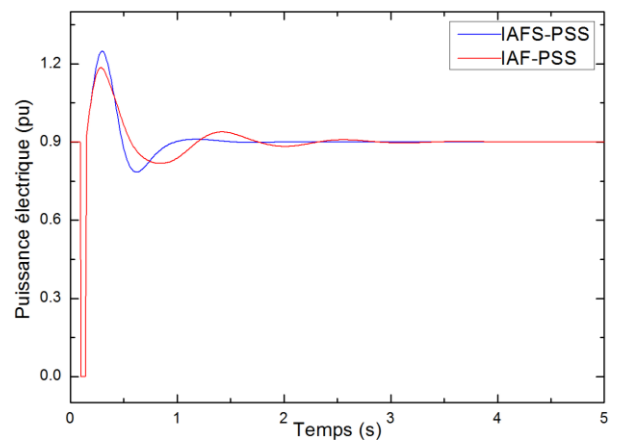


Figure IV.15. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas1)

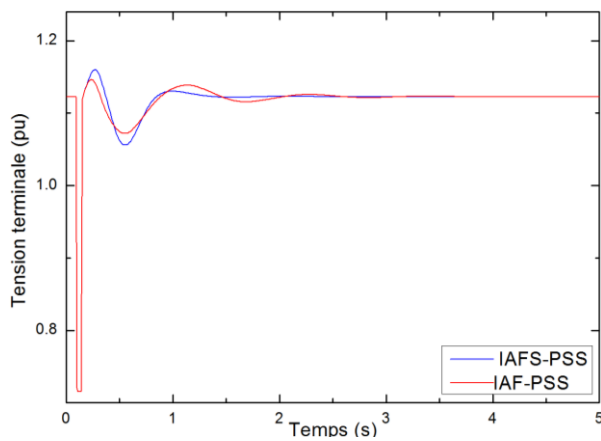


Figure IV.16. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas1)

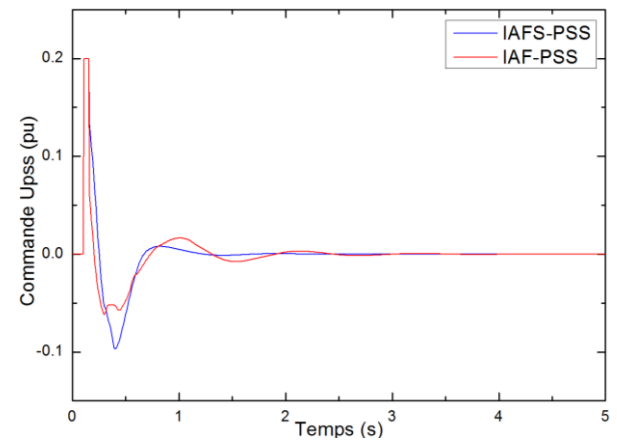


Figure IV.17. Variation de signal de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1^{er} scénario cas1)

Scénario 1 : Cas2, *Injecter de la puissance réactive caractérisé par : $P_m = 0.9 pu$ et $Q_e = -0.3 pu$*

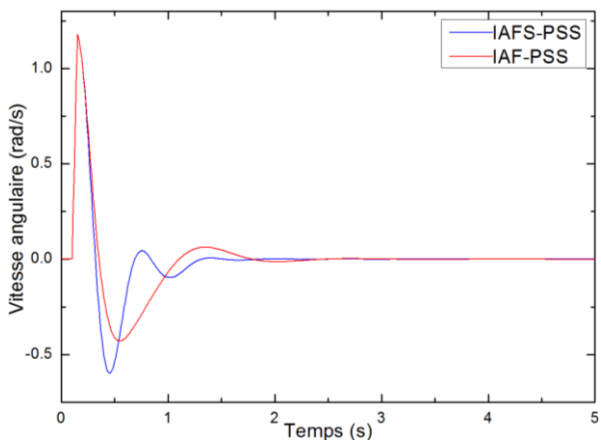


Figure IV.18. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas2)

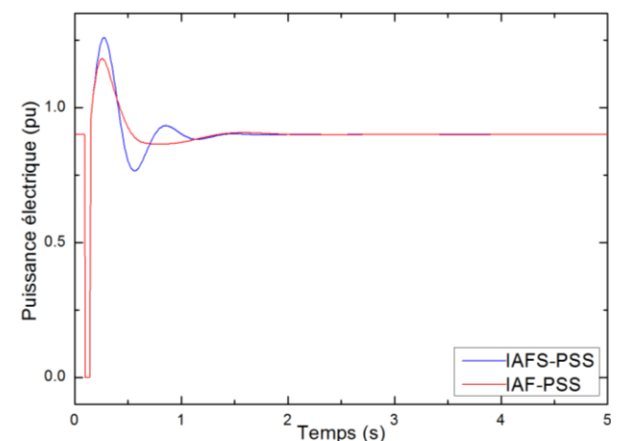


Figure IV.19. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas2)

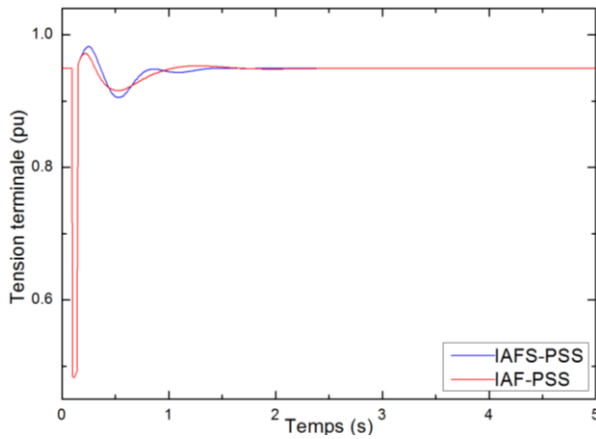


Figure IV.20. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas2)

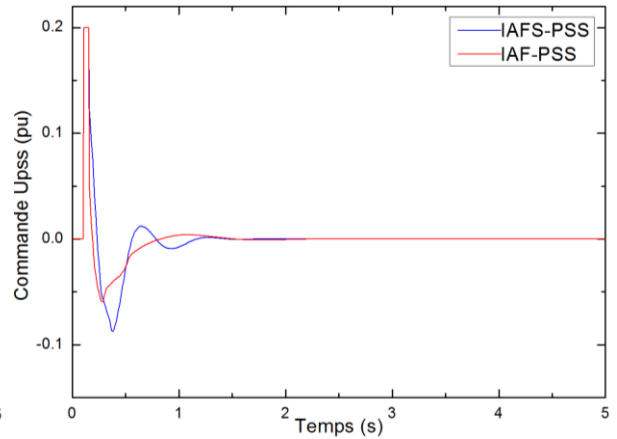


Figure IV.21. Variation de signal de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1^{er} scénario cas2)

Scénario 1 : Cas3, Charge réactive lourde caractérisé par : $P_m = 0.7 pu$ et $Q_c = 0.8 pu$

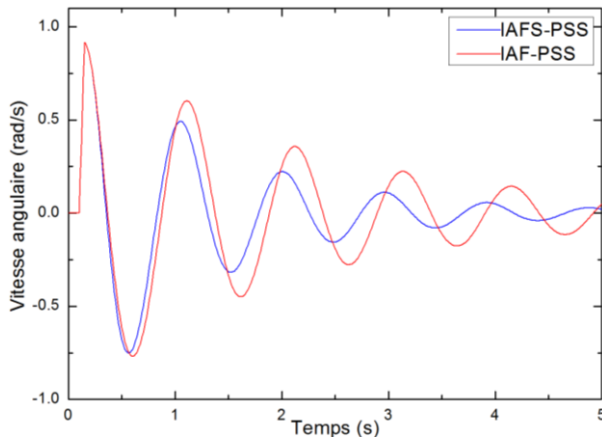


Figure IV.22. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas3)

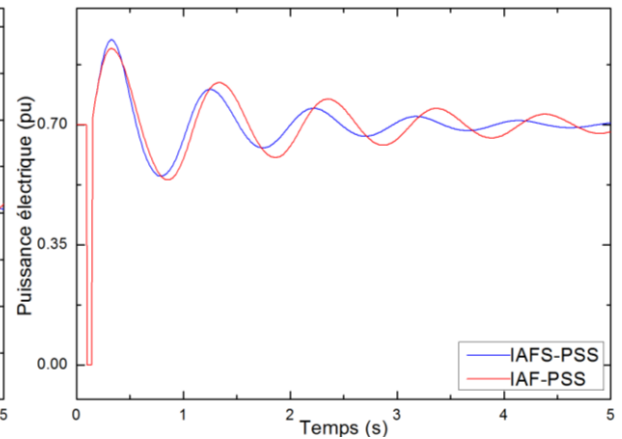


Figure IV.23. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas3)

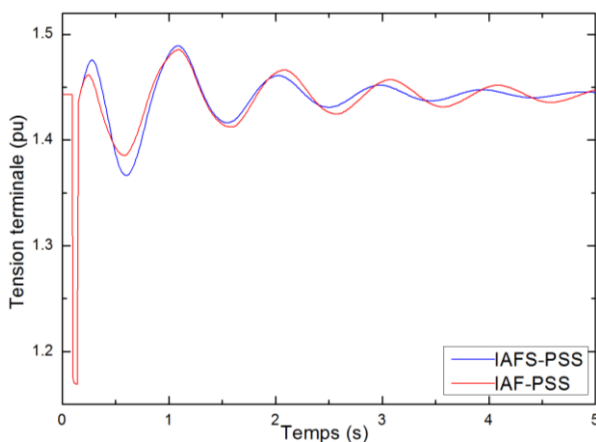


Figure IV.24. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas3)

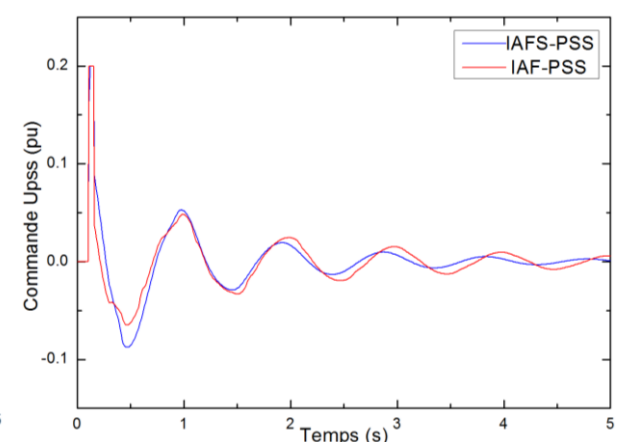


Figure IV.25. Variation de signal de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1^{er} scénario cas3)

Scénario 1 : Cas 4, Charge réactive faible caractérisé par : $P_m = 0.4 pu$ et $Q_e = 0.1 pu$

