

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF
UFAS (ALGERIE)

THESE

Présentée à la Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique
Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option : Automatique

Par :

Emira NECHADI

THEME

COMMANDE ET STABILITE D'UN SYSTEME ELECTRO-ENERGETIQUE

Soutenu le : 21 / 03 / 2013 devant le jury composé de :

L. RAHMANI	Professeur à l'Université de Sétif	Président
M.N. HARMAS	Professeur à l'Université de Sétif	Rapporteur
A. HAMZAOUI	Professeur à l'URCA-France	Co-Rapporteur
M. ABDELAZIZ	Maître de conférences à l'Université de Sétif	Examineur
R. ABDESSEMED	Professeur à l'Université de Batna	Examineur
N. GOLEA	Professeur à l'Université d'Oum El Bouaghi	Examineur
K. BENMMAHAMED	Professeur à l'Université de Sétif	Invité

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein de Centre de Recherche en Sciences et Technologiques de l'Information et de la Communication (CReSTIC) à Troyes, sous la direction de Professeur Mohamed Naguib HARMAS et la codirection de Professeur Abdelaziz HAMZAOUI.

Notre profonde gratitude et notre entière reconnaissance vont à mon rapporteur Monsieur Mohamed Naguib HARMAS Professeur à l'Université Ferhat Abbas de Sétif, soit vraiment remercié pour ses conseils, son aide, ses encouragements et toutes les discussions que nous avons eues tout au long de ce travail. Je le remercie infiniment pour ses commentaires précieux qui m'ont permis de surmonter les difficultés et de progresser. Je lui suis très reconnaissante pour la confiance qu'il a bien voulu mettre en moi. Je lui dédie ce travail.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements, à Monsieur le Professeur Abdelaziz HAMZAOUI Directeur de l'Institut Universitaire Technologique de Troyes pour m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes remerciements les plus sincères à mon Co-encadrant le Professeur Najib ESSOUNBOULI le Responsable du pôle de recherche à l'Institut Universitaire et Technologique de Troyes pour tout l'effort et l'enthousiasme qu'il a su consacrer à l'orientation de mes travaux de recherche pendant la durée de ma bourse. Je le remercie pour m'avoir conseillé, aidé, encadré et aiguillé dans ce travail malgré ses engagements pédagogiques et administratifs.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements, à Monsieur Khier BENMMAHAMED Professeur à l'Université Ferhat Abbas de Sétif, soit vraiment remercié pour ses conseils, son aide, ses encouragements et ses corrections pendant les prés soutenances.

Que l'ensemble du jury soit remercié pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger mon travail.

Nomenclature

V : Le vecteur des tensions aux nœuds \ La tension aux bornes de la charge \ La tension du nœud \ La fonction de Lyapunov (voir le texte);

V_i : La tension au jeu de barres i ;

V_k : La tension aux bornes de l'enroulement k ($k=\{a, b, c, f, d, q, D, Q\}$) ;

V_{ref} : La tension de référence ;

V_t : La tension terminale ;

Y : La matrice d'admittance nodale ;

Y_{ij} : Les éléments de la matrice admittance ;

I : Le vecteur des courants nodaux ;

S : La puissance apparente nominale de la machine \ La surface de glissement (voir le texte) ;

S_i : La puissance apparente injectée au jeu de barres i ;

P_m : La puissance mécanique fournie par la turbine ;

P_e : La puissance électrique traversant l'entrefer ;

P_a : La puissance d'accélération ;

P, Q : La puissance active et réactive \ Matrices symétriques définies positives (voir le texte) ;

J : Le moment d'inertie total des masses rotoriques ;

θ_m : La position angulaire du rotor ;

θ : L'angle électrique \ Le vecteur des paramètres ajustables (voir le texte) ;

δ : L'angle rotorique ;

C_a : Le couple d'accélération agissant sur l'arbre ;

C_m : Le couple mécanique ;

C_e : Le couple électrique ;

t : Le temps ;

ω_{sm} : La vitesse de synchronisme de la machine ;

ω : La vitesse angulaire rotorique ;

f : La fréquence électrique de base de la machine ;

M_m : La constante de temps mécanique ;

H : La constante d'inertie ;

W_c : L'énergie cinétique de la machine à la vitesse de synchronisme ;

φ_k : Le flux dans l'enroulement k ;

I_k : Le courant dans l'enroulement k ;

R_k : La résistance dans l'enroulement k ;

R : La résistance de la ligne ;

X : La réactance de la ligne ;

G : La conductance de la ligne ;

B : La réactance capacitive de la ligne ;

Z : L'impédance de la charge ;

e_{ex} : La tension d'excitation ;

e'_q : La f.é.m. de la machine induite suivant l'axe en quadrature ;

T_A : La constante de temps du régulateur de tension ;

T'_{d0} : La constante de temps transitoire du circuit ouvert ;

K_A : Le gain du régulateur de tension ;

x_d : La réactance synchrone d'axe direct ;

x'_d : La réactance transitoire d'axe direct ;

x_e : La réactance de la ligne ;

x_q : La réactance synchrone d'axe en quadrature ;

x : Le vecteur d'état ;

$\Delta\omega$: La variation de la vitesse angulaire ;

ΔP : La variation de la puissance ;

u : La commande ;

K_{PSS} : Le gain de stabilisateur avance retard de phase ;

K_{S1} et K_{S2} : Les gains de stabilisateur à deux entrées ;

T_w : La constante du filtre ;

T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 et T_6 : Les constantes de temps des correcteurs avance-retard de phase ;

T_{d1}, T_{d2}, T_{d3} et T_{d4} : Les constantes de temps des blocs correcteurs ;

\bar{y} : La valeur numérique de sortie ;

μ : La valeur d'appartenance ;

m : Le nombre de règles floues utilisées ;

n : Le nombre d'entrées ;

c^j : Le singleton de la $j^{\text{ème}}$ règle floue ;

\tilde{c}^j : Un élément de l'intervalle type-2 : $C^j = [c_L^j, c_R^j]$;

e^j : Un élément de l'intervalle d'activation : $E^j = [e^j, \bar{e}^j]$;

e : L'erreur de poursuite ;

\underline{e} : Le vecteur l'erreur de poursuite ;

ξ : Le vecteur de fonctions de base floue (FBF) ;

ε : L'erreur d'approximation ;

θ_f^* et θ_g^* : L'estimation des paramètres optimaux ;

$\lambda, \beta, p^1, \gamma_1, p^2, \gamma_2, M_f, M_g$ et M_x : Constantes positives ;

u_{eq} : La commande équivalente ;

M : Gain de glissement ;

$x(0)$: L'état initial ;

$sign(S)$: La fonction signe ;

$sat(S)$: La fonction saturation ;

Ψ : La macro-variable ;

T : Le paramètre qui indique la vitesse de convergence.

Table des Figures

Figure 1.1. Un réseau électrique à n machines	9
Figure 1.2. Schéma d'une machine liée à un réseau infini	12
Figure 1.3. Disposition vectorielle des champs	14
Figure 1.4. Modélisation de la machine synchrone	19
Figure 1.5. Représentation bipolaire de la machine	22
Figure 1.6. Schéma équivalent d'une ligne de transport	23
Figure 1.7. Schéma équivalent d'une charge	24
Figure 1.8. Modèle simplifié du système d'excitation	26
Figure 1.9. Machine synchrone liée à un jeu de barre infini	28
Figure 1.10. Schéma bloc d'un stabilisateur conventionnel à avance-retard de phase	29
Figure 1.11. Cas 1 : Variation de la vitesse angulaire	31
Figure 1.12. Cas 1 : Variation de la puissance électrique	31
Figure 1.13. Cas 1 : Commande d'un stabilisateur avance-retard de phase	31
Figure 1.14. Cas 2 : Variation de la vitesse angulaire	32
Figure 1.15. Cas 2 : Variation de la puissance électrique	32
Figure 1.16. Cas 2 : Commande d'un stabilisateur avance-retard de phase	32
Figure 1.17. Cas 3 : Variation de la vitesse angulaire	33
Figure 1.18. Cas 3 : Variation de la puissance électrique	33
Figure 1.19. Cas 3 : Commande d'un stabilisateur avance-retard de phase	33
Figure 1.20. Schéma bloc d'un stabilisateur conventionnel à deux entrées IEEE 3B	34
Figure 1.21. Cas 1 : Variation de la vitesse angulaire	35

Figure 1.22. Cas 1 : Variation de la puissance électrique	35
Figure 1.23. Cas 1 : Commande d'un stabilisateur à deux entrées	36
Figure 1.24. Cas 2 : Variation de la vitesse angulaire	36
Figure 1.25. Cas 2 : Variation de la puissance électrique	36
Figure 1.26. Cas 2 : Commande d'un stabilisateur à deux entrées	37
Figure 1.27. Cas 3 : Variation de la vitesse angulaire	37
Figure 1.28. Cas 3 : Variation de la puissance électrique	37
Figure 1.29. Cas 3 : Commande d'un stabilisateur à deux entrées	38
Figure 2.1. Structure d'un contrôleur flou	44
Figure 2.2. Structure d'un contrôleur flou type-2	47
Figure 2.3. Fonctions d'appartenance type-2 de $\Delta\omega$	56
Figure 2.4. Fonctions d'appartenance type-2 de ΔP	56
Figure 2.5. Cas 1 : Variation de la vitesse angulaire	57
Figure 2.6. Cas 1 : Variation de la puissance électrique	57
Figure 2.7. Cas 1 : Commande floue type-2	57
Figure 2.8. Cas 2 : Variation de la vitesse angulaire	58
Figure 2.9. Cas 2 : Variation de la puissance électrique	58
Figure 2.10. Cas 2 : Commande floue type-2	58
Figure 2.11. Cas 3 : Variation de la vitesse angulaire	59
Figure 2.12. Cas 3 : Variation de la puissance électrique	59
Figure 2.13. Cas 3 : Commande floue type-2	59
Figure 3.1. Loi de commande selon Slotine	69
Figure 3.2. Variation de la vitesse angulaire	72
Figure 3.3. Variation de la puissance électrique	73
Figure 3.4. Commande discontinue	73
Figure 3.5. Variations de S	73

Figure 3.6. Plan de phase	74
Figure 3.7. Variation de la vitesse angulaire	74
Figure 3.8. Variation de la puissance électrique	74
Figure 3.9. Commande discontinue	75
Figure 3.10. Variation de la vitesse angulaire	75
Figure 3.11. Variation de la puissance électrique	75
Figure 3.12. Commande discontinue	76
Figure 3.13. Variation de la vitesse angulaire	77
Figure 3.14. Variation de la puissance électrique	77
Figure 3.15. Commande continue	77
Figure 3.16. Variations de S	78
Figure 3.17. Plan de phase	78
Figure 3.18. Variation de la vitesse angulaire	78
Figure 3.19. Variation de la puissance électrique	79
Figure 3.20. Commande continue	79
Figure 3.21. Variation de la vitesse angulaire	79
Figure 3.22. Variation de la puissance électrique	80
Figure 3.23. Commande continue	80
Figure 3.24. Variation de la vitesse angulaire	81
Figure 3.25. Variation de la puissance électrique	81
Figure 3.26. Commande discontinue	81
Figure 3.27. Variations de S	82
Figure 3.28. Plan de phase	82
Figure 3.29. Variation de la vitesse angulaire	82
Figure 3.30. Variation de la puissance électrique	83
Figure 3.31. Commande discontinue	83

Figure 3.32. Variation de la vitesse angulaire	83
Figure 3.33. Variation de la puissance électrique	84
Figure 3.34. Commande discontinue	84
Figure 4.1. Variation de la vitesse angulaire	98
Figure 4.2. Variation de la puissance électrique	98
Figure 4.3. Signaux de commandes	99
Figure 4.4. Variation de la vitesse angulaire	99
Figure 4.5. Variation de la puissance électrique	100
Figure 4.6. Signaux de commandes	100
Figure 4.7. Variation de la vitesse angulaire	100
Figure 4.8. Variation de la puissance électrique	101
Figure 4.9. Signaux de commandes	101
Figure 4.10. Système électro-énergétique à trois machines	102
Figure 4.11. Variation de la vitesse angulaire	102
Figure 4.12. Variation de la vitesse angulaire	103
Figure 4.13. Variation de la vitesse angulaire	103
Figure 4.14. Variation de la vitesse angulaire	103
Figure 4.15. Variation de la vitesse angulaire	104
Figure 4.16. Variation de la vitesse angulaire	104
Figure 4.17. Variation de la vitesse angulaire	104
Figure 4.18. Variation de la vitesse angulaire	105
Figure 4.19. Variation de la vitesse angulaire	105

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1: Stabilisation d'un Système Electro-énergétique.....	4
1.1. Introduction.....	4
1.2. Définitions.....	6
1.2.1. Système électro-énergétique.....	6
1.2.2. Réseau infini.....	7
1.2.3. Synchronisme.....	7
1.2.4. Stabilité d'un système électro-énergétique.....	7
1.3. Détermination du régime initial.....	8
1.3.1. Représentation d'un réseau.....	8
1.3.2. Ecoulement de puissance dans le réseau.....	10
1.4. Etude d'un système électro-énergétique.....	12
1.4.1. Cas d'une machine synchrone liée à un réseau infini.....	12
1.4.2. Equation d'équilibre.....	13
1.5. Modélisation d'un système électro-Energétique.....	17
1.5.1. Machine synchrone.....	17
1.5.2. Modélisation des autres éléments.....	22
1.6. Modèle non linéaire d'un système électro-énergétique.....	27
1.7. Stabilisateurs conventionnels.....	29

1.7.1. Stabilisateur conventionnel à avance-retard de phase (Lead-lag).....	29
1.7.2. Stabilisateur conventionnel à deux entrées (Dual-input).....	34
1.9. Conclusion.....	38
Chapitre 2: Commande Adaptative Floue Type-2.....	40
2.1. Introduction.....	40
2.2. Systèmes flous.....	41
2.2.1. Ensembles flous.....	41
2.2.2. Fonctions d'appartenance.....	42
2.2.3. Variables linguistiques.....	42
2.2.4. Univers de discours.....	42
2.2.5. Règles linguistiques.....	43
2.3. Conception d'un contrôleur flou.....	43
2.3.1. Définition.....	43
2.3.2. Structure d'un contrôleur flou.....	43
2.4. Conception d'un contrôleur flou type-2.....	46
2.4.1. Structure d'un contrôleur flou type-2.....	46
2.4.2. Fuzzification.....	46
2.4.3. Inférence.....	47
2.4.4. Défuzzification.....	47
2.5. Commande adaptative floue type-2 pour un système électro-énergétique.....	49
2.6. Exemple.....	55
2.7. Conclusion.....	60
Chapitre 3: Commande par Mode Glissant.....	61
3.1. Introduction.....	61

3.2. Systèmes à structure variable aux régimes glissants.....	63
3.3. Description du mode glissant pour les systèmes non linéaires.....	63
3.3.1. Définition.....	63
3.3.2. Approche de la commande équivalente	63
3.3.3. Domaine de glissement	66
3.3.4. Robustesse par rapport aux perturbations	67
3.4. Extensions méthodologiques	68
3.4.1. Commande continue dans une bande de la surface	68
3.4.2. Commande par mode glissant sans la phase d'approche	70
3.5. Exemple d'application.....	71
3.5.1. Commande discontinue.....	71
3.5.2. Commande continue.....	76
3.5.3. Commande proposée	80
3.6. Conclusion.....	84
Chapitre 4: Commande Adaptative Floue Type-2 Synergétique.....	86
4.1. Introduction.....	86
4.2. Généralités sur la commande synergétique.....	89
4.3. Commande synergétique pour un système électro-énergétique.....	90
4.3.1. Proposition 1.....	90
4.3.2. Démonstration.....	91
4.4. Commande adaptative Floue Type-2 synergétique.....	92
4.4.1. Proposition 2.....	94
4.4.2. Démonstration.....	94
4.4.3. Algorithme.....	96
4.5. Simulation.....	97

4.5.1. Cas d'un système électro-énergétique mono-machine.....	98
4.5.2. Cas d'un système électro-énergétique à multi-machines.....	101
4.6. Conclusion.....	106
Conclusion générale.....	107
Annexe.....	109
Bibliographie.....	112

Introduction Générale

Le monde urbain demande de plus en plus d'énergie, la partie principale est d'origine électrique. Pour maintenir une bonne continuité de service, il faut assurer la stabilité des systèmes électro-énergétiques. Les problèmes de stabilité de ces systèmes sont principalement ceux des machines synchrones qui fournissent presque la totalité de l'énergie électrique [And 03] [Kun 94].

La stabilité dynamique concerne toujours les petites perturbations appliquées au système en état normal [Kun 94]. L'étude de la stabilité dynamique détermine l'intervention des éléments de régulation nécessaires pour rendre un système à l'état d'équilibre suivant des consignes préalables.

L'étude de la stabilité transitoire concerne les grandes perturbations comme les courts-circuits. La conséquence de ces défauts peut être très grave, pouvant même conduire à l'effondrement complet du réseau [Gho 03].

Les approches classiques de commande des systèmes électro-énergétiques (stabilisateurs conventionnels, à avance-retard de phase et à deux entrées) sont trop lentes et insuffisantes

pour répondre efficacement aux perturbations du réseau, compte tenu notamment des nouvelles contraintes [Zad 02] [Els 97] [Has 91]. Il faudra vraisemblablement, compléter leurs actions en mettant en œuvre de nouvelles approches de commande pour l'amortissement des oscillations des systèmes électro-énergétiques.

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue type-2. La logique floue type-2 est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique va nous permettre d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système considéré [Cha 06].

Afin d'assurer l'amortissement des oscillations d'un système électro-énergétique [Kun 94] [And 03], l'ajout d'un stabilisateur où un signal de commande supplémentaire au bloc d'excitation où au bloc du régulateur de tension automatique a été développé dans la littérature [Lar 81] [And 77] [deM 69]. Les stabilisateurs à avance-retard de phase avec des paramètres fixes, ont été largement utilisés pour l'amortissement des oscillations mais souvent sont jugés insuffisants [Zad 02] [Lee 98]. Plusieurs commandes adaptatives sont utilisées dans [Pie 87], [Gho 84], [Cha 86], [Hoa 96] et [Zad 02]. Cependant, les contrôleurs adaptatifs ont généralement des performances qui dépendent directement de l'initialisation. Connu par robustesse et sa simplicité de mise en œuvre, le mode glissant a été utilisé dans [Siv 84], [Utk 77], [Ack 98], [Ack 98], [You 99], [Bez 74], [Edw 98], [Has 96], [Pha 03] et [Pha 99]. Cependant, la présence de la fonction signe, dans la commande provoque un phénomène de broutement.

Le but de ce travail est de développer les systèmes électro-énergétiques du point de vue commande, mettre en évidence les propriétés et les avantages de la nouvelle approche de commande adaptative floue type-2 synergétique et d'envisager son exploitation dans l'analyse de la stabilité et l'amortissement des oscillations du système électro-énergétique. Cette thèse

s'articule dans les trois premiers chapitres autour de l'amortissement des oscillations d'une machine synchrone liée à un jeu de barres infini, après un défaut triphasé, et dans le dernier chapitre autour de l'amortissement des oscillations entre les machines dans le cas multi-machines, en utilisant différentes approches de commande.

Le premier chapitre donne, au début, les différentes définitions de base puis l'étude d'un système électro-énergétique constitué d'une machine synchrone liée par ligne de transmission à un jeu de barres infini. Le modèle de la machine synchrone est introduit ensuite ainsi que les éléments constituant un système électro-énergétique, suivi par l'application de deux stabilisateurs conventionnels dans la fin du chapitre.

Un aperçu sur les approximateurs flous est donné en chapitre deux suivi d'une introduction à la commande adaptative floue type-2 qui permet d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire et cela par le théorème de l'approximation universelle. Leurs avantages et inconvénients seront également présentés.

Dans le troisième chapitre, on présente les systèmes de commande à structure variable et les systèmes de commande par modes glissants qui sont en fait un cas particulier des systèmes à structure variables utilisant des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement des processus vis à vis des incertitudes paramétriques et des perturbations. La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie a priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous certaines conditions le point représentatif de l'évolution du système. La simulation d'un système électro-énergétique illustre les différents avantages et inconvénients de la commande de mode glissant.

Enfin, l'approche de commande proposée est présentée dans le quatrième chapitre, qui combine les systèmes adaptatifs flous type-2, pour prendre en compte les différentes incertitudes, et la commande synergétique, pour assurer la stabilité, la robustesse, et

l'amortissement des oscillations du système électro-énergétique en boucle fermée. Une étude comparative entre les différentes approches de commande a été menée, en appliquant sur un système mono-machine suivi par une autre application sur un système multi-machines.

Chapitre 1

Stabilisation d'un Système Electro-énergétique

1.1. Introduction

Les systèmes électriques ont connu ces dernières décennies des développements considérables. Leur fonctionnement et leur exploitation sont devenus de plus en plus complexes. La stabilité d'un système électro-énergétique est un facteur essentiel pour préserver le matériel et assurer la continuité du service. Le régime de fonctionnement doit rester stable en marche normale ainsi que pendant les périodes troubles dues aux modifications aléatoires dans la topologie du système [Yam 94]. Ces modifications peuvent être des charges, des défauts, ...etc.

Les perturbations peuvent entraîner la rupture de synchronisme entre une machine et le réseau ; ou des oscillations entre machine. Les perturbations sont à l'origine de l'apparition d'une différence entre la puissance mécanique (la production) et la puissance électrique (la consommation) [Gho 03].

L'écart en termes de puissance va se traduire par une modification de la vitesse de rotation de l'alternateur ou en d'autres termes par des variations de sa vitesse autour de la vitesse de synchronisme. Dans ce cas, nous pouvons faire intervenir les stabilisateurs après l'élimination de la perturbation et le réseau sera stabilisé. Nous pouvons définir trois types de stabilité : la stabilité dynamique, la stabilité statique et la stabilité transitoire.

Après avoir présenté quelques définitions, nous allons étudier la modélisation d'une machine synchrone qui constitue la partie la plus importante du système électro-énergétique. Par la suite, on présentera la modélisation des autres éléments principaux du système électrique, tel que les transformateurs, la ligne de transmission et la charge.

A cet égard, deux stabilisateurs conventionnels seront utilisés pour améliorer la stabilité des systèmes électro énergétiques et amortir les oscillations. Pour chaque, des résultats de simulation seront présentés pour illustrer leurs performances.

1.2. Définitions

1.2.1. Système électro-énergétique

On appelle un système électro-énergétique un ensemble d'installations électriques destinées à produire, transporter et à la fois distribuer l'énergie électrique aux consommateurs [Kun 94] [Yam 94] [Wee 01].

1.2.2. Réseau infini

Un réseau est dit infini ou de grande puissance lorsque sa tension et sa fréquence sont fixes et une perturbation sur une machine n'affecte pas le réseau [Wee 01] [Yam 94].

1.2.3. Synchronisme

On dit qu'une machine fonctionne en synchronisme, si sa fréquence est égale à la fréquence de réseau. On dit qu'un système fonctionne en synchronisme, si toutes les machines reliées à ce réseau ont la même fréquence du réseau [Kun 94] [Yam 94].

1.2.4. Stabilité d'un système électro-énergétique

On définit la stabilité d'un système électro-énergétique comme étant l'aptitude de ce système à maintenir son état d'équilibre ou à revenir à un nouvel état proche de son état de fonctionnement normal suite à une perturbation quelconque [Sch 68] [Bye 74]. Un système est dit stable s'il passe d'un régime permanent vers un autre régime permanent en passant par le régime transitoire. Selon la nature et l'amplitude de la perturbation, on distingue trois types de stabilités [Wee 01] [Yam 94].

1.2.4.1. Stabilité statique (régime permanent)

Elle concerne les faibles perturbations qui peuvent apparaître dans un système électrique à cause des variations du régime de la machine et de la consommation [And 77]. Son effet sur le fonctionnement normal est presque négligeable, donc le système reste stable statiquement. Pour ce type de stabilité on peut modéliser le système par des équations différentielles linéaires [And 77].

1.2.4.2. Stabilité dynamique

L'étude de cette stabilité concerne toujours les petites perturbations au point de fonctionnement normal. Cette étude détermine l'intervention des éléments de régulation pour rendre le système à cet état normal. Le système en stabilité dynamique est décrit par des équations différentielles non linéaires, mais on peut les linéariser autour d'un point de fonctionnement [Sch 68] [Bro 83].

1.2.4.3. Stabilité transitoire

L'étude de la stabilité transitoire a pour but de déterminer si le système reste en synchronisme à la suite d'une perturbation brusque de forte amplitude pendant une courte durée, telle que perte d'une charge importante, défaut dans le réseau de transport (court-circuit ...etc.) [Wee 01] [Yam 94]. En général, ces perturbations influent sur les alternateurs et plus précisément sur leur synchronisme. On s'intéresse à ce type de stabilité parce qu'il représente le phénomène le plus important et le plus dangereux pouvant provoquer des dégâts dans le système. L'étude de ces phénomènes, nécessite d'importantes études de modélisation de tous les éléments de réseau électrique (alternateurs, lignes de transport, charges, ...etc.). Dans ce type de régulation, le système est décrit par des équations différentielles non linéaires [Kun 94] [Rac 88].

1.3. Détermination du régime initial

L'étude de la stabilité exige la détermination de l'état initial du système, cet état est réalisé à l'aide de répartition de charge.

1.3.1. Représentation d'un réseau

On considère le réseau multi-machine représenté sur la figure 1.1. Ce réseau à n machines et m charges, les lignes et les transformateurs sont représentés par un quadripôle [And 03] [Yam 94].

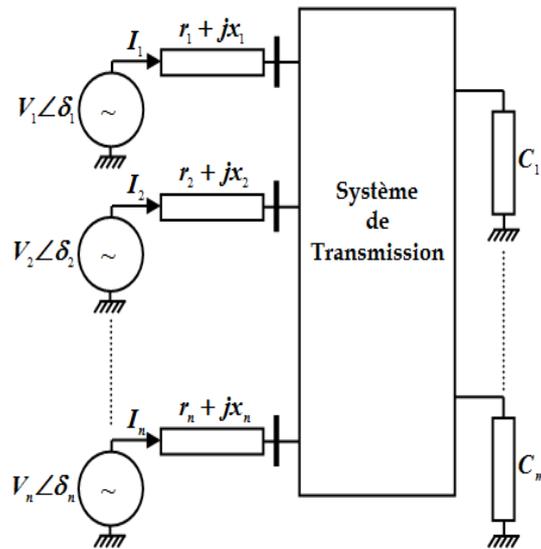


Figure 1.1. Un réseau électrique à n machines.

La puissance est injectée au jeu de barres (concernant les générateurs), le premier jeu de barre est choisi comme jeu de barre de référence et sa tension est prise comme origine des phases de tensions. Les autres jeux de barres sont de type différent (concernant les jeux de barres de charges) [Wee 01]. Le réseau électrique peut être décrit sous la forme matricielle suivante :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & \dots & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

tel que :

V : Le vecteur des tensions aux nœuds du réseau ;

Y : La matrice d'admittance nodale du réseau de transport.

Les éléments diagonaux Y_{ii} et non diagonaux Y_{ij} de la matrice Y de système de transmission sont donnés par:

$$Y_{ii} = \sum_{i=1}^n Y_{ij} \quad (1.3)$$

$$Y_{ij} = -Y_{ji} \quad \text{si} \quad i \neq j \quad (1.4)$$

Pour simplifier les études, les charges sont assimilées à des impédances constantes Z branchées entre les nœuds consommateurs et la terre sont déterminées à partir de l'expression suivante :

$$Z = \frac{V^2}{P - jQ} \quad (1.5)$$

1.3.2. Ecoulement de puissance dans le réseau

En régime permanent, le plan de tension décrivant l'état du réseau doit être connu afin de pouvoir calculer la répartition de puissance. Le but des calculs de l'écoulement de puissance est de déterminer les caractéristiques de génération et de transmission de puissance. Pour un ensemble donné de jeux de barres pour un réseau de n nœuds, les courants nodaux sont reliés aux tensions nodales par la relation matricielle suivante [Yam 94] [Wee 01] [Kun 94]:

$$I = Y.V \quad (1.6)$$

avec :

$$I = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Pour un réseau à n jeux de barres, les puissances apparentes à n'importe quel jeu de barres sont déterminées par les équations de l'écoulement de puissance sous leur forme générale :

$$S_i = P_i - jQ_i = V_i \sum_{j=1}^n Y_{ij} V_j \quad (1.8)$$

avec :

S_i : La puissance apparente injectée au jeu de barres i ;

P_i : La puissance active injectée au jeu de barres i ;

Q_i : La puissance réactive au jeu de barres i ;

Y_{ij} : Les éléments de la matrice admittance ;

V_i : La tension au jeu de barres i ;

V_j : La tension au jeu de barres j .

La tension V_i a une amplitude $|V_i|$ et une phase par rapport à l'origine δ_i , d'où on peut écrire :

$$V_i = |V_i| \angle \delta_i \quad (1.9)$$

Les éléments de la matrice Y sont en générale complexe et s'écrivent :

$$Y_{ij} = |Y_{ij}| \angle -\theta_{ij} \quad (1.10)$$

Donc les équations de l'écoulement de puissance sous forme complexe sont :

$$P_i - jQ_i = \sum_{j=1}^n |Y_{ij}| |V_i| |V_j| \exp[-j(\delta_j - \delta_i - \theta_{ij})] \quad (1.11)$$

En séparant les parties réelles et imaginaires, on obtient :

$$P_i = \sum_{j=1}^n |Y_{ij}| |V_i| |V_j| \cos(\delta_j - \delta_i - \theta_{ij}) \quad (1.12)$$

$$Q_i = -\sum_{j=1}^n |Y_{ij}| |V_i| |V_j| \sin(\delta_j - \delta_i - \theta_{ij}) \quad (1.13)$$

Remarque

Pour résoudre le problème de l'écoulement de puissance, les méthodes itératives deviendront nécessaires à cause de la non-linéarité des équations algébriques [And 03]. Il existe plusieurs méthodes. Parmi elle, on peut citer : Méthode de Gauss, Gauss Seidel et Newton Raphson.

1.4. Etude d'un système électro-énergétique

1.4.1. Cas d'une machine synchrone liée à un réseau infini

Considérons le système constitué d'une machine synchrone liée à un réseau infini représenté sur la figure 1.2 [Yam 94] :

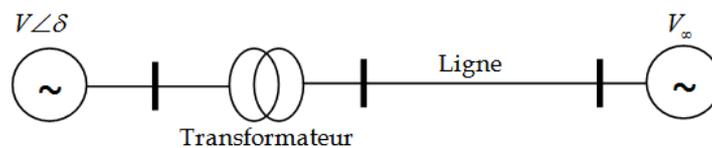


Figure 1.2. Schéma d'une machine liée à un réseau infini.

1.4.1.1. Hypothèses simplificatrices

Pour l'étude de ce système, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes

[Kun 94]:

- La puissance mécanique reste constante durant le régime transitoire ;
- La machine est représentée par une f.é.m. en série avec la réactance transitoire ;
- L'angle mécanique du rotor de la machine synchrone coïncide avec l'angle électrique de phase de la f.é.m. ;
- L'amortissement est négligé.

1.4.2. Equation d'équilibre

L'équation du mouvement du rotor de la machine est donnée par la relation suivante

[Wee 01] [Kun 94] [Yam 94]:

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = C_a = C_m - C_e \quad (1.14)$$

où :

J : Le moment d'inertie total des masses rotoriques [Kg.m²] ;

θ_m : La position angulaire du rotor à savoir l'angle entre un repère solide du rotor et un autre solide du stator (θ est l'angle électrique correspondant, lié à θ_m par : $\theta = \theta_m$ [Bad 10]) [rad];

C_a : Le couple d'accélération agissant sur l'arbre [N.m] ;

C_m : Le couple mécanique [N.m] ;

C_e : Le couple électrique [N.m] ;

t : Le temps [s].

Les couples C_m et C_e sont tous deux positifs pour une génératrice synchrone, ceci signifie que C_a est le couple résultant sur l'arbre qui tend à accélérer le rotor. L'angle θ_m augmente avec le temps, généralement, il est intéressant de le mesurer relativement à un axe de référence tournant à la vitesse du synchronisme [Mou 96].

Donc, on définit :

$$\theta_m = \omega_{sm} t + \delta \quad (1.15)$$

où :

ω_{sm} : La vitesse de synchronisme de la machine (vitesse de base : $\omega_{sm} = \omega_0 = 2\pi f$) [rad/s] ;

f : La fréquence électrique de base de la machine [Hz] ;

δ : L'écart entre l'angle électrique et une référence synchrone c'est-à-dire un vecteur tournant à la vitesse de synchronisme (δ est appelé angle rotorique) [Bad 10] [rad].

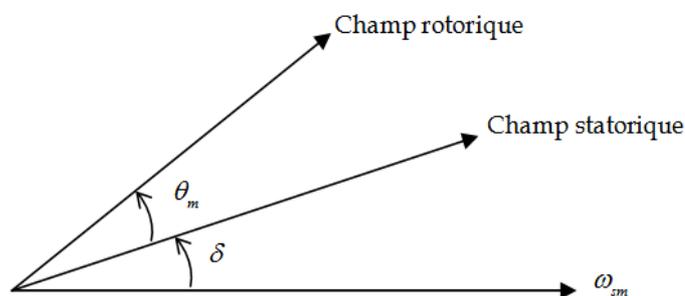


Figure 1.3. Disposition vectorielle des champs.

