

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DJILALI LIABES SIDI BEL ABBES

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



THESE DOCTORAT

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME

DOCTORAT 3^{EME} CYCLE (LMD) EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION: COMMANDE DES ACTIONNEURS ELECTRIQUES

INTITULE DE THESE :

**RESOLUTION DU PROBLEME D'OPTIMISATION H_{∞} DES
STABILISATEURS PSS ROBUSTES PAR LES APPROCHES
METAHEURISTIQUES**

Présentée par :

DERRAR Amina

Devant le jury composé de :

Pr. ABID Mohamed
Dr. NACERI Abdellatif
Dr. MOKHTARI Naimi
Pr. TAHOUR Ahmed

Professeur
Maitre de conférences classe A
Maitre de conférences classe A
Professeur

UDL Sidi Bel-Abbes
UDL Sidi Bel-Abbes
UDL Sidi Bel-Abbes
Université de Mascara

Président
Encadreur
Examineur
Examineur

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord « DIEU », seigneur de l'univers, pour la volonté, la santé, qui nous a donnée durant toutes ces longues années . A lui toute louange.

Je tiens à exprimer en tout premier lieu ma profonde gratitude à mon encadreur monsieur NACERI Abdelatif Maître de Conférences A (U.D.L. Sidi Bel-Abbès) pour m'avoir orienté et guidé afin de réaliser ce travail. Je le remercie pour ses encouragements continuels qui ne cessaient de me remonter le moral pendant les moments difficiles et pour l'énorme soutien scientifique et moral qu'il a su m'accorder pendant ces années.

Je remercie monsieur ABID Mohamed professeur (U.D.L. Sidi BelAbbès), d'avoir accepté de présider le jury de soutenance.

J'adresse mes remerciements aux membres du Jury qui ont accepté d'examiner ce mémoire en lui apportant de l'intérêt, monsieur MOKHTARI Naimi Maître de Conférences A (U.D.L. Sidi Bel-Abbès), et monsieur TAHOUR Ahmed professeur (Université de Mascara)

Je veux aussi exprimer ma vive reconnaissance envers tous les enseignants d'électrotechnique de U.D.L. Sidi Bel-Abbès

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

A mes parents

Mon père et ma mère, Ceux qui sont les plus chers au monde, ceux qui ont éclairer mon chemin ,qui n'ont épargné aucun effort pour ma réussite et mon bonheur ,et auxquels je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leur amour, leur soutien tout au long de mes études...

A mon mari, celui qui a pris le relais et ma soutenu.

A mon petit adorable ange, ma petite fille « Douaa Nourhane » .

A ma belle mère.

A toutes mes sœurs, belles sœurs et mes beaux frères, et tous leurs enfants.

A toute ma famille.

A tous mes amis spécialement « Nassima & Meriem ».

A tous qui se donnent à fond à la recherche scientifique

Résumé :

Ce travail présente des techniques avancées de modélisation (par réseaux de perméances), de commande (robuste hors-ligne) et d'optimisation (par métaheuristiques et notamment les algorithmes génétiques 'AG' et par essais particuliers 'OEP'), pour la détermination des paramètres optimaux d'un système stabilisateur des puissances type PID conventionnel (PSS-PID), et pour des choix rationnelles et judicieux des fonctions de pondérations lors la synthèse d'un contrôleur robuste, utilisant la technique de commande fréquentielle avancée H^∞ par formation de boucles.

Les résultats de simulation obtenus sous MATLAB avec des tests de robustesses vis-à-vis des variations paramétriques incertaines de la machine synchrone, montrent des améliorations considérables des performances statiques et dynamiques et une grande robustesse de stabilité avec le contrôleur robuste optimisé par les algorithmes génétiques en comparaison avec l'utilisation d'autres régulateurs (Conventionnel PID, et robustes avec H^∞ , PSS-AG et PSS-OEP).

Mots-clés : Régulateur PID, optimisation avancée, Algorithmes génétiques, essaim de particules, système de puissance SMIB, système stabilisateur des puissances, technique fréquentielle avancée H^∞ , stabilité et robustesse.

ABSTRACT:

This work presents advanced modeling techniques (permeances networks), control (robust off-line) and optimization (by metaheuristics including genetic algorithms GA and particle swarm PSO), to determining optimal parameters of a conventional power system stabilizer (PSS-PID), and for rational and judicious choice of weighting functions in the synthesis of a robust controller using advanced frequency H^∞ control technique by loop-shaping.