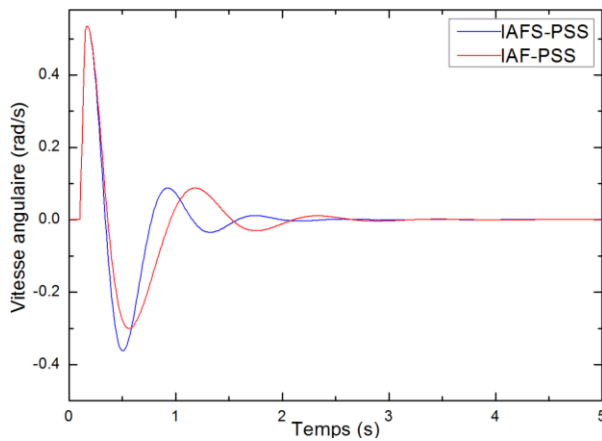


Figure IV.26. Variation de la vitesse angulaire (1^{er} scénario cas4)

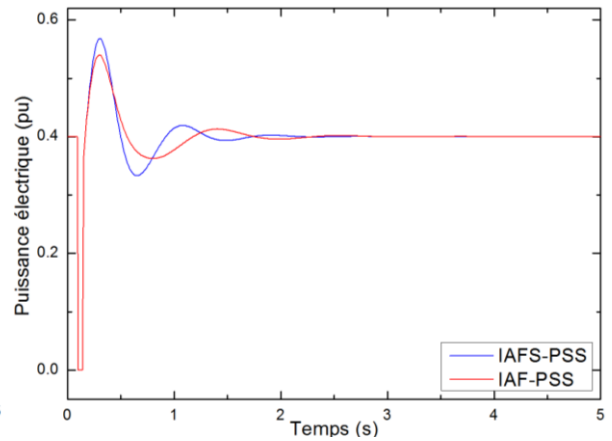


Figure IV.27. Evolution de la puissance électrique (1^{er} scénario cas4)

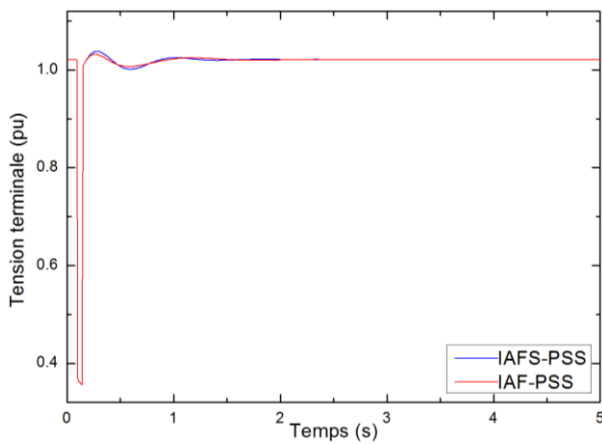


Figure IV.28. Variation de la tension terminale (1^{er} scénario cas4)

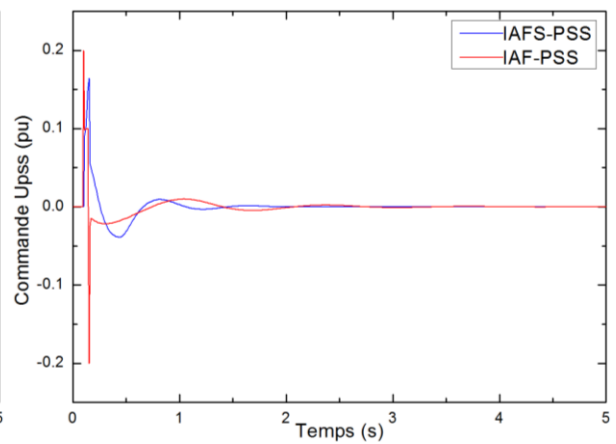


Figure IV.29. Variation de signal de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (1^{er} scénario cas4)

Scénario 2: Changement de la puissance mécanique

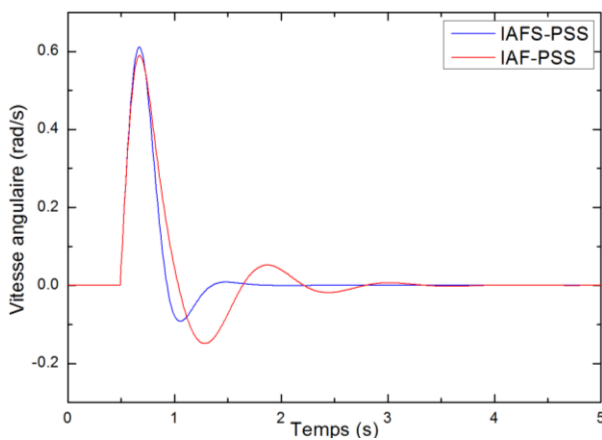


Figure IV.30. Variation de la vitesse angulaire (2^{ème} scénario)

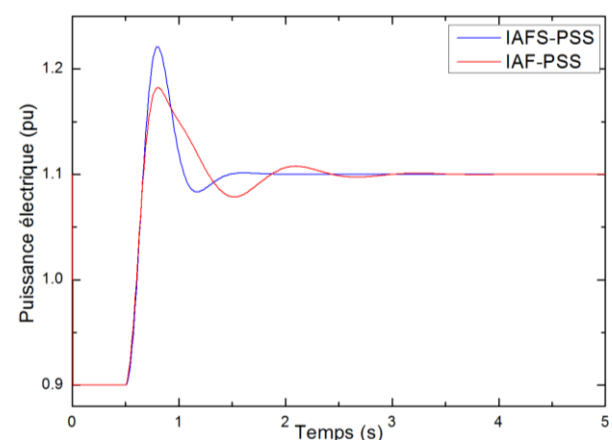


Figure IV.31. Evolution de la puissance électrique (2^{ème} scénario)

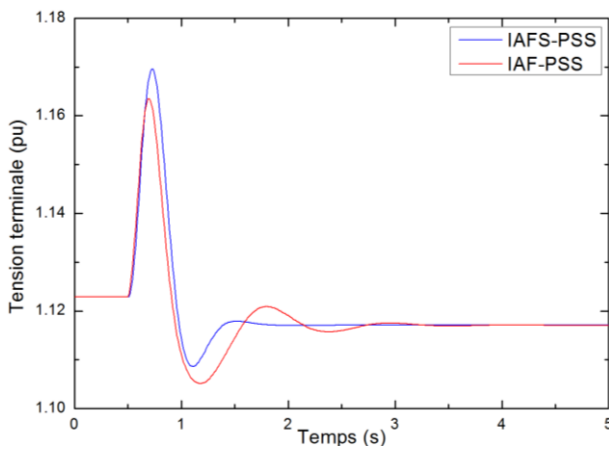


Figure IV.32. Variation de la tension terminale (2^{ème} scénario)

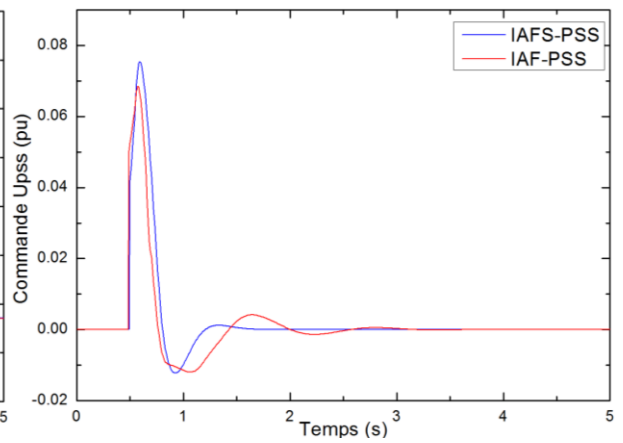


Figure IV.33. Variation de signal de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (2^{ème} scénario)

Scénario3 : *Changement de la tension de référence*

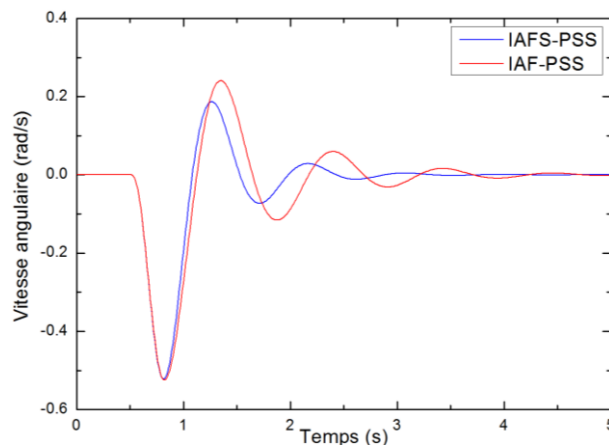


Figure IV.34. Variation de la vitesse angulaire (3^{ème} scénario)

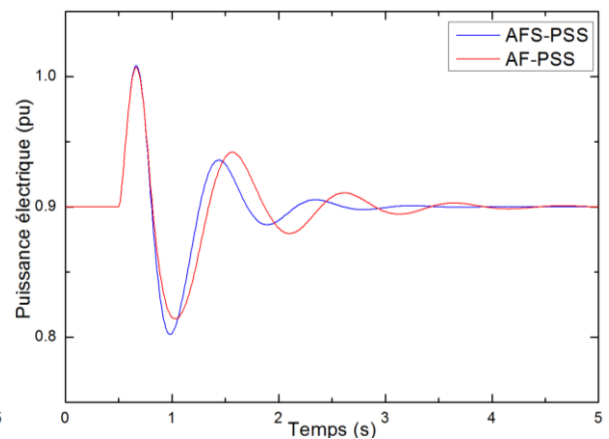


Figure IV.35. Evolution de la puissance électrique (3^{ème} scénario)

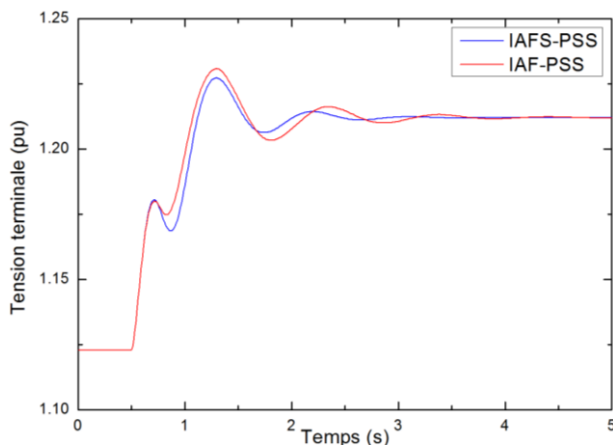


Figure IV.36. Variation de la tension terminale (3^{ème} scénario)

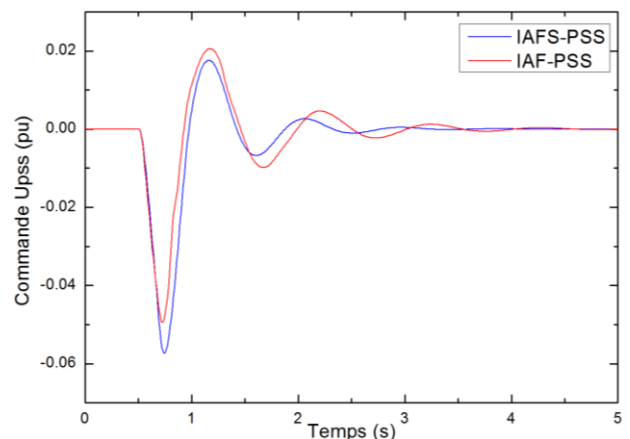


Figure IV.37. Variation de signal de commande IAF-PSS et IAFS-PSS (3^{ème} scénario)

A partir des figures de simulation les réponses du stabilisateur *IAFS-PSS* sont mieux amorties que celle du *IAF-PSS*. Le temps de réponse donnée par *IAFS-PSS* est meilleur que celui du stabilisateur adaptatif flou. Le stabilisateur *IAFS-PSS* est alors plus robuste que le stabilisateur adaptatif flou.