Si on dérive l'équation (1.15), on trouve :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_{sm} + \frac{d\delta}{dt} \quad (1.16)$$

Soit :

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{d^2\delta}{dt^2} \quad (1.17)$$

En utilisant l'équation (1.17) dans (1.14), on obtient :

$$J \frac{d^2\delta}{dt^2} = C_a = C_m - C_e \quad (1.18)$$

Sachant que la vitesse angulaire du rotor est donnée par :

$$\omega = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (1.19)$$

En multipliant ω_{sm} par (1.18), on obtient [Wee 01] [Yam 94] [Mou 96] [Kun 94]:

$$J\omega_{sm} \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_a = P_m - P_e \quad (1.20)$$

où :

P_m : La puissance mécanique fournie par la turbine [W] ;

P_e : La puissance électrique traversant l'entrefer [W] ;

P_a : La puissance d'accélération [W].

Le coefficient $J\omega_{sm}$ représente la constante de temps mécanique, on le note par :

$$M_m = J\omega_{sm} \quad (1.21)$$

M_m : La constante de temps mécanique [s].

donc :

$$M_m \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_a = P_m - P_e \quad (1.22)$$

On définit la constante d'inertie de la machine, en seconde, par la relation :

$$H = \frac{W_c}{S} \quad (1.23)$$

où :

S : La puissance apparente nominale de la machine ;

W_c : L'énergie cinétique de la machine à la vitesse de synchronisme donnée par la relation suivante :

$$W_c = \frac{1}{2} J \omega_{sm}^2 \quad (1.24)$$

donc :

$$H = \frac{J \omega_{sm}^2 / 2}{S} = \frac{M \omega_{sm} / 2}{S} \quad (1.25)$$

d'où :

$$M_m = \frac{2H}{\omega_{sm}} S \quad (1.26)$$

L'équation (1.22) s'écrit alors :

$$\frac{2H}{\omega_m} \cdot \frac{d^2 \delta}{dt^2} = \frac{P_a}{S} = \frac{P_m - P_e}{S} \quad (1.27)$$

Dans les systèmes multi-machines, il convient de convertir les équations de puissance en unités relatives (p.u).

$$\frac{2H}{\omega_m} \cdot \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_a = P_m - P_e \quad (1.28)$$

Soit :

$$\frac{H}{\pi f} \cdot \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_a = P_m - P_e \quad (1.29)$$

L'équation (1.29) est appelée : équation d'oscillation de la machine. Elle constitue l'équation fondamentale qui contrôle la rotation dynamique de la machine synchrone dans l'étude de la stabilité.

1.5. Modélisation d'un système électro-énergétique

Les problèmes de stabilité du système électro-énergétique sont principalement ceux des machines synchrones qui fournissent presque la totalité de l'énergie électrique [deM 69]. Donc, il est plus intéressant de procéder à la modélisation d'une machine synchrone qui constitue la partie la plus importante du système électro-énergétique. Par la suite, on présentera la modélisation des autres éléments principaux du système électrique, tel que les transformateurs, la ligne de transmission et la charge.

1.5.1. Machine synchrone

1.5.1.1. Définition

L'alternateur est une machine électromagnétique destinée à fournir des tensions alternatives. Il se compose d'un induit au stator et d'un inducteur au rotor. Le stator est un cylindre creux comportant sur sa face intérieure des encoches parallèles à l'axe, dans lesquelles sont logés les conducteurs des trois phases (enroulements identiques a, b et c) décalés de $2\pi/3$. Ces enroulements sont le siège d'une force électromotrice (f.é.m.) créée par la variation de flux due à la présence d'un champ tournant dans l'entrefer de la machine [Kun 94] [Wee 01] [Yam 94]. Le rôle du rotor est de réaliser, dans l'entrefer, un champ tournant à partir des enroulements alimentés en courant continu (enroulement d'excitation). Il est entraîné par un moteur (turbine à vapeur ou hydraulique,...etc.) qui fournit l'énergie mécanique.

1.5.1.2. Hypothèses simplificatrices

On prend en considération certaines hypothèses simplificatrices que nous énumérons comme suit [Wee 01]:

- La machine synchrone est supposée non saturée ;
- La constante d'énergie est supposée fixe, puisque les variations de la vitesse du rotor sont petites ;
- Le flux tournant est supposé constant durant les premiers instants qui suivent l'apparition de la perturbation ;
- Les amortissements sont négligés.

1.5.1.3. Modélisation de la machine synchrone

En vue de l'étude de la stabilité d'une machine, la description mathématique de cette machine est très complexe. Pour cette raison, il faut faire appel à des méthodes de simplification. Plusieurs transformations peuvent être appelées afin de représenter ou décrire

une machine synchrone. Ces transformations concernent généralement les tensions, les courants et les flux [Lar 81].

1.5.1.3.1. Transformation de Park

La machine synchrone comporte d'une part, trois enroulements statoriques notés (a , b , c) et d'autre part, au rotor un enroulement d'excitation noté f dont l'axe magnétique est l'axe direct d ; elle comporte également deux enroulements amortisseurs notés D et Q suivant les axes direct d et en quadrature q (figure 1.4) [Wee 01] [Mou 96] [Yam 94].

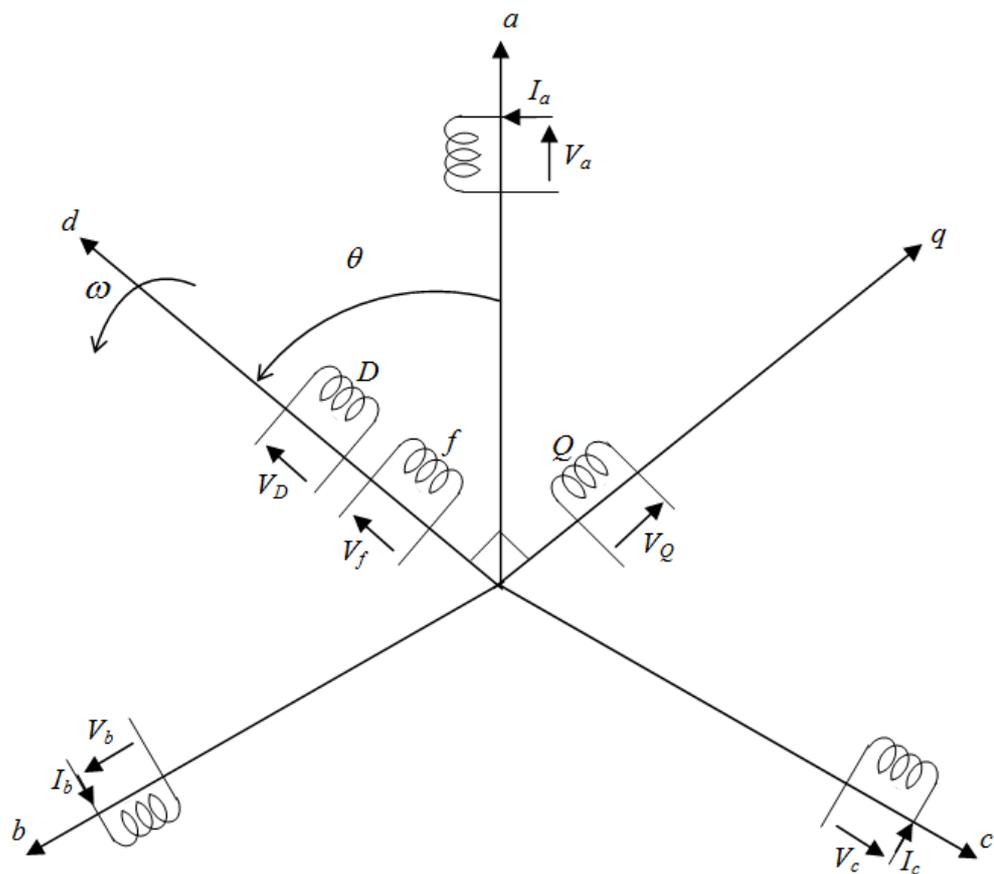


Figure 1.4. Modélisation de la machine synchrone.

L'équation : $[V] = [Z][I]$, qui relie les tensions des trois phases et les courants de lignes, met en évidence plusieurs coefficients dépendants de θ . Cette équation devient alors difficile à résoudre directement. La solution serait plus facile si les variables sont transformées en nouvelles variables relatives à deux axes : l'axe direct et l'axe en quadrature [Mou 96]. On considère les trois phases du stator comme génératrices de courant et l'enroulement inducteurs, comme récepteur.

L'application de la loi d'Ohm à chacun des six enroulements de la figure 1.4, conduit aux équations suivantes [Mou 96]:

- Pour les trois phases du stator :

$$V_a = -R_a I_a - \frac{d\phi_a}{dt} \quad (1.30)$$

$$V_b = -R_b I_b - \frac{d\phi_b}{dt} \quad (1.31)$$

$$V_c = -R_c I_c - \frac{d\phi_c}{dt} \quad (1.32)$$

- Pour les circuits du rotor :

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (1.33)$$

$$0 = R_D I_D - \frac{d\phi_D}{dt} \quad (1.34)$$

$$0 = R_Q I_Q - \frac{d\phi_Q}{dt} \quad (1.35)$$

où :

V_k : La tension aux bornes de l'enroulement k ($k=\{a, b, c, f, D, Q\}$) ;

φ_k : Le flux dans l'enroulement k ;

I_k : Le courant dans l'enroulement k ;

R_k : La résistance dans l'enroulement k .

La transformation de Park (des compositions selon les deux axes d et q) peut s'interpréter comme la substitution aux trois enroulements de phases (a , b et c), immobiles par rapport au stator, par deux enroulements (d , q) tournants à la même vitesse que le rotor, ayant pour axe magnétique respectivement l'axe direct d et l'axe en quadrature q (figure 1.5).

Les matrices de transformation de Park est :

- Pour la transformation du courant :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

- Pour la transformation de la tension :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

L'application de la transformation de Park aux équations (1.30), (1.31) et (1.32) conduit aux équations de tension suivantes :

$$V_d = -R_a I_d - \omega \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \quad (1.38)$$

$$V_q = -R_a I_q - \omega \varphi_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \quad (1.39)$$

où :

V_k : La tension aux bornes de l'enroulement k ($k=\{d,q\}$) ;

φ_k : Le flux dans l'enroulement k ;

I_k : Le courant dans l'enroulement k ;

ω : La vitesse angulaire rotorique.

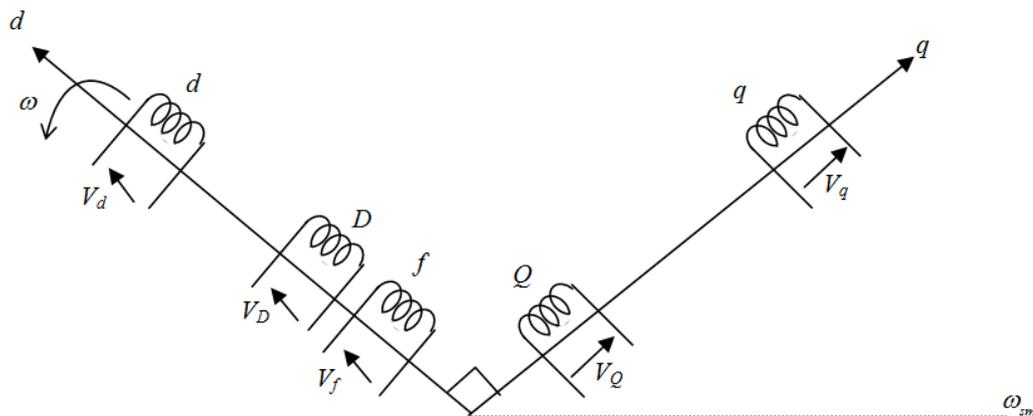
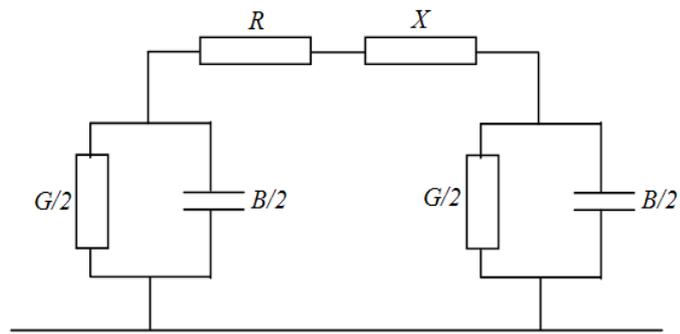


Figure 1.5. Représentation bipolaire de la machine.

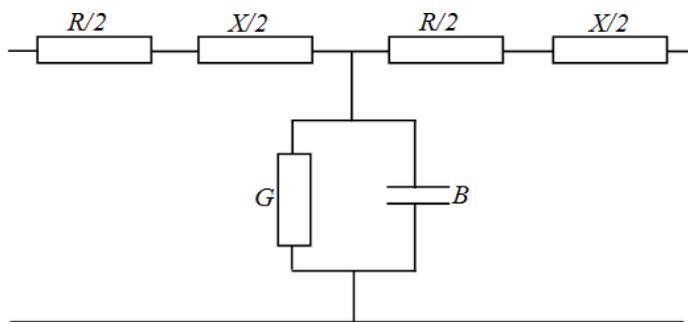
1.5.2. Modélisation des autres éléments

1.5.2.1. Modélisation d'une ligne de transport

Le modèle d'une ligne de transport est donné par des quadripôles symétriques donnés par la figure 1.6 [Wee 01] [Yam 94]:



a. Modèle en π .



b. Modèle en T .

Figure 1.6. Schéma équivalent d'une ligne de transport.

où :

R : La résistance de la ligne ;

X : La réactance de la ligne ;

G : La conductance de la ligne ;

B : La réactance capacitive de la ligne.

1.5.2.2. Modélisation des transformateurs

Dans les calculs des réseaux électriques, on utilise généralement le schéma équivalent des transformateurs donnés par réactance inductive [Wee 01] [Yam 94].

1.5.2.3. Modélisation d'une charge

Le modèle équivalent d'une charge est représenté par une impédance Z [Wee 01] [Kun 94] [Yam 94]:

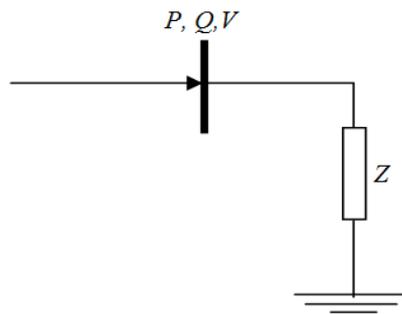


Figure 1.7. Schéma équivalent d'une charge.

donc :

$$Z = Y^{-1} = \left(\frac{P - jQ}{V^2} \right) \quad (1.40)$$

où :

V : La tension aux bornes de la charge ;

Z : L'impédance de la charge ;

P, Q : Les puissances active et réactive consommées par la charge.

1.5.2.4. Modélisation des dispositifs de régulation

Quand la demande de l'énergie électrique s'écarte de sa valeur normale, l'état du système change. Il faut que le système de régulation automatique détecte ce changement et commence à réagir en temps réel. L'ensemble de ces réactions doit être plus rapide et plus efficace que possible, pour trouver un équilibre entre l'énergie électrique fournie et demandée.

1.5.2.4.1. Régulateur de tension et modèle du système d'excitation

Le système d'excitation est un système auxiliaire qui alimente les enroulements d'excitation de la machine synchrone afin que cette dernière puisse fournir le niveau de puissance demandé. En régime permanent, ce système fournit une tension et un courant continu mais il doit être capable également de faire varier rapidement la tension d'excitation en cas de perturbation sur le réseau. Les systèmes d'excitation sont équipés de contrôleurs, appelés habituellement régulateurs de tension (Automatic Voltage Regulator : AVR). Ces derniers sont très importants pour l'équilibre de la puissance réactive qui sera fournie ou absorbée selon les besoins des charges. En outre ces contrôleurs représentent un moyen très important pour assurer la stabilité transitoire du système de puissance. Le régulateur de tension agit sur le courant d'excitation de l'alternateur pour régler le flux magnétique dans la machine et ramener la tension de sortie de la machine aux valeurs souhaitées. Une caractéristique très importante d'un régulateur de tension est sa capacité à faire varier rapidement la tension d'excitation.

Les systèmes d'excitation statiques étant les plus installés actuellement, nous avons donc choisi dans notre étude d'utiliser le modèle du système IEEE-ST1A, modèle le plus utilisé dans la littérature. Ce type de système d'excitation se caractérise par sa rapidité et sa sensibilité. La figure suivante montre le modèle du système d'excitation et de son régulateur de tension utilisé dans notre étude [Alk 08].

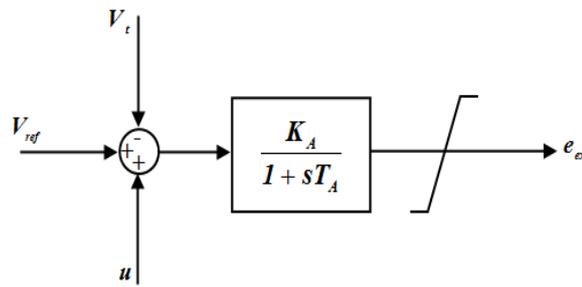


Figure 1.8. Modèle simplifié du système d'excitation.

La grandeur V_{ref} est la consigne de tension déterminée pour satisfaire les conditions de l'état équilibré. Le régulateur de tension compare le signal V_t (un signal continu proportionnel à la valeur efficace de la tension alternative du générateur) à la tension de consigne V_{ref} . Un signal complémentaire u peut être ajouté au nœud de comparaison : il s'agit d'un signal issu de certains dispositifs spécifiques de commande comme les stabilisateurs de puissance. Ensuite, le signal d'erreur est amplifié pour donner la tension d'excitation demandée e_{ex} .

La relation suivante décrit, tous calculs faits, le fonctionnement du modèle :

$$\dot{e}_{ex} = \frac{1}{T_A} (K_A (V_{ref} - V_t + u) - e_{ex}) \quad (1.41)$$

avec :

e_{ex} : La tension d'excitation [p.u] ;

T_A : La constante de temps du régulateur de tension [s] ;

K_A : Le gain du régulateur de tension ;

V_{ref} : La tension de référence [p.u] ;

V_t : La tension terminale [p.u] ;

u : Le signal supplémentaire [p.u].

La relation entre la tension d'excitation e_{ex} et la tension interne de la machine e'_q est donnée comme suit:

$$e'_q = \frac{1}{T'_{d0}} (e_{ex} - (x_d - x'_d)I_d - e'_q) \quad (1.42)$$

avec:

e'_q : La f.é.m. de la machine induite suivant l'axe en quadrature [p.u] ;

T'_{d0} : La constante de temps transitoire du circuit ouvert [s] ;

x_d : La réactance synchrone d'axe direct [p.u] ;

x'_d : La réactance transitoire d'axe direct [p.u].

1.6. Modèle non linéaire d'un système électro-énergétique

Le modèle d'un système électro-énergétique considéré dans cette étude est un modèle non linéaire représentant une machine synchrone liée à un jeu de barre infini par une double ligne de transmission (figure 1.9) [Nec 12a] [Nec 12b].

La représentation non linéaire d'un système électro-énergétique après une perturbation majeure appliquée au système pendant une période transitoire est donnée par [Has 91] [Els 97] [Zad 02]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g(x)u \end{cases} \quad (1.43)$$

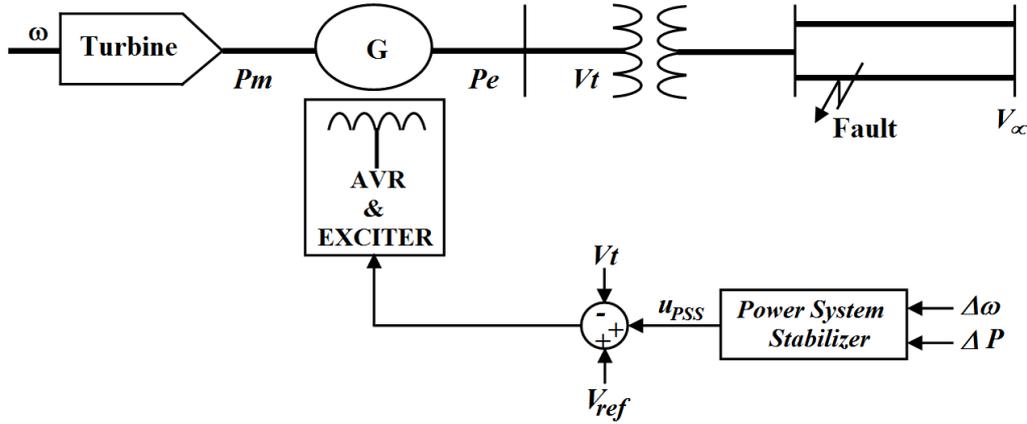


Figure 1.9. Machine synchrone liée à un jeu de barre infini.

tel que :

$$x = [x_1 \ x_2]^T = [\Delta\omega \ \Delta P/M_m]^T \in \mathbb{R}^2 : \text{Le vecteur d'état ;}$$

$\Delta\omega$: La variation de la vitesse angulaire [p.u];

$\Delta P = P_m - P_e$: La variation de la puissance d'accélération ;

M_m : Le coefficient du moment d'inertie [s] ;

$u \in \mathbb{R}$: La commande [p.u] ;

$f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaires ($g(x) \neq 0$ dans la région de commandabilité [Has 91] [Els 97] [Zad 02]), tel que :

$$f(x) = \frac{x_e + x_d}{T'_{d0}(x_e + x'_d)} (\Delta P - P_m) + \frac{V^2}{2T'_{d0}(x_e + x'_d)^2} \left(\frac{(x_e + x_d)(x'_d - x_q)}{(x_e + x_q)} + (x_d - x'_d) \right) \sin(2\delta) + \left(Q + V^2 \left(\frac{\sin^2(\delta)}{x_e + x_q} + \frac{\cos^2(\delta)}{x_e + x'_d} + \frac{(x'_d - x_q)\cos(2\delta)}{(x_e + x_q)(x_e + x'_d)} \right) \right) \omega_{sm} \Delta\omega + \frac{K_A V \sin(\delta)}{T'_{d0}(x_e + x'_d)} (V_{ref} - V_t) \quad (1.44)$$

$$g(x) = \frac{K_A V \sin(\delta)}{T'_{d0}(x_e + x'_d)} \quad (1.45)$$

avec:

V : La tension du nœud [p.u] ;

x_e : La reactance de la ligne [p.u];

x_q : La réactance synchrone d'axe en quadrature [p.u].

1.7. Stabilisateurs conventionnels

Il existe dans la littérature des systèmes électro-énergétiques plusieurs formes des stabilisateurs conventionnels (CPSSs). Nous nous intéressons dans ce travail à des stabilisateurs conventionnels de type Lead-lag [Shaa 10] [Shaj 10] [Nec 12a] [Nec 12b] et Dual-input IEEE 3B [Cha 11] [Sha 03] [Gho 09] [Nec 12a].

1.7.1. Stabilisateur conventionnel à avance-retard de phase (Lead-lag)

Le schéma bloc d'un stabilisateur conventionnel à avance-retard de phase (Lead-lag) d'un système électro-énergétique est donné par la figure 1.10 [Shaa 10] [Shaj 10] [Nec 12a] [Nec 12b]:

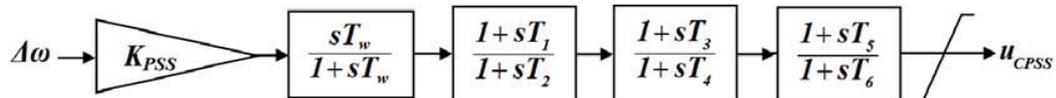


Figure 1.10. Schéma bloc d'un stabilisateur conventionnel à avance-retard de phase.

tel que :

K_{PSS} : Le gain de stabilisateur ;

T_w : La constante du filtre [s] ;

T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 et T_6 : Les constantes de temps des correcteurs avance-retard de phase [s].

d'où :

$$u_{CPSS} = K_{PSS} \left(\frac{sT_w}{1+sT_w} \right) \left(\frac{1+sT_1}{1+sT_2} \right) \left(\frac{1+sT_3}{1+sT_4} \right) \left(\frac{1+sT_5}{1+sT_6} \right) \Delta\omega \quad (1.46)$$

1.7.1.1. Exemple

On applique la loi de commande (1.46) sur un modèle non linéaire (1.43) d'un système électro-énergétique constitué d'une machine synchrone liée à un jeu de barres infini. Un défaut triphasé est appliqué sur le jeu de barre infini (figure 1.9) durant 60 ms.

Les résultats de simulation sont présentés afin de vérifier les performances et la stabilité de la commande conventionnelle à avance-retard de phase avec des paramètres optimisés [Shaa 10].

Trois cas sont testés :

- Cas nominal du système ;
- Cas d'une charge forte;
- Cas d'une charge faible.

Les résultats de simulation dans l'environnement MATLAB, des variations de la vitesse angulaire et de la puissance électrique pour les trois cas sont illustrés sur les figures 1.11, 1.12, 1.14, 1.15, 1.17 et 1.18 respectivement.

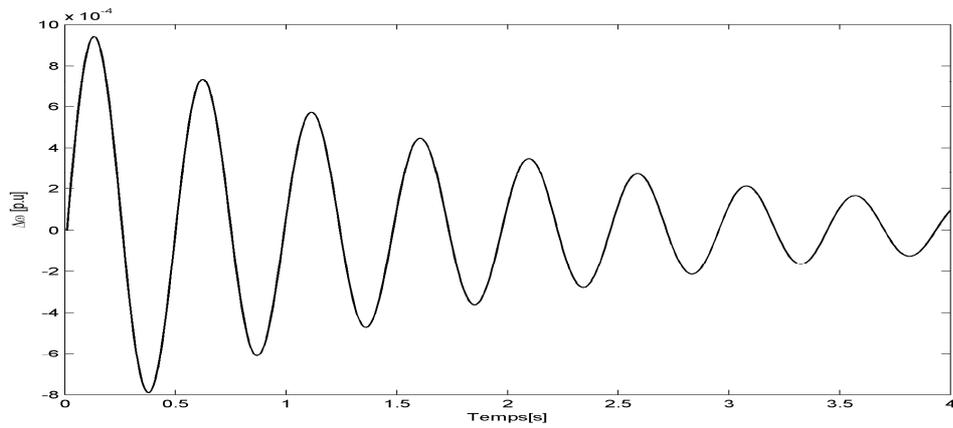


Figure 1.11. Cas 1 : Variation de la vitesse angulaire.

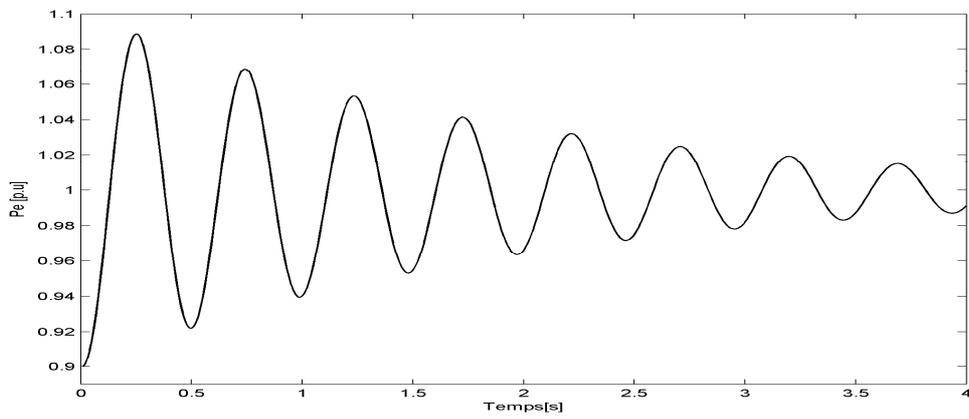


Figure 1.12. Cas 1 : Variation de la puissance électrique.

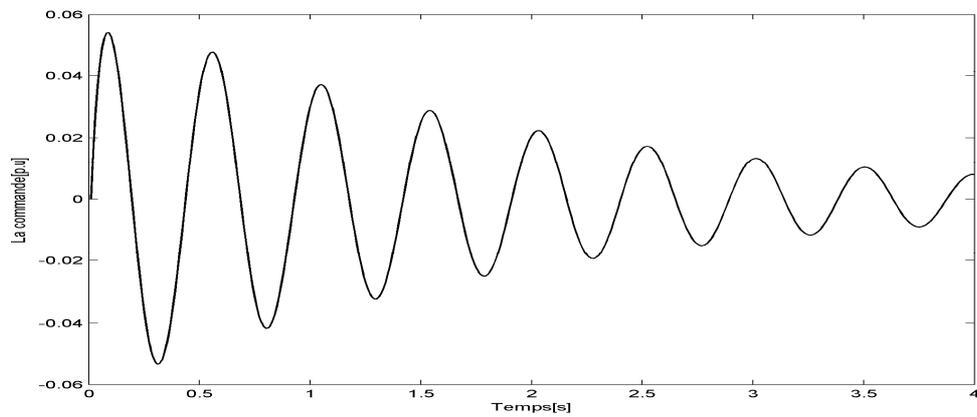


Figure 1.13. Cas 1 : Commande d'un stabilisateur avance-retard de phase.

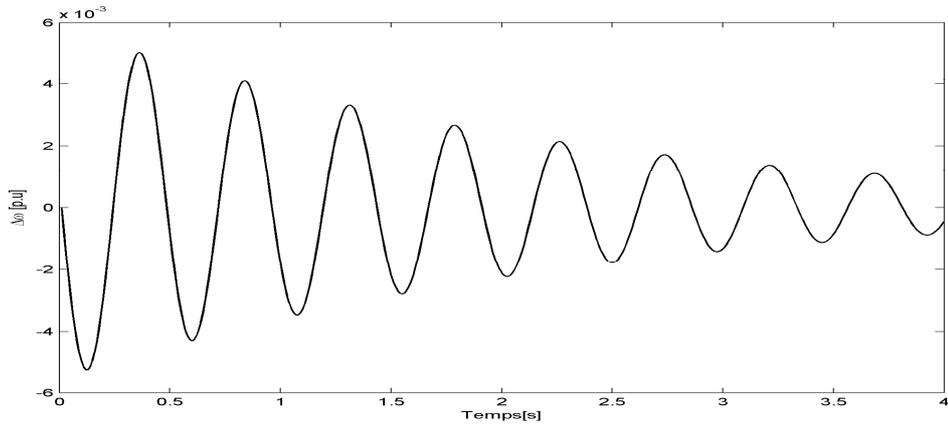


Figure 1.14. Cas 2 : Variation de la vitesse angulaire.

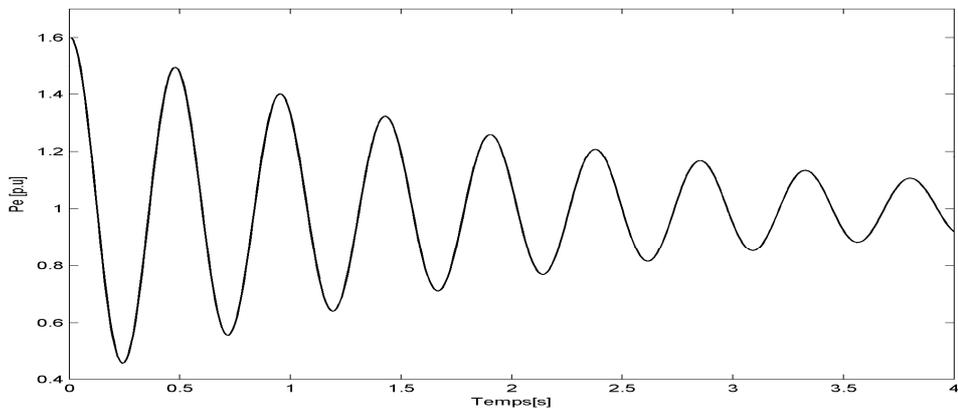


Figure 1.15. Cas 2 : Variation de la puissance électrique.

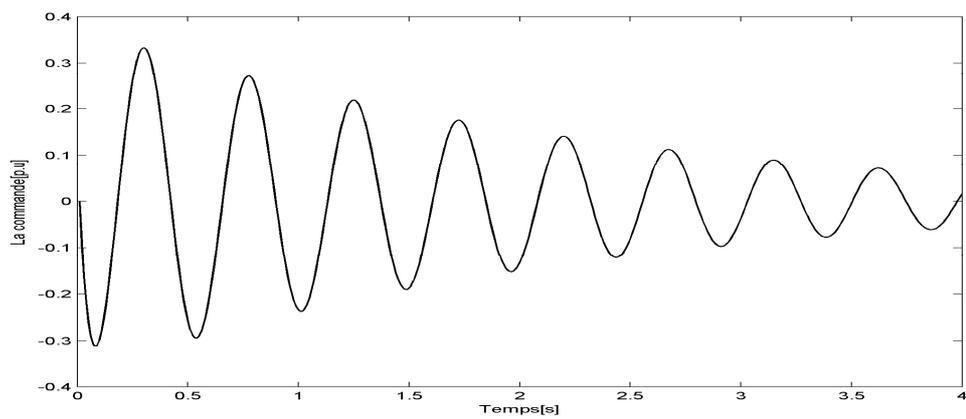


Figure 1.16. Cas 2 : Commande d'un stabilisateur avance-retard de phase.