The obtained simulation results under MATLAB with tests of robustness against the parametric variations uncertain of the synchronous machine, show significant improvements in static and dynamic performances and more robustness of stability with the robust controller H^∞ optimized by genetic algorithms in comparison with the other regulators (conventional PID, and robust with H^∞ , PSS-GA et PSS-PSO).

Keywords: PID controller, advanced Optimization, genetic algorithm, particle swarm, SMIB power system, Power system stabilizer, advanced frequency techniques H^∞ , stability and robustness.

ملخص

يعرض هذا العمل التقنيات المتقدمة النمذجة (شبكات السماعة)، والسيطرة المتنبئة خارج الخط) والأمثل (عن طريق الأدلة العليا metaheuristics بما في ذلك الخوارزميات الجينية GA وسرب الجسيمات PSO. نقوم بدراسة طرق جديدة لتحديد المعايير المثلى لنظام استقرار الطاقة التقليدي (PSS-PID) و تحديد قيم وظائف الترجيع عند تحليل و تحديد قيم مثبتات المعلومات باستخدام نظام التحكم المتين H^∞ من أجل هذا الهدف نقوم باستخدام طريقة خوارزمية المجموعات الجزئية و الخوارزميات الجينية .

النتائج التمهيلية المحصلة عليها باستخدام برنامج MATLAB (مع اختبار المتانة بالنسبة لتغيرات القيم الأساسية الداخلية للمولد) مبنية تحسن كبير في الخصائص مقارنة مع المعدلات H^∞ الديناميكية ومتانة كبيرة في الاستقرارية باستخدام الخوارزميات الجينية المرفوقة و PSS-GA et PSS-PSO، H^∞ التحكم المتين PSS-PID الكلاسيكي الاخرى

كلمات مفتاحية: نظام استقرار الطاقة التقليدي ، خوارزمية المجموعات الجزئية ، المعايير المثلى ، الخوارزميات الجينية، نظام التحكم المتين H^∞

SOMMAIRE

NOMENCLATEURS ETABREVIATION.....	i
LISTE DES FIGURES.....	iii
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : MODELISATION ET COMMANDE DU SYSTEME TURBO-ALTERNATEUR AVEC PSS	
CONVENTIONNEL TYPE PID	
I.1.Introduction.....	5
I.2.Etat de l’art.....	6
I.2.1.Turboalternateur.....	6
I.2.2.Les Turbines.....	7
I.2.3.Les Alternateurs.....	7
I.2.4.Constitution d’un alternateur.....	8
A.Le stator.....	9
B.Le rotor.....	9
C.Les enroulements.....	10
D.Les balais.....	10
E. La carcasse.....	10
I.2.5.Excitatrice.....	11
I.2.6.Principe de fonctionnement.....	11
I.2.7.Equations électriques.....	11
I.2.8.Systèmes d’excitations des alternateurs.....	12
I.2.9.Éléments d'un système d'excitation.....	13
I.2.10. Différents types de système d'excitation.....	14
A. Excitation a courant continu.....	14
B. Système d’excitation a courant alternatif (AC).....	15
C. Système d’excitation statique.....	15
I.2.11.Excitations Des Alternateurs De Forte Puissance.....	16
I.3.Régulation.....	18
I.3.1.Principe de fonctionnement.....	18
I.4.Circuits de stabilisation d'un système d'excitation.....	19
I.4.1.Représentation D’un Système Turboalternateur Avec AVR.....	19
I.4.2.Stabilisateurs Des Systèmes De Puissance ‘PSS’.....	20
I.5.Application Des Méthodes De La Commande Robuste Dans Les Systèmes De Régulation D’excitation Des MS.....	20
I.5.1.Taches de la commande robuste dans les systèmes AVR – PSS.....	20
I.5.2.Structure de base des MS avec le contrôleur robuste.....	21
I.6.Modélisation du système de puissance.....	22
I.6.1.Types de modélisation de la machine synchrone.....	22
A. La modélisation de Park.....	22