IV.4. Stabilisateur adaptatif flou synergétique terminal d'un système de puissance :

De manière similaire à l'approche utilisée dans la section précédente, nous aborderons l'accélération du temps de convergence en utilisant des techniques de commande synergétique terminale, qui sera développées et appliquées pour construire un stabilisateur de puissance avancé. 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 [Kha23]. Premièrement Nous considérons les variables d'état d'un système de puissance comme suit :

$$z_1 = \Delta\omega = (\omega - \omega_0) \tag{IV.37}$$

$$z_2 = \Delta P = (P_e - P_m) \tag{IV.38}$$

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 :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \alpha z_2 \\ \dot{z}_2 &= f(z_1, z_2) + h(z_1, z_2) u \\ y &= z_1 \end{aligned} \tag{IV.39}$$

Où : $\alpha = -\frac{1}{2H}$ et $z = [z, \dot{z}/\alpha]^T = [z_1, z_2]^T \in \mathfrak{R}^2$ est le vecteur d'état du système et peut être mesuré, $y \in \mathfrak{R}$ est sa sortie, $f(z)$ et $h(z)$ sont des fonctions non linéaires continues et inconnues, u est le signal de commande qui est la sortie du stabilisateur [Bou12]. L'équation (IV.38) représente le système de puissance durant le régime transitoire après une grande perturbation produite dans le système. En admet que la puissance mécanique transmise à la machine synchrone P_m est constaté, il est possible que les deux fonctions non linéaires $f(z)$ et $h(z)$ peuvent être trouvées de telle sorte que :

$$\dot{P}_e = f(z_1, z_2) + h(z_1, z_2) u \tag{IV.40}$$

Des études de simulation montrent que un changement positif de la commande u provoque un changement positif de \dot{P}_e , c'est-à-dire $\dot{P}_e > 0$ quand $u > 0$ [Bou12]. Ceci signifie que la fonction non linéaire $h(z_1, z_2)$ doit être choisie comme une fonction positive :

$$\forall z_1, z_2 \in R^2 : h(z) > 0 \quad (IV.41)$$

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

$$\psi = \lambda z_1 + z_2 \quad (IV.42)$$

Où λ un constant permette la combinaison linéaire entre les entrées de contrôleur. Dans le but de renforcer la robustesse, d'améliorer la précision de suivi et d'atteindre une convergence vers l'état d'équilibre dans un temps fini, nous adoptons une approche visant à optimiser ces aspects. Une nouvelle contrainte d'évaluation du macro-variable est proposée comme :

$$T\dot{\sigma}(x) + k\sigma^{p/q}(x) + \beta\sigma(x) = 0 \quad (IV.43)$$

Où $k > 0$, $T > 0$ sont des constantes positives choisies par le concepteur, qui impose la convergence rapide à la macro-variable, avec p, q sont des constantes positives impaires.

Où : $0 < \frac{p}{q} < 1$.

La dynamique (IV.43) consiste en un attracteur terminal $\dot{\sigma} = -\frac{k}{T}\sigma^{p/q}$ quand la trajectoire d'erreur est proche de $\sigma = 0$ et une convergence rapide $\dot{\sigma} = -\frac{\beta}{T}\sigma$ quand la trajectoire d'erreur est loin de $\sigma = 0$.

Considérant le système (IV.37), si $f(x, t)$ et $g(x, t)$ sont connues, la dérivée de la macro-variable (IV.43), mène à l'équation (IV.44)

$$\dot{\sigma} = -\frac{k}{T}\sigma^{p/q} - \frac{\beta}{T}\sigma \quad (IV.44)$$

De l'expression (IV.44), on peut déduire que le temps nécessaire pour σ d'atteindre l'origine est [Zer18, Sun09] :

$$t_f = \frac{T}{\beta \left(1 - \frac{p}{q}\right)} \ln \frac{\beta \sigma(0)^{1-p/q} + k}{k} \quad (IV.45)$$

Le temps de convergence de la macro-variable a une valeur définie par opposition à la convergence de temps infini asymptotique.

En s'articulant sur les concepts de base de la commande synergétique, une commande synergétique terminale est déduite.

La dérivée de la macro-variable (IV.44), mène à l'équation (IV.46)

$$\lambda z_2 + \dot{z}_2 = -\frac{k}{T} \sigma^{\frac{p}{q}} - \frac{\beta}{T} \sigma \quad (IV.46)$$

Combinant l'équation (IV.46) et (IV.39), ce qui donne l'équation (IV.47) suivante :

$$\lambda z_2 + f(x) + g(x)u = -\frac{k}{T} \sigma^{\frac{p}{q}} - \frac{\beta}{T} \sigma \quad (IV.47)$$

On donne la loi de commande globale résultante u par l'équation (IV.48) :

$$u = \frac{1}{g(x,t)} \left[-f(x,t) - \lambda z_2 - \frac{k}{T} \sigma^{\frac{p}{q}} - \frac{\beta}{T} \sigma \right] \quad (IV.48)$$

Sous la loi de commande (IV.48) et avec l'évolution dynamique de la macro-variable (IV.43), les trajectoires d'état du système non linéaire (IV.39) en boucle fermée peuvent être entraînées sur l'attracteur $\sigma = 0$ dans un temps fini (IV.45) avec une poursuite rapide et une stabilité globale en temps fini.

Dans le cas réel, les fonctions $f(x,t)$ et $g(x,t)$ sont inconnues, alors la loi de commande (IV.48) sera difficile à obtenir.

Dans ce cas, notre objectif est de remplacer les fonctions $f(x,t)$ et $g(x,t)$ par ses valeurs estimées utilisant les systèmes flous $\hat{f}(x/\theta_f)$ et $\hat{g}(x/\theta_g)$ en concevant une loi de mise à jour en ligne pour estimer les paramètres du système, par l'utilisation de la théorie de stabilité de Lyapunov.

$$\hat{f}(x/\theta_f) = \theta_f^T \xi_f(x) \quad (IV.49)$$

$$\hat{g}(x/\theta_g) = \theta_g^T \xi_g(x) \quad (IV.50)$$

Donc, la nouvelle expression de loi de commande *ITAFS* est réécrite comme suit :

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x,t)} \left[-\hat{f}(x,t) - \lambda z_2 - \frac{k}{T} \sigma^{\frac{p}{q}} - \frac{\beta}{T} \sigma \right] \quad (IV.51)$$

La tâche suivante consiste à remplacer les fonctions \hat{f} et \hat{g} celles correspondant à (IV.49) et (IV.50), respectivement, et pour assurer la stabilité du système en boucle fermée il faut déterminer les lois d'adaptation pour ajuster les paramètres.

IV.4.1 Analyse de la stabilité et de la robustesse :

Théorème IV.2 [Wan93, Wan94] :

On considère le système non linéaire décrit par l'expression (IV.39), soumis à l'action de la commande (IV.51), ou la dynamique f et g est approximée par \hat{f} et \hat{g} données par les systèmes flous (IV.49) et (IV.50) , dont les vecteurs θ_f et θ_g ajustés par les lois adaptatives $\dot{\hat{\theta}}_f = -\mu_f \sigma \xi_f(x)$ et $\dot{\hat{\theta}}_g = -\mu_g \sigma \xi_g(x)u$. Donc, la loi de commande donnée par (IV.51) garantit la stabilité du système (IV.39) en boucle fermée, et l'erreur de poursuite convergera vers zéro en un temps fini.

Théorème IV.3 [Sun09]:

Considérons le système non linéaire décrit en (IV.39), supposant qu'il existe une fonction continuellement différentiable $V(x)$ définie dans un voisinage $D \subset \mathbb{R}^n$ de l'origine, et qu'il existe des nombres réels $\rho > 0$, $\tau > 0$ et $0 < \gamma < 1$, telle que $V(x) > 0$ sur D et la fonction de Lyapunov étendue, peut être décrite par :

$$\dot{V}(x) + \rho V(x) + \tau V^\gamma(x) \leq 0 \tag{IV.52}$$

Alors, la fonction convergera vers l'origine en temps fini et le système globalement stable en même temps défini par l'équation (IV.53) :

$$t_f = \frac{1}{\rho(1-\gamma)} \ln \frac{\rho |v(0)|^{1-\gamma} + \beta}{\beta} \tag{IV.53}$$

Démonstration :

Définissons les paramètres optimums des systèmes flous

$$\hat{\theta}_f = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_{x \in \mathbb{R}^n} \left| \hat{f}(x/\theta_f) - (f(x) + d(t)) \right| \right] \tag{IV.54}$$

$$\hat{\theta}_g = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\sup_{x \in \mathbb{R}^n} \left| \hat{g}(x/\theta_g) - g(x) \right| \right] \tag{IV.55}$$

Où Ω_f et Ω_g sont des ensembles de contraintes pour θ_f et θ_g respectivement, spécifiés par l'expert.

Définissons l'erreur d'approximation minimale par l'équation décrite ci-dessous :

$$w = \left[\left(f(x) + d(t) - \hat{f}(x, \theta_f) \right) + \left(g(x) - \hat{g}(x, \theta_g) \right) u \right] \tag{IV.56}$$

Il est supposé que l'erreur d'estimation minimale est bornée $|w| \leq \bar{w}$, pour tout $x \in \mathfrak{R}^n$

Alors, considérant la fonction de Lyapunov décrite ci-dessous :

$$V_2 = \frac{1}{2} \sigma^2 + \frac{1}{2\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \quad (\text{IV.57})$$

Avec : $\tilde{\theta}_f = \theta_f - \hat{\theta}_f$ et $\tilde{\theta}_g = \theta_g - \hat{\theta}_g$.

θ_f et θ_g sont les vecteurs de paramètres inconnus des fonctions $f(x)$ et $g(x)$, respectivement, et $\hat{\theta}_f$, $\hat{\theta}_g$ sont leurs estimations.

Où, μ_f et μ_g sont des constantes positives.