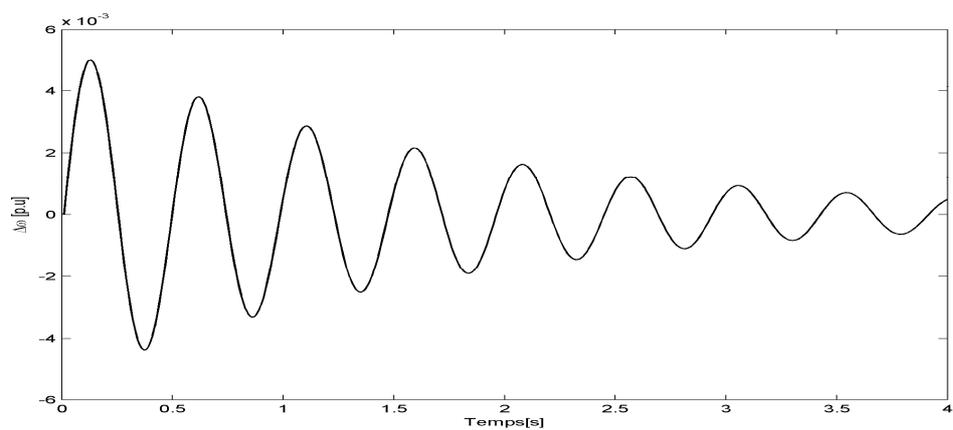


Figure 1.17. Cas 3 : Variation de la vitesse angulaire.

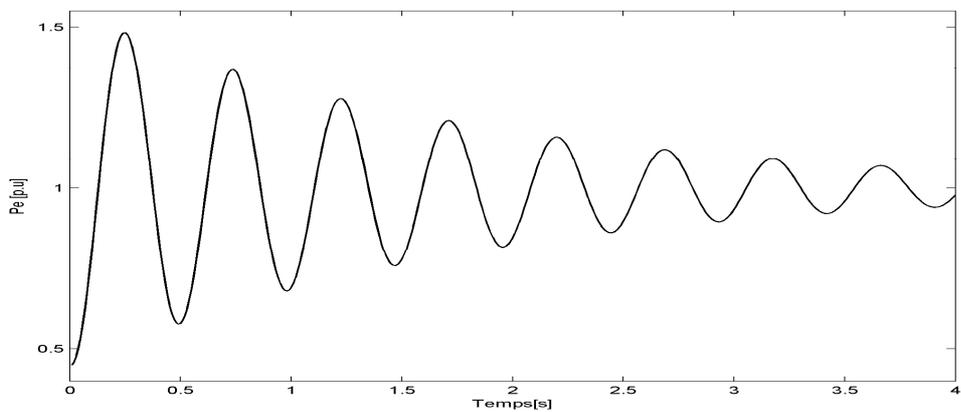


Figure 1.18. Cas 3 : Variation de la puissance électrique.

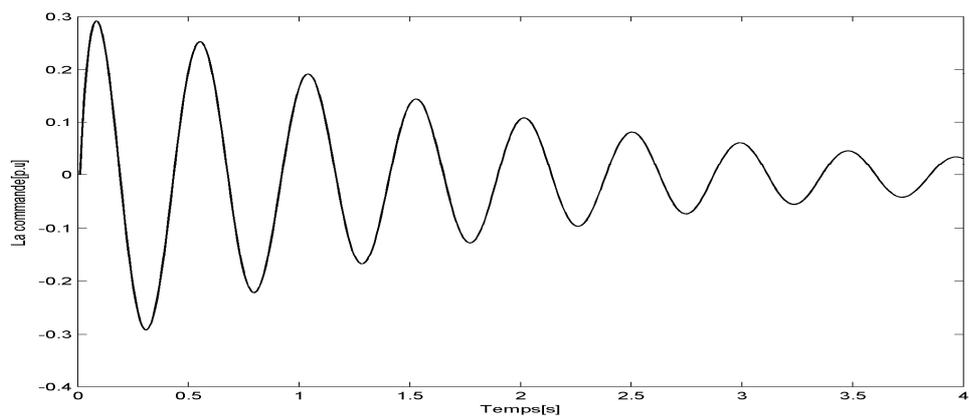


Figure 1.19. Cas 3 : Commande d'un stabilisateur avance-retard de phase.

Sur les figures 1.11, 1.14 et 1.17, on présente les variations de la vitesse angulaire du système après l'application d'un régulateur à avance-retard de phase en utilisant les paramètres optimisés par [Shaa 10]. On remarque que le système devient stable mais n'atteint la vitesse de synchronisme qu'après quatre secondes. Les réponses de la puissance électrique sont illustrées sur les figures 1.12, 1.15 et 1.18 respectivement, elles montrent que la machine fonctionne en régime normal à la vitesse de synchronisme si $P_e = P_m$.

1.7.2. Stabilisateur conventionnel à deux entrées (Dual-input)

Le schéma bloc d'un stabilisateur conventionnel à deux entrées (Dual-input) IEEE 3B d'un système électro-énergétique est donné par la figure 1.20 [Cha 11] [Sha 03] [Nec 12a]:

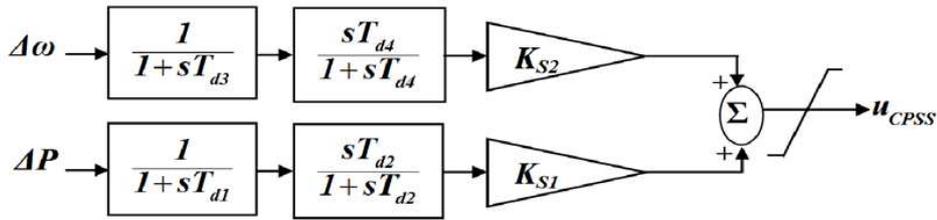


Figure 1.20. Schéma bloc d'un stabilisateur conventionnel à deux entrées IEEE 3B.

tel que :

K_{S1} et K_{S2} : Les gains de stabilisateur ;

T_{d1} , T_{d2} , T_{d3} et T_{d4} : Les constantes de temps des blocs correcteurs [s].

d'où :

$$u_{CPSS} = K_{S1} \left(\frac{1}{1+sT_{d1}} \right) \left(\frac{sT_{d2}}{1+sT_{d2}} \right) \Delta P + K_{S2} \left(\frac{1}{1+sT_{d3}} \right) \left(\frac{sT_{d4}}{1+sT_{d4}} \right) \Delta \omega \quad (1.47)$$

1.7.2.1. Exemple

On refait les mêmes tests effectués dans l'exemple précédent mais en utilisant cette fois la loi de commande (1.47). Les résultats de simulation sont présentés afin de vérifier les performances et la stabilité d'un régulateur conventionnel à deux entrées (IEEE 3B) en exploitant les paramètres optimisés par [Cha 11]. Les variations de la vitesse angulaire et de la puissance électrique sont illustrées sur les figures 1.21, 1.22 pour le cas nominal, 1.24, 1.25 pour le cas d'une charge forte, 1.27 et 1.28 dans le cas d'une charge faible.

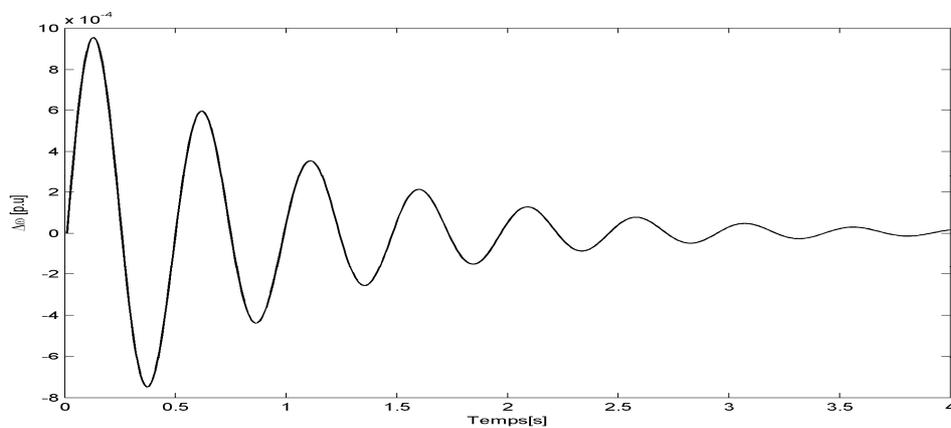


Figure 1.21. Cas 1 : Variation de la vitesse angulaire.

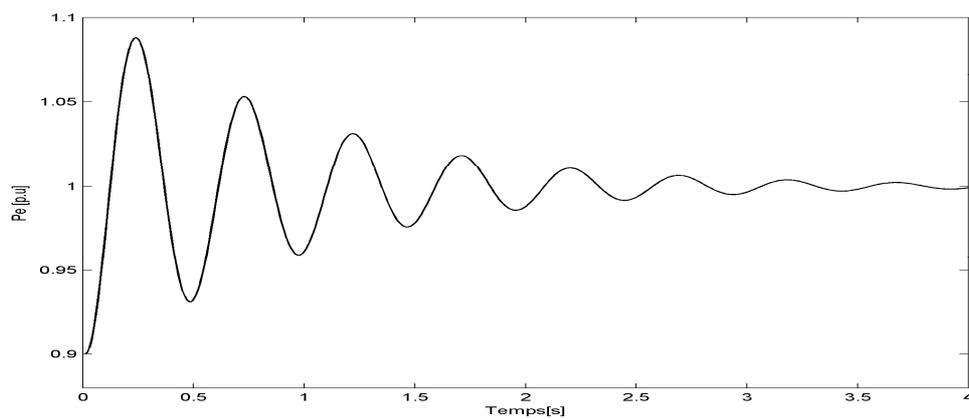


Figure 1.22. Cas 1 : Variation de la puissance électrique.

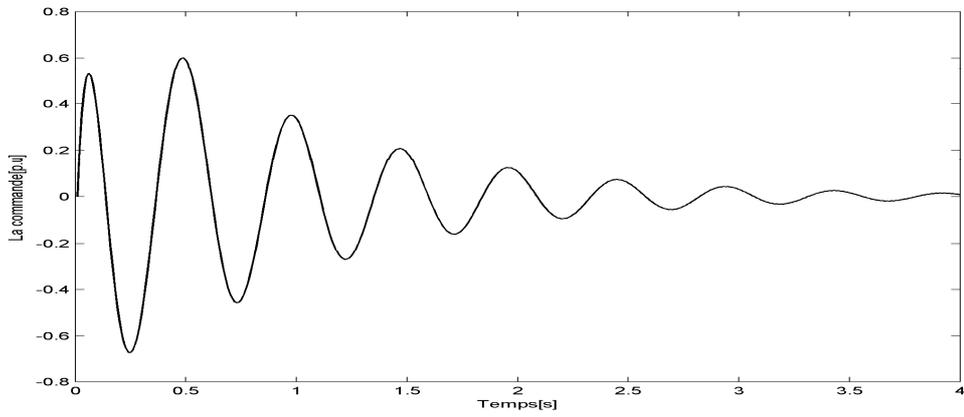


Figure 1.23. Cas 1 : Commande d'un stabilisateur à deux entrées.

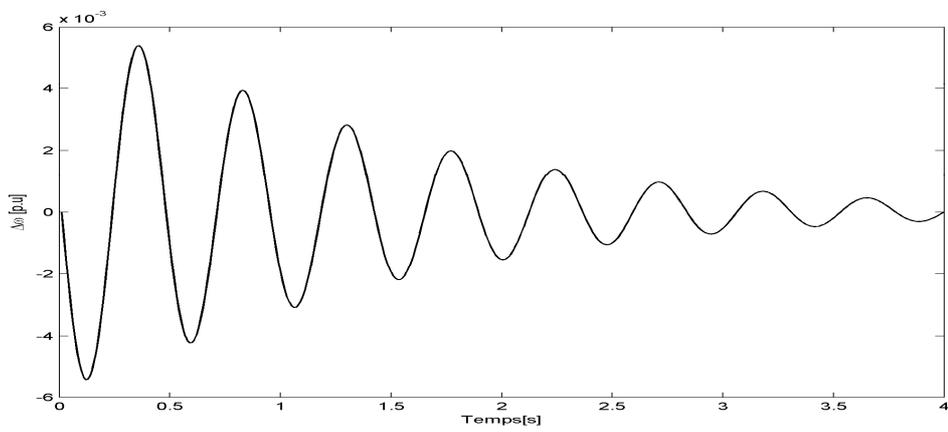


Figure 1.24. Cas 2 : Variation de la vitesse angulaire.

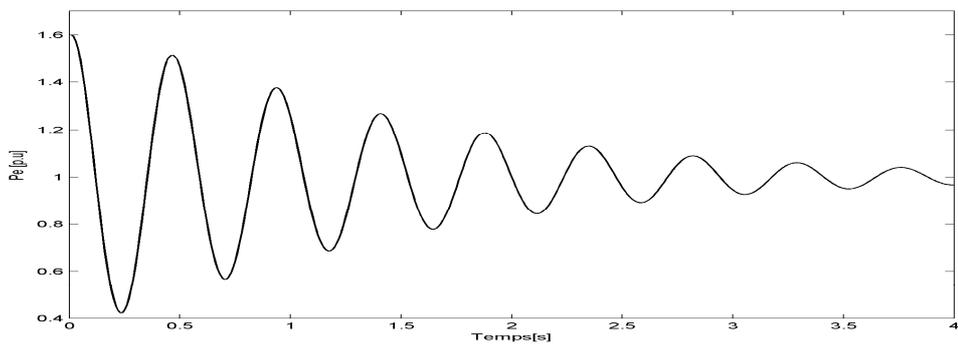


Figure 1.25. Cas 2 : Variation de la puissance électrique.

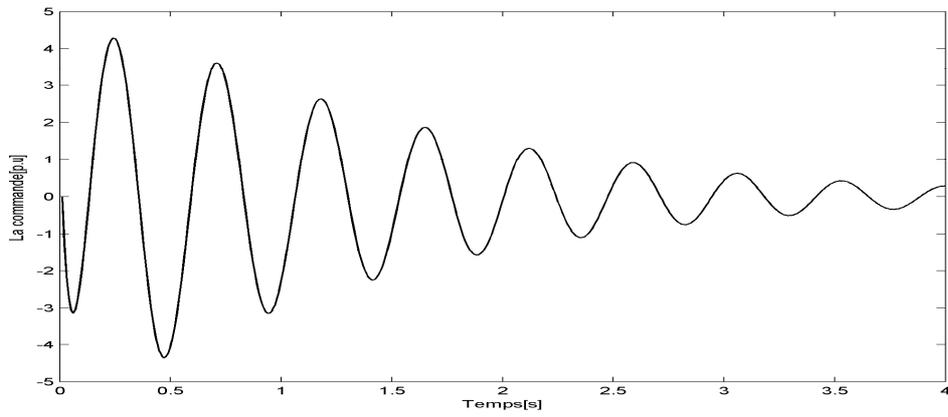


Figure 1.26. Cas 2 : Commande d'un stabilisateur à deux entrées.

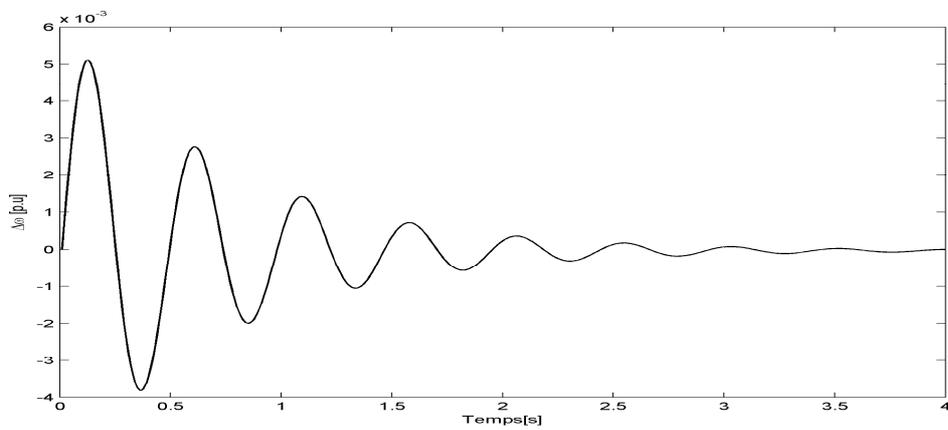


Figure 1.27. Cas 3 : Variation de la vitesse angulaire.

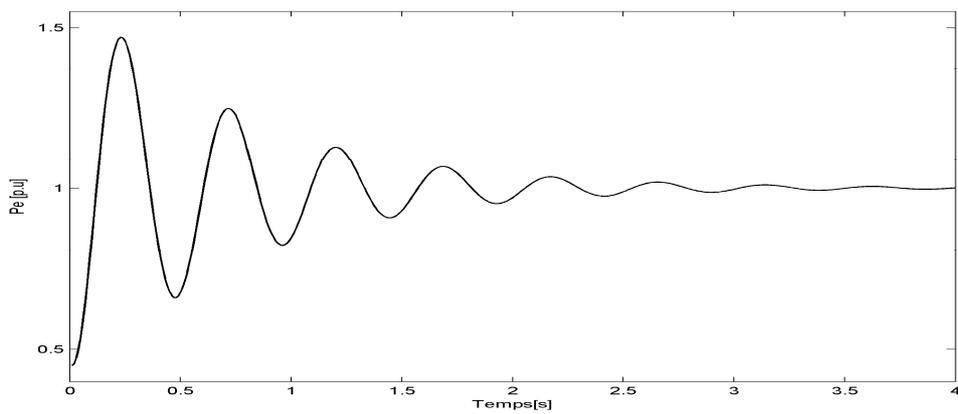


Figure 1.28. Cas 3 : Variation de la puissance électrique.

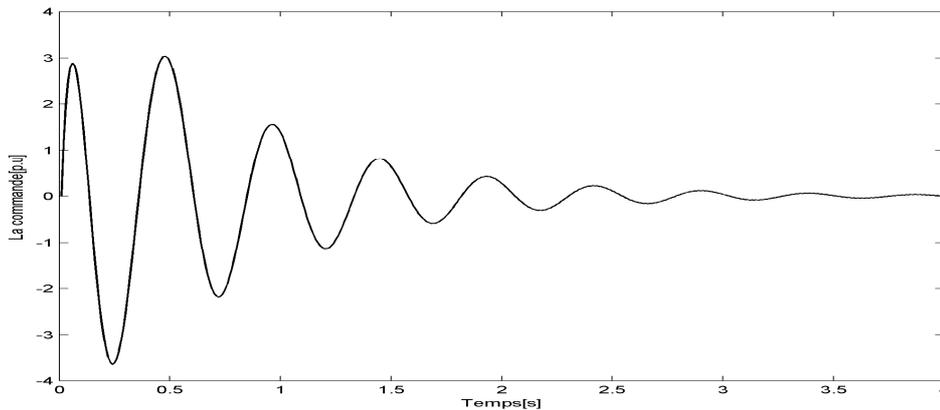


Figure 1.29. Cas 3 : Commande d'un stabilisateur à deux entrées.

Les figures 1.21, 1.24 et 1.27 présentent les résultats de simulation dans le cas les variations de la vitesse angulaire du système après l'application d'un stabilisateur à deux entrées IEEE 3B, on remarque que le système devient stable et atteint la vitesse de synchronisme après trois secondes dans le meilleur cas. Les réponses de la puissance électrique illustrées sur les figures 1.22, 1.25 et 1.28 montrent que la machine fonctionne à la vitesse de synchronisme. On remarque aussi que le stabilisateur à deux entrées IEEE 3B donne des bons résultats par rapport à un stabilisateur conventionnel à avance-retard de phase à une seule entrée.

1.9. Conclusion

Notre étude est basée essentiellement sur l'exploitation de la méthode d'analyse de la stabilité d'un système électro-énergétique. L'étude de cette dernière nécessite la connaissance de l'écoulement de puissance dans les lignes, les tensions aux jeux de barres ainsi que les puissances fournies et absorbées. Pour cela, nous avons développé les équations de l'écoulement de puissance.

L'étude de ce phénomène nécessite l'utilisation des méthodes qui rendent le système électro-énergétique stable. Pour cela, il est indispensable de modéliser les principaux éléments du réseau. Ensuite, nous avons présenté la modélisation du système électro-énergétique et nous

avons montré que le comportement des systèmes électro-énergétiques peut être traduit par un ensemble d'équations différentielles et algébriques qui dépendent des hypothèses adoptées. Enfin, nous avons présenté deux stabilisateurs conventionnels et le comportement du système électro-énergétique dans plusieurs cas.

Les techniques de stabilisation ayant été utilisés sont basées sur la connaissance exacte du modèle du système électro-énergétique étudié. Il serait judicieux d'utiliser les techniques adaptatives à base de logique floue pour mieux prendre en charge les incertitudes qui entachent tout modèle.

Chapitre 2

Commande Adaptative Floue Type-2

2.1. Introduction

Les systèmes flous ont été appliqués avec succès pour une vaste variété de problèmes pratiques. Les récentes progressions dans la conception des mémoires floues et des puces floues rendent les systèmes flous de plus en plus utilisés dans des applications industrielles.

La question théorique la plus fondamentale concernant les systèmes flous est : pourquoi le système flou a-t-il une excellente performance sur un vaste champ d'application ? Pour cela il existe des explications qualitatives, comme par exemple : les systèmes flous peuvent utiliser les

informations linguistiques des experts humains, les systèmes flous capturent les approximations et les natures inexactes du monde réel,...etc [Wan 92].

Les systèmes adaptatifs flous fournissent l'avantage d'être capables d'incorporer les informations numériques et les informations linguistiques en même temps pendant les étapes de construction et d'apprentissage [Cha 06] [Che 96]. Il a été démontré que les systèmes flous peuvent approximer n'importe quelle fonction non linéaire continue à n'importe quelle précision et cela par le théorème de l'approximation universelle [Wan 95] [Cas 95] [Wan 96]. Les ensembles flous type-1 ne sont pas capables de modéliser directement de telles incertitudes, parce que leurs fonctions d'appartenance sont définies d'une manière mathématique précise. De l'autre côté, les ensembles flous type-2 sont capables de modéliser de telles incertitudes parce que leurs fonctions d'appartenance sont eux-mêmes floues [Cha 06].

Dans ce chapitre nous introduisons, dans la première partie, les concepts de base d'un système flou. Dans la seconde, nous introduisons la conception des contrôleurs flous type-1 et type-2. Dans la troisième partie, nous développons une approche de commande adaptative indirecte basée sur la logique floue type-2, pour commander un système électro-énergétique. Les paramètres du contrôleur flou type-2 seront ajustés en temps réel par une loi d'adaptation basée sur la synthèse de Lyapunov.

2.2. Systèmes flous

2.2.1. Ensembles flous

La définition d'un ensemble flou consiste à associer à une variable $x(t)$ (entrée réelle) un ensemble de fonctions d'appartenance $\mu_i(x)$, la variable pour chacune de ses valeurs $x = x_i$ se trouve liée à ces fonctions par un degré d'appartenance compris entre 0 et 1 [Büh 94] [Meu 95] [Ket 92].

2.2.2. Fonctions d'appartenance

Soit l'ensemble flou, de l'univers de discours U . On attribue à chaque élément une fonction d'appartenance $\mu_a(x)$ dont la valeur varie entre 0 et 1.

La forme de fonctions d'appartenance est arbitraire mais il est raisonnable de prendre des fonctions convexes telle qu'il existe au moins un point de degré d'appartenance maximal et que le degré décroît quand on s'éloigne de ce point [Büh 94] [Dri 96].

Généralement, les fonctions d'appartenances sont choisies parmi les formes suivantes :

- La forme triangulaire ;
- La forme trapézoïdale ;
- La forme gaussienne, caractérisée par son centre et son écart type.

2.2.3. Variables linguistiques

Une variable floue est une variable dont les valeurs sont des termes ou des mots dans le langage naturel par exemple : petit, moyen, grand, ... etc. En générale les valeurs peuvent être des expressions dans un langage spécifié, et dans ce cas, la variable est dite linguistique. Les expressions sont plus utilisées que les nombres, puisque les caractéristiques linguistiques sont moins spécifiques que celle numériques [Men 95].

2.2.4. Univers de discours

L'univers de discours d'un processus est le domaine de fonctionnement de ce dernier, par conséquent on peut dire que l'univers de discours d'une variable doit couvrir l'ensemble des valeurs prises par cette variable.

2.2.5. Règles linguistiques

Les règles linguistiques dictent le fonctionnement des contrôleurs en reliant des conditions, à des actions sur le procédé [Men 01]. On remarque que la syntaxe des règles est très proche du langage naturel, la représentation générale d'une règle est la suivante :

Si " la condition est satisfaite" Alors " la conséquence" [Ess 04].

2.3. Conception d'un contrôleur flou

2.3.1. Définition

Le contrôle flou est l'étude de la mise au point et l'expérimentation des systèmes basés sur des règles exprimées par des catégories linguistiques telles que [Men 95]:

$$Si (x \text{ est } A_1) ET (y \text{ est } A_2) Alors (u \text{ est } B) \quad (2.1)$$

où :

A_1 , A_2 et B : sont des ensembles flous : positif, grand, moyen, nul,....

2.3.2. Structure d'un contrôleur flou

La structure conventionnelle d'une commande floue est représentée par la figure 2.1 [Bor 98] [Ess 04]. Cette structure est composée de trois blocs distincts à savoir : la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

2.3.2.1. Fuzzification

La fuzzification consiste à définir pour chacune des entrées réelles, les degrés d'appartenance relativement à chacune de ses fonctions d'appartenance. On obtient ainsi pour chaque variable réelle un ensemble de variables floues [Bor 98].

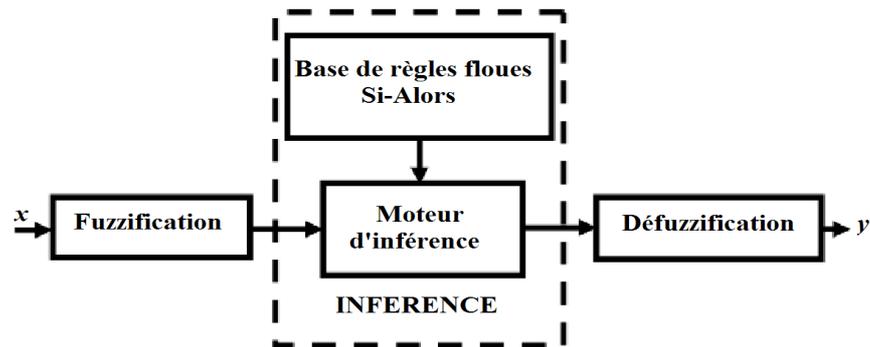


Figure 2.1. Structure d'un contrôleur flou.

2.3.2.2. Inférence

L'étape d'inférence réalisée par un moteur d'inférence associe les variables de sortie floues aux variables d'entrée floues à l'aide des règles d'application aussi appelées règles floues. Parmi les méthodes d'inférence les plus utilisées, on cite [Dri 96] [Büh 94]:

- **Méthode d'inférence max-min**

Cette méthode réalise l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum.

- **Méthode d'inférence max-prod**

La différence entre cette méthode et la méthode précédente réside dans le fait que le Alors est obtenu par la formation du produit.

- **Méthode d'inférence prod-som**

Généralement utilisée dans le cas des systèmes flous de type Takagi-Sugeno où : les opérateurs OU et ET sont réalisés respectivement par la somme algébrique et le produit. La relation entre la

prémisse et la conclusion Alors est traduite par le produit. L'agrégation des règles définies par OU est obtenue par la somme algébrique [Ess 04].

2.3.2.3. Défuzzification

Comme on l'a vu dans la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance pour les variables de sortie, il s'agit donc d'une information floue. Cependant, les actionneurs actuels nécessitent une entrée numérique. C'est pour cela nous avons l'étape de défuzzification [Meu 95] [Men 95] [Bor 98].

Les méthodes les plus couramment utilisées sont :

- La méthode de centre de gravité ;
- La méthode de maximum ;
- La méthode des surfaces.

Dans notre thèse, la méthode de centre de gravité sera utilisée [Hus 08]:

$$\bar{y} = \frac{\sum_{j=1}^m c^j \prod_{i=1}^n \mu_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_i^j} \quad (2.2)$$

où :

\bar{y} : La valeur numérique de sortie ;

μ : La valeur d'appartenance ;

m : Le nombre de règles floues utilisées ;

n : Le nombre d'entrées ;

c^j : Le singleton de la $j^{ème}$ règle floue.

2.4. Conception d'un contrôleur flou type-2

Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh [Zad 75] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans $[0,1]$. Les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous ; par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes [Cha 06]. Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type-1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenances floues par des nombres réels dans $[0,1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Donc, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre.

2.4.1. Structure d'un contrôleur flou type-2

La structure d'un système flou type-2 est représentée dans la figure 2.2. Nous allons supposer dans ce qui suit que les fonctions d'appartenance des permises et des conséquences sont de type-2 [Cha 06] [Hus 08] [Nec 12].

2.4.2. Fuzzification

Dans notre thèse la fuzzification de type singleton sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

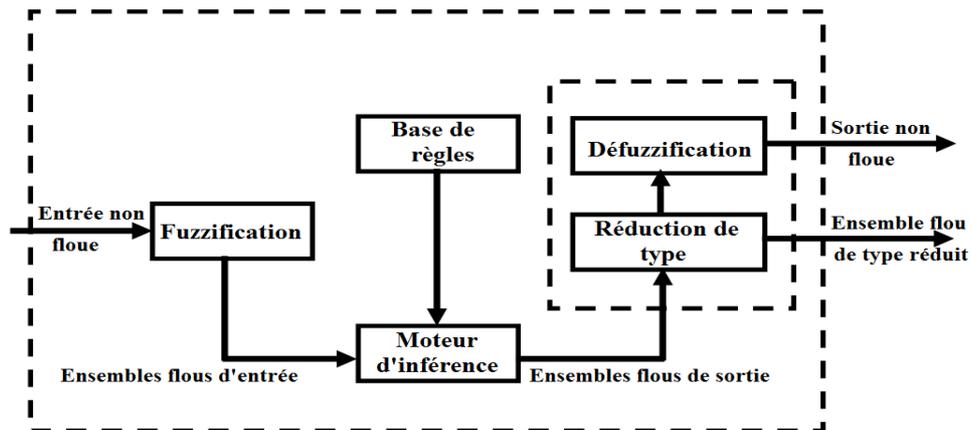


Figure 2.2. Structure d'un contrôleur flou type-2.

2.4.3. Inférence

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même [Men 02]. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2. L'opérateur ET est interprété par le produit algébrique et Alors par le produit. Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système le soit aussi.

2.4.4. Défuzzification

Pour obtenir une sortie ordinaire (non floue) du système flou type-2, nous devons défuzzifier l'ensemble de type réduit [Cha 06] [Nec 12].

Nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en ensemble flou type-1 utilisant la méthode des centres d'ensembles [Men 07]. Pour faire la réduction, nous avons utilisé la relation suivante :

$$Y(C^1, \dots, C^M, E^1, \dots, E^M) = \int_{C^1} \dots \int_{C^M} \int_{E^1} \dots \int_{E^M} 1 / \frac{\sum_{j=1}^M \tilde{c}^j e^j}{\sum_{j=1}^M e^j} = [c_L, c_R] \quad (2.3)$$

où :

Y : L'ensemble de type réduit caractérisé par ses deux points : à gauche y_l et à droite y_r ;

\tilde{c}^j : Un élément de l'intervalle type-2 $C^j = [c_L^j, c_R^j]$;

e^j : Un élément de l'intervalle d'activation $E^j = [\underline{e}^j, \bar{e}^j]$;

Le type réduit par (2.4) sera déterminé par le point le plus à droite et celui le plus à gauche, y_l et y_r , respectivement.

En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie non floue sera donnée par :

$$Y = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (2.4)$$

y_l peut être écrit comme un vecteur de fonctions à base floue (FBF) :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^M c_l^j e_l^j}{\sum_{j=1}^M e_l^j} = \sum_{j=1}^M c_l^j \xi_l^j = \underline{c}_l^T \underline{\xi}_l(x) \quad (2.5)$$

où :

e_l^j est le degré d'activation (soit \underline{e}^j ou \bar{e}^j), $\underline{\xi}_l(x) = [\xi_l^1, \dots, \xi_l^M]$ et $\underline{c}_l^T = [c_l^1, \dots, c_l^M]$ est la conclusion de système flou type-2.