B. La modélisation par réseaux de perméances (Park-Garivov).....	22
C. La modélisation numérique.....	23
I.6.2. Description général du système électro-énergétique étudié.....	23
I.6.3. Modèle mathématique de la machine synchrone.....	24
I.7. Etude De Fonctionnement Du Système AVR.....	31
I.7.1. Introduction	31
I.7.2. Principe de fonctionnement de système AVR.....	32
I.7.3. Principe de la régulation de tension.....	32
I.8. Modèle du régulateur automatique de tensions AVR.....	32
I.8.1. Modèle du système d'excitation.....	33
I.8.2. Description du modèle.....	33
I.8.3. Simplifications.....	34
I.9. Stabilisateur De Réseaux 'PSS' – Etude D'un Contrôleur D'excitation conventionnel.....	34
I.9.1. Stabilisateur conventionnel.....	35
I.9.2. Signal d'entrée.....	37
I.9.3. Signal de sortie.....	37
I.10. Modèle Mathématique Du Régulateur AVR - FA (AVR-PSS).....	38
I.11. Modèle de La MS raccordée a un réseau de puissance infini.....	39
I.12. Résultats et discussion.....	40
I.13. Conclusion.....	51

CHAPITRE II : COMMANDE ROBUSTE D'UN PSS PAR L'APPROCHE H^∞ -LOOP SHAPING

II.1. Introduction	52
II.2. Théorie de la commande robuste H^∞ -loop shaping	53
II.3. Commande par l'approche H^∞	54
II.3.1. principe	54
II.3.2. Stabilité et robustesse d'un système asservi	55
II.3.3. Théorème du petit gain	56
II.4. Concept de base de la commande H^∞	56
II.4.1. Condition de stabilité	56
II.4.2. Fonction de sensibilité	57
II.4.3. La norme H^∞ pour les systèmes SISO.....	59
II.4.4. La norme H^∞ pour les systèmes MIMO.....	59
II.5. Performance et robustesse.....	60
II.6. Analyse de la robustesse-approche moderne.....	60
II.7. Modèle de base des incertitudes du système	62
II.8. Le problème de sensibilité mixte	63
II.9. Synthèse du correcteur robuste H^∞	65
II.10. La résolution du problème H^∞ - Algorithme de GLOVER- DOYLE	68
II.11. Application.....	70

II.11.1.Choix des fonctions de pondération pour la synthèse robuste H^∞	70
A. Les pondérations dans les Problèmes de Commande Robuste H^∞	70
B. Choix des fonctions de pondérations dans le control d'excitation robuste.....	70
II.11.2 Etapes de calcul d'un contrôleur PSS robuste basé sur la technique H^∞ -loop shaping.....	72
II.11.3.Organigramme du PSS robuste.....	73
II.12.Résultats de simulation et Interprétation	74
II.13. Conclusion	85

CHAPITRE III : APPLICATION DES METAHEURISTIQUES POUR LA ROBUSTIFICATION DU PSS- H^∞

III.1.Introduction	86
III.2.Classification des méthodes d'optimisation	86
III.2.1.Les métaheuristiques à solution unique	88
III.2.2.Les métaheuristiques à population de solutions	88
III.3.Définition de base	88
III.3.1.Optimisation	88
III.3.2.Fonction Objective.....	89
III.3.3.Variables de décision	89
III.4.Sensibilité et robustesse d'une méthode d'optimisation.....	89
III.5.Les algorithmes génétiques.....	89
III.5.1.Principe de l'algorithme génétique.....	91
1.Codage.....	92
2.Fitness.....	95
3.Génération de population.....	95
4.Sélection.....	95
5.Croisement.....	97
6 Mutation.....	100
7.Remplacement.....	100
8. Critère d'arête.....	100
III.5.2.Paramètres de réglage de l'AG.....	100
III.5.3.Etapes importantes de l'algorithme génétique	101
III.5.4.Avantage et inconvénient	101
III.6 .Essaim Particulaire	102
III.6.1Principe de base d'un OEP.....	102
III.6.2 Formulation mathématique de l'OEP	104
III.6.3Paramètres de l'algorithme.....	105
III.6.4 Organigramme d'OEP.....	106
III.6.5 algorithme	108
III.6.6 Avantage et Inconvénients de l'OEP.....	109