La dérivée de V_2 est donnée par :

$$\dot{V}_2 = \sigma \dot{\sigma} + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \quad (\text{IV.58})$$

On utilise l'équation (IV.44) de la macro-variable, l'équation (IV.58) devient :

$$\dot{V}_2 = \sigma \left(\lambda z_2 + \hat{f}(x/\theta_f) + \hat{g}(x/\theta_f)u \right) + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \quad (\text{IV.59})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = \sigma \left[\lambda z_2 + \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \hat{\theta}_g^T \xi_g(x)u + w \right] + \tilde{\theta}_f^T \left(\sigma \xi_f(x) + \frac{1}{\mu_f} \dot{\tilde{\theta}}_f \right) \\ + \tilde{\theta}_g^T \left(\sigma \xi_g(x)u + \frac{1}{\mu_g} \dot{\tilde{\theta}}_g \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.60})$$

Choisissant ces lois d'adaptation :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_f = -\mu_f \sigma \xi_f(x) \\ \dot{\hat{\theta}}_g = -\mu_g \sigma \xi_g(x)u \end{cases} \quad (\text{IV.61})$$

On peut déduire la loi de commande (IV.51), ce qui donne :

$$\dot{V}_2 = \sigma \left[-\frac{k}{T} \sigma^{p/q} - \frac{\beta}{T} \sigma + w \right] \quad (\text{IV.62})$$

$$\dot{V}_2 \leq -\frac{k}{T} \sigma^{(p/q+1)} - \frac{\beta}{T} \sigma^2 + |\sigma| \bar{w} \quad (\text{IV.63})$$

Puisque le terme $\sigma \bar{w}$ est de l'ordre de l'erreur d'approximation minimale et qu'il est très petit, son effet est négligeable. Si \bar{w} tend vers zéro, alors (IV.63) devient :

$$\dot{V}_2 \leq -\frac{k}{T} \sigma^{(p/q+1)} - \frac{\beta}{T} \sigma^2 \quad (IV.64)$$

Ainsi, en utilisant (IV.57), (IV.64) devient :

$$\dot{V}_2 + \frac{2\beta}{T} V_2 + \frac{2^{\left(\frac{p+q}{2q}\right)} k}{T} V_2^{\left(\frac{p+q}{2q}\right)} \leq 0 \quad (IV.65)$$

Définir les constantes : $\rho = \frac{2\beta}{T}$, $\tau = \frac{2^{\left(\frac{p+q}{2q}\right)} k}{T}$ et si le paramètre $\gamma = \frac{(1+p/q)}{2}$ est choisi de telle sorte que $0 < \frac{(1+p/q)}{2} < 1$, on peut réécrire l'expression (IV.65) comme (IV.52), donc la stabilité du système (IV.39) en boucle fermée est assurée et la trajectoire d'erreur peut être entraînée sur l'attracteur $\sigma = 0$ en un temps fini t_f exprimé par l'équation (IV.53).

IV.4.2 Résultats et discussions 2 :

Dans cette section, nous testons les performances du stabilisateur suggéré (*ITAFS-PSS*) via une simulation sur deux systèmes de puissance, à savoir une machine asynchrone connectée à un jeu de barres infini (*SMIB*) pour plusieurs points de fonctionnement et un réseau de test multi-machines qui démontre des performances satisfaisantes en présence de diverses perturbations.

IV.4.2.1 Stabilisateur adaptatif flou synergétique terminal d'un système *SMIB* :

Dans cette application, on utilise les mêmes paramètres du système décrit dans [Mor00] et on considère trois types des perturbations pour examiner ce système. Dans chacune, le contrôleur *ITAFS-PSS* a été comparé avec le contrôleur *IAFS-PSS* [Mor00].

On rappelle que la procédure de conception d'un contrôleur adaptatif flou synergétique (*IAFS-PSS*) appliqué à un système *SMIB* est introduite dans [Mor00].

Cas 1 : A partir du point de fonctionnement nominal un changement de la puissance mécanique de $-0.2 pu$ est produit à l'instant $t = 1 \text{ sec}$.

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation obtenus :

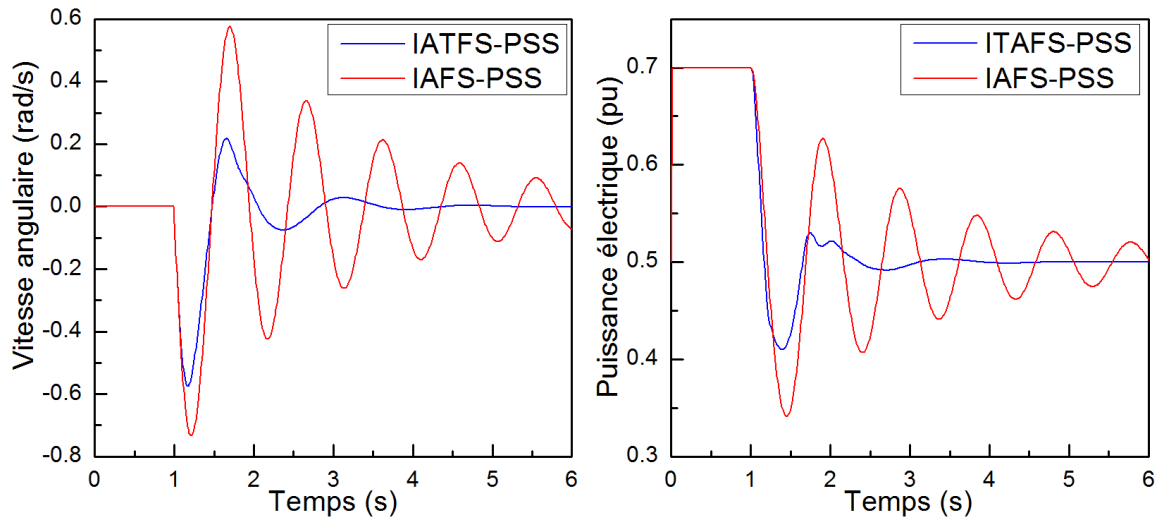


Figure IV.38. Variation de la vitesse angulaire et l'évolution de la puissance électrique (cas1)

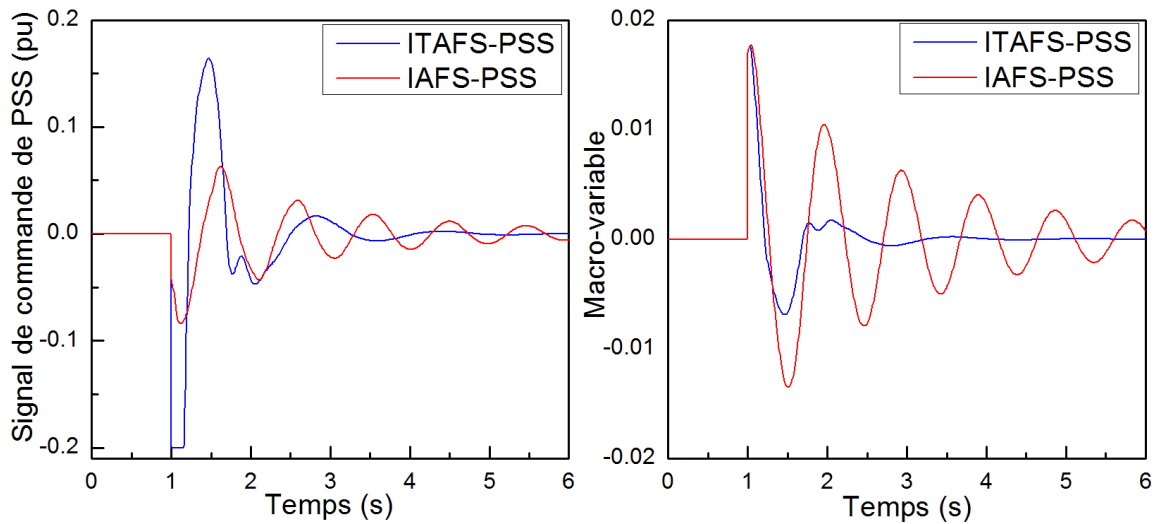


Figure IV.39. Variation du signal de commande et la macro-variable (cas1)

On voit que clairement dans les Figures (IV.38) et (IV.39), que le temps de réponse de la commande (*ITFS-PSS*) a un temps de réponse plus rapide par rapport à la commande adaptative floue synergétique classique, malgré les changements du point de fonctionnement.

Cas 2: Un court circuit triphasé d'une durée de 0.06sec a été appliquée au système de puissance à l'instant $t=1$ sec. Pour le point de fonctionnement nominal, les réponses du système obtenues sont illustrées sur les figures suivantes :

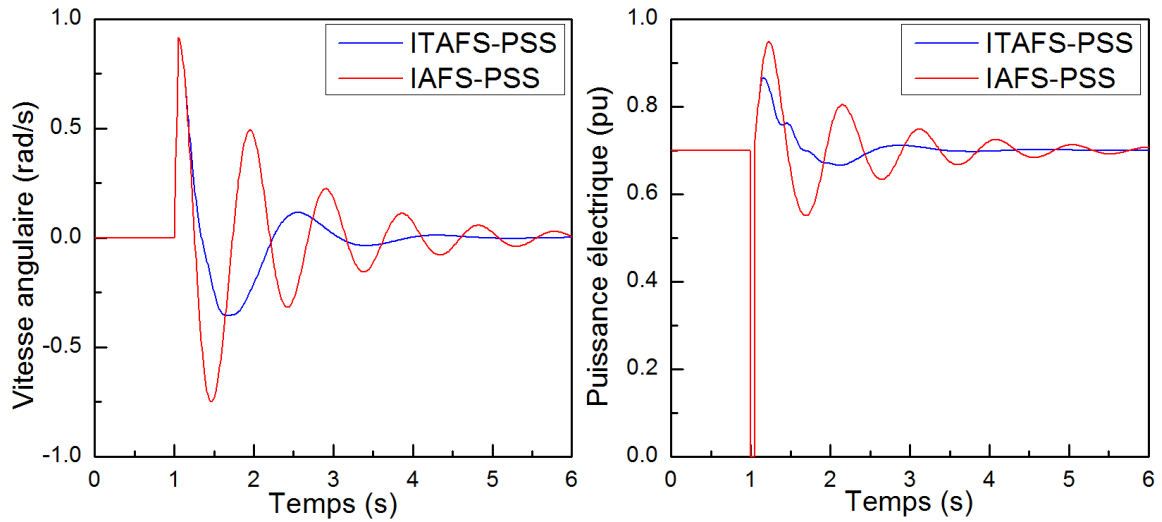


Figure IV.40. Variation de la vitesse angulaire et l'évolution de la puissance électrique (cas2)

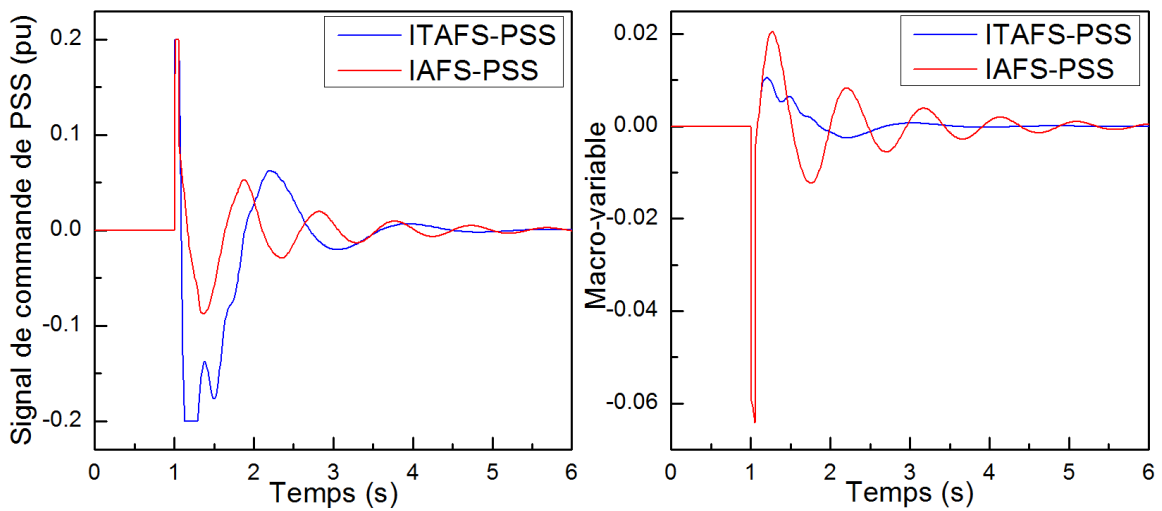


Figure IV.41. Variation du signal de commande et la macro-variable (cas2)

Les résultats obtenus confirment que la commande *ITFS-PSS* est plus performante en termes de temps de réponse par rapport relativement la commande *IAFS-PSS*.