Donc :

$$\xi_i^j = \frac{e_i^j}{\sum_{j=1}^M e_i^j} \quad (2.6)$$

De la même façon, on trouve :

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^M c_r^j e_r^j}{\sum_{j=1}^M e_r^j} = \sum_{j=1}^M c_r^j \xi_r^j = \underline{c}_r^T \underline{\xi}_r(\underline{x}) \quad (2.7)$$

$$\xi_r^j = \frac{e_r^j}{\sum_{j=1}^M e_r^j} \quad (2.8)$$

Finalement, (2.4) peut être réécrite :

$$Y = \frac{\underline{c}_l^T \underline{\xi}_l + \underline{c}_r^T \underline{\xi}_r}{2} \quad (2.9)$$

2.5. Commande adaptative floue type-2 pour un système électro-énergétique

Soit le système électro-énergétique défini par l'équation (1.43) ; l'objectif de cette section est de trouver une loi de commande forçant l'état du système à suivre une trajectoire de référence désirée bornée. Dans notre thèse, les variations de la vitesse angulaire et de la puissance d'accélération sont choisies comme variables d'état ; nous allons prendre le signal zéro comme trajectoire de référence ($y_r(t)=0$) pour assurer l'amortissement des oscillations et la stabilisation du système électro-énergétique.

Si l'on définit l'erreur de poursuite par $e = y_r - x_1 = -x_1$, le fait d'assurer sa convergence asymptotique équivaut à satisfaire l'équation suivante [Ess 04] [Cha 06]:

$$\ddot{e} + k_2 \dot{e} + k_1 e = 0 \quad (2.10)$$

où les coefficients k_2 et k_1 sont calculés de telle sorte que le polynôme $s^2 + k_2s + k_1$ ait des racines à partie réelle négative.

La deuxième dérivée de l'erreur de poursuite est donnée par :

$$\ddot{e} = -\ddot{x}_1 = -f(x) - g(x)u \quad (2.11)$$

En substituant (2.10) dans (2.11), on trouve :

$$-f(x) - g(x)u + k_2\dot{e} + k_1e = 0 \quad (2.12)$$

D'où l'on peut déduire la loi de commande :

$$u = g^{-1}(x) \left(-f(x) + k_2\dot{e} + k_1e \right) \quad (2.13)$$

Cette loi peut être donnée par la forme contractée suivante :

$$u = g^{-1}(x) \left(-f(x) + \underline{k}^T \underline{e} \right) \quad (2.14)$$

Avec $\underline{k} = [k_1, k_2]^T$ et $\underline{e} = [e, \dot{e}]^T$.

La loi de commande (2.14) ne peut être mise en œuvre que dans le cas, exclusif, où le système est complètement connu. Dans ce chapitre, nous allons, utiliser la logique floue type-2 pour obtenir des estimations de $f(x)$ et $g(x)$.

D'après le théorème d'approximation universelle, les fonctions inconnues $f(x)$ et $g(x)$ peuvent être approximées par \hat{f} et \hat{g} respectivement :

$$\hat{f}(x, \theta_f) = \frac{1}{2} [\xi_r^T \xi_i^T] [\theta_{f_r} \theta_{f_i}] \quad (2.15)$$

$$\hat{g}(x, \theta_g) = \frac{1}{2} [\xi_r^T \xi_l^T] [\theta_{gr} \theta_{gl}] \quad (2.16)$$

où :

$\xi_l = [\xi_l^1, \xi_l^2, \dots, \xi_l^m]^T$, $\xi_r = [\xi_r^1, \xi_r^2, \dots, \xi_r^m]^T$, $\theta_r = [\theta_{1r}, \theta_{2r}, \dots, \theta_{mr}]^T$ et $\theta_l = [\theta_{1l}, \theta_{2l}, \dots, \theta_{ml}]^T$, tel que, les formes compactes de \hat{f} et \hat{g} deviennent :

$$\hat{f}(x, \theta_f) = \xi^T(x) \theta_f \quad (2.17)$$

$$\hat{g}(x, \theta_g) = \xi^T(x) \theta_g \quad (2.18)$$

avec :

$\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]^T$ est le vecteur des paramètres ajustables et $\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m]^T$ le vecteur de fonctions de base floue (FBF).

L'erreur d'approximation est donnée par :

$$\varepsilon = \delta_f + \delta_g u \quad (2.19)$$

Tel que:

$$\delta_f = \xi^T(x) \theta_f^* - f(x) \quad (2.20)$$

$$\delta_g = \xi^T(x) \theta_g^* - g(x) \quad (2.21)$$

et θ_f^* , θ_g^* sont les paramètres optimaux d'approximation.

L'estimation des paramètres optimaux θ_f^* et θ_g^* est donnée par:

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_{x \in \Omega_x} |\hat{f}(x/\theta_f) - f(x)| \right] \quad (2.22)$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\sup_{x \in \Omega_x} |\hat{g}(x/\theta_g) - g(x)| \right] \quad (2.23)$$

où Ω_f , Ω_g et Ω_x sont des ensembles compacts convenables pour borner θ_f , θ_g et x , respectivement, qui sont définies par $\Omega_f = \{\theta_f / |\theta_f| \leq M_f\}$, $\Omega_g = \{\theta_g / |\theta_g| \leq M_g\}$ et $\Omega_x = \{x / |x| \leq M_x\}$, où M_f , M_g et M_x sont des constantes positives [Cha 06].

On peut également définir les erreurs suivantes :

$$\tilde{\theta}_f = \theta_f - \theta_f^* \quad (2.24)$$

$$\tilde{\theta}_g = \theta_g - \theta_g^* \quad (2.25)$$

Donc, nous pouvons choisir la loi de commande suivante:

$$u = \hat{g}^{-1}(x, \theta_g) \left(-\hat{f}(x, \theta_f) + \underline{k}^T \underline{e} \right) \quad (2.26)$$

La dérivée seconde de l'erreur de poursuite peut être écrite sous la forme suivante :

$$\ddot{e} = \ddot{y}_r - \ddot{x}_1 = -\underline{k}^T \underline{e} + \hat{f}(x, \theta_f) + \hat{g}(x, \theta_g) u - f(x) - g(x) u \quad (2.27)$$

$$\ddot{e} = -\underline{k}^T \underline{e} + (\hat{f}(x, \theta_f) - f(x)) + (\hat{g}(x, \theta_g) - g(x)) u \quad (2.28)$$

et sous la forme matricielle :

$$\dot{\underline{e}} = A \underline{e} + b [\hat{f}(x, \theta_f) - f(x) + (\hat{g}(x, \theta_g) - g(x)) u] \quad (2.29)$$

où :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix} \text{ et } b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

La matrice A étant stable, pour une matrice Q symétrique définie positive, on lui associe une équation de Lyapunov, ayant pour solution unique une matrice symétrique définie positive P , donnée par :

$$A^T P + PA = -Q \quad (2.31)$$

Pour minimiser l'erreur de poursuite ainsi que l'erreur d'approximation, afin d'étudier la stabilité globale du système bouclé et obtenir les lois d'adaptation des paramètres ajustables θ_f et θ_g , on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}^T P \underline{e} + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \quad (2.32)$$

avec γ_1 et γ_2 deux constantes positives.

La dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\underline{e}}^T P \underline{e} + \frac{1}{2} \underline{e}^T P \dot{\underline{e}} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (2.33)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \underline{e}^T (A^T P + PA) \underline{e} + \underline{e}^T P b (\hat{f}(x, \theta_f) - f(x) + (\hat{g}(x, \theta_g) - g(x)) u) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (2.34)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \underline{e}^T (A^T P + PA) \underline{e} + \underline{e}^T P b (-\tilde{\theta}_f^T \xi(x) - \tilde{\theta}_g^T \xi(x) u + \varepsilon) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (2.35)$$

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T P b (-\tilde{\theta}_f^T \xi(x) - \tilde{\theta}_g^T \xi(x) u + \varepsilon) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (2.36)$$

Si l'on choisit les lois d'adaptation suivantes, en utilisant l'algorithme de projection des paramètres, tel que les vecteurs de paramètres restent à l'intérieur des domaines contraints

[Cha 06] :

$$\dot{\theta}_f = \begin{cases} -\gamma_1 \underline{e}^T Pb \zeta^i(x) & \text{si } \left(|\theta_f| < M_f \text{ ou } |\theta_f| = M_f \text{ et } \underline{e}^T Pb \theta_f^T \zeta^i(x) \geq 0 \right) \\ -\gamma_1 \underline{e}^T Pb \zeta^i(x) + \gamma_1 \underline{e}^T Pb \frac{\theta_f \theta_f^T \zeta^i(x)}{|\theta_f|^2} & \text{si } \left(|\theta_f| = M_f \text{ et } \underline{e}^T Pb \theta_f^T \zeta^i(x) < 0 \right) \end{cases} \quad (2.37)$$

$$\dot{\theta}_g = \begin{cases} \dot{\theta}_g^i = \begin{cases} 0 & \text{si } \left(\theta_g^i = \varepsilon_a \text{ et } \underline{e}^T Pb \zeta^i(x) u \geq 0 \right) \\ -\gamma_2 \underline{e}^T Pb \zeta^i(x) u & \text{si } \left(\theta_g^i = \varepsilon_a \text{ et } \underline{e}^T Pb \zeta^i(x) u < 0 \right) \end{cases} \\ -\gamma_2 \underline{e}^T Pb \zeta^i(x) u & \text{si } \left(|\theta_g| < M_g \text{ ou } |\theta_g| = M_g \text{ et } \underline{e}^T Pb \theta_g^T \zeta^i(x) u \geq 0 \right) \\ -\gamma_2 \underline{e}^T Pb \zeta^i(x) u + \gamma_2 \underline{e}^T Pb \frac{\theta_g \theta_g^T \zeta^i(x) u}{|\theta_g|^2} & \text{si } \left(|\theta_g| = M_g \text{ et } \underline{e}^T Pb \theta_g^T \zeta^i(x) u < 0 \right) \end{cases} \quad (2.38)$$

où $\zeta^i(x)$ est la $i^{\text{ème}}$ composante de $\zeta(x)$.

L'équation (2.34) devient:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T Pb \varepsilon \quad (2.39)$$

$$\dot{V} \leq -\frac{\lambda_{\min Q} - 1}{2} |\underline{e}|^2 - \frac{1}{2} \left[|\underline{e}|^2 - 2 \underline{e}^T Pb \varepsilon + |Pb \varepsilon|^2 \right] + \frac{1}{2} |Pb \varepsilon|^2 \quad (2.40)$$

$$\dot{V} \leq -\frac{\lambda_{\min Q} - 1}{2} |\underline{e}|^2 + \frac{1}{2} |Pb \varepsilon|^2 \quad (2.41)$$

où $\lambda_{\min Q}$ est la valeur propre minimale de Q .

L'équation (2.41) peut être transformée en :

$$|\underline{e}|^2 \leq \frac{2}{\lambda_{\min Q} - 1} \left[-\dot{V} + \frac{1}{2} |Pb \varepsilon|^2 \right] \quad (2.42)$$

Par intégration des deux côtés de l'équation (2.42) entre 0 et t , on a :

$$\int_0^t |\underline{e}(\tau)|^2 d\tau \leq \frac{2}{\lambda_{\min \varrho} - 1} \left(V(0) - \sup_{t \geq 0} V(t) \right) + \frac{1}{\lambda_{\min \varrho} - 1} |Pb|^2 \int_0^t |\varepsilon(\tau)|^2 d\tau \quad (2.43)$$

Si l'on pose : $a = \frac{2}{\lambda_{\min \varrho} - 1} \left(V(0) - \sup_{t \geq 0} V(t) \right)$ et $b = \frac{1}{\lambda_{\min \varrho} - 1} |Pb|^2$, on peut écrire :

$$\int_0^t |\underline{e}(\tau)|^2 d\tau \leq a + b \int_0^t |\varepsilon(\tau)|^2 d\tau \quad (2.44)$$

De (2.44), si $\varepsilon \in L_2$, nous avons $\underline{e} \in L_2$ et $\dot{\underline{e}} \in L_\infty$. En utilisant le lemme de Barbalat, donc $\lim_{t \rightarrow \infty} |\underline{e}(t)| = 0$. Si les paramètres d'ajustement sont bornés, la commande (2.26) dans laquelle les approximateurs sont des systèmes flous type-2 adaptatifs avec la mise à jour donnée par (2.37) et (2.38), est stabilisante.

2.6. Exemple

Soit le système électro-énergétique constitué d'une machine synchrone liée à un jeu de barres infini présenté en figure 1.9 et représenté par un modèle non linéaire exprimé par l'équation (1.43). On applique un défaut triphasé durant 60 ms sur le jeu de barres infini (figure 1.9) et on utilise la loi de commande (2.26). Notre objectif est de stabiliser le système électro-énergétique après le défaut et d'amortir les oscillations en utilisant la commande adaptative floue type-2. Les résultats de simulation sont présentés afin de vérifier les performances et la stabilité de la commande présentée sous trois tests. Les ensembles flous type-2 pour les entrées sélectionnées sont définis selon les fonctions d'appartenance de la figure 2.3 et figure 2.4.

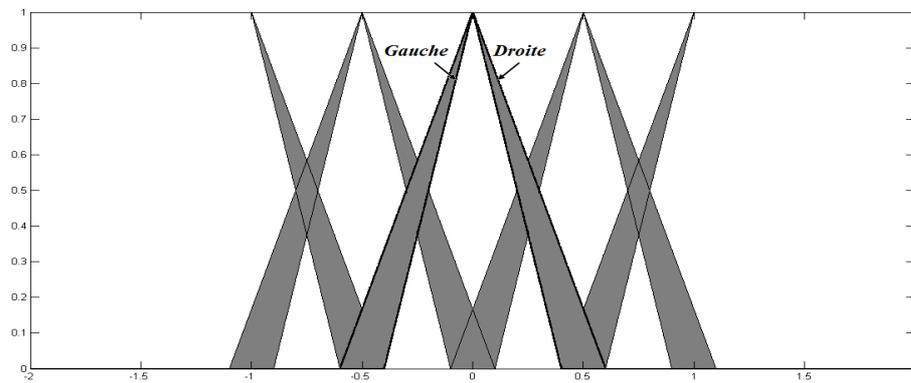


Figure 2.3. Fonctions d'appartenance type-2 de $\Delta\omega$.

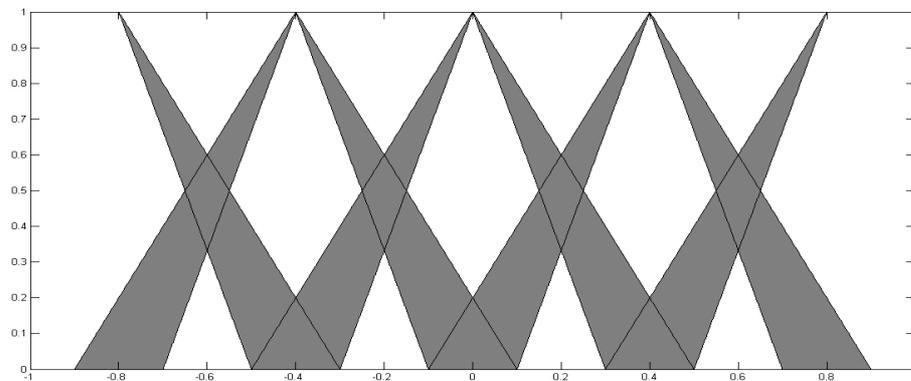


Figure 2.4. Fonctions d'appartenance type-2 de ΔP .

Les résultats des variations de la vitesse angulaire et de la puissance électrique pour le cas nominal du système sont présentés sur les figures 2.5 et 2.6, dans le cas de fortes charges sont présentés sur les figures 2.8 et 2.9 et dans le cas de faibles charges sont présentés sur les figures 2.11 et 2.12.

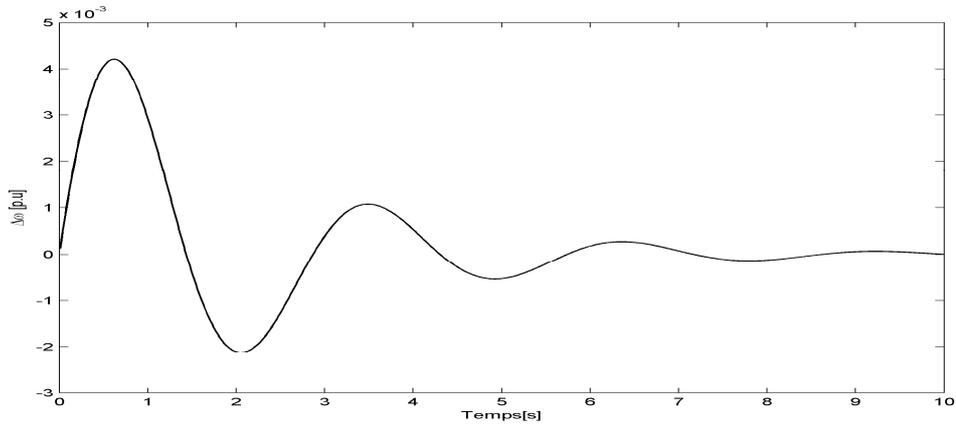


Figure 2.5. Cas 1 : Variation de la vitesse angulaire.

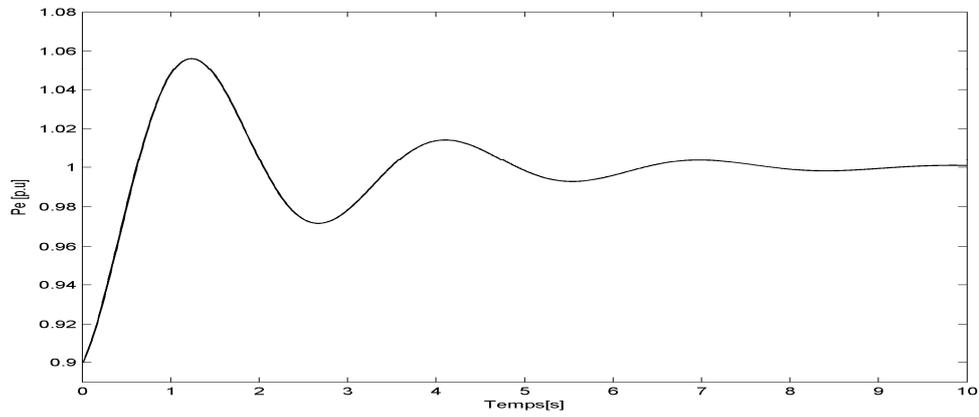


Figure 2.6. Cas 1 : Variation de la puissance électrique.

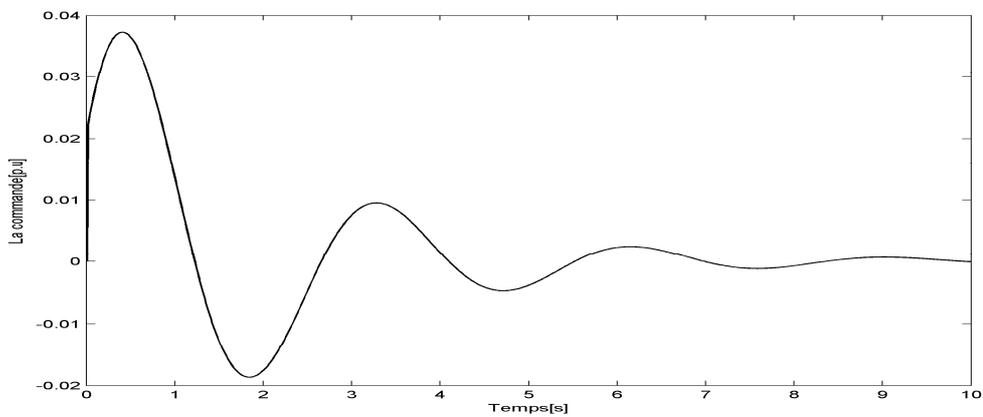


Figure 2.7. Cas 1 : Commande floue type-2.

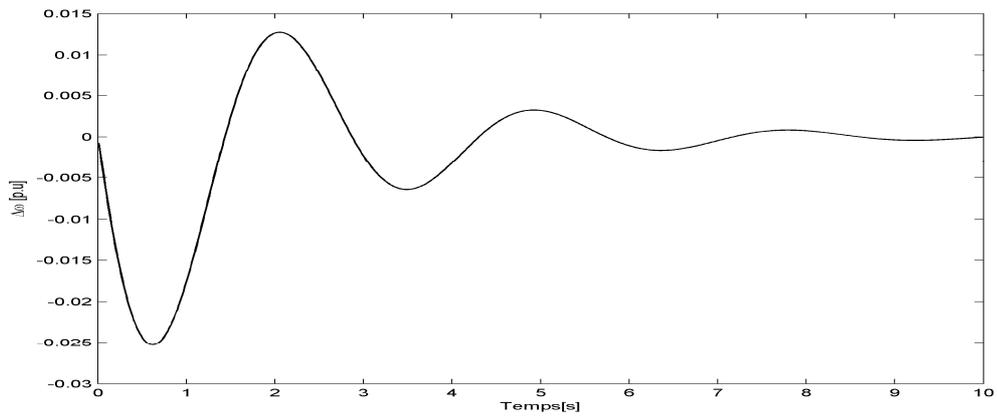


Figure 2.8. Cas 2 : Variation de la vitesse angulaire.

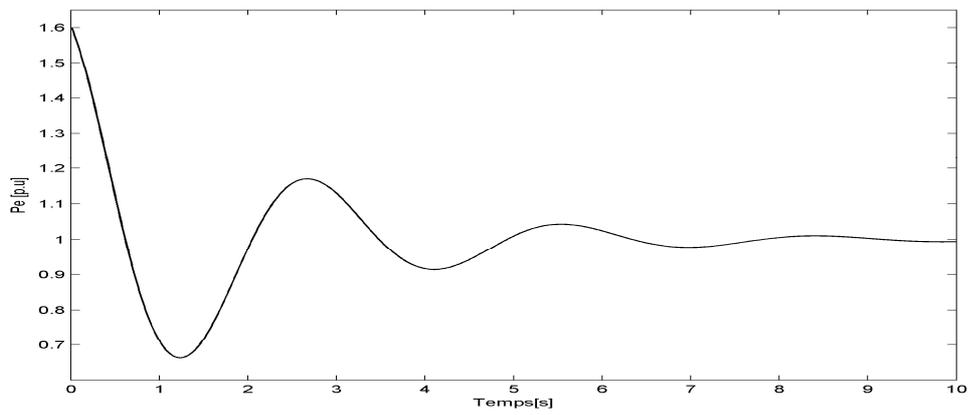


Figure 2.9. Cas 2 : Variation de la puissance électrique.

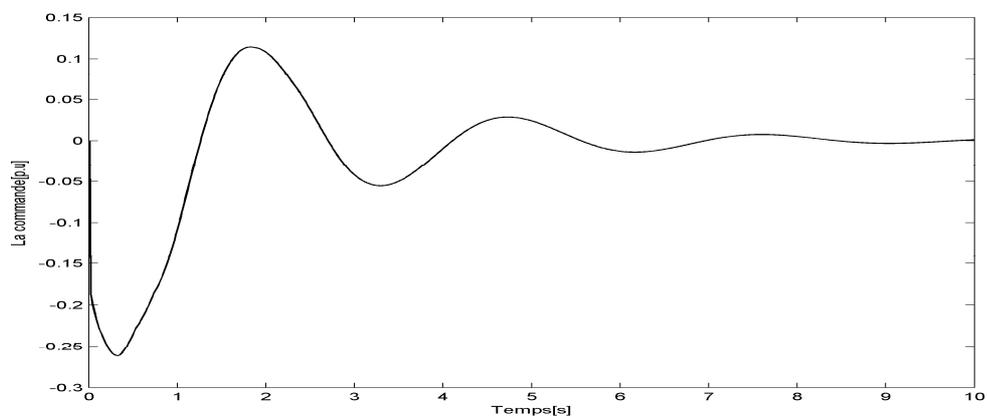


Figure 2.10. Cas 2 : Commande floue type-2.

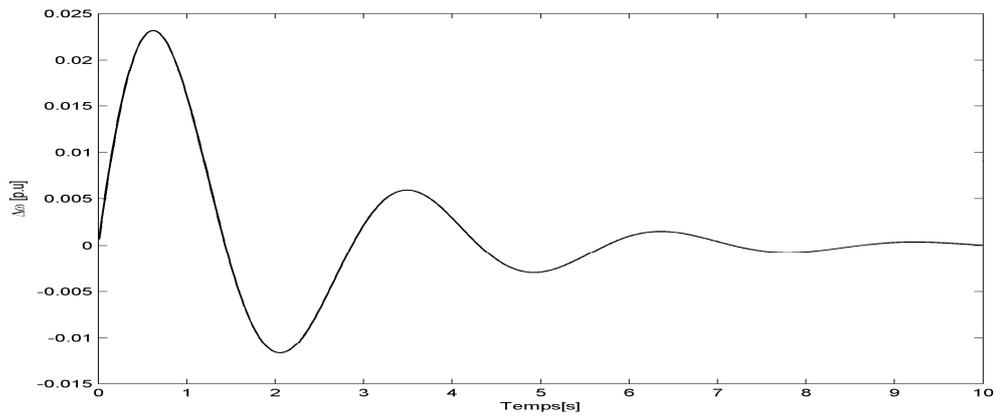


Figure 2.11. Cas 3 : Variation de la vitesse angulaire.

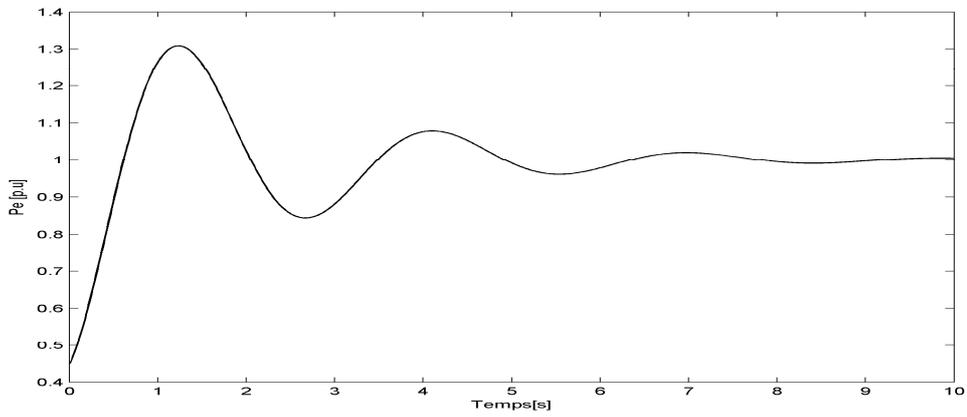


Figure 2.12. Cas 3 : Variation de la puissance électrique.

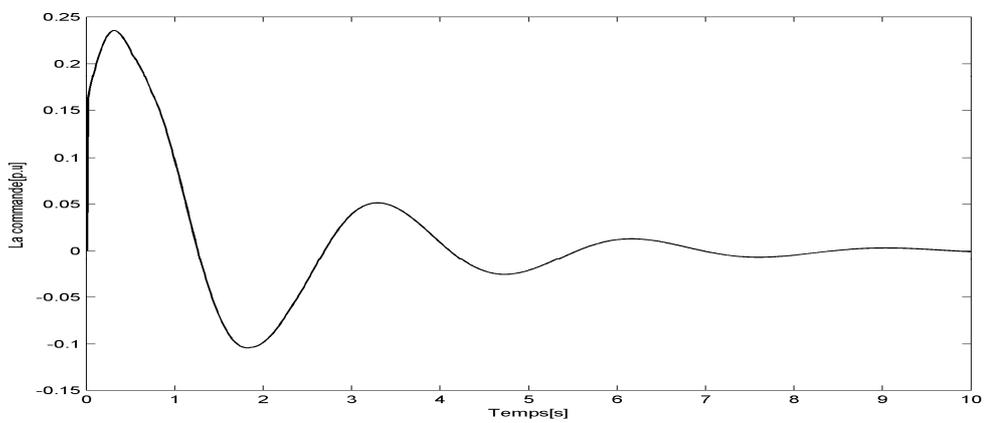


Figure 2.13. Cas 3 : Commande floue type-2.

On remarque que la commande adaptative floue type-2 permet d'éliminer les oscillations que subit le système bien que l'amortissement semble assez faible au vu du temps de réponse assez long apparent dans les figures 2.5 à 2.12.

2.7. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de présenter les éléments de base nécessaire à la conception d'une commande adaptative floue, à savoir, la commande adaptative floue type-2 d'un système électro-énergétique et l'ajustement des paramètres.

Nous avons donné un aperçu général sur la commande par la logique floue et les contrôleurs flous. Cette méthodologie de commande qui utilise la fuzzification, l'inférence, la défuzzification et les fonctions d'appartenance. Nous avons présenté les concepts de base des systèmes flous type-1 et type-2. A travers un exemple de simulation, nous avons montré que la commande adaptative floue type-2 indirecte permet d'éliminer les oscillations sauf que le temps de réponse ne semble pas adéquat comparé au temps obtenu des stabilisateurs classiques.

Le manque de robustesse en performance apparent dans les résultats de simulation suggère d'autres approches plus robustes.

Nous nous proposons d'aborder dans le chapitre suivant une technique de commande dont la robustesse est bien établie [Utk 77].

Chapitre 3

Commande par Mode Glissant

3.1. Introduction

Les processus physiques sont généralement non linéaires, mal définis et ont des paramètres variables. Par exemple, dans le cas des machines synchrones les équations dynamiques sont non linéaires et les paramètres intervenant dans leur description dépendent de la charge. D'autre part, un modèle mathématique n'est rien d'autre qu'une représentation approximative de la réalité physique et cependant nous ne disposons que de ce modèle pour construire une loi de commande. Ainsi en vertu de la physique du système, qu'il nous faudra

prendre en compte, la commande devra être robuste dans le sens où elle devra assurer une faible sensibilité aux incertitudes sur les paramètres, à leurs variations et aux perturbations.

Les systèmes de commande à structure variable semblent être une bonne solution à ce problème. Ils sont basés sur l'utilisation d'un terme discontinu dans la commande afin de contraindre le point représentatif de l'évolution du système à vérifier une équation différentielle, choisie a priori généralement linéaire, imposant au système une dynamique choisie par le concepteur.

Dans la réalité, il est souvent très difficile de représenter fidèlement un processus et de connaître toutes les variables mise en jeu. Par conséquent, la loi de commande qui lui sera associée doit être robuste afin de pallier à certaines non linéarités ou erreurs d'identification.

La commande par mode glissant permet de répondre à ce problème, cette robustesse se fera au détriment des performances. En effet, la discontinuité de la commande induit des vibrations haute-fréquences indésirables en pratique. De plus, la surface de glissement définie dans le formalisme réduit l'ordre du système en boucle fermée, ce qui ne permet pas dans certains cas, d'imposer au système un mode de stabilisation.

Dans le but de remédier à ces inconvénients, on se propose dans ce chapitre de définir, pour des systèmes non linéaires, une commande par mode glissant qui soit robuste, performante et présentant une simplicité de mise en œuvre. Celle-ci est basée sur la mise en œuvre d'une surface de glissement de même ordre que le système. La surface ainsi définie fait intervenir une loi de commande particulière, appelée commande par mode glissant sans la phase d'approche.

La simulation d'un système électro-énergétique démontre la robustesse de la commande par mode glissant proposée.

3.2. Systèmes à structure variable aux régimes glissants

La théorie des systèmes à structure variable, initialisée au début du 20^{ème} siècle, a pris ses essors dans les années 60 par Emelyanov [Eme 67] et, à cause de la structure du contrôleur utilisé qui peut commuter d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures. A titre d'exemple, on peut citer les circuits de conversion de puissance, où le système est gouverné par une équation différentielle différente pour chaque état de l'interrupteur [Haj 97].

La théorie des systèmes à structure variable et le mode glissant associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des dernières décennies. Ce n'est que durant le premier congrès de l'IFAC de 1960 qu'une discussion a été menée sur la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation [Ack 98].

La dynamique du système ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x, t)$ et dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie, ce qui explique l'insensibilité de cette loi de commande vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques.

3.3. Description du mode glissant pour les systèmes non linéaires

3.3.1. Définition

La technique de mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [Nec 02].

3.3.2. Approche de la commande équivalente

La dynamique glissante résulte de l'action du champ équivalent, donné par la commande, appelée commande équivalente, qui rend la surface de glissement invariante [Utk 92]. Cette condition d'invariance a été reprise en utilisant les concepts de la géométrie

différentielle [Sir 88]. On considère le système non linéaire de dimension n sous la forme canonique de commandabilité, décrit par l'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1}, & i = 1, \dots, (n-1) \\ \dot{x}_n = f(x, t) + g(x, t)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.1)$$

avec $f(x, t)$, $g(x, t)$ des fonctions non linéaires et $u \in \mathfrak{R}$, une loi de commande vérifiant :

$$\begin{cases} u = u^+ & \text{Si : } S(x) > 0 \\ u = u^- & \text{Si : } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

u_{eq} est la commande équivalente qui rend la surface de glissement S invariante et vérifie, pour $x \in S$ l'inégalité [Bra 10] [Haj 97]:

$$\min(u^-, u^+) < u_{eq} < \max(u^-, u^+) \quad (3.3)$$

En notant :

$$u_{\min} = \min(u^-, u^+) \text{ et } u_{\max} = \max(u^-, u^+) \quad (3.4)$$

La commande équivalente correspond au régime glissant idéal (ni seuil, ni retard, ni hystérésis), c'est à dire pour lequel le glissement est décrit en utilisant la condition d'invariance :

$$S(x) = 0 \text{ et } \dot{S}(x) = 0 \quad (3.5)$$

On prend S de la forme :

$$S = \sum_{i=1}^n a_i x_i, \quad a_n = 1 \quad (3.6)$$

Les $a_i (i=1, \dots, n)$ sont choisis de telle sorte que $a_0 + a_1 s + \dots + a_{(n-1)} s^{n-1} + s^n$ soit un polynôme d'Hurwitz.