III.6.7 Comparaison entre essaim particulaire et les algorithmes génétiques	109
III.7 mise en oeuvre d'un algorithme d'optimisation	110
III.7.1.Optimisation par algorithme génique.....	110
III.7.2.Etape d'appliquer l'AG	111
III.7.3.Fonction objective du PSS.....	112
III.7.4.Procédure de mise en oeuvre d'algorithme génétique.....	113
III.8.Optimisation par essaim particulaire.....	114
III.8.1.Etape d'appliquer OEP(PSO).....	114
III.8.2.Fonction objective.....	114
III.8.3.Procédure de mise en oeuvre d'algorithme de OEP.....	114
III.9.Organigramme d'application d'AG et OEP au PSS	116
III.10.Application de l'AG pour choisir les fonctions de pondération de PSS basé H _{infini}	117
III.10.1.Fonction objective	117
III.10.2.Procédure de mise en oeuvre d'AG-H _{infini}	118
III.10.3.Algorithme du controleur PSSpar hybridation H _{infini} -AG.....	118
III.11.Résultat et interprétation	120
III.12.Conclusion.....	126
CONCLUSION GENERALE.....	127
BIBLIOGRAPHIE.....	129
ANNEXES.....	136

NOMENCLATURES ET ABREVIATIONS

Nomenclatures

E_{fd} : Tension de sortie de l'excitation.

V_R : Tension de sortie de l'AVR.

V_F : Tension de sortie du filtre (stabilisation).

E'_q : La FEM correspondante.

V_t : La tension de sortie de l'alternateur.

P_e / Q_L : Puissance active /réactive fournie au réseau.

T_e : Couple électrique.

T_m : Couple mécanique.

P_m : Puissance mécanique

V_d / V_q : Composantes selon l'axe directe / l'axe en quadrature de la tension.

I_d / I_q : Composantes du courant selon l'axe direct et en quadrature.

X_e / L_e : Réactance / inductance de la ligne de transmission.

X_d / L_d : Réactance / inductance synchrone longitudinale.

X'_d / L'_d : Réactance / inductance transitoire longitudinale.

X''_d : Réactance sub-transitoire longitudinale.

X_q / L_q : Réactance / inductance synchrone transversale.

X''_q : Réactance sub-transitoire transversale.

X_s : Réactance inductive shunt statorique.

X_f : Réactance inductive du circuit d'excitation.

X_{sf} : Réactance inductive shunt du circuit d'excitation.

R_{1d} : Résistance active du circuit d'amortissement selon l'axe direct.

R_{1q} / R_{2q} : Résistance active du premier/second circuit d'amortissement selon l'axe en quadrature.

T'_{d0} : Constante du temps transitoire longitudinale à circuit ouvert.

T_j : Constante d'inertie.

L_D / L_Q : Inductances des circuits amortisseurs D-D' (premier)/ Q-Q' (deuxième).

M_F : Inductance mutuelle entre le circuit rotorique et statorique.

M_D : Inductance mutuelle entre le circuit statorique et amortisseur D-D'.

M_Q : Inductance mutuelle entre le circuit statorique et amortisseur Q-Q'.

M_R : Inductance mutuelle entre les circuits rotoriques.

$x_{id}(t), x_{id}(t-1)$: la position de la particule i dans la dimension d aux temps t et $t-1$, respectivement.

$v_{id}(t), v_{id}(t-1)$: la vitesse de la particule i dans la dimension d aux temps t et $t-1$, respectivement.

S : glissement

$p_{bestid}(t-1)$: la meilleure position obtenue par la particule i dans la dimension d au temps $t-1$.

$g_{bestd}(t-1)$: la meilleure position obtenue par l'essaim dans la dimension d au temps $t-1$.

c_1, c_2 : deux constantes qui représentent les coefficients d'accélération.

r_1, r_2 : nombres aléatoires.

[p.u] : (per unit) : système d'unité relative.

[S] : Secondes.

Abréviations

AVR : Automatic Voltage Regulator : Régulateur Automatique de Tension.

AVR-FA : AVR à forte action.

PSS : Power System Stabiliser : Système Stabilisateur des Puissances.

MS : Machines Synchrones.

SMIB : Single Machine Infinite Bus (Système Standard IEEE - MS relié à un RPI).

RT : recherche tabou.

EAs : les algorithmes évolutionnaires.

ACO : Ant Colony Optimisation.

PSO : Particle Swarm Optimisation.

OEP : Optimisation par essaim particulaire.