Cas 3 : à partir du point de fonctionnement normal un changement de la tension de référence $+0.1 pu$ est produit à l'instant $t = 1sec$. Les figures (IV.13) et (IV.14) présentent les résultats obtenus par simulation :

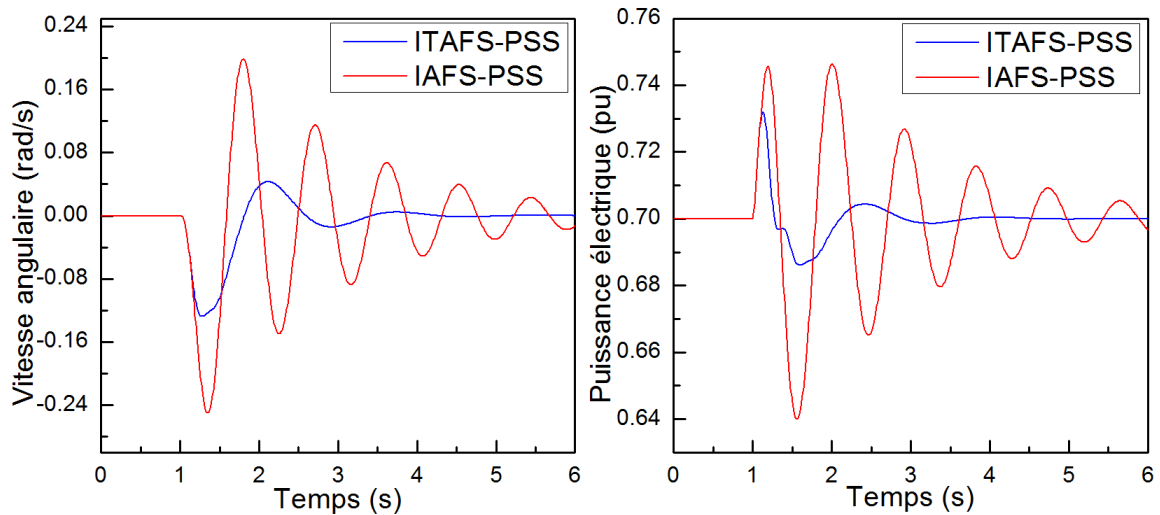


Figure IV.42. Variation de la vitesse angulaire et l'évolution de la puissance électrique (cas3)

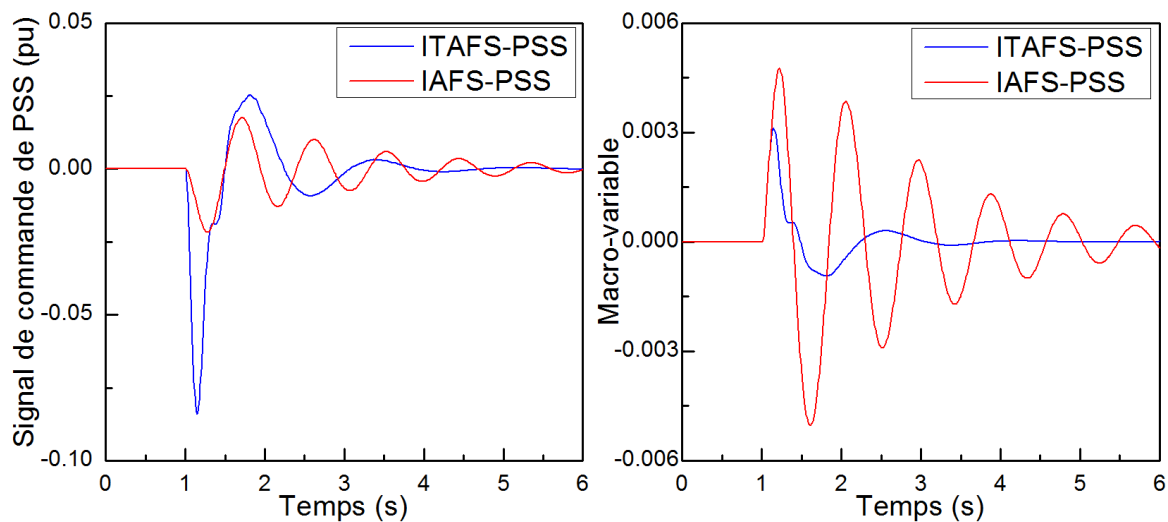


Figure IV.43. Variation du signal de commande et la macro-variable (cas3)

Les résultats de la simulation montrent que les variations du niveau de tension de référence ont un impact significatif sur les réponses du contrôleur *IAFS-PSS*. Selon ces résultats, il est clair que lorsque le système confronte le même type de perturbations, le contrôleur *ITAFS-PSS* présente une meilleure robustesse et une réponse satisfaisante.

IV.4.2.2 Stabilisateur adaptatif flou synergétique terminal d'un système Multi-machine :

La performance et l'efficacité du stabilisateur proposé pour l'amortissement des oscillations locales et interzones ont été évaluées en choisissant le modèle de système de puissance de trois machines [Kun94] illustré dans la figure (IV.44). La performance du stabilisateur proposé (*ITAFS-PSS*) est comparée aux performances d'un stabilisateur de système de puissance indirect adaptatif flou synergétique (*IAFS-PSS*) sous diverses conditions.

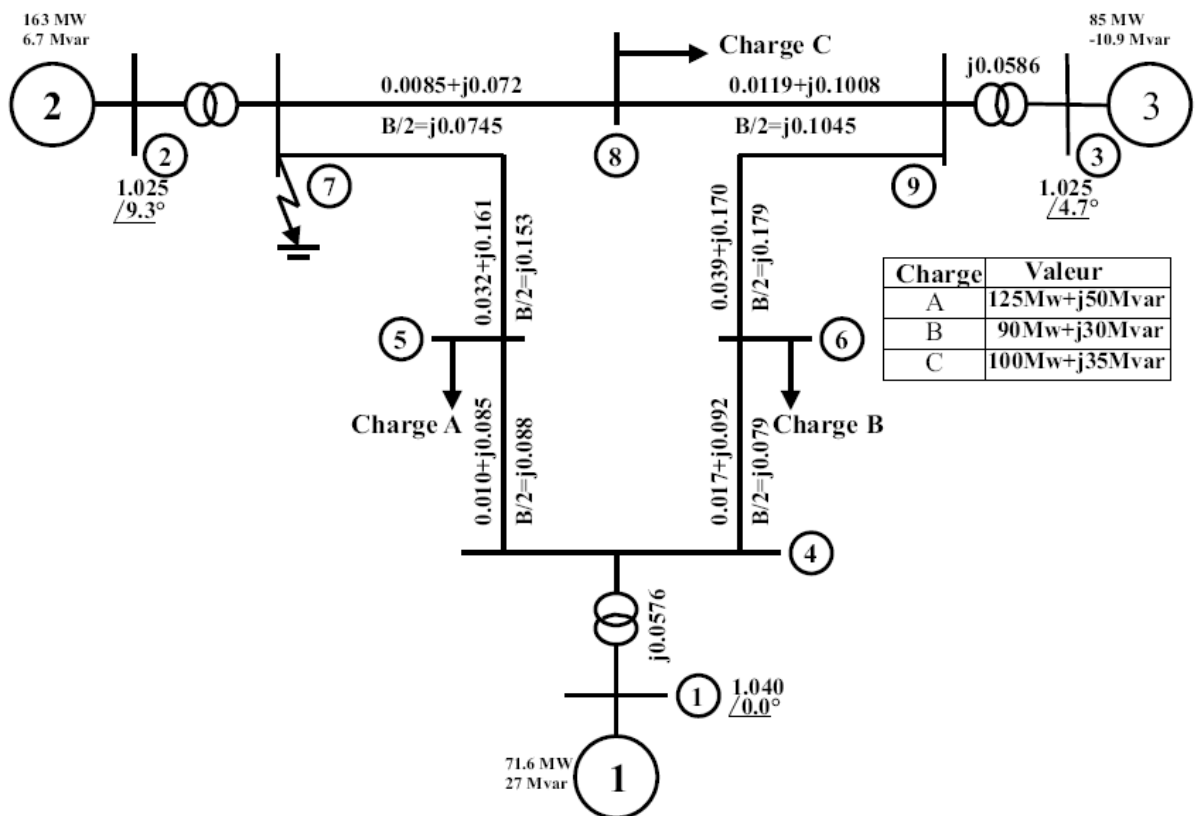
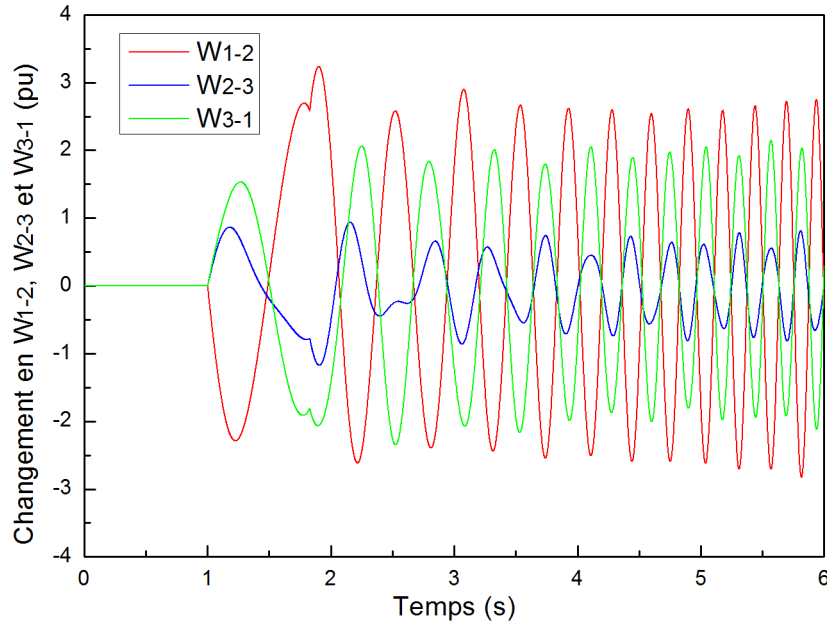


Figure IV.44. Système de puissance à trois machines.