Nous présentons l'approche la plus classique [Utk 92], où la surface de glissement S est une solution de l'équation :

$$\dot{S} = -M \text{sign}(S) \quad (3.7)$$

tel que :

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} +1 & \text{Si } S(x) > 0 \\ 0 & \text{Si } S(x) = 0 \\ -1 & \text{Si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

et M est une constante strictement positive appelée gain de glissement.

Le choix de la surface S permet de satisfaire la condition d'attractivité :

$$S\dot{S} < 0 \quad \text{Si } S \neq 0 \quad (3.9)$$

En effet :

$$S\dot{S} = -M|S| < 0, \quad \text{Si } S \neq 0 \quad (3.10)$$

Considérons (3.6), la dérivée de S s'écrit :

$$\dot{S} = \dot{x}_n + \sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} \quad (3.11)$$

L'équation (3.7) permet d'établir la relation :

$$\dot{x}_n = -\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - M \text{sign}(S) \quad (3.12)$$

Ce qui permet de définir la commande :

$$u = \frac{1}{g(x,t)} \left(-\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - M \text{sign}(S) - f(x,t) \right) \quad (3.13)$$

Cette commande apparaît comme la somme d'un signal de basse fréquence u_{eq} et d'un signal de haute fréquence Δu assurant le régime glissant. En effet, on a :

$$\begin{cases} u_{eq} = \frac{1}{g(x,t)} \left(-\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - f(x,t) \right) \\ \Delta u = \frac{-M \text{sign}(S)}{g(x,t)} \end{cases} \quad (3.14)$$

Il est important de bien choisir les coefficients $a_i (i=1, \dots, n)$ de la surface de glissement S puisqu'ils déterminent la dynamique et le mode de stabilisation.

3.3.3. Domaine de glissement

La détermination du domaine de glissement peut se ramener à l'étude de la stabilité du système en régime glissant [Utk 92]. Pour cela, on suppose que le glissement s'effectue dans un voisinage tubulaire de la surface S (glissement réel) qu'on fera tendre, dans le cas d'un glissement idéal, vers la variété glissante S . Les résultats de Lyapunov [Lya 92] concernant la stabilité des systèmes non linéaires peuvent être ainsi étendus aux régimes glissants [Utk 92].

Pour qu'un domaine D de la variété $S=0$ soit un domaine de glissement pour le système (3.1), il suffit que pour tout x de ce domaine, il existe une fonction $V(S,x,t)$,

continûment différentiable par rapport à chacun de ses arguments, définie sur un ensemble Ω contenant l'origine et vérifiant les conditions ci-dessous [Utk 92] [Haj 97]:

- $V(S, x, t)$ est définie positive : $V(S, x, t) > 0$ si $S \neq 0$ et $V(0, x, t) = 0$.
- $\frac{dV(S, x, t)}{dt}$ est définie négative pour tout $S(x) \neq 0$.

3.3.4. Robustesse par rapport aux perturbations

Considérons le système dynamique défini par :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1}, & i = 1, \dots, (n-1) \\ \dot{x}_n = f(x, t) + g(x, t)u + p(x, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.15)$$

où $p(x, t)$ représente les perturbations extérieures, les variations paramétriques et l'effet de certaines non linéarités. On se place dans le cas où l'hypothèse :

$$|p(x, t)| \leq p^1 \quad (3.16)$$

est satisfaite, avec p^1 est une constante positive [Sir 88] [Haj 97].

On désire assurer la condition d'attractivité (3.9) de la surface $S = 0$. En utilisant (3.15), le calcul de $S\dot{S}$ donne

$$S\dot{S} = S \left(\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} + f(x, t) + g(x, t)u + p(x, t) \right) \quad (3.17)$$

alors la commande par mode glissant, défini par :

$$u = \frac{1}{g(x,t)} \left(- \sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - p(x,t) - M \operatorname{sign}(S) - f(x,t) \right) \quad (3.18)$$

assure l'attractivité de la surface $S(x)=0$ et maintient l'évolution sur celle-ci une fois atteinte si le gain de glissement M est supérieur à la borne maximum de la perturbation $p(x,t)$.

Soit, en considérant (3.16) :

$$M > p^1 \quad (3.19)$$

où p^1 est une borne connue.

3.4. Extensions méthodologiques

Malgré les différents avantages de la commande à structure variable, son utilisation dans certains domaines, a été entravée par les oscillations du régime glissant dues aux imperfections (hystérésis, retard) des éléments de commutations, qui excitent les dynamiques de hautes fréquences non modélisées.

Afin d'y remédier, de nombreux algorithmes à structures variables ont été développés durant la dernière décennie [Slo 83] [Ess 03] [Ham 04] [Kha 11]. Parmi celles-ci, on peut citer la fonction de saturation présentée dans [Slo 83].

3.4.1. Commande continue dans une bande de la surface

La solution proposée par Slotine [Slo 83] consiste à remplacer la loi de commande discontinue par une loi continue en x à l'extérieur d'une fine bande située au voisinage de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande.

3.4.1.1. Forme de Slotine [Slo 83]

On choisit pour la composante haute fréquence :

$$\Delta u_i = -M_i \text{sat}\left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) \quad (3.20)$$

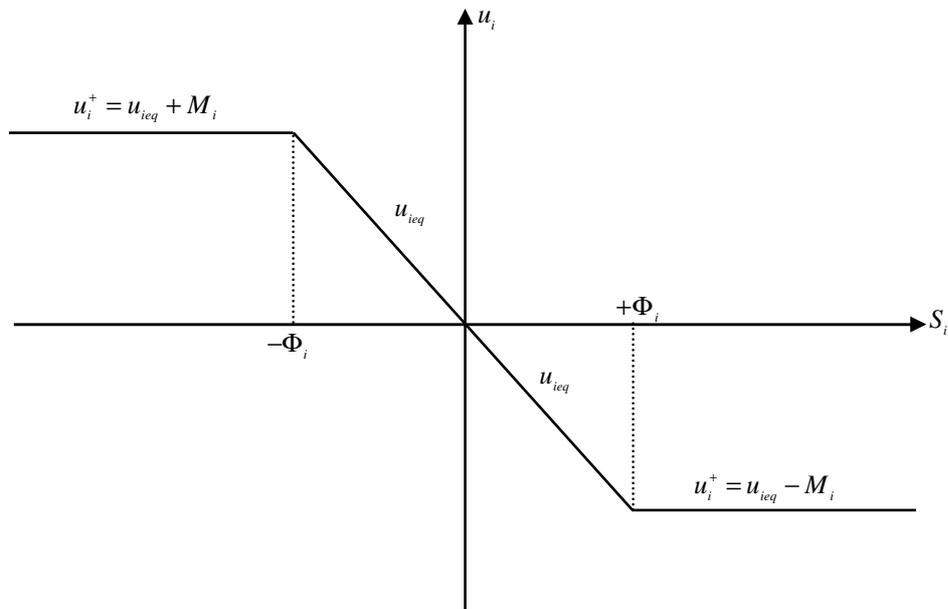


Figure 3.1. Loi de commande par bande continue au voisinage de la surface de glissement selon Slotine.

donc la commande continue dans une bande fine par mode glissant est définie à partir des conditions suivantes :

$$\text{Si } \left| \frac{S_i}{\Phi_i} \right| \leq 1 \text{ alors } \text{sat}\left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) = \left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) \text{ et } u_i = u_{ieq} - M_i \frac{S_i}{\Phi_i} \quad (3.21)$$

$$\text{Si } \left| \frac{S_i}{\Phi_i} \right| > 1 \text{ alors } \text{sat}\left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) = \text{sign}(S_i) \text{ et } u_i = u_{ieq} - M_i \text{sign}(S_i) \quad (3.22)$$

Nous proposons de renforcer la robustesse en utilisant une commande de mode glissant sans phase d'approche.

3.4.2. Commande par mode glissant sans phase d'approche

L'approche de commande par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une loi de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Durant la phase d'approche, le système est sensible aux incertitudes et aux perturbations, ce qui affaiblit la robustesse du système. Dans ce chapitre, nous proposons de modifier la trajectoire de la surface de glissement de telle sorte que celle-ci passe par le point initial, ce qui permet la suppression de la phase d'approche, et par conséquent, renforcera la robustesse vu que la trajectoire du système sera sur la surface dès l'instant initial (figure 3.6) [Hus 08] [Nec 12a].

Pour cela, on considère une surface de glissement sous la forme suivante :

$$S = x_2 + \beta x_1 - \frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \arctan(t) \right) (x_2(0) + \beta x_1(0)) \quad (3.23)$$

tel que β est une constante positive, $x_1(0)$ et $x_2(0)$ représentent l'état initial.

La dérivée de (3.23) par rapport au temps peut être réécrite sous la forme (3.24) :

$$\dot{S} = \dot{x}_2 + \beta \dot{x}_1 + \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{1+t^2} \right) (x_2(0) + \beta x_1(0)) \quad (3.24)$$

En utilisant (3.24) pour satisfaire la condition (3.25) :

$$S\dot{S} < 0 \quad (3.25)$$

La résolution de cette inéquation, par rapport à u , fournit des solutions assurant l'évolution du système en régime glissant. D'où :

$$u = -g^{-1}(x, t) \left(f(x, t) + \beta x_2 + \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{1+t^2} \right) (x_2(0) + \beta x_1(0)) + M \text{sign}(S) \right) \quad (3.26)$$

Pour étudier la stabilité globale du système bouclé, on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (3.27)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} \quad (3.28)$$

$$\dot{V} = S^T \left[\dot{x}_2 + \beta x_2 + \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{1+t^2} \right) (x_2(0) + \beta x_1(0)) \right] \quad (3.29)$$

$$\dot{V} = S^T \left[f(x,t) + g(x,t)u + \beta x_2 + \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{1+t^2} \right) (x_2(0) + \beta x_1(0)) \right] \quad (3.30)$$

$$\dot{V} = -M|S| \quad (3.31)$$

donc :

$$\dot{V} \leq 0 \quad (3.32)$$

Ainsi la commande (3.26) est stabilisante.

3.5. Exemple d'application

3.5.1. Commande discontinue

Reprenons l'exemple d'un système électro-énergétique constitué d'une machine synchrone liée à un jeu de barres infini. On refait le même travail sauf que, on applique la commande par mode glissant pour stabiliser le système et amortir les oscillations.

Dans ce cas, la surface est donnée par :

$$S = x_2 + \beta x_1 \quad (3.33)$$

En utilisant l'équation (3.9), la condition de glissement devient :

$$S\dot{S} = S(f(x,t) + g(x,t)u + \beta x_2) < 0 \quad (3.34)$$

La résolution de cette inéquation, par rapport à u , fournit des solutions assurant l'évolution du système en régime glissant. La commande

$$u = g^{-1}(x,t)(-f(x,t) - \beta x_2 - M \text{sign}(S)) \quad (3.35)$$

assure l'attractivité de la surface S .

Trois cas ont été étudiés en simulation où il y a un défaut triphasé appliqué sur le jeu de barre infini (figure 1.9) durant 60 ms. Par suite, pour satisfaire la condition d'attractivité de la surface et de robustesse de la commande, on choisit le gain de glissement suivant $M > 0.07$. Les figures suivantes présentent les résultats de simulation.

3.5.1.1. Premier test : charge nominale

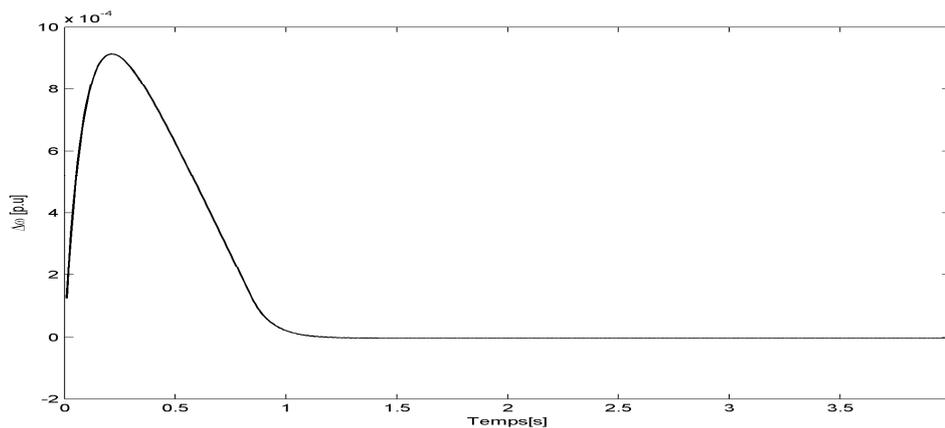


Figure 3.2. Variation de la vitesse angulaire.

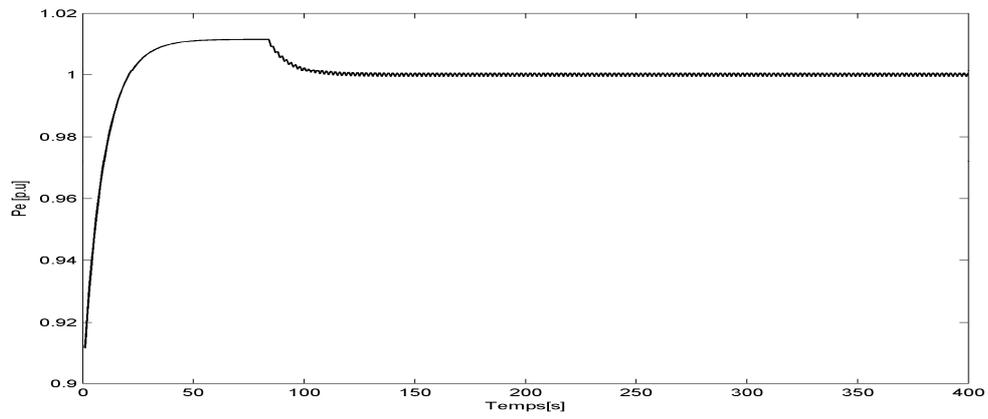


Figure 3.3. Variation de la puissance électrique.

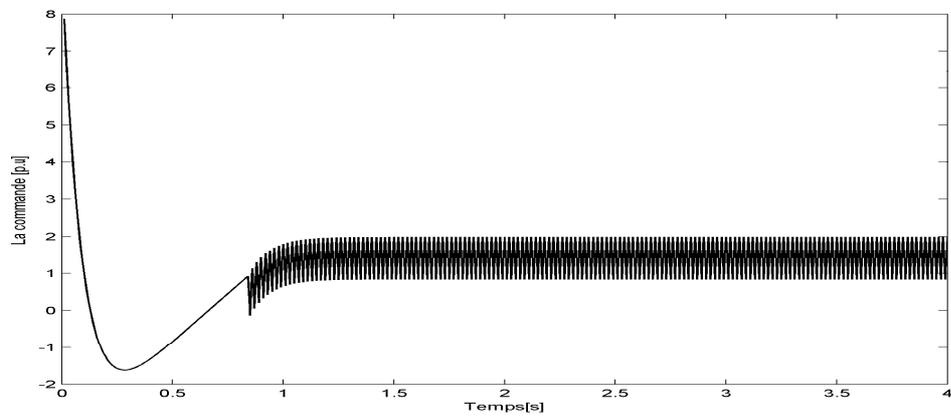


Figure 3.4. Commande discontinue.

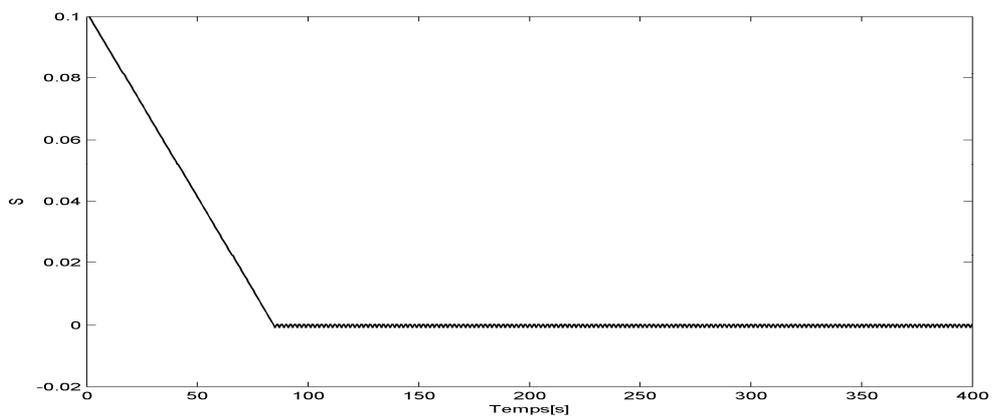


Figure 3.5. Variations de S.

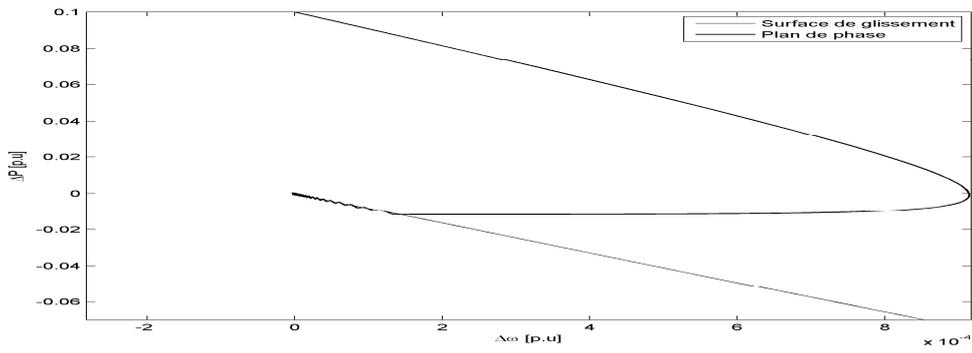


Figure 3.6. Plan de phase.

3.5.1.2. Deuxième test : charge forte

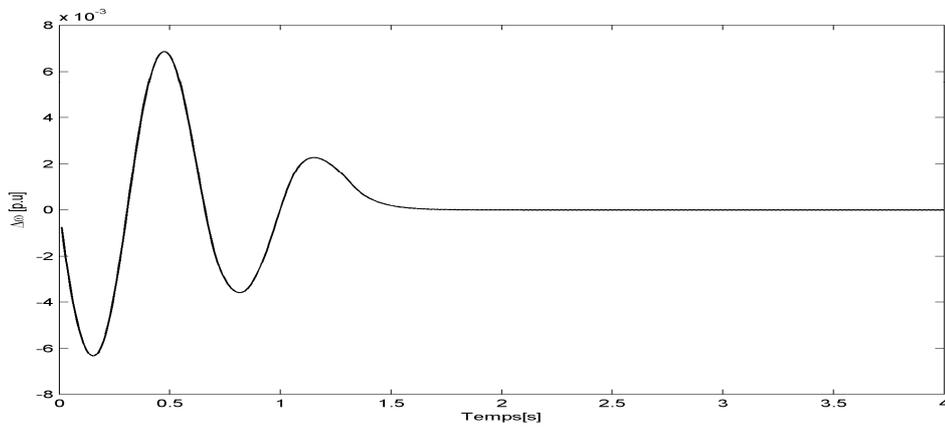


Figure 3.7. Variation de la vitesse angulaire.

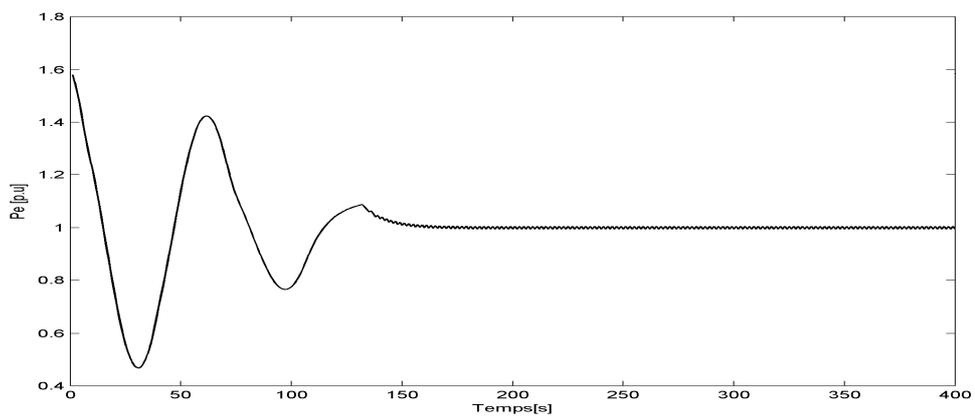


Figure 3.8. Variation de la puissance électrique.

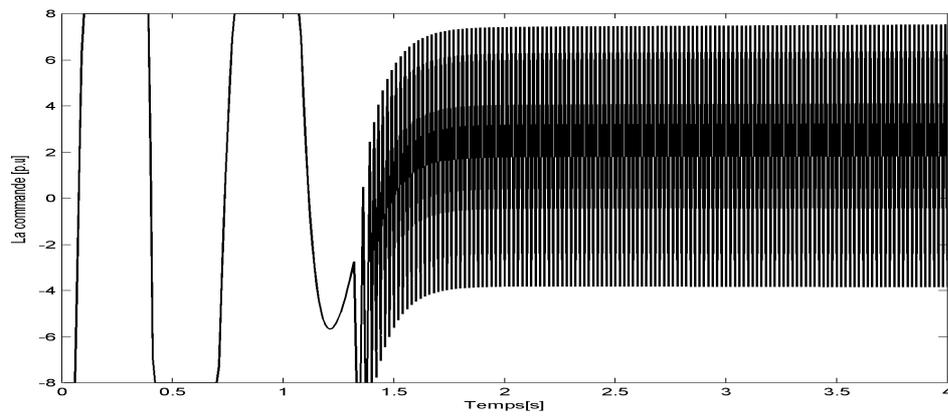


Figure 3.9. Commande discontinue.

3.5.1.3. Troisième test : charge faible

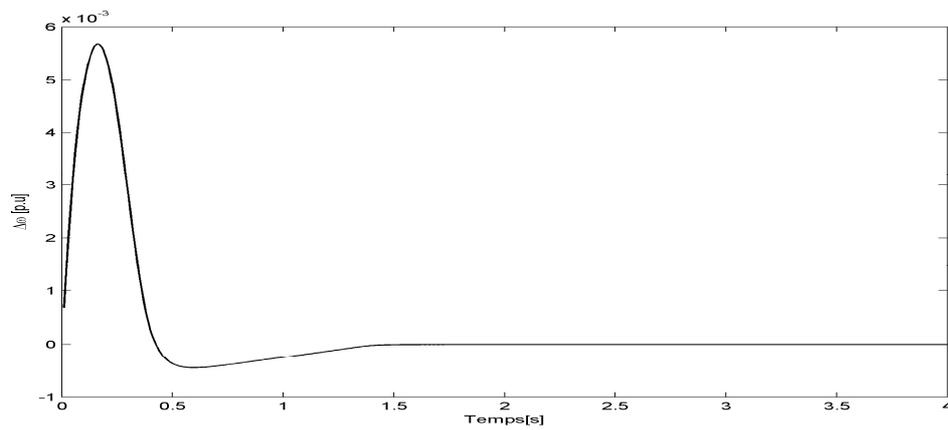


Figure 3.10. Variation de la vitesse angulaire.

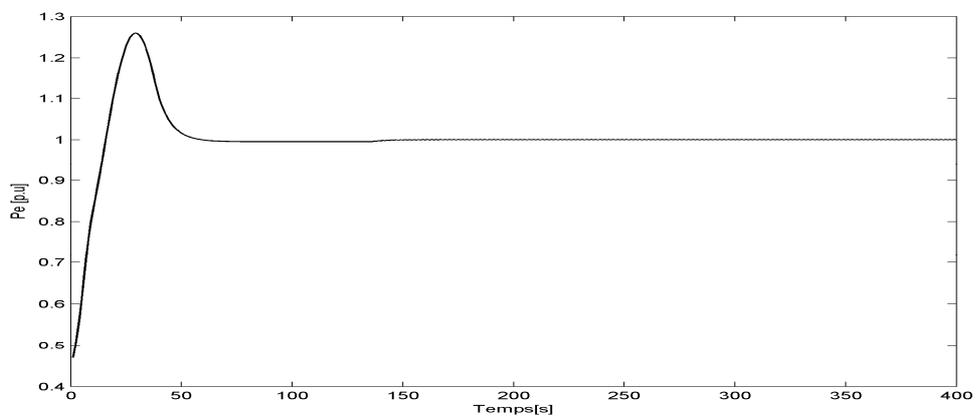


Figure 3.11. Variation de la puissance électrique.

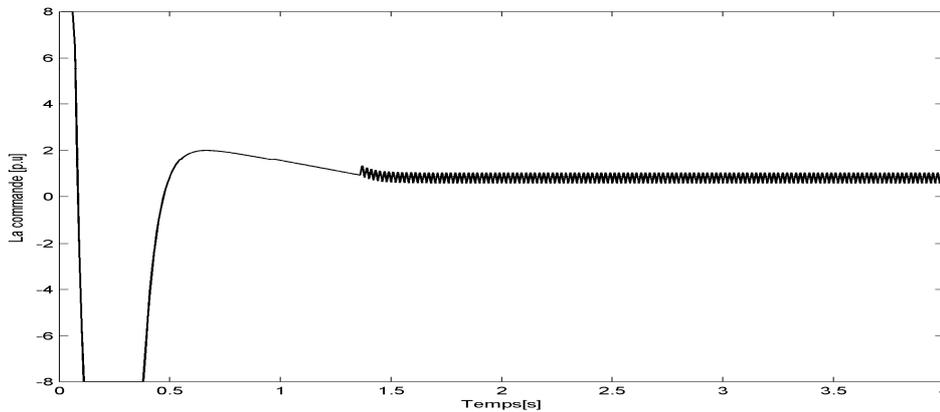


Figure 3.12. Commande discontinue.

On constate que les variations de la vitesse angulaire s'annulent (sortie du système post-perturbé) après un temps court. Ce type de loi de commande permet donc d'atteindre l'objectif souhaité (la stabilité du système électro-énergétique et l'amortissement des oscillations), mais engendre des oscillations donnant lieu sur certaines grandeurs à un phénomène de broutement indésirable en pratique.

3.5.2. Commande continue

Reprenons le même exemple, en remplaçant la fonction $sign(S)$ dans (3.35) par la fonction $sat\left(\frac{S}{\Phi}\right)$, il en résulte pour la loi de commande l'expression :

$$u = g^{-1}(x, t) \left(-f(x, t) - \beta x_2 - Msat\left(\frac{S}{\Phi}\right) \right) \quad (3.36)$$

3.5.2.1. Premier test : charge nominale

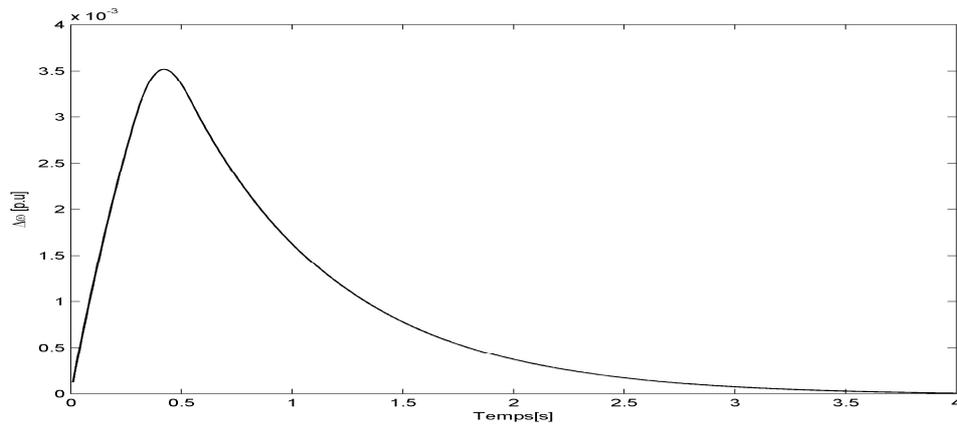


Figure 3.13. Variation de la vitesse angulaire.

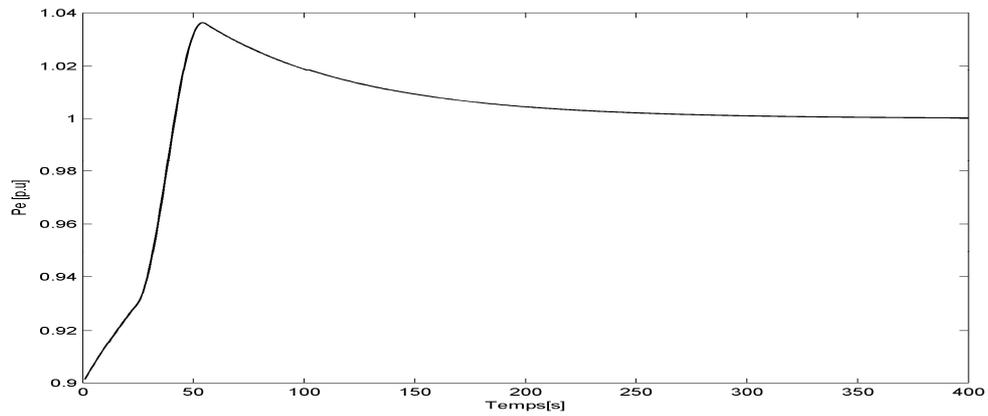


Figure 3.14. Variation de la puissance électrique.

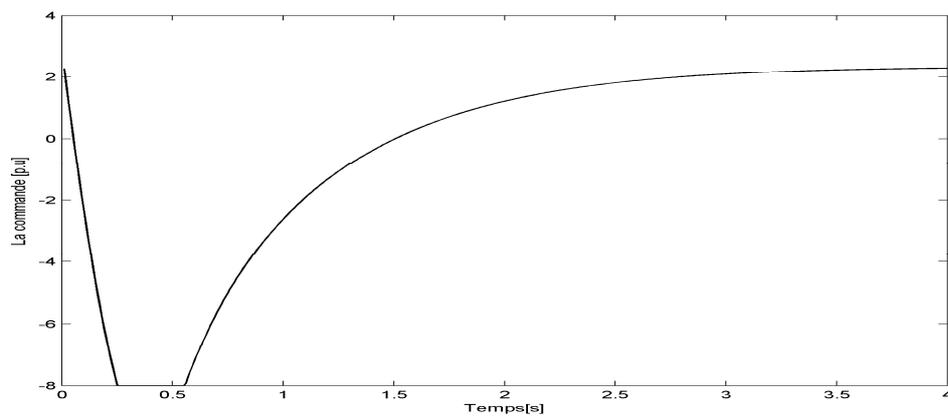


Figure 3.15. Commande continue.

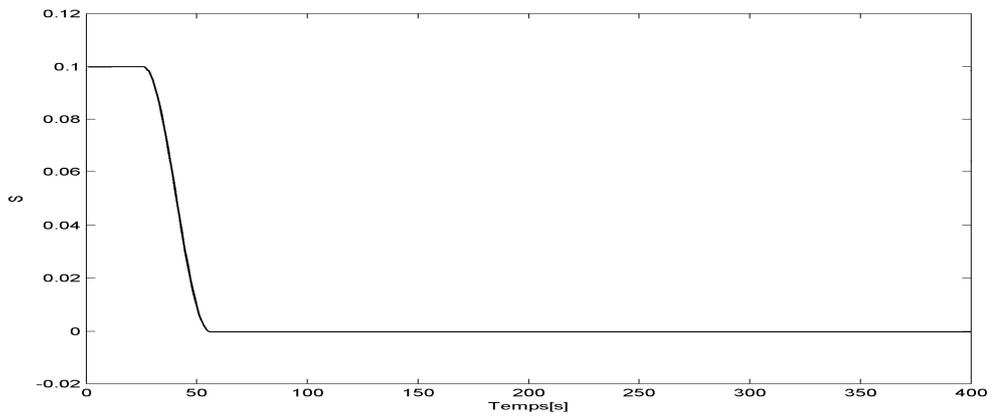


Figure 3.16. Variations de S.

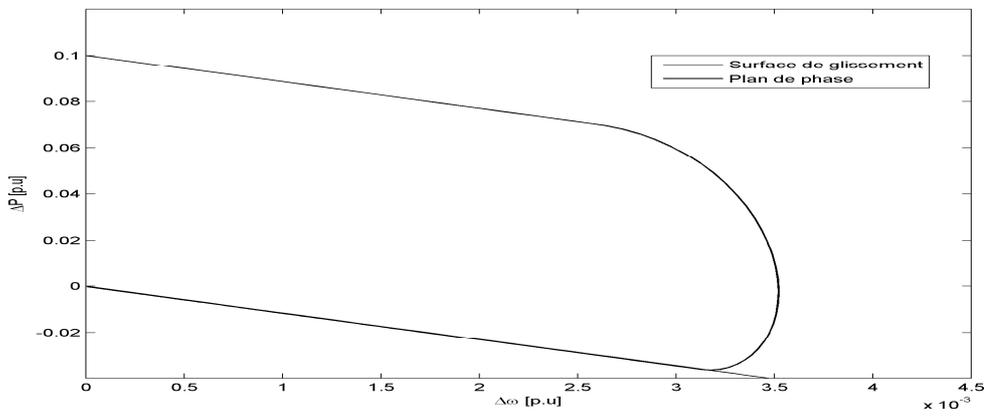


Figure 3.17. Plan de phase.