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I: MODELISATION ET COMMANDE DU SYSTEME TURBO-ALTERNATEUR AVEC PSS CONVENTIONNEL TYPE PID

Figure I.1.Emplacement de turbo-alternateur dans le centrale électrique.....	6
Figure I.2.Schéma de principe d'une turbine.....	7
Figure I.3.Les différents éléments d'un alternateur.....	8
Figure I.4.Stator d'un alternateur.....	9
Figure I.5. Rotor d'alternateur de centrale hydraulique.....	10
Figure I.6.Principe de fonctionnement d'un alternateur.....	11
Figure I.7.Schéma électrique monophasé équivalent de la machine synchrone.....	12
Figure I.8.Représentation vectorielle d'une machine synchrone.....	12
Figure I.9.Schéma fonctionnel du système d'excitation d'une génératrice synchrone.....	13
Figure I.10.Système d'excitation de type DC.....	14
Figure I.11.Excitation de type AC avec redresseur non commandé.....	15
Figure I.12.Excitation statique par redresseur commandé à source de tension.....	15
Figure I.13.Principe du système d'excitation par Alternateur – Exciteur.....	16
Figure I.14.Principe de régulation de la tension par l'excitatrice en cascade.....	18
Figure I.15.Schéma de principe de fonctionnement d'une régulation.....	19
Figure I.16. Schéma synoptique d'ensemble Turbo-alternateur avec AVR.....	19
Figure I.17.Schéma fonctionnelle du système de commande d'excitation GS.....	21
Figure I.18.a Système de commande d'excitation GS.....	21
Figure I.18.b Structure de base du générateur synchrone avec contrôleur robuste.....	22
Figure I.19.Groupe turbo-alternateur configuration de base.....	23
Figure I.20.Configuration du système d'étude type SMIB.....	24
Figure I.21. Représentation de la machine synchrone triphasée.....	25
Figure I.22. Représentation de la machine synchrone sur les axes de Park.....	26
Figure I.23.Schéma équivalent de la machine synchrone sur l'axe d	30
Figure I.24. Schémas équivalent de la machine synchrone sur l'axe q.....	30
Figure I.25.Schémas équivalents simplifiés de la machine synchrone avec circuits d'amortisseurs	30
Figure I.26.Schéma du circuit d'excitation de tension (AVR).....	33
Figure I.27.Schéma du circuit d'excitation (AVR).....	34
Figure I.28.Schéma de principe d'un stabilisateur de réseau	35
Figure I.29.Schéma block d'un Alternateur avec AVR équipé d'un PSS	35
Figure I.30.Schéma fonctionnel du PSS.....	36

Figure I.31.Schéma fonctionnelle du PSS utilisé dans notre travail	37
Figure I.32.Machine synchrone connectée à un réseau bus infini.....	39
Figure I.33. Fonctionnement en régime nominale avec variation paramétrique, longue ligne.....	42
Figure I. 34.Fonctionnement en régime sous excité avec variation paramétrique, courte ligne.....	43
Figure I.35.Fonctionnement en régime sur excité avec variation paramétrique, longue ligne.....	44
Figure I.36.Fonctionnement en régime nominale avec variation paramétrique, moyenne ligne.....	45
Figure I.37.Fonctionnement en régime sous excité avec variation paramétrique, moyenne ligne	46
Figure I.38. Fonctionnement en régime sur excité avec variation paramétrique, moyenne ligne.....	47
Figure I.39.Fonctionnement en régime nominal avec variation paramétrique, courte ligne.	48
Figure I.40.Fonctionnement en régime sous excité avec variation paramétrique, courte ligne.....	49
Figure I. 41.Fonctionnement en régime sur excité avec variation paramétrique, courte ligne.....	50

CHAPITRE II : COMMANDE ROBUSTE D'UN PSS PAR L'APPROCHE H^∞ -LOOP SHAPING

Figure II.1.Problème standard H^∞	54
Figure II.2.Schéma représentatif d'une boucle de suivi.....	55
Figure II.3.Schéma d'analyse de la robustesse et de la stabilité.....	56
Figure II.4.Critère de stabilité.....	57
Figure II. Schéma bloc d'un système asservi multivariable.....	57
Figure II.6 .Configuration d'un système peu robuste.....	59
Figure II.7 norme H^∞ pour un SISO.....	59
Figure II.8.Norme H^∞ un système MIMO.....	60
Figure II.9 .La stabilité en présence des perturbations.....	61
Figure II.10.Le système nominal avec les différents types d'incertitudes.....	62
Figure II.11. Schéma graphique d'optimisation H^∞ (Loop shaping)	64
Figure II.12.Formes idéals des fonctions de sensibilité $S(s)$ et de sensibilité complémentaire $T(s)$	64
Figure II.13.Représentation du système augmenté.....	66
Figure II.14.Représentation fréquentielle de W_1	71
Figure II.15.Représentation fréquentielle de W_3^{-1}	72
Figure II.16.Algorithme de synthèse du régulateur robuste d'excitation Pour une seule machine.....	73