Nous examinons d'abord comment le système fonctionne sans *PSS*. Il est évident que la présence de modes d'oscillations électromécaniques fortement instables résulte de la perte de stabilité du système aux grandes perturbations, nous appliquons un défaut triphasé au bout de la ligne 5-7 durant 60 ms à l'instant $t = 1\text{sec}$. Les figures (IV.46 - IV.54) montrent la réponse de la vitesse alternative des générateurs après le défaut sélectionnée.



FigureIV.45. Variation de vitesse des générateurs (sans PSS)

La figure (IV.45) montre clairement que les modes instables conduisent à un écart croissant de la variation de la vitesse donc à une perte de la stabilité du système. Et par conséquent on ajoute les stabilisateurs (*IAFS-PSS*, *ITAFS-PSS*) aux générateurs, pour rétablir la stabilité du système et améliorer l’amortissement des modes électromécaniques, les stabilisateurs (*IAFS-PSS*, *ITAFS-PSS*). Dans la simulation, trois points de fonctionnement sont employés pour examiner le système où nous avons considéré les points de fonctionnement indiqués par le tableau IV.2.

Tableau IV.2. Conditions de fonctionnement de chargement du système (en p.u.)

Générateur	Nominale		charger		Leger	
	P	Q	P	Q	P	Q
G1	0.72	0.27	2.1	1.09	0.36	0.16
G2	1.63	0.07	1.92	0.56	0.80	0.11
G3	0.85	0.11	1.28	0.36	0.45	0.20
Charge						
A	1.25	0.50	2.0	0.80	0.65	0.55
B	0.9	0.30	1.80	0.60	0.45	0.35
C	1.0	0.35	1.50	0.60	0.50	0.25

Premier test : charge nominale

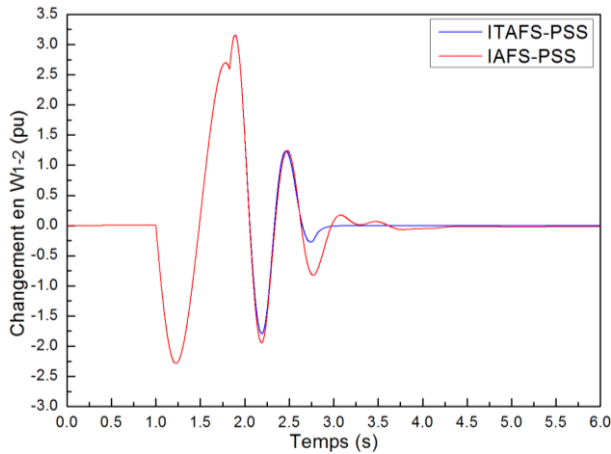


Figure IV.46. Réponse de W_{1-2} en condition de fonctionnement nominal.

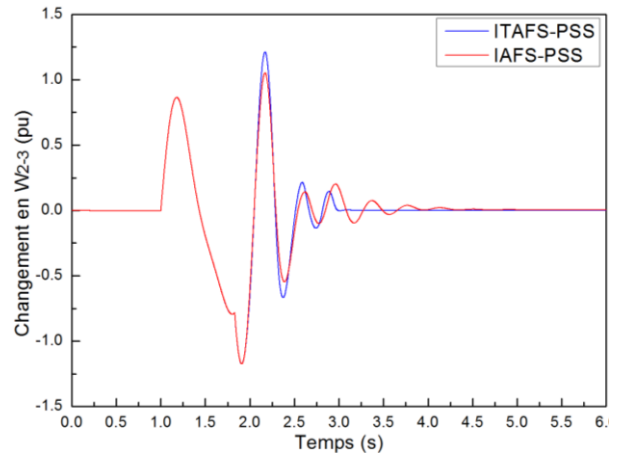


Figure IV.47. Réponse de W_{2-3} en condition de fonctionnement nominal.

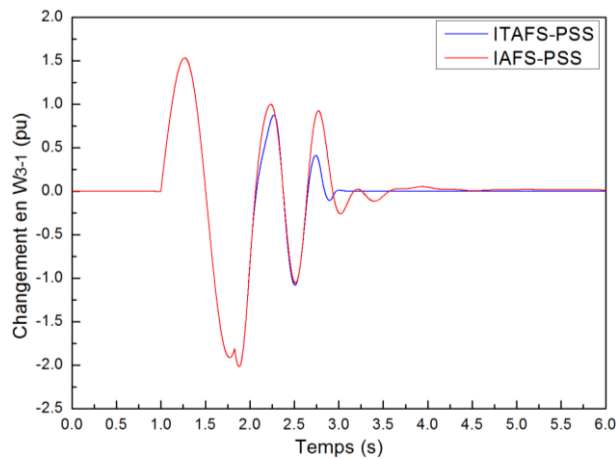


Figure IV.48. Réponse de W_{3-1} en condition de fonctionnement nominal.

Deuxième test : charge forte

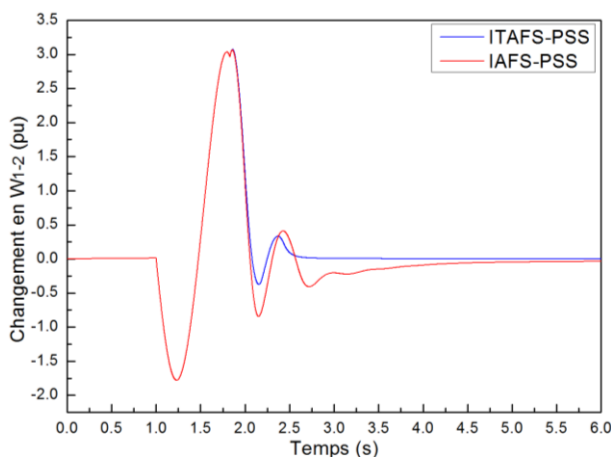


Figure IV.49. Réponse de W_{1-2} en condition de fonctionnement difficile.

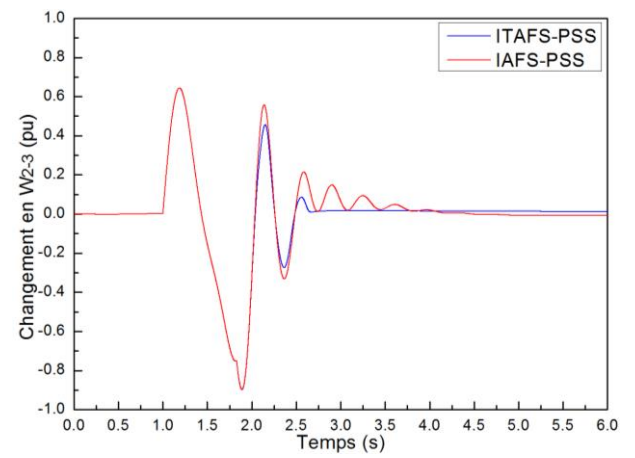


Figure IV.50. Réponse de W_{2-3} en condition de fonctionnement difficile.

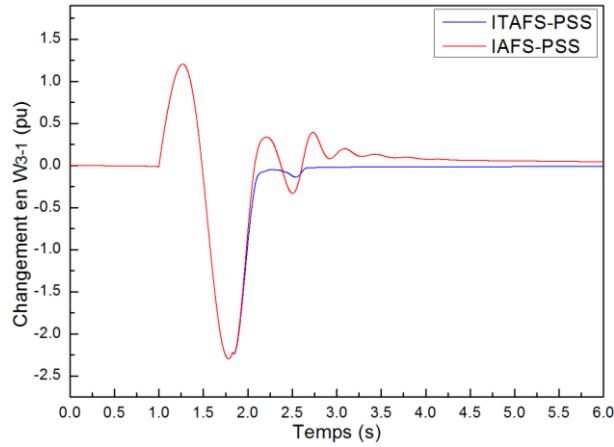


Figure IV.51. Réponse de W_{3-1} dans des conditions de fonctionnement difficile.

Troisième test : charge faible

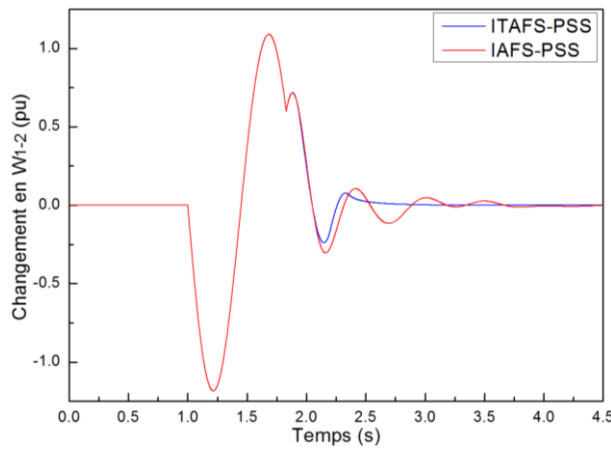


Figure IV.52. Réponse de W_{1-2} en condition de fonctionnement léger.

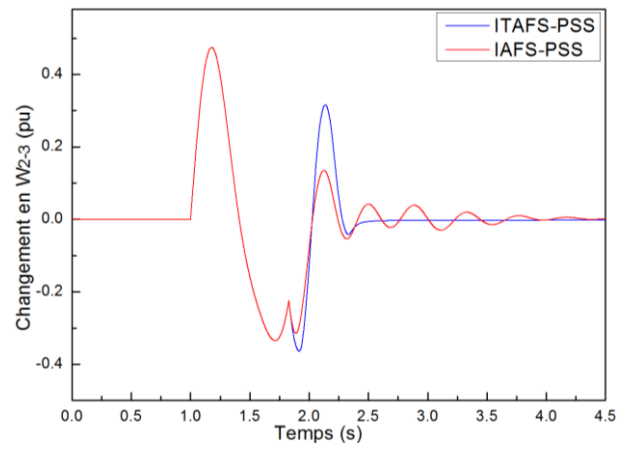


Figure IV.53. Réponse de W_{2-3} en condition de fonctionnement léger.

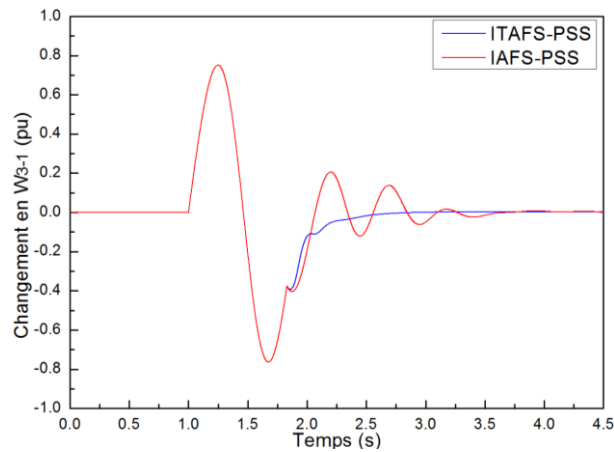


Figure IV.54. Réponse de W_{3-1} en condition de fonctionnement léger.