3.5.2.2. Deuxième test : charge forte

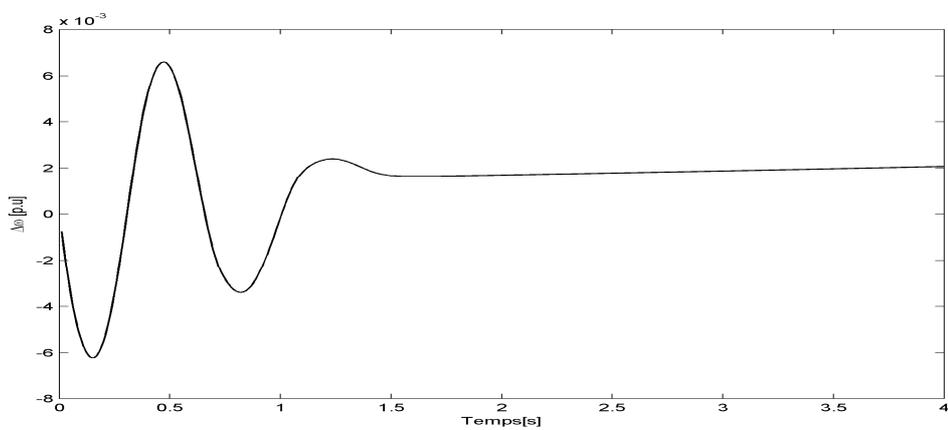


Figure 3.18. Variation de la vitesse angulaire.

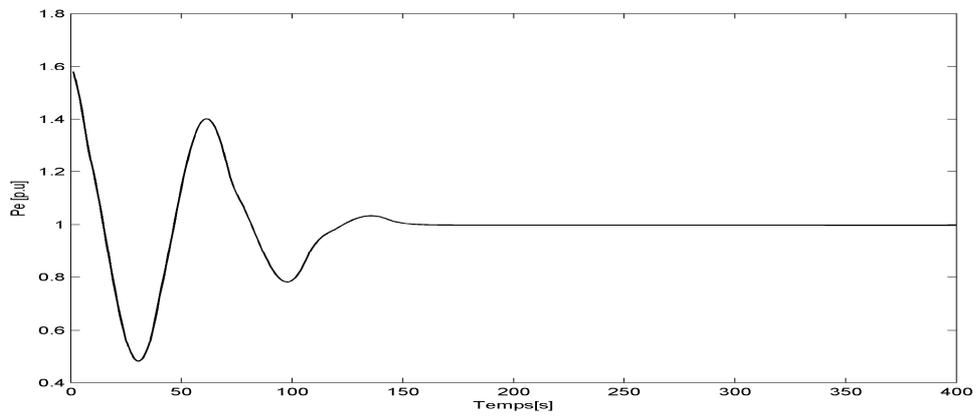


Figure 3.19. Variation de la puissance électrique.

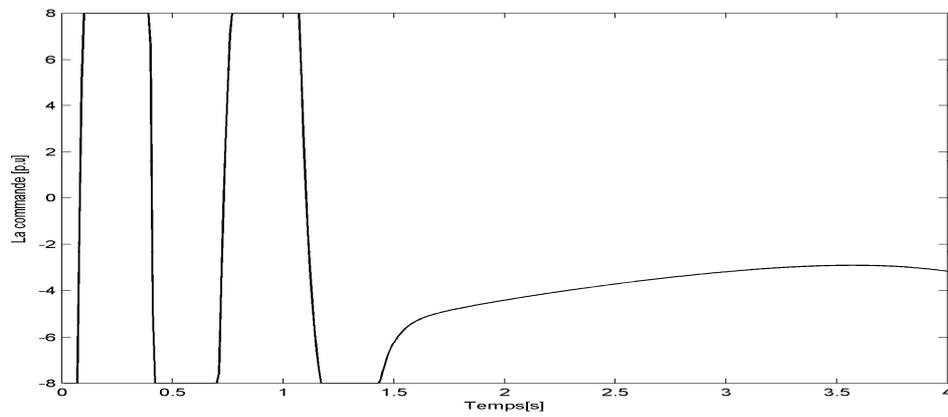


Figure 3.20. Commande continue.

3.5.2.3. Troisième test : charge faible

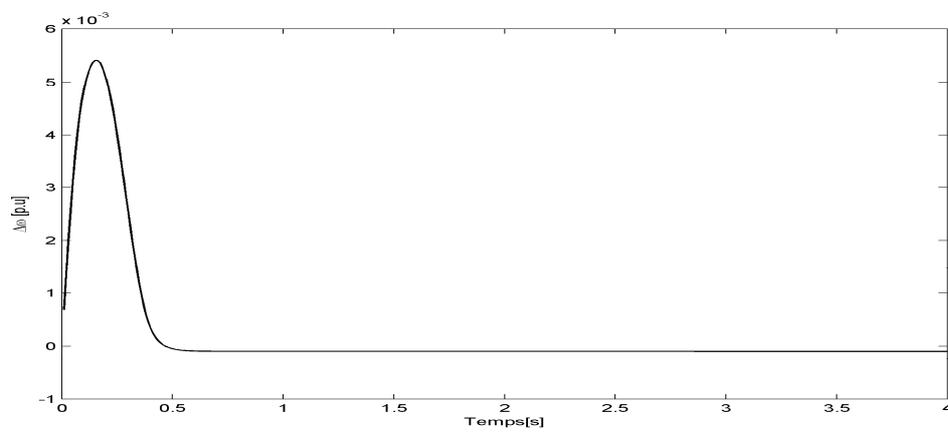


Figure 3.21. Variation de la vitesse angulaire.

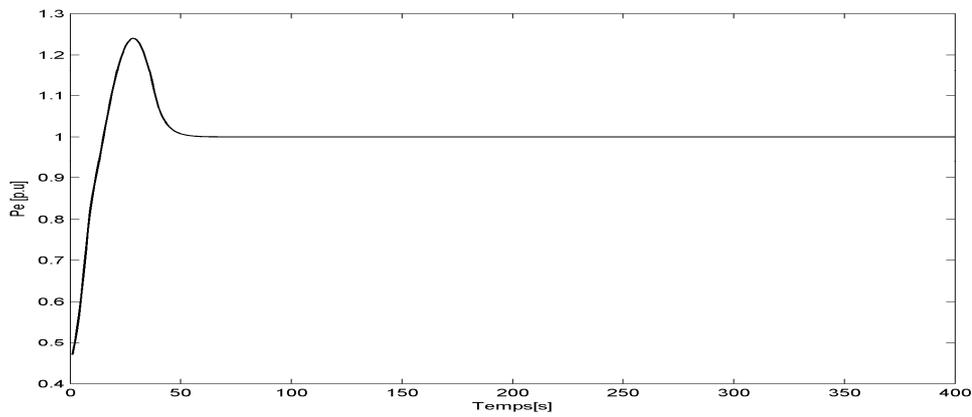


Figure 3.22. Variation de la puissance électrique.

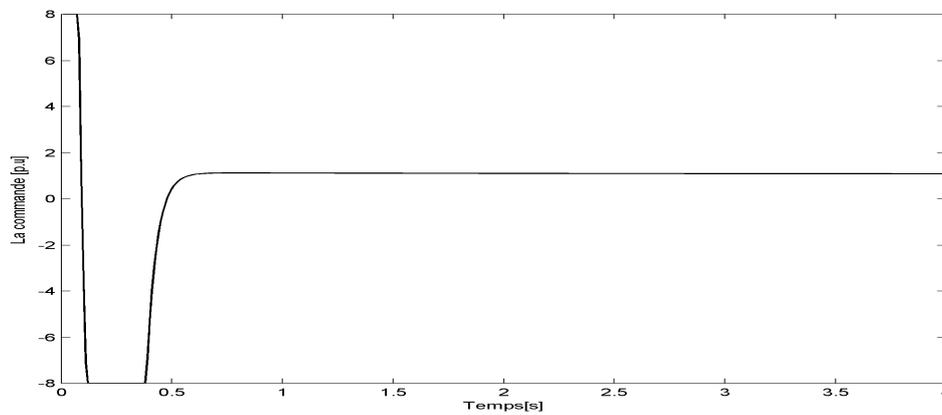


Figure 3.23. Commande continue.

En utilisant la commande avec la saturation, on constate que la commande devient plus lisse, mais au détriment des performances du système comme illustré sur les figures 3.13, 3.14 et 3.18, 3.19, 3.21.

3.5.3. Commande proposée [Nec 12a]

3.5.3.1. Premier test : charge nominale

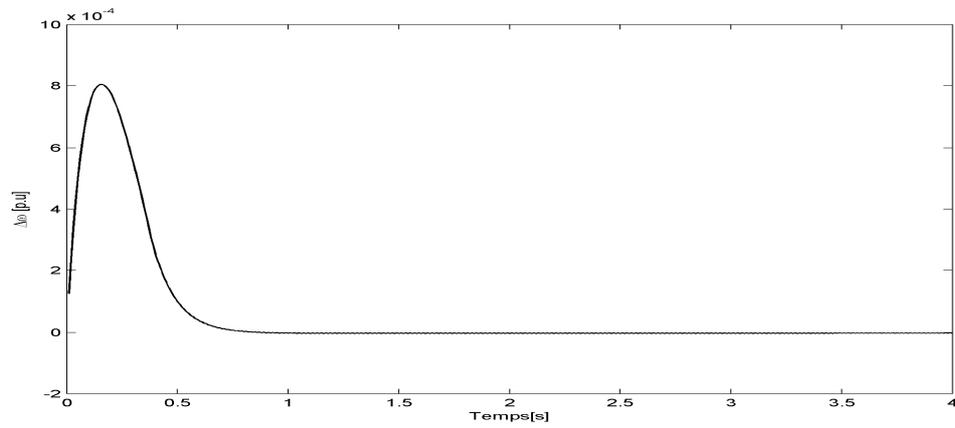


Figure 3.24. Variation de la vitesse angulaire.

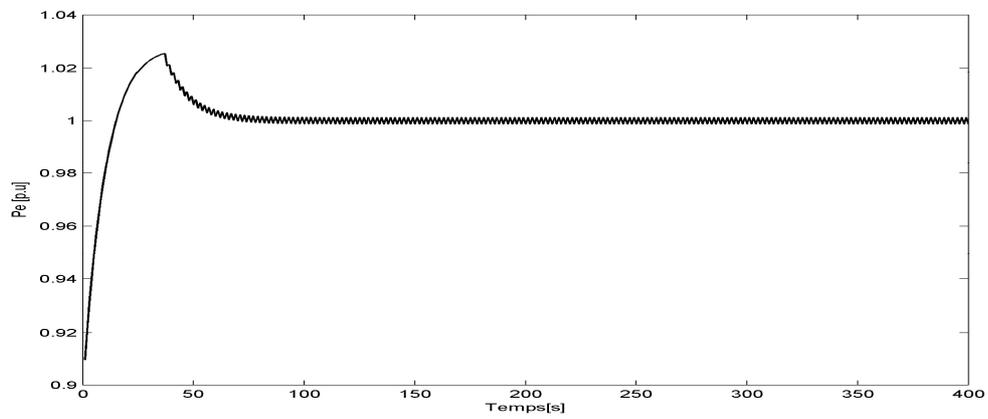


Figure 3.25. Variation de la puissance électrique.

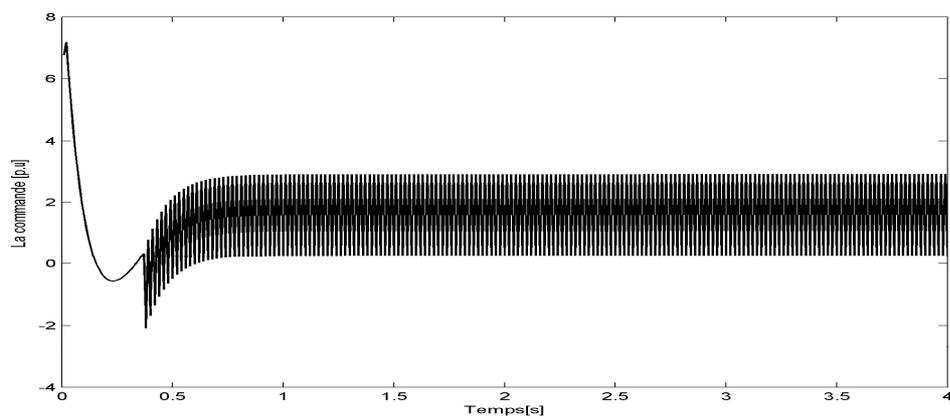


Figure 3.26. Commande discontinue.

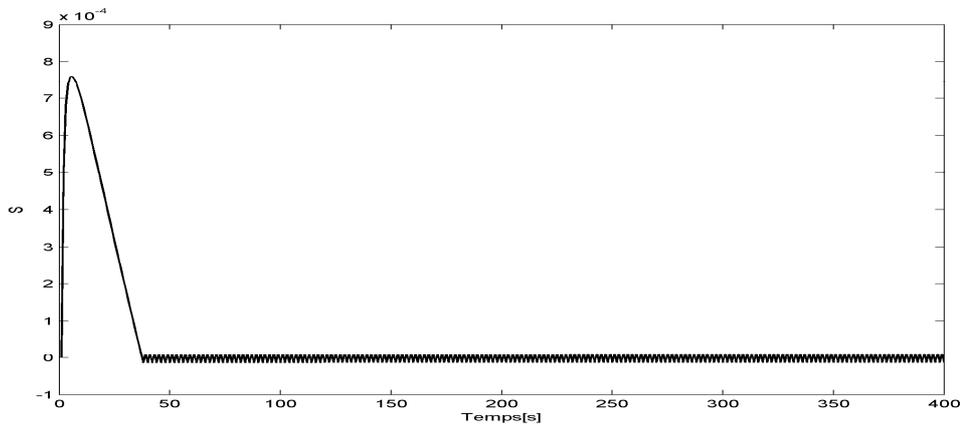


Figure 3.27. Variations de S.

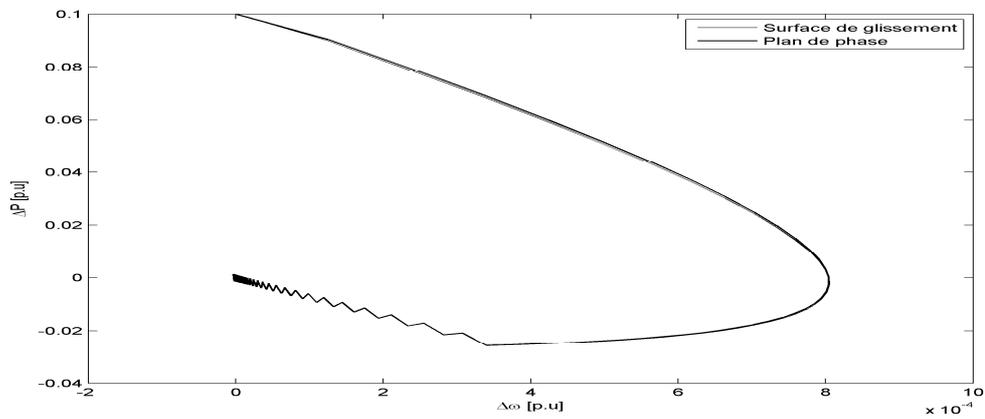


Figure 3.28. Plan de phase.

3.5.3.2. Deuxième test : charge forte

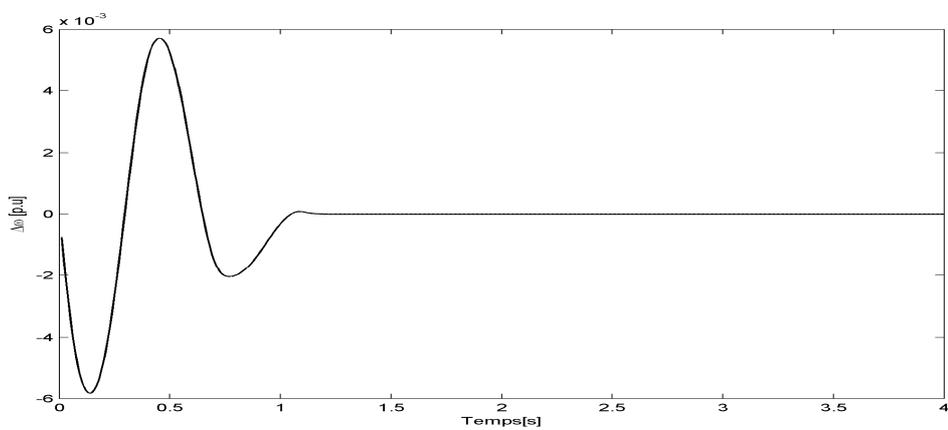


Figure 3.29. Variation de la vitesse angulaire.

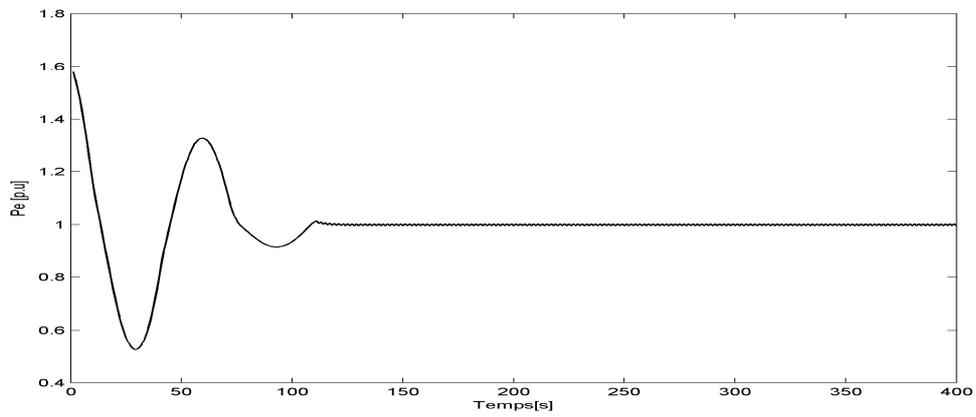


Figure 3.30. Variation de la puissance électrique.

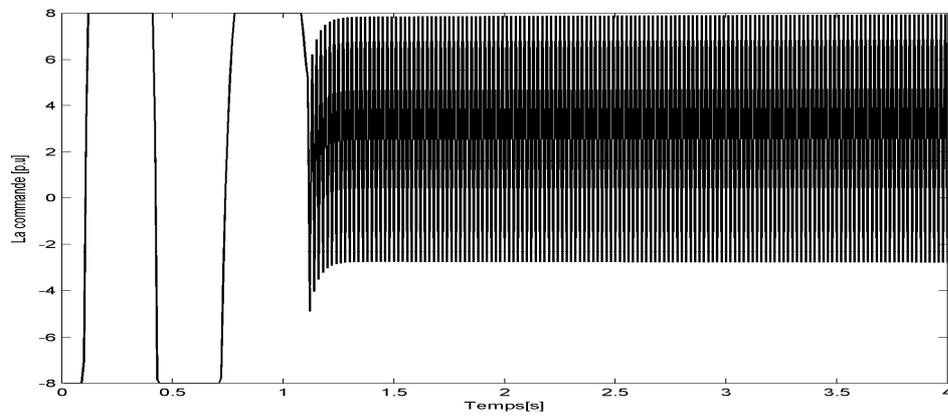


Figure 3.31. Commande discontinue.

3.5.3.3. Troisième test : charge faible

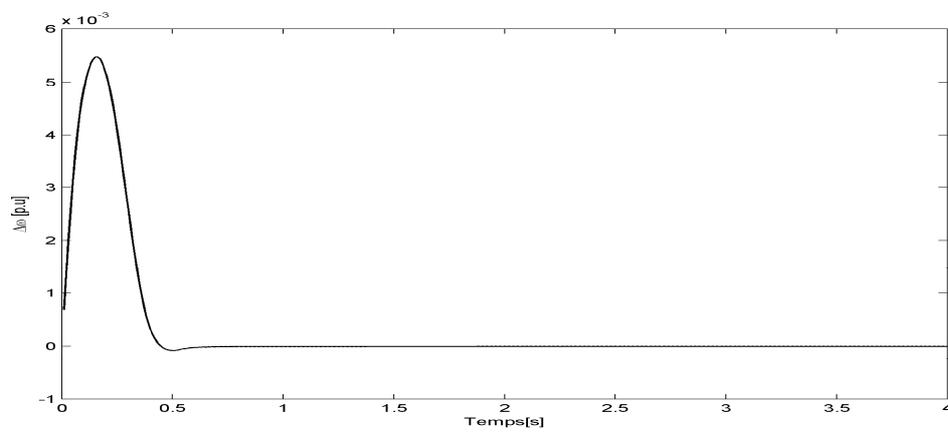


Figure 3.32. Variation de la vitesse angulaire.

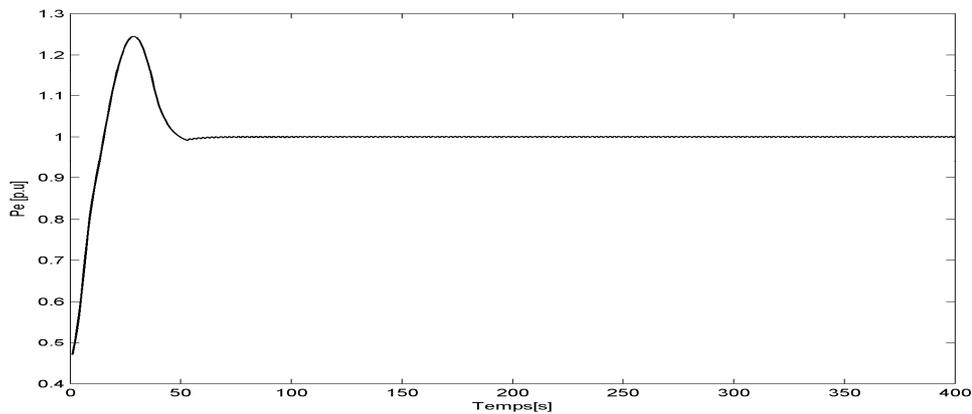


Figure 3.33. Variation de la puissance électrique.

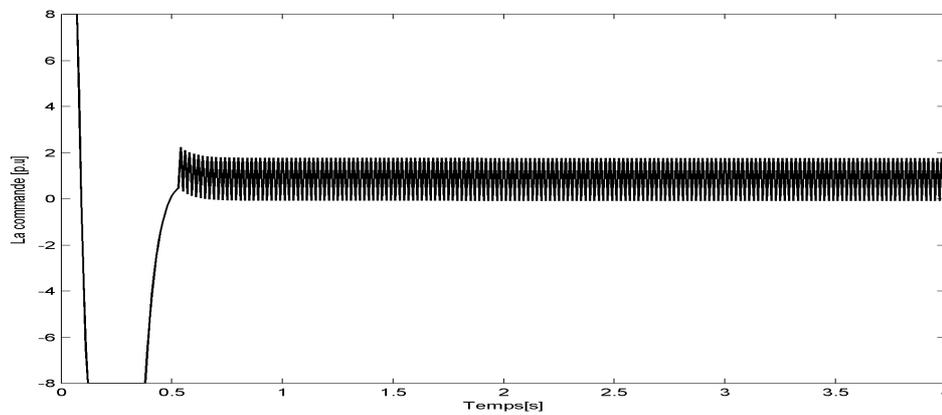


Figure 3.34. Commande discontinue.

Dans cette troisième partie, on utilise la commande par mode glissant sans phase d'approche pour réduire les variations de la vitesse angulaire et amortir les oscillations dans une machine synchrone liée à un jeu de barres infini. On remarque que la réponse du système est plus rapide par rapport au cas où l'on utilise une commande par mode glissant classique.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une synthèse des principaux résultats sur la commande à structure variable en régime glissant dans le formalisme classique.

L'intérêt de cette approche se situe dans sa simplicité de mise en œuvre de la loi de commande et sa robustesse. On peut facilement prendre en compte aussi bien en termes de stabilité que de robustesse, les non-linéarités, les saturations et l'imprécision des paramètres identifiés du processus commandé.

Néanmoins, dans certains cas, les performances du système peuvent être altérées à cause du phénomène de broutement qui se manifeste dans les grandeurs asservies. La réduction de l'ordre du système ne permet pas toujours d'atteindre l'objectif imposé avec la dynamique désirée. En effet, si l'on considère le cas particulier d'un système de degré relatif égal à un, la surface de glissement correspondante, d'ordre zéro, permet de stabiliser le système sur l'origine mais ne peut définir la manière de l'atteindre.

Les extensions méthodologiques ont concerné, le phénomène de broutement, le temps de répons et ont permis sa diminution. Cependant, elles ont donné naissance à d'autres problèmes tels que, la complexité de la mise en œuvre de la loi de commande, l'existence d'un compromis entre la robustesse du régulateur et les performances du système. On évite ainsi les phénomènes de broutement liés à des commutations trop rapides de la commande et la réduction de l'ordre du système en boucle fermée, et même l'utilisation d'une surface de glissement sans phase d'approche.

Ainsi, l'objectif du prochain chapitre est de construire une loi de commande assurant à la fois, robustesse, performance, simplicité et stabilité.

Une nouvelle approche, la commande synergétique, a été le sujet de travaux récents n'utilisant pas de terme discontinu dans la loi de commande fait l'objet de nos travaux présentés dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Commande Adaptative Floue Type-2 Synergétique

4.1. Introduction

L'un des problèmes les plus importants lors de l'étude d'un système électro-énergétique, est celui de sa stabilité. Ceci est dû au développement important des réseaux ces dernières années, mais aussi à l'objectif de ce type d'étude qui est d'examiner le comportement du réseau face à des faibles perturbations comme les variations continues de charge, à des fortes perturbations la perte de synchronisme d'un générateur où les défauts des courts circuits [Kun 94].

Dans ces dernières années des efforts considérables ont été faits pour améliorer la stabilité dynamique des systèmes électro-énergétiques qui sont très complexes, non linéaires [And 03]. Pour amortir les oscillations à basse fréquence provoquées par des perturbations ou des changements de topologie du système, telles que le délestage ou la suppression de lignes défectueuses dans le réseau électrique, des stabilisateurs du système électro-énergétiques (PSS) ont longtemps été considérée comme une solution [Kun 94]. Ces oscillations peuvent se produire localement, ainsi entre les machines du réseau.

Le concept d'ajouter un stabilisateur où un signal de commande supplémentaire au bloc d'excitation où au bloc du régulateur de tension automatique (AVR) pour aider à amortir les oscillations est nécessaire. La plupart des travaux existants sont conçus sur la base d'un système électro-énergétique linéarisé [Lar 81] [And 77] [deM 69].

Les stabilisateurs à avance-retard de phase avec des paramètres fixes, ont été largement utilisés pour l'amortissement des oscillations. En raison des changements fréquents de point de fonctionnement, tels que le changement de la charge ou le changement de la topologie du système suite à une grave perturbation, ce type de stabilisateur est souvent jugé insuffisant [Zad 02] [Lee 98]. Etant donné que les systèmes électro-énergétiques sont fortement non linéaires, les stabilisateurs conventionnels avec des paramètres fixes ne peuvent pas intervenir dans le cas où il y a des grands changements dans l'état du système pendant le fonctionnement normal.

Deux approches de commande sont utilisées pour la stabilisation d'un système électro-énergétique, tel que la commande adaptative et la commande robuste [Pie 87], [Gho 84], [Cha 86] et [SoI 00]. La commande adaptative est basée sur l'idée de la mise à jour des paramètres du régulateur en fonction des nouvelles mesures. Cependant, les contrôleurs adaptatifs ont

généralement des performances qui dépendent directement de l'initialisation [Cha 86] [Gho 84] [Pie 87] [Hoa 96] [Zad 02].

La commande robuste fournit une approche efficace pour traiter les incertitudes introduites par les variations de conditions de fonctionnement [Kot 93] [Bha 95] [Lou 04] [Lee 98]. Au cours de la dernière décennie, la commande par mode glissant, en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes, est appliquée aux systèmes électro-énergétiques. Cependant, la présence de la fonction signe, dans la commande provoque un phénomène de broutement [Siv 84] [Utk 77] [Ack 98] [Ack 98] [You 99] [Bez 74] [Edw 98] [Has 96] [Pha 03] [Pha 99].

La commande synergétique est assez proche de la commande par mode glissant dans le sens où on force le système à évoluer selon une dynamique choisie par le concepteur. Elle en diffère dans le fait que la commande synergétique est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou de plusieurs variables d'état du système [Kol 02] [Kol 00] [Jia 09].

Dans ce chapitre, nous allons présenter une nouvelle loi de commande adaptative floue synergétique combinant les systèmes adaptatifs flous de type-2 [Men 02] [Men 07] [Cha 06] [Hus 08], pour prendre en compte les différentes incertitudes, et la commande synergétique [Kol 02] [Kol 00] [Jia 09], pour assurer la stabilité, la robustesse, et l'amortissement des oscillations du système électro-énergétique en boucle fermée [Nec 12b].

La synthèse de stabilité, qui nous a permis de déduire la loi d'adaptation des différents paramètres, a été étudiée, en utilisant la théorie de Lyapunov. Pour illustrer les performances de l'approche proposée, des résultats de simulation, pour un système avec une seule machine ainsi que pour un système multi-machines, seront présentés à la fin de ce chapitre.

4.2. Généralités sur la commande synergétique

La théorie de commande synergétique a été présentée la première fois d'une façon générale par les chercheurs russes dans les dernières années [Kol 00]. Récemment cette théorie a été appliquée avec succès dans le domaine des commandes de l'électronique de puissance. Par exemple, son application à un convertisseur élévateur a été présentée dans [Kol 02], et quelques aspects pratiques concernant la simulation et le hardware ont été discutés dans [Mon 03], [Kon 04]. Parmi les applications pratiques réussies, on cite celle présentée dans [Jia 04]. La théorie de cette nouvelle approche non linéaire, permet d'éviter les problèmes des commandes linéaires en employant explicitement un modèle non-linéaire, pour la synthèse de commande.

La commande synergétique a le même principe de la commande par mode glissant dans le sens où elle force le système à une dynamique choisie par le concepteur [Kol 00]. Elle est toujours continue et utilise une macro-variable à la place de la surface de glissement. La commande synergétique partage avec la commande par mode glissant les propriétés de la réduction d'ordre et de découplage, mais il a un avantage important comme l'absence du broutement [Jia 09].

La synthèse du contrôleur synergétique débute par la définition d'une macro-variable comme suit :

$$\Psi = \psi(x, t) \tag{4.1}$$

où Ψ est la macro-variable et $\psi(x, t)$ est une fonction définie par l'utilisateur, en fonction des variables d'état et du temps. L'objectif de la commande synergétique est de forcer le système à évoluer sur le domaine choisi au préalable :

$$\Psi = 0 \tag{4.2}$$

Les caractéristiques de la macro-variable peuvent être choisies par le concepteur, selon les paramètres tels que l'objectif de commande, le temps de stabilisation, limitations de la commande, etc... La macro-variable peut être une combinaison linéaire simple des variables d'état, et elle force le système d'évoluer avec la façon désirée, elle est exprimée par une contrainte indiquée par l'équation suivante :

$$T\dot{\Psi} + \Psi = 0, \quad T > 0 \quad (4.3)$$

où T est un paramètre qui indique la vitesse de convergence du système en boucle fermée vers le domaine indiqué.

4.3. Commande synergétique pour un système électro-énergétique

On considère le système électro-énergétique défini par l'équation (1.43). Pour cela, on introduit une macro-variable sous la forme suivante :

$$\Psi = x_2 + \lambda x_1 \quad (4.4)$$

tel que λ est une constante positive.

La dérivée de la macro-variable par rapport au temps peut être écrite sous la forme suivante :

$$\dot{\Psi} = f(x, t) + g(x, t)\mu + \lambda x_2 \quad (4.5)$$

En utilisant (4.4) et (4.5) pour satisfaire la condition (4.3), on trouve la proposition 1.

4.3.1. Proposition 1 [Nec 12b]

Considérons le système électro-énergétique décrit par l'équation (1.43), si l'on choisit la loi de commande suivante :

$$u = -g^{-1}(x, t) \left(f(x, t) + \lambda x_2 + \frac{1}{T} \Psi \right), \quad (4.6)$$

alors le système est stable. Dans ce travail nous avons $g(x, t) \neq 0$ dans la région de commandabilité [Has 91] [Els 97] [Zad 02].

4.3.2. Démonstration

On choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \Psi^T \Psi, \quad (4.7)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\dot{V} = \Psi^T \dot{\Psi} \quad (4.8)$$

$$\dot{V} = \Psi (f(x, t) + g(x, t)u + \lambda x_2) \quad (4.9)$$

$$\dot{V} = -\frac{1}{T} \Psi^2 \quad (4.10)$$

donc:

$$\dot{V} \leq 0. \quad (4.11)$$

Remarques

- a) D'après la relation (4.6), on peut voir que la commande dépend non seulement des variables d'état du système, mais également de la macro-variable et de la constante du temps choisie T . En d'autres termes, le concepteur peut choisir les caractéristiques du contrôleur en choisissant une macro-variable appropriée et une constante de temps T . En synthétisant le contrôleur, chaque domaine (ou hypersurface) présente une nouvelle

contrainte sur le domaine de l'espace d'état et réduit l'ordre du système d'un degré, tout en allant dans la direction de la stabilité globale. Dans la synthèse du contrôleur synergétique montré ci-dessus, il est clair que le contrôleur synergétique agit sur le système non-linéaire et une linéarisation ou une simplification du modèle n'est pas nécessaire comme lors de l'application des commandes traditionnelles.