Figure II.17.Fonctionnement en régime nominale TBB500 avec variation paramétrique, longue ligne.....	76
Figure II.18.Fonctionnement en régime nominale TBB500 avec variation paramétrique, moyenne ligne.....	77
Figure II.19.Fonctionnement en régime nominale TBB500 raccordé avec une ligne courte...	78
Figure II.20.Fonctionnement en régime sous-excité TBB500 avec variation paramétrique, longue ligne	79
Figure II.21.Fonctionnement en régime sous-excité TBB500 avec variation paramétrique, moyenne ligne.....	80
Figure II.22.Fonctionnement en régime sous-excité TBB500 avec variation paramétrique, courte ligne.....	81
Figure II.23.Fonctionnement en régime sur-excité TBB500 raccordé avec une ligne longue.	82
Figure II.24.Fonctionnement en régime sur excité TBB500 avec variation paramétrique, moyenne ligne.....	83
Figure II.25.Fonctionnement en régime sur excité TBB500 avec variation paramétrique, courte ligne.....	84

CHAPITRE III: APPLICATION DES METAHEURISTIQUES POUR LA ROBUSTIFICATION DU PSS-

H_∞

Figure III.1.Classification des méthodes d'optimisation.....	87
Figure III.2.Modèle de la boîte noire.....	89
Figure III.3. Démarche d'un algorithme génétique.....	90
Figure III.4 .Principe générale des AGs.....	92
Figure III.5.Algorithmes génétique standard.....	92
Figure.III.6 .Les 4 niveaux d'organisation des AG	93
figureIII.7.Illustration du codage des variables d'optimisation	93
Figure III.8.Codage binaire d'un chromosome	94
Figure III.9. Sélection par roulette	96
Figure .III.10.Sélection par tournoi	97
Figure III.11.Croisement seul point.....	98
Figure III.12.Croisement multipoints (m = 2).....	99
Figure III.13. Croisement uniforme.....	99
Figure III.14.Principe de mutation.....	100
Figure III.15. Le cercle virtuel pour un essaim de sept particules.....	102
Figure III.16.Schéma de principe du déplacement d'une particule.....	103
Figure.III.17.Règles simples d'application locale utilisée dans un essaim de particules.....	104
Figure III.18.Schéma vectorielle du déplacement d'une particule.....	105
Figure III.19.Organigramme général d'OEP.....	107
Figure III.20.Algorithme de OEP.....	108
Figure III.21.Organigramme de l'algorithme génétique.....	111

Figure III.22. Organigramme d'OEP.....	115
Figure III.23. Application d'AG et OEP aux PSS	116
Figure III.24. Algorithme de PSS robuste par hybridation AG-H ∞	119
Figure III.25. Fonctionnement en régime nominale TBB500 avec variation paramétrique (longue ligne).....	121
Figure III.26. Fonctionnement en régime sous excité TBB500 r avec variation paramétrique (longue ligne).....	122
Figure III.27. Fonctionnement en régime sur excité TBB500 avec variation paramétrique (longue ligne).....	123
Figure III.28. Fonctionnement en régime sur excité TBB200 avec variation paramétrique (longue ligne).....	124
Figure III.29. Fonctionnement en régime sous excité TBB200 avec variation paramétrique (moyenne ligne).....	125

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'industrialisation et la croissance de la population sont les premiers facteurs pour lesquels la consommation de l'énergie électrique augmente régulièrement. Ainsi, pour avoir un équilibre entre la production et la consommation, il est à première vue nécessaire d'augmenter le nombre de centrales électriques, de lignes, de transformateurs etc. Avec le développement des interconnexions, les systèmes électriques deviennent de plus en plus larges et complexes rendant difficile le maintien de cet équilibre, et ce dans des conditions de plus en plus proches des limites de stabilité.