D'après les figures (IV.46 - IV.54), nous pouvons remarquer que le stabilisateur proposé (*ITFS-PSS*) a une performance d'amortissement des vibrations beaucoup plus élevée que celle obtenue en utilisant le stabilisateur (*IAFS-PSS*) aux trois points de fonctionnement.

IV.5 Conclusion :

Nous présentons par ce dernier chapitre, des lois de commandes non linéaires utilisant la théorie de la commande synergétique, les systèmes flous et les attracteurs terminaux ont été présentés. Les systèmes flous sont introduits pour approximer en ligne la dynamique inconnue des systèmes étudiés et les lois d'adaptations constituées à partir de la méthode directe de Lyapunov. Pour construire des contrôleurs intelligents destinés à la commande des systèmes de puissance, la mise en œuvre en temps réel de la commande indirecte adaptative floue synergétique a été vérifiée à travers une implémentation sur une carte dSpace d'un système de puissance représenté par un convertisseur statique abaisseur. La commande synergétique a été appliquée avec une nouvelle forme non linéaire de la contrainte afin d'assurer une convergence en temps fini et rapide pour la conception des stabilisateurs de puissance. Pour tester l'efficacité de ces derniers, nous les avons appliqués sur des systèmes de puissance mono-machine et multi-machine. Une étude comparative a été menée pour évaluer les performances de la commande proposée par rapport à celles aux approches similaires. Les résultats de simulation obtenus ont permis de montrer la robustesse et l'amortissement adéquat des oscillations du stabilisateur proposé.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Ce travail est le fruit d'une collaboration conjointe entre le laboratoire QUERE de l'Université de Sétif 1 et le laboratoire LSTEB de l'Université de Batna 2, où l'essentiel des travaux a été réalisé, à travers lequel nous avons pu découvrir plusieurs aspects de la commande des systèmes en général et les systèmes de puissance particulièrement.

Notre but principal dans ce travail est de concevoir des contrôleurs intelligents appliqués à certains systèmes de puissance électrique. L'efficacité de ces de contrôleurs est évaluée en exposant les systèmes étudiés à différentes perturbations, et cela a été fait par simulation et par implémentation en temps réel.

Nous avons développé des algorithmes de contrôle adaptatif basés sur des techniques de contrôle non linéaires, telle que la commande synergétique, la commande synergétique terminale et des variantes avancées de celles-ci.

L'implémentation de ces algorithmes est basée sur une approche naturelle qui garantit que les solutions théoriques proposées pour la commande des systèmes de puissance sont suffisantes. Et nous avons cherché à combiner des mesures de robustesse et de stabilité pour développer des lois de commande efficaces pour tous les algorithmes proposés,

Nous avons également évoqué le concept de systèmes électriques avec des définitions et en utilisant leurs représentations. Différents types de systèmes d'alimentation, à savoir les convertisseurs DC-DC, une machine synchrone connectée à une barre omnibus infinie et divers autres composants du réseau électrique ont été modélisés.

Ensuite, nous avons introduit la commande synergétique, une approche robuste apparentée à celle par mode glissant, qui a été combinée à la logique floue pour développer des contrôleurs indirects adaptatifs flous synergétiques et leur application dans les systèmes énergétiques près cités. Les résultats de simulation ont été comparés aux résultats obtenus avec des régulateurs conventionnels, indiquant une suppression rapide des perturbations et/ou des défauts.

Dans la dernière partie de ce travail qui représente l'apport principal de cette thèse, nous avons développé une loi de commande avancée pour la conception des stabilisateurs de puissance d'un réseau électrique multi-machine.

Dans sa version classique, l'approche indirecte adaptative floue synergétique ne produit qu'une convergence asymptotique par conséquent un temps théoriquement infini. Pour cela, nous avons combiné la commande indirecte adaptative floue synergétique avec les

Conclusion Générale

attracteurs terminaux pour atteindre une convergence en temps fini, ce qui a renforcé la convergence et atténué rapidement les perturbations.

Une étude comparative des performances est alors menée afin de confirmer les résultats de simulation obtenus par cette approche d'un côté et de comparer les performances avec celles obtenues par l'approche précédente.

Il reste néanmoins à réaliser une implémentation pratique, qui permettrait d'évaluer la robustesse de la méthode de commande proposée, principalement dans le domaine des énergies renouvelables à savoir les systèmes photovoltaïques à la recherche du MPPT, et la commande de systèmes éoliens.

Bibliography

Bibliography

- [And 06] G.Andersson, Modeling and analysis of Electric Power Systems, Lectures 227-526, EEH Power Systems Laboratory, ETH, Zurich, March 2006.
- [And 93] P.M. Anderson and A.A. Fouad, Power system control and stability, IEEE Press, New York, 1993.
- [Bas 04] 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.
- [Bas 05] M.J. Basler and R.C. Schaefer, Understanding power system stability, Proceedings of the 58th Annual Conference for Protective Relay Engineers, (2005) 46-67.
- [Beh 16] K. Behih, K.Benmahammed and D. Zehar, Intelligent control of manipulator robot, International Journal of Fuzzy Systems and Advanced Applications, 3, 47-53, 2016.
- [Beh 19] K. Behih , K. Benmahammed, Z. Bouchama, M.N. Harmas, Real-time investigation of an adaptive fuzzy synergetic controller for a DC-DC buck converter, Engineering, Technology & Applied Science Research, 9, (6), 4984-4989, 2019.
- [Ber 00] R. A. Bergen et V Vittal., Power System Analysis. 2nd Edition, Prentice Hall, 2000.
- [Bor 05] P Bornard., M.Pavard et G Testud., « Réseaux d'Interconnexion et de Transport : Réglages et Stabilité », Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D4-092, 2005.
- [Bou 08] A. Boulkroune, Commande floue adaptative avec et sans observateur des systèmes non linéaires incertains, Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, 2008.
- [Bou 12] Z. Bouchama, M.N. Harmas, Optimal robust adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer design, Electric Power Syst., Res., 83 (2012) 170– 175
- [Bou 16] Z. Bouchama, N. Essounbouli, and al., Reaching phase free adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer, Electron. Power Energy Systems, 77, 43-49, 2016.
- [Bou 20] Z.Bouchama, A. Khatir , S. Benagoune et M N Harmas, Design and experimental validation of an intelligent controller for DC–DC buck converters, Journal of the Franklin Institute 357 (2020) 10353–10366
- [Bro 70] 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.
- [But 65] R.L. Butchart and B. Shackloth, Synthesis of model reference adaptive control systems by Lyapunov's second method, Proceedings of the 1965 IFAC Symposium on Adaptive Control, 2, (3), 145-152, Teddington, U.K, 1965.
- [Buc 92] J. Buckley, Universal fuzzy controllers, Automatica, 28, (6), 1245-1248, 1992.
- [Buc 93] J. Buckley, Sugeno type controllers are universal controllers, Fuzzy Sets and Systems, 53, (3), 299-303, 1993.
- [But 92] H. Butler, Model reference adaptive control from theory to practice, Series in Systems and Control Engineering Publisher, Prentice Hall, New York, 1992.
- [Cus 02] T.V Custem., Systèmes électriques de Puissance I. Cours ELEC 029, Département d'Electricité, Electronique et Informatique : Institut Montefiore, Université de Liège, 2002.
- [Cut 89] T.Cutsem, , et C. Vournas, Voltage stability of electric power systems, (1998).
- [Dem 69] 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.
- [Elg 85] O. L. Elgred, Electric Energy Systems Theory-An introduction, McGraw-Hill Inc., 1985.

- [Els 00] 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.
- [Els 15] M. El-shimy, Dynamic security of interconnected electric power systems. LAP Lambert Academic Publishing. (2015).
- [Els 97] 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.
- [Fan 11] L. Fan, Y. Yu, Adaptive non-singular terminal sliding mode control for DC-DC converters, AECE, vol.11, no. 2, pp. 119-122, 2011.
- [For 98] A.J. Forsyth and S.V. Mollow, Modelling and control of DC-DC converters, IEE Power Engineering Journal, vol.12, pp. 229-236,1998.
- [Gup03] 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.
- [Has 91] 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.
- [Hiy 96] 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.
- [Hou 02] N. Hosseinzadeh, A. Kalam, An indirect adaptive fuzzy logic power system stabiliser, Electr. Power Energy Syst. 24 (10) (2002) 837–842.
- [Hou 10] M. Hou, G. Duan, M. Guo, New versions of Barbalats lemma with applications, Journal of Control Theory and Applications, 8, (4), 545-547, 2010.
- [Hou 99] N. Hosseinzadeh, A. Kalam, A direct adaptive fuzzy power system stabilizer, IEEE Trans, on Energy Conversion, 14(4)(1999) 1564-1571 .
- [Hsu 88] 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.
- [Ioa 96] P. A. Ioannou, and J. Sun, Robuste adaptive control, Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [Iye 71] 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.
- [Jia 04] 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.
- [Jia 09] Z. Jiang, Design of a nonlinear power system stabilizer using synergetic control theory, Electr. Power Syst. Res. 79 (6) (2009) 855–862.
- [Kha 23] A.Khatir, Z.Bouchama, S.Benaggoune, N.Zerroug, Indirect adaptive fuzzy finite time synergetic control for power systems. Electrical Engineering & Electromechanics, 2023, no. 1, pp. 57-62.
- [Kol 00] A. Kolesnikov, G. Veselov, Modern applied control theory: synergetic approach in control theory, in Russian, Moscow-Taganrog, TSURE press, 2(2000).
- [Kol 02] 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.
- [Kon 04] 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.

- [Kon 06] 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.
- [Kot 96] 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.
- [Kun 04] 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.
- [Kun 94] P. Kundur, Power system control and stability, The EPRI Power System Engineering, Series, McGraw-Hill Inc, 1994.
- [Lar 81] 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.
- [Lee 90] C.C. Lee, Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller -Part I and II, IEEE Trans. Syst. Man, Cybern, 20, (2) 404-435, 1990.
- [Liu 88] K. H. Liu and F. C. Lee, Topological constraints on basic PWM converters, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.160-179, 1988.
- [Luo 05] F.L. Luo, H. Ye, and M. Rashid, Digital Power Electronics and Applications, Elsevier Academic, 2005.
- [Mac 98] J Machowski., J.W Bialek. and J.R Bumby., Power system dynamics and stability, West Sussex, London, John Wiley & Sons Ltd, 1998.
- [Mal 86] O. P. Malik, Adaptive control of synchronous machine excitation, in Microprocessor-Based Control Systems, N. K. Sinha (ed.), D. Reidel Publishing Company, (1986)61-79.
- [Mal 93] 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.
- [Man 98] X. Yu, Z. Manb and , B. Wua, Design of fuzzy sliding-mode control systems, Fuzzy Sets and Systems, 3, (95), 295-306, 1998.
- [Max 01] D. Maksimovic, a. M. Stankovic, V. J. Thottuvelil, and G. C. Verghese, Modeling and simulation of power electronic converters, Proc. IEEE, vol. 89, no. 6, pp. 898-912, Jun. 2001.
- [Maz 01] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh, and D. Boroyevich, Theoretical and experimental investigation of the converter, IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 2, pp. 201-216, 2001.
- [Med 12] L. Medjbeur, M.N. Harmas and S. Benagoune, « Robust Induction Motor Control Using Adaptive Fuzzy Synergetic, JEE, edition 1, 12, 140-145, 2012.
- [Men 95] J. M. Mendel, Fuzzy logic systems for engineering, A tutorial, IEEE Proceedings, 83(3) (1995)345-377.
- [Mil 05] F.Milano, PSAT: Power System Analysis Toolbox, Documentation for PSAT version 1.3.4, July 2005. <http://thunderbox.uwaterloo.ca/~fmilano>.
- [Mon 03] A.Monti, E. Santi, K. Proddutur and R. A. Dougal, Synergetic control for DC-DC Boost converter: implementation options, IEEE Trans, on Industry Applications, 39(6)(2003)1803-1813.
- [Mon 14] S. Mondal, and C. Mahanta, Adaptive second order terminal sliding mode controller for robotic manipulators, Journal of the Franklin Institute, 351, (4), 2356-2377, 2014.
- [Mor 00] J. A. Mornoh and M. E. El-Hawary, Electric Systems, Dynamics, and Stability with Artificial Intelligence Applications, MARCEDLE KKEIRN, NEWYORK BASEL, 2000.
- [Nec 12] E. Nechadi, MN. Harmas, A. Hamzaoui, N. Essounbouli, Type-2 fuzzy based adaptive synergetic power system control. Electric Power Systems Research, 88, 9-15, 2012.
- [Nor 98] 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.