- b) Par un choix approprié des macro-variables, le concepteur peut obtenir les caractéristiques intéressantes suivantes pour le système final [Jia 09] :
- Stabilité globale;
 - Insensibilité vis-à-vis les paramètres.
- c) Il est intéressant de noter que la loi de la commande synergétique garantit la stabilité sur le domaine choisi. 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.
- d) La loi de commande (4.6) ne peut être mise en œuvre que dans le cas, exclusif, où le système est exactement connu ce qui est rarement le cas. Dans ce chapitre, nous allons proposer d'utiliser la logique floue type-2 pour obtenir des estimations de $f(x)$ et $g(x)$.

4.4. Commande adaptative Floue Type-2 synergétique

D'après le théorème d'approximation universelle, les fonctions inconnues $f(x)$ et $g(x)$ peuvent être approximées par \hat{f} et \hat{g} respectivement [Nec 12b]:

$$\hat{f}(x, \theta_f) = \frac{1}{2} [\xi_r^T \xi_l^T] [\theta_{f_r} \theta_{f_l}] \quad (4.12)$$

$$\hat{g}(x, \theta_g) = \frac{1}{2} [\xi_r^T \xi_l^T] [\theta_{g_r} \theta_{g_l}] \quad (4.13)$$

où : $\zeta_l = [\zeta_l^1, \zeta_l^2, \dots, \zeta_l^m]^T$, $\zeta_r = [\zeta_r^1, \zeta_r^2, \dots, \zeta_r^m]^T$, $\theta_r = [\theta_{1r}, \theta_{2r}, \dots, \theta_{mr}]^T$ et $\theta_l = [\theta_{1l}, \theta_{2l}, \dots, \theta_{ml}]^T$, tel que, les formes compactes de \hat{f} et \hat{g} deviennent :

$$\hat{f}(x, \theta_f) = \xi^T(x) \theta_f \quad (4.14)$$

$$\hat{g}(x, \theta_g) = \xi^T(x) \theta_g \quad (4.15)$$

avec : $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]^T$ est le vecteur des paramètres ajustables et $\zeta = [\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_m]^T$ le vecteur de fonctions de base floue (FBF). L'erreur d'approximation est donnée par :

$$\varepsilon = \delta_f + \delta_g u \quad (4.16)$$

où :

$$\delta_f = f(x) - \xi^T(x) \theta_f^* \quad (4.17)$$

$$\delta_g = g(x) - \xi^T(x) \theta_g^* \quad (4.18)$$

et θ_f^* , θ_g^* sont les paramètres optimaux d'approximation. L'estimation des paramètres optimaux θ_f^* et θ_g^* est donnée par:

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_{x \in \Omega_x} |\hat{f}(x/\theta_f) - f(x)| \right] \quad (4.19)$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\sup_{x \in \Omega_x} |\hat{g}(x/\theta_g) - g(x)| \right] \quad (4.20)$$

où Ω_f , Ω_g et Ω_x sont des ensembles compacts convenables pour borner θ_f , θ_g et x , respectivement, qui sont définies par $\Omega_f = \{\theta_f / |\theta_f| \leq M_f\}$, $\Omega_g = \{\theta_g / |\theta_g| \leq M_g\}$ et $\Omega_x = \{\theta_x / |\theta_x| \leq M_x\}$, où M_f , M_g et M_x sont des constantes positives [Cha 06].

On peut également définir les erreurs suivantes :

$$\tilde{\theta}_f = \theta_f - \theta_f^* \quad (4.21)$$

$$\tilde{\theta}_g = \theta_g - \theta_g^* \quad (4.22)$$

4.4.1. Proposition 2 [Nec 12b]

Considérons le système électro-énergétique décrit par l'équation (1.43), si on choisit la loi de commande suivante :

$$u = -\hat{g}^{-1}(x, \theta_g) \left(\hat{f}(x, \theta_f) + \lambda x_2 + \frac{1}{T} \Psi \right), \quad (4.23)$$

et si l'on choisit les lois d'adaptation suivantes :

$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 \Psi \xi(x) - \gamma_1 \theta_f \quad (4.24)$$

$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 \Psi \xi(x) u - \gamma_2 \theta_g \quad (4.25)$$

alors le système est stable. Dans ce travail nous avons $\hat{g}(x, \theta_g) \neq 0$ dans la région de commandabilité [Has 91] [Els 97] [Zad 02].

4.4.2. Démonstration

On choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \Psi^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g, \quad (4.26)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\dot{V} = \Psi \dot{\Psi} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (4.27)$$

$$\dot{V} = \Psi \left(f(x,t) + g(x,t)u - \hat{g}(x, \theta_g)u - \hat{f}(x, \theta_f) - \frac{1}{T} \Psi \right) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (4.28)$$

$$\dot{V} = \Psi \left(-(\hat{f}(x, \theta_f) - f(x)) - (\hat{g}(x, \theta_g) - g(x))u - \frac{1}{T} \Psi \right) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (4.29)$$

$$\dot{V} = \Psi \left(-\tilde{\theta}_f^T \xi(x) - \tilde{\theta}_g^T \xi(x)u + \varepsilon - \frac{1}{T} \Psi \right) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g, \quad (4.30)$$

En utilisant les lois d'adaptation (4.24) et (4.25), on trouve :

$$\dot{V} = -\frac{1}{T} \Psi^2 - \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f - \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g + \varepsilon \Psi, \quad (4.31)$$

Soient les inégalités suivantes :

$$-\tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f \leq -\frac{1}{2} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2} \|\theta_f^*\|^2, \quad (4.32)$$

$$-\tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g \leq -\frac{1}{2} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g + \frac{1}{2} \|\theta_g^*\|^2, \quad (4.33)$$

Donc, nous pouvons écrire \dot{V} comme suit :

$$\dot{V} \leq -\left(\frac{1}{T} \Psi^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \right) + \frac{1}{2} \|\theta_f^*\|^2 + \frac{1}{2} \|\theta_g^*\|^2 + |\varepsilon| |\Psi|, \quad (4.34)$$

Nous avons :

$$|\varepsilon| |\Psi| = \frac{1}{2T} |\Psi|^2 + \frac{T}{2} |\varepsilon|^2 - \frac{1}{2T} (\Psi - T|\varepsilon|)^2 \quad (4.35)$$

donc :

$$\dot{V} \leq -\left(\frac{1}{2T} \Psi^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \right) + \frac{1}{2} \|\theta_f^*\|^2 + \frac{1}{2} \|\theta_g^*\|^2 + \frac{T}{2} |\varepsilon|^2 \quad (4.36)$$

Soient :

$$\begin{cases} \alpha = \min\left(\frac{1}{T}, \gamma_1, \gamma_2\right) \\ \mu = \frac{1}{2}\|\tilde{\theta}_f^*\|^2 + \frac{1}{2}\|\tilde{\theta}_g^*\|^2 \end{cases} \quad (4.37)$$

On trouve :

$$\dot{V} \leq -\alpha V + \mu + \frac{T}{2}|\varepsilon|^2, \quad (4.38)$$

En intégrant l'inégalité dans (4.38) entre 0 et t , nous aurons :

$$\alpha \int_0^t V(\tau) d\tau - \frac{T}{2} \int_0^t |\varepsilon(\tau)|^2 d\tau - \mu t \leq V(0) \quad (4.39)$$

En se basant sur le fait que tous les éléments dans la partie droite de cette inégalité sont bornés, les termes $\alpha \int_0^t V(\tau) d\tau$ et $\frac{T}{2} \int_0^t |\varepsilon(\tau)|^2 d\tau$ deviennent également bornés. Etant donné que V est une fonction continue, on a donc montré que la macro-variable Ψ et sa dérivée $\dot{\Psi}$ sont bornées ($\Psi \in L_\infty$ et $\dot{\Psi} \in L_\infty$). En analysant l'expression de la loi de commande, on remarque que celle-ci est bornée. Ainsi, l'approche proposée permet de garantir la bornitude de tous les variables du système. De plus, l'application du lemme de Barbalat, nous permet d'affirmer que ε , $\tilde{\theta}_f$ et $\tilde{\theta}_g$ sont aussi bornés et la commande adaptative floue type-2 synergétique garantit la stabilité du system électro-énergétique.

4.4.3. Algorithme

La procédure de mise en œuvre de la commande proposée pour un système électro-énergétique comprend les deux phases suivantes :

1) La phase hors ligne :

- Spécifier λ et T selon la condition (4.3) et (4.4).
- Spécifier les paramètres γ_1 et γ_2 permettant la mise à jour des paramètres ajustables.
- Choisir les ensembles flous gauche et droite pour chaque variable.
- Construire les règles floues pour les fonctions $\hat{f}(x, \theta_f)$ et $\hat{g}(x, \theta_g)$.

2) La phase de calcul en temps réel :

- Appliquer la commande adaptative floue type-2 synergétique sur le système électro-énergétique.
- Utiliser les lois d'adaptation (4.24) et (4.25) pour ajuster les vecteurs θ_f et θ_g .

4.5. Simulation

Pour valider le stabilisateur proposé qui utilise l'approche adaptative floue type-2 synergétique, on considère le système électro-énergétique (1.43) présenté dans le premier chapitre. Les ensembles flous type-2 pour les entrées sélectionnées sont définis selon les fonctions d'appartenance présentées par les figures 2.3 et 2.4 dans le second chapitre. Une étude comparative a été faite, avec des stabilisateurs classiques, tel que un stabilisateur conventionnel à avance-retard de phase (CPSS), un autre à deux entrées (DPSS), stabilisateur adaptatif flou type-2 (AFT2 PSS) et un stabilisateur par mode glissant (SMC PSS), pour montrer les performances de la commande proposée. Deux cas sont traités, le cas d'une machine synchrone liée à un jeu de barres infini (figure 1.9) et le cas d'un système électro-énergétique à trois machines (figure 4.10).

4.5.1. Cas d'un système électro-énergétique mono-machine

On applique la commande adaptative floue type-2 synergétique (4.23) sur le système (1.43) [Nec 12b]. Dans l'objet de vérifier la robustesse de la commande proposée, on présente les réponses du système dans plusieurs cas : le cas d'un fonctionnement nominal, le cas d'une charge forte et le cas d'une charge faible. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures 4.1 à 4.9.

4.5.1.1. Premier test : charge nominale

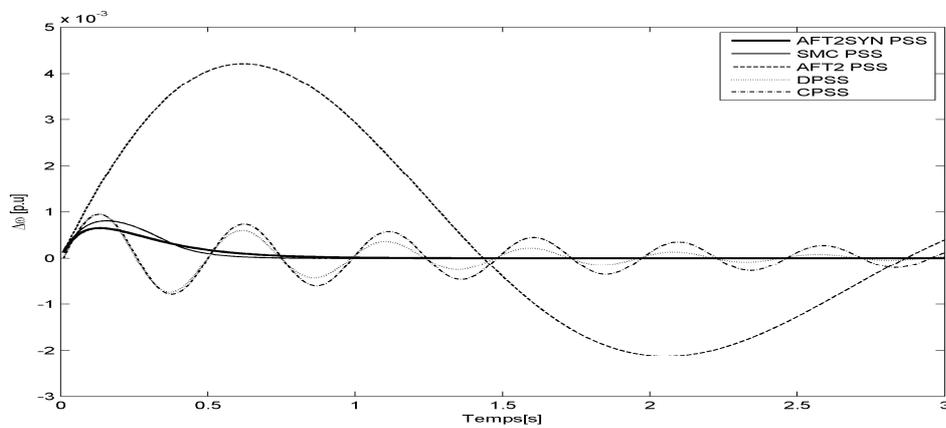


Figure 4.1. Variation de la vitesse angulaire.

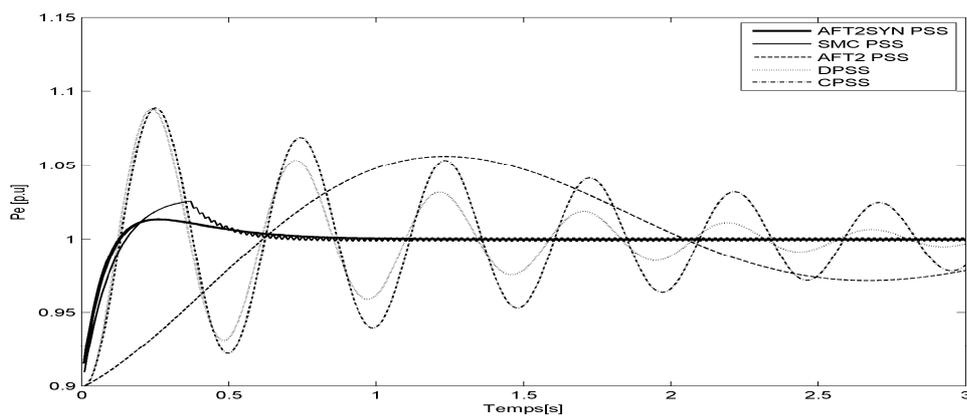


Figure 4.2. Variation de la puissance électrique.

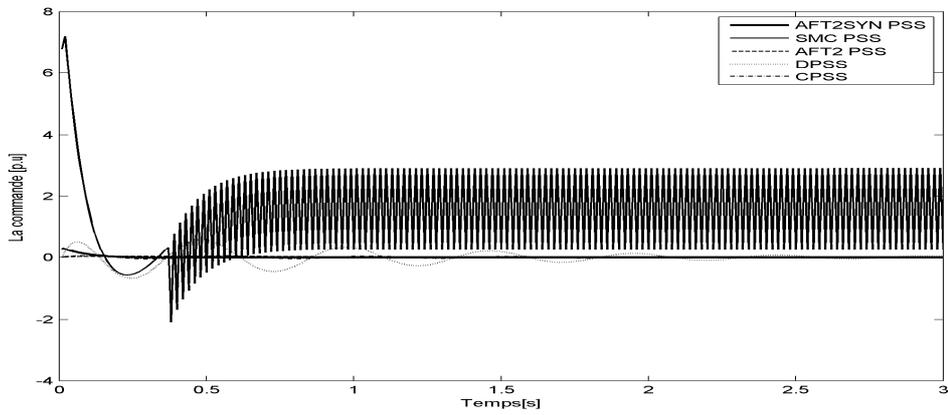


Figure 4.3. Signaux de commandes.

Dans la figure 4.1, on remarque que les réponses dans les deux cas, de la commande proposée et la commande par mode glissant fournissent des temps de réponses courts et identiques, et un meilleur amortissement par rapport aux stabilisateurs classiques. Mais la figure 4.2 montre que la commande par mode glissant souffre du phénomène de broutement, et si l'on utilise une saturation, on trouve un compromis entre la robustesse et les performances.

4.5.1.2. Deuxième test : charge forte

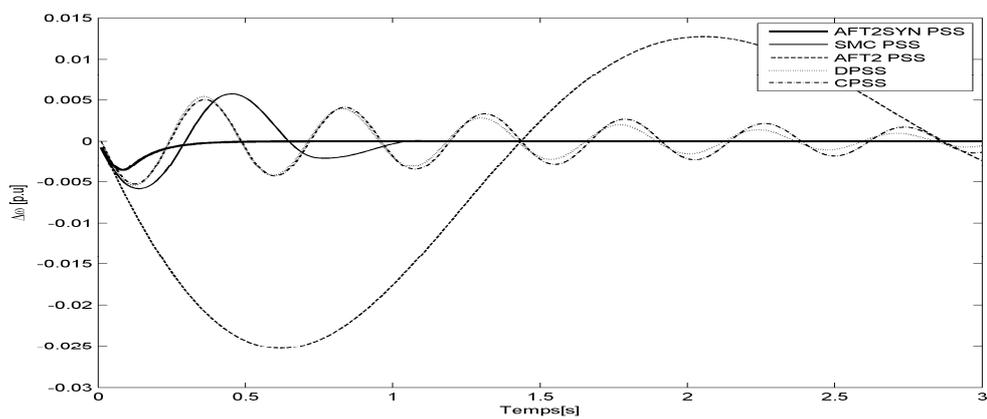


Figure 4.4. Variation de la vitesse angulaire.

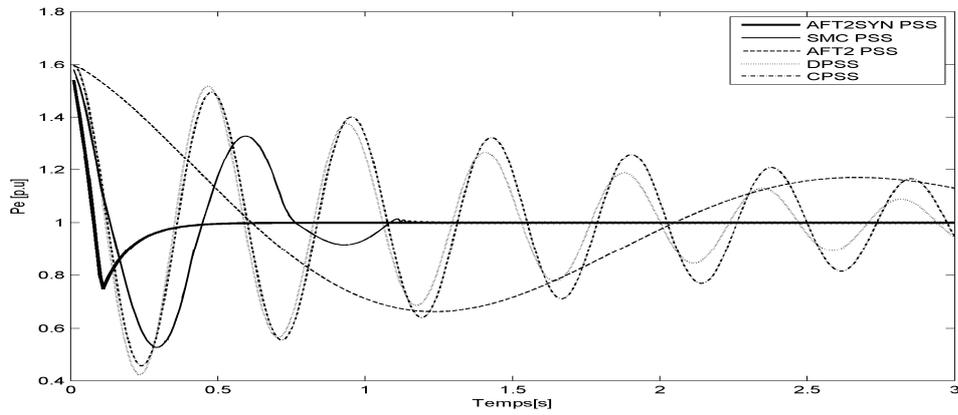


Figure 4.5. Variation de la puissance électrique.

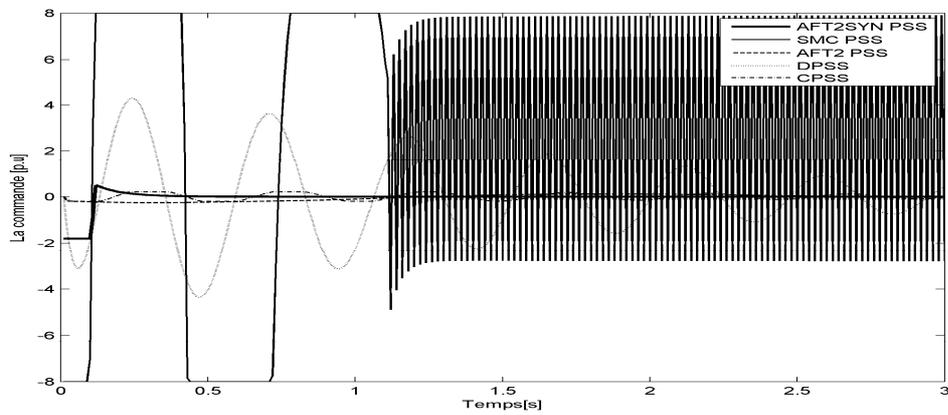


Figure 4.6. Signaux de commandes.

4.5.1.3. Troisième test : charge faible

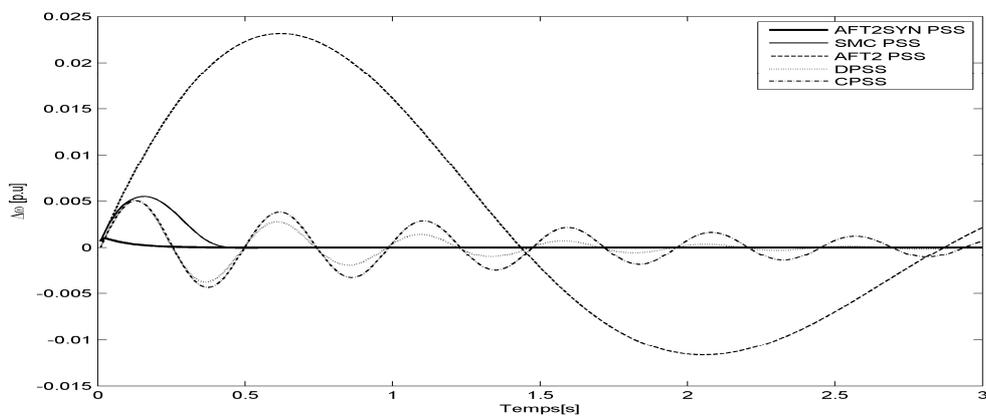


Figure 4.7. Variation de la vitesse angulaire.

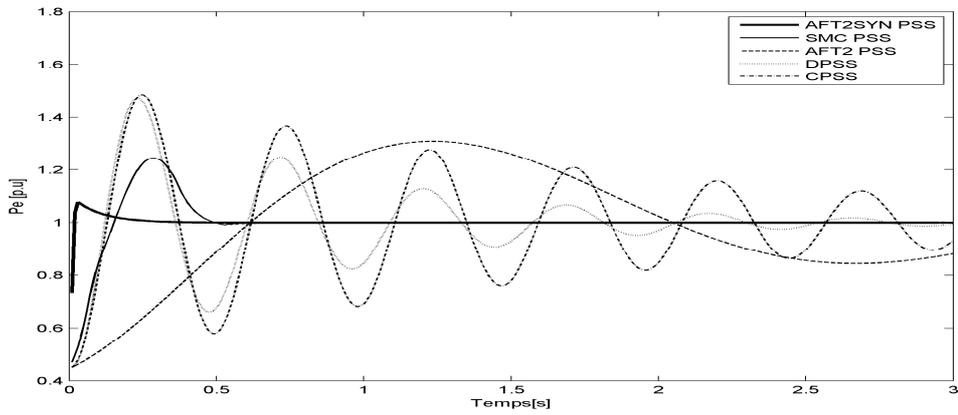


Figure 4.8. Variation de la puissance électrique.

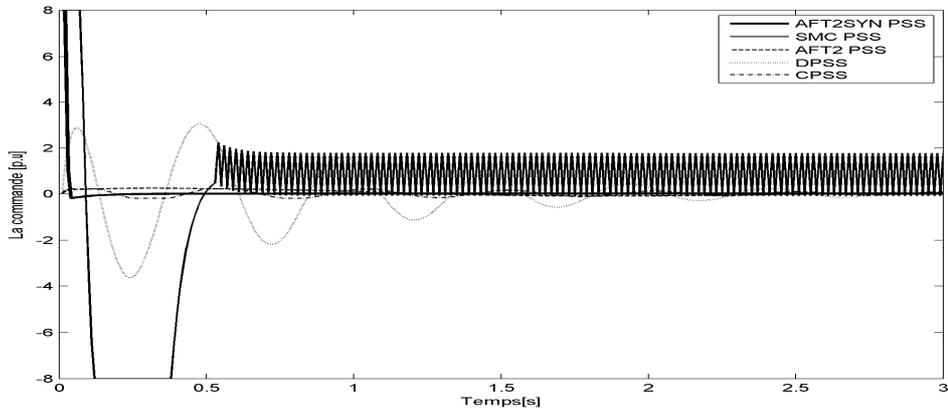


Figure 4.9. Signaux de commandes.

Les figures 4.4, 4.5, 4.7 et 4.8 illustrent que la réponse du système se fait dans un temps court même dans le cas où il y a des graves conditions de fonctionnement.

4.5.2. Cas d'un système électro-énergétique multi-machines

On applique cette fois la loi de commande (4.23) sur un système électro-énergétique à trois machines. Un défaut triphasé est appliqué sur le jeu de barre infini 7 durant 60 ms (figure 4.10) [Nec 12b].

Les résultats de simulation des trois tests sont présentés afin de vérifier la stabilité, l'amortissement des oscillations entre les machines et les performances de la commande adaptative floue type-2 synergétique proposée.

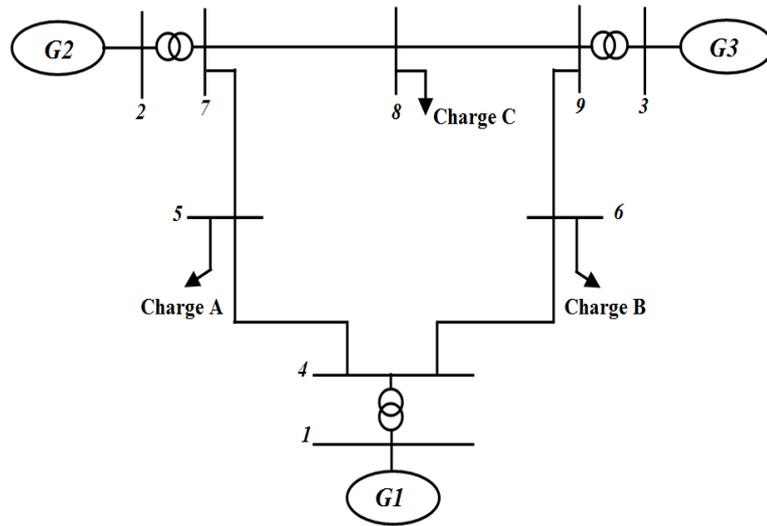


Figure 4.10. Système électro-énergétique à trois machines.

4.5.2.1. Premier test : charge nominale

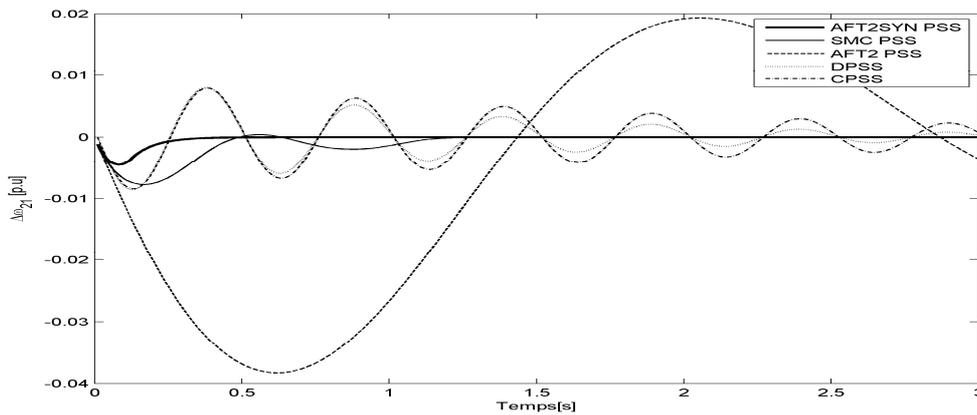


Figure 4.11. Variation de la vitesse angulaire.

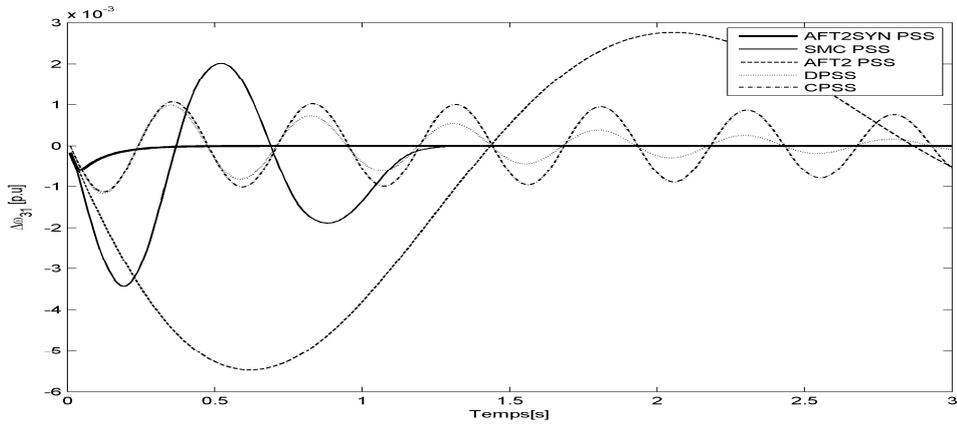


Figure 4.12. Variation de la vitesse angulaire.

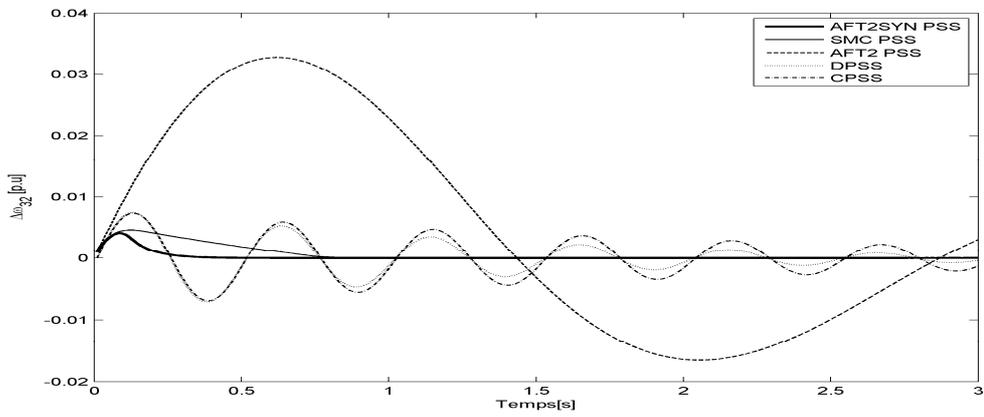


Figure 4.13. Variation de la vitesse angulaire.

4.5.2.2. Deuxième test : charge forte

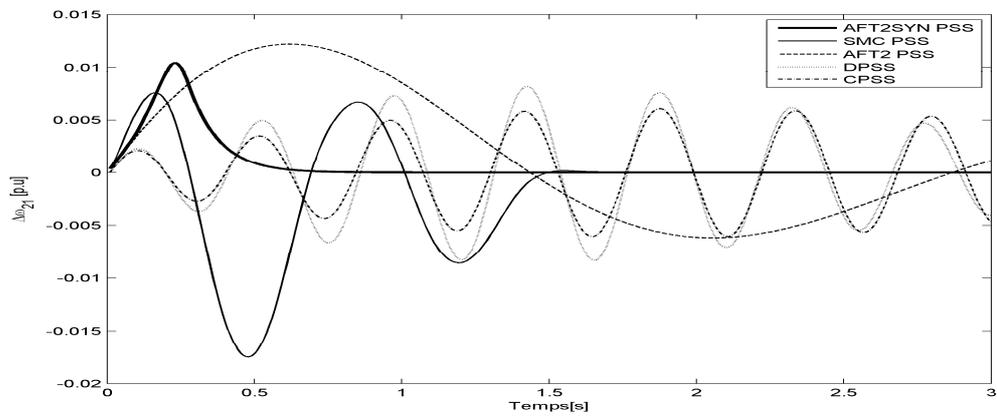


Figure 4.14. Variation de la vitesse angulaire.

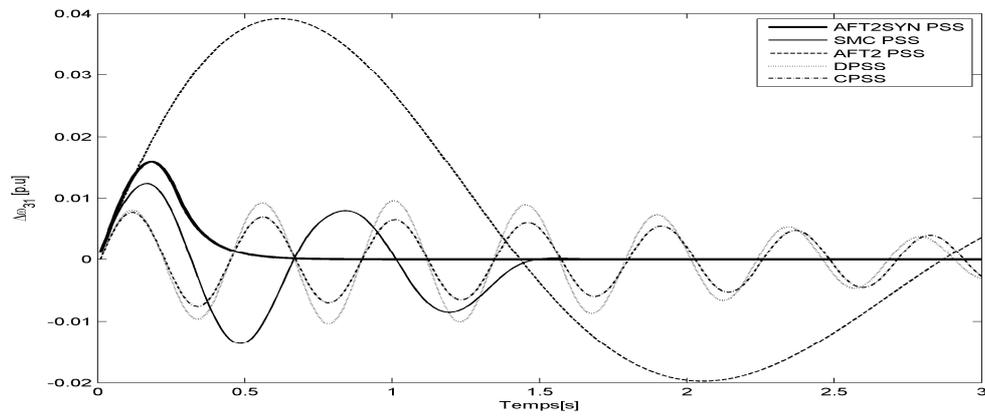


Figure 4.15. Variation de la vitesse angulaire.

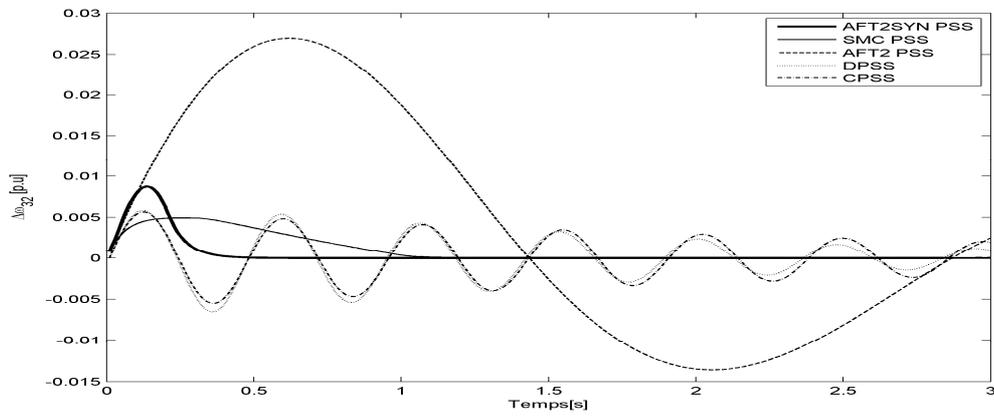


Figure 4.16. Variation de la vitesse angulaire.

4.5.2.3. Troisième test : charge faible

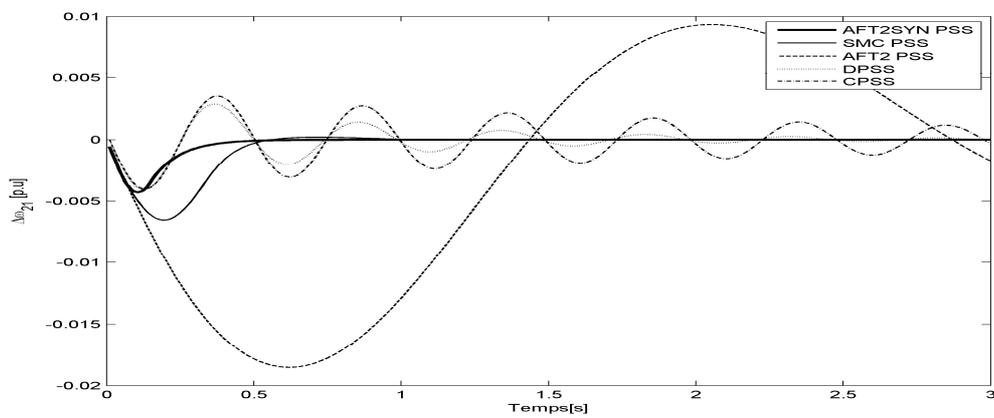


Figure 4.17. Variation de la vitesse angulaire.

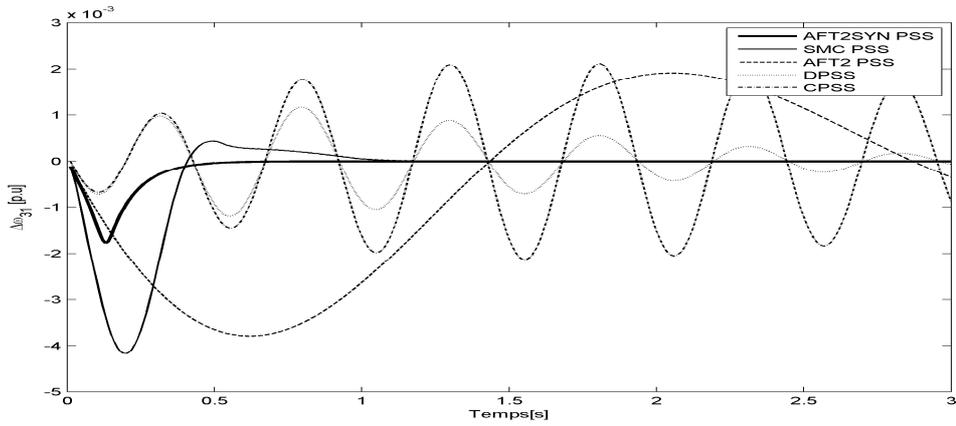


Figure 4.18. Variation de la vitesse angulaire.

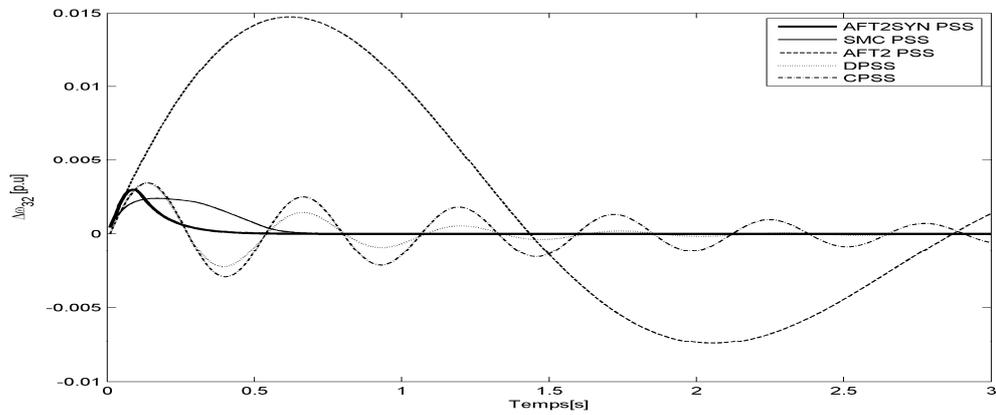


Figure 4.19. Variation de la vitesse angulaire.

D'après les résultats de simulation donnés sur les figures 4.11 à 4.13 pour le cas d'une charge nominale, sur les figures 4.14 à 4.16 pour le cas d'une charge forte et sur les figures 4.17 à 4.19 pour le cas d'une charge faible, on peut conclure que la commande adaptative floue type-2 synergétique proposée est capable de stabiliser et d'amortir les oscillations dans le système électro-énergétique.

On remarque aussi, qu'on peut avoir la robustesse et les performances de la commande par mode glissant sans avoir ses inconvénients si l'on utilise la commande synergétique. Cette

conclusion est illustrée par les résultats de simulation, dans le cas d'une seule machine synchrone liée à un jeu de barres infini et dans celles de trois machines.

4.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une approche de commande adaptative floue type-2 synergétique pour amortir les oscillations d'un système électro-énergétique constitué d'une machine synchrone liée à un jeu de barres infini et d'un système multi-machines. Cette commande est basée sur la combinaison des systèmes adaptatifs flous type-2, pour prendre en compte les différentes incertitudes, et la commande synergétique, pour assurer la robustesse et l'amortissement des oscillations du système électro-énergétique en boucle fermée. Pour tester l'efficacité de cette approche de commande, nous l'avons appliquée sur un système électro-énergétique multi-machines.

Une étude comparative a été menée pour évaluer les performances de la commande proposée par rapport à celles aux approches classiques. Les résultats de simulation obtenus ont permis de montrer la robustesse et l'amortissement adéquat des oscillations du stabilisateur proposé.

Conclusion Générale

Nous avons présenté de façon succincte les systèmes électro-énergétiques mono et multi-machines dans la première partie de cette thèse. Nous avons ensuite développé différentes approches de stabilisation afin d'éliminer les oscillations qui surviennent sur le réseau pour trois cas de fonctionnement dont un court circuit triphasé.

Après avoir passé en revue les stabilisateurs classiques et ceux à base de logique floue, nous avons présenté notre contribution qui fait l'objet de deux publications à savoir :

- Le développement d'un stabilisateur adaptatif flou de mode glissant sans phase d'approche ;
- Le développement d'un stabilisateur adaptatif flou type-2 synergétique.

Un stabilisateur pour les systèmes électro-énergétiques est utilisé pour amortir les oscillations du réseau lors de l'excursion du point de fonctionnement après un défaut triphasé durant 60 ms. La commande adaptative floue type-2 synergétique est utilisée pour stabiliser le système et améliorer leurs performances. Les variations de la vitesse angulaire et de la puissance d'accélération sont utilisées comme des variables d'état dans une représentation non linéaire pour le système électro-énergétique. Les fonctions inconnues $f(x)$ et $g(x)$ sont

approximées par des systèmes flous type-2 en utilisant le théorème d'approximation universelle.

Quatre approches de commande ont été abordées ; l'approche de la commande conventionnelle à avance-retard de phase, l'approche de la commande conventionnelle à deux entrées, la commande adaptative floue type-2, la commande par mode glissant et leurs performances sont comparées avec la commande proposée. Cette dernière combine les systèmes flous type-2 avec la commande synergétique. Nous avons montré l'intérêt et les avantages de l'approche développée à savoir la commande adaptative floue type-2 synergétique.

L'ensemble des travaux menés dans le cadre de cette thèse a permis de constituer des pistes de recherches intéressantes pour nos travaux à venir. A court terme une validation expérimentale des approches de commande proposées.

Annexe

1. Les équations d'état d'un système électro énergétique

$$\Delta\dot{\omega} = \frac{1}{M_m}(P_m - P_e) \quad \Delta\omega = \omega - \omega_{sm} = \omega - 1 \text{ [p.u.] ;}$$

$$\dot{\delta} = \omega_{sm} \Delta\omega \text{ [rad] ;}$$

$$\dot{e}'_q = \frac{1}{T'_{d0}}(e_{ex} - (x_d - x'_d)I_d - e'_q) \text{ [p.u.] ;}$$

$$\dot{e}_{ex} = \frac{1}{T_A}(K_A(V_{ref} - V_t + u) - e_{ex}) \text{ [p.u.] ;}$$

$$P_e = \frac{e'_q V}{x_e + x'_d} \sin(\delta) + \frac{V^2}{2} \left(\frac{1}{x_e + x'_d} - \frac{1}{x_e + x_q} \right) \sin(2\delta) \text{ [p.u.] ;}$$

$$Q = \frac{e'_q V}{x_e + x'_d} \cos(\delta) - V^2 \left(\frac{\sin^2(\delta)}{x_e + x_q} + \frac{\cos^2(\delta)}{x_e + x'_d} \right) \text{ [p.u.] ;}$$

$$I_d = \frac{e'_q - V \cos(\delta)}{x_e + x'_d} \text{ [p.u.] .}$$

2. Paramètres d'une machine synchrone liée à un jeu de barres infini

$$x_d = 1.863 \text{ p.u. ; } x'_d = 0.257 \text{ p.u. ; } V = 1 \text{ p.u. ; } \omega_0 = 314.159 \text{ ; } H = 4 \text{ s ; } P_m = 1 \text{ ; } D = 0 \text{ ; } T_{d0} = 6.9 \text{ s .}$$

Cas 1 (Charge nominale) : $P = 0.9 p.u$; $Q = 0.3 p.u$.

Cas 2 (Charge forte) : $P = 1.6 p.u$; $Q = 0.6 p.u$.

Cas 3 (Charge faible) : $P = 0.45 p.u$; $Q = 0.35 p.u$.

3. Paramètres d'un système électro-énergétique à trois machines

Machine 1:

Cas 1 (Charge nominale) : $P = 0.72 p.u$; $Q = 0.27 p.u$.

Cas 2 (Charge forte) : $P = 2.21 p.u$; $Q = 1.09 p.u$.

Cas 3 (Charge faible) : $P = 0.36 p.u$; $Q = 0.16 p.u$.

Machine 2:

Cas 1 (Charge nominale) : $P = 1.63 p.u$; $Q = 0.07 p.u$.

Cas 2 (Charge forte) : $P = 1.92 p.u$; $Q = 0.56 p.u$.

Cas 3 (Charge faible) : $P = 0.80 p.u$; $Q = -0.11 p.u$.

Machine 3:

Cas 1 (Charge nominale) : $P = 0.85 p.u$; $Q = -0.11 p.u$.

Cas 2 (Charge forte) : $P = 1.28 p.u$; $Q = 0.36 p.u$.

Cas 3 (Charge faible) : $P = 0.45 p.u$; $Q = -0.20 p.u$.

4. Paramètres optimisés d'un stabilisateur à avance-retard de phase [Shaa, 10]

$$K = 25.66 ; T_w = 10 ; T_1 = 0.1238s ; T_2 = 0.0511s ; T_3 = 0.1451s ; T_4 = 0.0677s .$$

5. Paramètres optimisés d'un stabilisateur à deux entrées [Cha, 11]

$$K_{s1} = 25.66 ; K_{s2} = 10 ; T_{d1} = 0.1238s ; T_{d2} = 0.0511s ; T_{d3} = 0.005s ; T_{d4} = 0.334s .$$

6. Paramètres d'un stabilisateur par mode glissant

$$0.07 < M \leq 10 ; 40 < \beta < 100 .$$

7. Paramètres d'un stabilisateur adaptatif flou

$$\gamma_1 = 2 ; \gamma_2 = 20 ;$$

$$k = [4 \ 1] ;$$

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; P = \begin{bmatrix} 20.5125 & 0.0125 \\ 0.0125 & 0.5125 \end{bmatrix} ;$$

$$\theta_f = 0 * [1 \times 25] ;$$

$$\theta_g = [-1 \ -3 \ -3 \ -2 \ -1 \ -2 \ -3 \ -4 \ -3 \ -2 \ -3 \ -4 \ -5 \ -4 \ -3 \ -2 \ -3 \ -4 \ -3 \ -2 \ -1 \ -2 \ -3 \ -2 \ -1]^r .$$

8. Paramètres d'un stabilisateur synergétique

$$0.01 < T \leq 1 ; 40 < \lambda < 100 .$$

Bibliographie

[Ack, 98] J. Ackermann, V. Utkin, Sliding Mode Control Design Based on Ackermann's Formula, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.43. N° 2, pp. 234-237, 1998.

[Alk, 08] H. Allkhatib, Etude de la Stabilité aux Petites Perturbations dans les Grands Réseaux Electriques: Optimisation de la Regulation par une Méthode Métaheuristique, Thèse de Doctorat, Université de Paul Cézanne, France, 2008.

[And, 03] P.M. Anderson, A.A. Fouad, Power System Control and Stability, Second Edition, Wiley, 2003.

[And, 77] P.M. Anderson, A.A. Fouad, Power System Control and Stability, Iowa State University Press, Ames, 1977.

[Bad, 10] M. Badis, Modélisation, Analyse et Commande des Grands Systèmes Electriques Interconnectés, Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2010.

[Bez, 74] T.A. Bezvodinskaya, E.F. Sabaev, Stability Conditions in the Large for Variable Structure Systems, Avtomat. Telemekh, N° 10, pp. 64-68, 1974.

[Bha, 95] K. Bhattacharya, M.L. Kothari, J. Nanda, Design of Discrete-Mode Variable Structure Power System Stabilisers, Electrical Power & Energy System, Vol. 17, N° 6, pp. 399-106, 1995.

[Bor, 98] P. Borne, J. Rozioer, Introduction à la Commande Floue, Edition Technip, 1998.

[Bra, 10] K. Braïkia, Approche polytopique de la commande de systèmes incertains par mode glissants d'ordre supérieur : application aux robots flexibles, pp. 2-91, 2010.

-
- [Bro, 83] R.W. Brockett, Asymptotic Stability and Feedback Stabilisation, Differential Geometric Control Theory, Boston, pp. 181-191, 1983.
- [Büh, 94] H. Bühler, Réglage par Logique Floue, Presses Polytechniques, Romandes, Lausanne, Suisse, 1994.
- [Bye, 74] R.T. Byerly, E.W. Kimbark (Eds), Stability of Large Electric Power System, IEEE Press Book, IEEE New York, 1974.
- [Cas, 95] J.L. Castro, Fuzzy Logic Controllers are Universal Approximators, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol.25, pp. 629-634, 1995.
- [Cha, 06] K. Chaffa, Structures d'Identification et de Commande des Systèmes Non Linéaires Basés sur les Techniques Floues, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [Cha, 11] A. Chatterjee, S.P. Ghoshal, V. Mukherjee, Chaotic ant Swarm Optimization for Fuzzy-Based Tuning of Power System Stabilizer, Electrical Power and Energy Systems, 33, pp. 657-672, 2011.
- [Cha, 86] S.J. Chang, Y.S. Chow, O.P. Malik, G.S. Hope, An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer, IEEE Transactions on PWRS 1, pp. 101-109, 1986.
- [Che, 96] B. Chen, C. Lee, Y. Chang, H_∞ Tracking Design of Uncertain Nonlinear SISO Systems: Adaptive Fuzzy Approach, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 4, N° 1, pp. 32-43, 1996.
- [deM, 69] F.P. deMello, C.A. Concordia, Concept of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, (PAS-103), pp. 316-329, 1969.
- [Dri, 96] D. Driacov, H. Helland-Doorn, M. Reinfrank, An Introduction of Fuzzy Control, Second Edition, Germany, 1996.

- [**Edw, 98**] C. Edwards, S.K. Spurgeon, Sliding Mode Control, Theory and Applications, Taylor & Francis, pp. 1798-1998, 1998.
- [**Els, 97**] A. Elshafei, K. El-Metwally, Power System Stabilization Via Adaptive Fuzzy-Logic Control, Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Intelligent Control, Istanbul, Turkey, 1997.
- [**Eme, 67**] S.V. Emelyanov, Sliding Mode Control Systems, Nauka, Moscoo, 1967.
- [**Ess, 03**] A. Hamzaoui, N. Essounbouli et J. Zaytoon, Commande par Mode Glissant Flou d'un Système Non Linéaire Incertain, Revue Electronique des Sciences et Technologies de l'Automatique, E-STA, 2003.
- [**Ess, 04**] N. Essounbouli, Commande Adaptative Floue Robuste des Systèmes Non Linéaires Incertains, Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2004.
- [**Fer, 87**] B. Fernandez.R, J.K. Hedrick, Control of Multivariable Nonlinear Systems by the Sliding Mode Method, International journal of Control, Vol. 46, N° 3, pp. 1019-1040, 1987.
- [**FIL, 60**] A.G. Fillipov, Application of The Theory of Differential Equations With Discontinuous Right-Hand Sides to Nonlinear Problems in Automatic Control, 1st Proceeding of IFAC Congress, pp. 923-927, 1960.
- [**Gho, 03**] Eskandar GHOLIPOUR SHAHRAKI, Apport de l'UPFC à l'Amélioration de la Stabilité Transitoire des Réseaux Electriques, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [**Gho, 09**] S.P. Ghoshal, A. Chatterjee, V. Mukherjee, Bio-Inspired Fuzzy Logic Based Tuning of Power System Stabilizer, Expert Systems with Applications, pp. 9281-9292, Vol. 36, 2009.
- [**Gho, 84**] G. Ghosh, O.P. Ledwich, G.S. Hope Malik, Power System Stabilizer Based on Adaptive Control Techniques, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems (PAS 103), pp. 1983-1989, 1984.

[Haj, 97] S. Hajri, *Commande Dynamique par Mode Glissant Application à la Robustification des Processus Complexes*, Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Industrielle, Lille, France, 1997.

[Ham, 04] A. Hamzaoui, N. Essounbouli et J. Zaytoon, *Fuzzy Sliding Mode Control with Fuzzy Switching Function for Nonlinear Uncertain MIMO Systems*, *Journal of Systems and Control Engineering*, 218, Part I: pp. 287-297, 2004.

[Har, 85] F. Harashima, T. Ueshiba, H. Hashimoto, *Sliding Mode Control for Robot Manipulator*, *Proceeding of IEEE Conference of Brussels*, pp. 251-256, 1985.

[Has, 91] M. A. Hassan, O.P. Malik, G. S. Hope, *A Fuzzy Logic Based Stabilizer for a Synchronous Machine*. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 6, pp. 407-413, 1991.

[Has, 96] I. Haskara, U. Ozguner, V. Utkin , *On Variable Structure Observers*. *IEEE Workshop on Variable Structure Systems*, 1996.

[Hoa, 96] P. Hoang, K. Tomsovic, *Design and Analysis of Adaptive Fuzzy Power System Stabilizer*, *IEEE Trans, School of Electrical Engineering and Computer Science, Washington State Univ, Pullman, WA* pp. 99164-2752, 1996.

[Hus, 08] A. Hussain, *Contribution à la Commande Adaptative Robuste par Modes Glissants*, Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardennes, France, 2008.

[Isi, 89] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*, Springer-Verlag Berlin, 2nd Edition, 1989.

[Jia, 04] Z. Jiang, R. Dougal, *Synergetic Control of Power Converters for Pulse Current Charging of Advanced Batteries From A Fuel Cell Power Source*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19. N° 4, pp. 1140-1150, 2004.

[Jia, 09] Z. Jiang, *Design of a Nonlinear Power System Stabilizer Using Synergetic Control Theory*, *Power Electric Power Systems Research*, pp. 855-862, 2009.

-
- [Ket, 92] R. Ketata, *Méthodologie de Régulation Numérique Incluant la Logique Floue*, INSA, Toulouse, 1992.
- [Kha, 11] A. Al-Khajraji, A. Hamzaoui, *Robust Tracking Control of Uncertain Dynamic Nonlinear Systems Via Type-2 Fuzzy Sliding Mode Approach*, 18th World Congress of the International Federation of Automatic Control (IFAC 2011), Milan, Italy, September 2011.
- [Kol, 00] Kolesnikov, G. Veselov, *Modern Applied Control Theory: Synergetic Approach in Control Theory*, Vol. 2, Moscow-Taganrog, TSURE Press, 2000.
- [Kol, 02] Kolesnikov, G. Veselov, A. Monti, F. Ponci, E. Santi, and R. Dougal, *Synergetic Synthesis of DC-DC Boost Converter Controllers: Theory And Experimental Analysis*, Proceedings of 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Vol. 1, pp. 409-415, Dallas, TX, April 2002.
- [Kon, 04] I. Kondratiev, E. Santi, R. A. Dougal, G. Veselov, *Synergetic Control for M-Parallel Connected DC-DC Buck Converters*, Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 182-188, June 2004.
- [Kot, 93] M.L. Kothari, J. Nanda, K. Bhattacharya, *Design of Variable Structure Power System Stabilizers with Desired Eigenvalues in the Sliding Mode*, IEE Proc. Gen., Trans. and Distr., 140, pp. 263-268, 1993.
- [Kun, 94] P. Kundur, *Power System Control and Stability*, Ed. McGraw-Hill Inc, 1994.
- [Lar, 81] E.V. Larsen, D.A. Swann, *Applying Power System Stabilizers, Part I, II, III*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-100, pp. 3017-3041, 1981.
- [Lee, 98] S.S. Lee, J.K. Park, *Design of Power System Stabilizer using Observer/SMC, Observer/SM Model Following and Hinf/SMC for Small Signal Stability Study*, Electrical & Energy Systems, Vol. 20, 1998.

- [Lia, 01] R-J. Lian, S-J. H, A Mixed Fuzzy Controller for MIMO Systems, Fuzzy Sets and Systems, Vol. 120, pp. 73-93, 2001.
- [Lia, 03] C-Y. Liang, J-P. Su, A New Approach to the Design of a Fuzzy Sliding Mode Controller, Fuzzy Sets and Systems, 139, pp. 111-124, 2003.
- [Lou, 04] A.G. Loukianov, J.M. Ramirez, J.M. Canedo, A Sliding Mode Controller to Improve Damping Power System Oscillations, Automatic Control Department, Mexico, 2004.
- [Lya, 92] A.M. Lyapunov, Lyapunov Centenary Issue, International Journal of Control, Vol. 55, N° 3, 1992.
- [Men, 01] J. M. Mendel, Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions, Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J., 2001.
- [Men, 02] J.M. Mendel, R. John, Type-2 Fuzzy Sets Made Simple, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 10, pp. 117-127, 2002.
- [Men, 07] J.M. Mendel, Advances in Type-2 Fuzzy Sets and Systems, Inform Sci. 177:pp. 84-110, 2007.
- [Men, 95] J.M. Mendel, Fuzzy Logic System for Engineering, IEEE, Vol. 83, N° 3, 1995.
- [Meu, 95] B.B. Meunier, La Logique Floue et Ses Applications, Edition Addison-Wesley, France, 1995.
- [Mon, 03] A. Monti, E. Santi, K. Proddatur, R. A. Dougal, Synergetic Control for DC-DC Boost Converter: Implementation Options "", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, N° 6, pp. 1803-1813, Dallas, Nov. 2003.
- [Mou, 96] M. Moudjahed, Amélioration de la Stabilité d'un Réseau Electrique au Moyen d'une Bobine Supraconductrice, Thèse de Doctorat, Université de Franche Comté, 1996.

-
- [Nec, 02] E. Nechadi, W. Kacem, Utilisation du Mode Glissant pour le Suivi du Modèle de Référence, Thèse d'Ingénieur d'Etat en Automatique, UFAS, Algérie, 2002.
- [Nec, 04] E. Nechadi, Stabilité d'un Système Electro-énergétique: Approche par mode glissant, Thèse de Magister en Automatique, UFAS, Algérie, 2004.
- [Nec, 12a] E. Nechadi, M.N. Harmas, A. Hamzaoui, N. Essounbouli, A New Robust Adaptive Fuzzy Sliding Mode Power System Stabilizer, Elsevier, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 42, pp. 1-7, 2012.
- [Nec, 12b] E. Nechadi, M.N. Harmas, A. Hamzaoui, N. Essounbouli, Type-2 Fuzzy based Adaptive Synergetic Power System Control, Elsevier, Electric Power Systems Research, Vol. 88, pp. 9-15, 2012.
- [Bou, 12] Z. Bouchama, M.N. Harmas, Optimal robust adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer design, Elsevier, Electric Power Systems Research, Vol. 88, pp. 9-15, 2012.
- [Par, 96] Y.M. Park, W. Kim, Discrete-Time Adaptive Sliding Mode Power Stabilizer with Only Input/Output Measurements, Electrical & Energy Systems, Vol.18, 1996.
- [Pha, 01] Q.P. Ha, Q.H. Nguyen, D.C. Rye, H.F. Durrant-Whyte, Fuzzy Sliding-Mode Controllers with Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, N° 1, 2001.
- [Pha, 03] Q.P. Ha, H. Trinh, H.T. Nguyen, H.D. Tuan, Dynamic Output Feedback SM-Control using Pole Placement and Linear Functional Observers, IEEE Transactions on Indus.Elec., Vol. 50, 2003.
- [Pha, 99] Q.P. Ha, D.C. Rye, H.F. Durrant-Whyte, Robust Sliding Mode Control with Application, International Journal of Control, Vol.72, N°. 12, pp. 1087-1096, 1999.
- [Pie, 87] Pierre, A Perspective on Adaptive Control of Power Systems, IEEE Transactions PWRS, Vol. 2, pp. 387-396, 1987.

-
- [**Rac, 88**] L.Z. Racz, B. Bokay, *Power System Stability*, Ed-Elsevier, Amsterdam, 1988.
- [**Sch, 68**] R.M. Schier, A.L. Blythe, *Field Tests of Dynamic Stability Using a Stabilizings and Computer Program Verification*, IEEE transactions on Power Appar-syst-B15-323,1968.
- [**Sha, 03**] Avdhesh Sharma, M.L. Kothari, *Intelligent Dual Input Power System Stabilizer*, Electric Power Systems Research, Vol. 64, pp. 257-267, 2003.
- [**Shaa, 10**] H. Shayeghi, H.A. Shayanfar, A. Safari, R. Aghmasheh, *A Robust PSSs Design Using PSO in a Multi-Machine Environment*, Energy Conversion and Management, Vol. 51, pp. 696-702, 2010.
- [**Shah, 03**] E.G. Shahraki, *Apport de l'UPFC à l'Amélioration de la Stabilité Transitoire des Réseaux Electriques*, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré de Nancy-I, France, 2003.
- [**Shaj, 10**] H. Shayeghi, H.A. Shayanfar, S. Jalilzadeh, A. Safari, *Multi-Machine Power System Stabilizers Design Using Chaotic Optimization Algorithm*, Energy Conversion and Management, Vol. 51, pp. 1572-1580, 2010.
- [**Sir, 88**] H. Sira-Ramirez, *Differential Geometric Methods in Variable-Structure Control*, International Journal of Control, Vol. 48, N° 4, pp. 1359-1390, 1988.
- [**Siv, 84**] A.Y. Sivaramakrishnan, M.V. Hariharan, M.C. Srisailam, *Design of a Variable-Structure Load Controller Using Pole Assignment Technique*, International Journal of Control, pp. 487-498, Vol. 40, 1984.
- [**Slo, 83**] J.J. Slotine, S.S. Sastry, *Traching Control of Non-Linear Systems using Sliding Surfaces with Application to Robot Manipulators*, International Journal of Control, Vol.38, N° 2, pp. 465-492, 1983.
- [**SoI, 00**] H.M. Soliman, A.L. Eshafei, A.A. Shaltout, M.F. Mors, *Robust Power System Stabiliser*, IEE Proc-Elec. Power Appl, pp. 285-291, Vol.147, 2000.

- [Utk, 77] V.I. Utkin. Variable Structure Systems with Sliding Modes, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. ac-22, pp. 212-222, 1977.
- [Utk, 92] V. I. Utkin, Sliding Modes in Control Optimisation, Springer-Verlag, 1992.
- [Wan, 92] L-X.Wang, Fuzzy Systems are Universal Approximators, Signal and Image Processing Institute, Departement of Electrical Engineering Systems, University of Southeen, California, Los Angles, CA 90089-2564, pp. 1163-1169, 1992.
- [Wan, 95] Li-Xin. Wang, Design and Analysis of Fuzzy Identifiers of Nonlinear Dynamic Systems, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 40, N° 1, pp. 11-23, 1995.
- [Wan, 96] Li-Xin. Wang, Stable Adaptive Fuzzy Controllers with Application to Inverted Pendulum Tracking, IEEE Translations on Systems, Man and Cybernics, Vol. 26, N° 5, pp. 677-691, 1996.
- [Wanm, 92] L.X. Wang, J.M. Mendel, Fuzzy Basis Function Universal Approximation and Orthogonal Least-Squares Learning, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 3, N° 5, pp. 807-814, 1992.
- [Wee, 01] B.M. Weedy, B.J. Cory, Electric Power Systems, Fourth Edition, John Wiley & Sons Ltd, England, November, 2001.
- [Xyu, 96] X. Yu, Z. Man, B. Wu, Design of Fuzzy Sliding-Mode Control Systems, Fuzzy Sets and Systems, Vol. 95 (1998), pp. 295-306, 1996.
- [Yam, 94] Zia A. Yamayee, Juan L. Bala, Jr., Electromechanical Energy Devices and Power Systems, Wiley & Sons Inc., Canada, 1994.
- [You, 98] K. D. Young, Controller Design for a Manipulator Using the Theory of Variable Structure Systems, IEEE Trans. Man Cyber., pp. 101-109, 1978.

[You, 99] K. D. Young, V. I. Utkin, U. Ozguner, A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control, IEEE Trans on Control Syst. Technology, Vol. 7, pp. 328-342, 1999.

[Zad, 02] N.H. Zadeh, A. Kalam, An Indirect Adaptive Fuzzy-Logic Power System Stabiliser, Electrical Power & Energy Systems, Vol. 24, pp. 837-842, 2002.

[Zad, 75] L.A. Zadeh, The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning, Information Sciences, Vol. 8, pp. 199-249, 1975.

ملخص

إن العالم في حاجة دائمة إلى الطاقة، وخاصة منها الكهربائية التي تظهر بوضوح عند الاستهلاك. هناك جهود كبيرة لتسهيل استعمال هذه الأنظمة الطاقوية، و هذا بحل إشكالية الاستقرار في هذه الأخيرة والذي يكمن أساسا في الآلات المتزامنة التي تعطي الجزء الأكبر من الطاقة الكهربائية.

دراسة أنظمة الطاقة الكهربائية يتطلب استعمال طرق تحكم جديدة قادرة على حل مشكل الاستقرار، و من بين هذه الأخيرة نذكر التحكم باستعمال المنطق الغامض نوع 2 التآزري الذي يعطي لنا نتائج جد مقبولة بالإضافة إلى متانته ضد الاضطرابات.

نقترح في هذه الأطروحة طريقة تحكم تقوم بالتنسيق بين التحكم المنطق الغامض نوع 2 مع التحكم التآزري. أربعة أنظمة للتحكم درست ونتائجها قورنت مع نظام التحكم المقترح. قمنا بمحاكاة إشارة التحكم على نظام طاقة كهربائي مكون من آلة متزامنة و آخر من ثلاث آلات.

فعالية نظام التحكم المقترح مبرهنة بواسطة دالة ليابونوف التي تبقى النظام في حالة استقرار بعد تطبيق إشارة التحكم، و مؤكدة بواسطة نتائج التمثيل بواسطة الكمبيوتر.

الكلمات المفتاحية: نظام طاقة، آلة متزامنة، استقرار، وضع الانزلاق، المنطق الغامض نوع 2، التحكم التآزري.

Résumé

Le monde a besoin d'énergie, une partie importante de celle ci est utilisée sous forme d'énergie électrique. Les problèmes de stabilité sont principalement, ceux des machines synchrones qui fournissent presque la totalité de l'énergie électrique. L'étude de stabilité exige le développement des nouvelles méthodes de commande capables de fournir des solutions aux problèmes de stabilité.

On propose dans ce travail une méthodologie de commande qui combine les systèmes flous type-2 et la commande synergétique. Quatre approches de commande ont été abordées et leurs performances comparées avec la commande proposée.

Cette commande est appliquée à un système énergétique constitué par une machine synchrone liée à un jeu de barres infini et aussi à un système multi-machines. L'efficacité de la commande proposée est vérifiée par simulation pour divers cas de fonctionnement.

Mots clés : Système électro-énergétique, machine synchrone, stabilisateur (PSS), systèmes flous type-2, commande synergétique.

Abstract

The world is always in need for energy and a major part of it is used in its electrical form. Stability problems are mainly those of synchronous machines which produce almost all of the electric energy. New control techniques are used to push farther away power system stability limits.

In our work, we propose a control methodology, combining synergetic control and fuzzy logic type-2 systems. Four different control strategies have been simulated and their performances have been compared to those of the proposed control strategy.

This control strategy has been applied to a power system stability study of a synchronous machine connected to an infinite bus through a transmission line and to a multi-machine power system. The effectiveness of the proposed control strategy has been verified using Lyapunov criterion and validated by simulation.

Keywords: Power systems, synchronous machine, stability, robustness, fuzzy logic type-2, synergetic control.