- [Nus 07] S. Nusawardhana, H. Zak and W. A. Crossley, Nonlinear synergetic optimal controllers, *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 30, 1134-1147, 2007.
- [Pah 90] N. C. Pahalawatha, G. S. Hope, O. R. Malik and K. Wong, Real time implementation of a MIMO adaptive power system stabilizer, *IEE Proceedings*, 37(3) (1990) 186-194.
- [Pal 05] B. Pal and B. Chaudhuri, *Robust control in power systems*, Springer Science + Business Media, Inc, 2005.
- [Par 96] 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.
- [Pin 07] M. Pinard, *Convertisseurs et électronique de puissance*, Dunod, Paris, 2007.
- [Ras 01] M.H. Rashid, *Power Electronics*, Academic Press Series in Engineering, 2001.
- [Ras 93] M.H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, NJ, Prentice-Hall, 1993.
- [Run 94] T.A. Runkler and M. Glesner, Defuzzification and ranking in the context of membership value semantics, rule modality, and measurement theory, *Proc. European Congress on Fuzzy and Intelligent Technologies*, Aachen, September. 1994.
- [San 04] E. Santi, A. Monti, D. Li, K. Proddatur et R. A. Dougal, Synergetic control for power electronics applications: a comparison with the sliding mode approach, *Journal of Circuits, Syst., and Computers*, 13 (4)(2004) 737-760.
- [San 90] S. R. Sanders and G. C. Verghese, Synthesis of averaged circuit models for switched power converters, *IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 679–683, 1990.
- [San 91] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, Generalized averaging method for power conversion circuits, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 251–259, 1991.
- [Sau 98] P. Sauer et M. Pai, *Power System Dynamics and Stability*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998.
- [Seo 96] J. C. Seo, T. H. Kim, J. K. Park, et S. I. Moon, (1996). An LQG based PSS design for controlling the SSR in power systems with series-compensated lines. *IEEE transactions on energy conversion*, 11(2), 423-428.
- [Shi 09] T. Shi; Y. Guo; P. Song, A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless DC motor based on DC–DC converter. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 57(10), 3483-3490.
- [Sim 95] 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.
- [Smi 69] O. J. Smith, Power system transient control by capacitor switching, *IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst.*, 88(1) (1969)28-35.
- [Sol 91] J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs: NJ, 1991.
- [Son 00] K. Son, et J. K. Park, (2000). On the robust LQG control of TCSC for damping power system oscillations. *IEEE Transactions on Power Systems*, 15(4), 1306-1312.
- [Sug 88] M. Sugeno and G.T. Kang, Structure identification of fuzzy model, *Fuzzy Sets and Systems*, 28, (1), 15-33, 1988.
- [Sun 09] M. Sun, A Barbalat, like lemma with its application to learning control, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54, (9), 2222-2225, 2009.
- [Sun 19] Y. Sun, Z. Li et Z. Zhang, (2019). Hybrid predictive control with simple linear control based circulating current suppression for modular multilevel converters. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 3(4), 335-341.

- [Tak 85] T. Takagi and M. Sugeno, Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, 15, (1), 116-132, 1985.
- [Tan 12] S.C Tan, Y.M Lai, and C.K Tse, Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation, CRC Press Taylor& Francis Group, 2012.
- [Tas 03] IEEE Task Force on Power System Stabilizers, Overview of power system stability concepts, IEEE Trans. On Power Syst.,3 (2003)1762-1768.
- [Var 15] A. N. Vargas, L. P. Sampaio, L. Acho, L. Zhang et J. B. do Val (2015). Optimal control of DC-DC buck converter via linear systems with inaccessible Markovian jumping modes. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 24(5), 1820-1827.
- [Ves 02] G. E. Veselov, A. Popov, A. Kolesnikov, M. Medvedev and R. A. Dougal, 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.
- [Vou 04] 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
- [Wan 17] H. Wang, Adaptive control of robot manipulators with uncertain kinematics and dynamics, IEEE Transactions on Automatic Control, 62, (2), 948-954, 2017.
- [Wan 92] L.X. Wang and J.M. Mendel, Fuzzy basis function, universal approximation, and orthogonal least square learning. IEEE Trans on neural networks, 3, (5), 807-814, 1992.
- [Wan 93] L.X. Wang, Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems, IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1, (2), 146-155, 1993.
- [Wan 94] L.X. Wang. Adaptive fuzzy systems and control: design and stability analysis, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1994.
- [Wan 96] 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.
- [Yao 83] Yu Yao-Nan, Electric Power System Dynamics, Academic Press 1983.
- [Zak 89] M. Zak, Terminal attractors dynamics in neural networks, International Journal of Neural Networks, 2, (4), 259-274, 1989.
- [Zer 18] N. Zerroug, M.N. Harmas, S. Benagoune, and K.Zehar, DSP-based implementation of fast terminal synergetic control for a DC-DC buck converter, Journal of the Franklin Institute, 355, (5), 2329-2343, 2018.
- [Zho 91] 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.

Résumé :

Ce travail est consacré à l'élaboration de lois de commande pour envisager leur exploitation dans l'analyse de la stabilité de certaines classes de systèmes de puissance électrique. Tout en mettant en évidence les propriétés et les avantages d'une famille d'algorithmes de commande adaptatifs utilisant la synthèse de Lyapunov, la théorie des attracteurs terminaux et la modélisation floue en combinaison avec l'une des techniques récentes de contrôle robuste à savoir la commande synergétique. La conception de ces algorithmes est adressée pour surmonter les différents problèmes liés aux systèmes à contrôler, essentiellement basés sur la précision du modèle mathématique et sur la convergence asymptotique dans la conception de la loi de commande synergétique. En effet, deux applications ont été choisies pour évaluer les approches proposées. Dans la première, un contrôleur adaptatif flou synergétique permettant un excellent suivi, a été développé pour commander un convertisseur DC-DC soumis à la fois, à des variations de ligne et de charge. La deuxième application repose sur le développement d'un stabilisateur de puissance (PSS) pour une machine synchrone liée à un jeu de barres infini et à un autre modèle non linéaire d'un système de puissance multi-machines dans le but d'éliminer les oscillations qui surviennent sur le réseau lors de changements brusques des conditions de fonctionnement. Pour évaluer l'amélioration effective apportée par ces algorithmes, une étude expérimentale basée sur dSpace est réalisée et des tests de simulations sont effectués.

Mots clés : *Système de puissance, convertisseur DC-DC, stabilisateur de puissance, commande adaptative, logique floue, commande synergétique, commande intelligente, attracteurs terminaux, commande indirecte adaptative floue synergétique terminale.*

Abstract:

This work is dedicated to the development of control laws for their application in the stability analysis of certain classes of electrical power systems. While highlighting the properties and advantages of a family of adaptive control algorithms using Lyapunov synthesis, terminal attractor theory, and fuzzy modeling in combination with one of the recent techniques of robust control, namely synergistic control. The design of these algorithms addresses the different problems associated with the systems to be controlled, mainly based on the accuracy of the mathematical model and asymptotic convergence in the design of synergistic control law. Indeed, two applications have been chosen to evaluate the proposed approaches. In the first one, a synergistic adaptive fuzzy controller allowing excellent tracking has been developed to control a DC-DC converter subject to both line and load variations. The second application focuses on the development of a Power System Stabilizer (PSS) for a synchronous machine connected to an infinite busbar and another nonlinear model of a multi-machine power system with the aim of eliminating oscillations occurring on the grid during abrupt changes in operating conditions. To assess the effective improvement brought by these algorithms, an experimental study based on dSpace is conducted, and simulation tests are performed.

Keywords: *Power system, DC-DC converter, power stabilizer, adaptive control, fuzzy logic, synergetic control, intelligent control, terminal attractors, indirect terminal adaptive fuzzy synergetic control.*

المخلص :

هذا العمل مخصص لتطوير قوانين و استخدامها للتحكم في ثبات فئات معينة من أنظمة الطاقة الكهربائية. أثناء تسليط الضوء على خصائص ومزايا خوارزميات التحكم التكيفي باستخدام توليف Lyapunov ، ونظرية الجذب الطرفي والنمذجة الضبابية جنباً إلى جنب مع إحدى تقنيات التحكم القوية الحديثة وهي التحكم التآزري. تم تصميم هذه الخوارزميات للتغلب على المشاكل المختلفة المتعلقة بالأنظمة التي سيتم التحكم فيها ، بناءً على دقة النموذج الرياضي وعلى التقارب المماسي في تصميم قانون التحكم التآزري. في الواقع ، تم اختيار تطبيقين لتقييم الأساليب المقترحة. في الأول ، تم تطوير وحدة تحكم تكيفية متأزرة ضبابية تتيح تتبعاً ممتازاً للتحكم في محول للتيار المستمر الذي يخضع لتغيرات الخط والحمل. يعتمد التطبيق الثاني على تطوير مثبت الطاقة (PSS) لآلة متزامنة متصلة يساعد لا متناه ونموذج نظام طاقة غير خطي متعدد الآلات من أجل القضاء على التذبذبات التي تحدث أثناء التغيرات المفاجئة في ظروف التشغيل. لتقييم التحسين الفعال الذي توفره هذه الخوارزميات ، تم إجراء دراسة تجريبية باستخدام dSpace وإجراء اختبارات محاكاة.

الكلمات المفتاحية : *نظام الطاقة ، محول للتيار المستمر ، مثبت الطاقة ، التحكم التكيفي ، المنطق الضبابي ، التحكم التآزري ، التحكم الذكي ، الجاذبات الطرفية ، التحكم التآزري غير المباشر الضبابي التآزري.*