La stabilité des Systèmes Electro-Energétiques 'SEE' est considérée donc comme condition nécessaire de fonctionnement normal d'un réseau électrique. Ils doivent rester stables pour toutes les petites variations au voisinage des points de fonctionnement ainsi que pour des conditions sévères. Le rôle des systèmes de régulation et de contrôle est d'assurer cette stabilité.

Afin d'améliorer la stabilité du réseau, l'alternateur sera équipé d'un système d'excitation avec son circuit de régulation automatique de tension (AVR) pour l'amélioration de performance en régime permanent mais peuvent être insuffisants pour les problèmes relevant de la stabilité transitoire[1]. En effet, le couple ajouté par l'AVR sur les arbres des machines n'est souvent pas suffisant pour agir contre les oscillations qui surgissent dans les systèmes de puissance [2-3] .

Pour faire face aux problèmes d'instabilité ou pour repousser les limites du fonctionnement stable, des boucles de régulation supplémentaires (PSS: Power System Stabilizer) sont ajoutés aux régulateurs de tension AVR. PSS délivrant un signal additionnel à celui de l'excitatrice de façon à améliorer les oscillations qui sont à l'origine des perturbations incertaines (paramétriques ou non-paramétriques), et de prolonger les limites angulaires (angle critique) de stabilité d'un système en fournissant l'atténuation supplémentaire à l'oscillation des rotors par l'excitation du générateur. Le PSS doit produire un signal de stabilisation en fonction de la variation de vitesse (ou de puissance) les systèmes de puissance sont fortement complexes par leur contenance d'éléments non linéaires et variables dans le temps. Ainsi les paramètres du stabilisateur PSS qui sont adéquats pour des points de fonctionnement peuvent ne pas convenir pour d'autres points.

C'est l'inconvénient majeur de la méthode de conception des PSS conventionnels, c'est-à-dire qu'elle ne garantit pas la stabilité du système dans des conditions de fonctionnement réel.

Pour surmonter ces obstacles, l'utilisation des méthodes de commande avancées comme (la commande prédictive, commande linéaire quadratique, commande fréquentielle H^∞) est nécessaire.

Dans notre travail on a choisit d'appliquer la commande fréquentielle H^∞ par formation de boucle (loop-shaping) car elle présente une solution plus performant aux problèmes cités auparavant.

Donc, la théorie de la commande H^∞ est initiée par Zames au début des années 80 et développée par Doyle-Glover, Khargoneker et Francis (DGKF) [4,5]. Elle est aujourd'hui, un axe de recherche prédominant notamment parmi les techniques dites 'robuste'.

Les années quatre-vingt ont été marquées par l'émergence de la notion de robustesse [6]. Elle fût à ses débuts une notion très mathématique avant d'évoluer vers la synthèse et l'analyse de loi de commande.

D'une manière générale, la robustesse d'une commande peut être définie comme une qualité qui d'écrit l'invariance ou la résistance du comportement d'un système asservi à un certain nombre de phénomènes interne ou externe [6].

Par ailleurs, l'handicap principal dans la commande robuste H^∞ par loop-shaping réside dans l'étape décisive de sélection des fonctions de pondérations lors de l'opération de synthèse et de dimensionnement de paramètres des stabilisateurs robuste PSS- H^∞ .

Dans le cadre de notre travail, on fait appel à des techniques avancées d'optimisation à base des algorithmes métaheuristiques, et notamment les algorithmes génétiques 'GA', et l'optimisation par essaims particulaires 'OEP, pour remédier aux problèmes de robustesse du stabilisateur PSS par l'approche H^∞ liées aux choix des différentes fonctions de pondérations.

Les métaheuristiques constituent alors une stratégie de résolution de plus en plus privilégiée puisque elles sont des méthodes à grande flexibilité d'utilisation. Elles ont la possibilité de trouver des solutions dans le plus grands nombre de cas possibles.[7]

L'Algorithme Génétique (AG) a été introduit par Holland et popularisé par Goldberg[8]. Il appartient aux algorithmes metaheuristiques modernes basés sur le principe de la théorie de Charles Darwin , de l'évolution à la biologie naturel. La technique AG peut générer une solution de haute qualité au un temps de calcul plus

court et avec des caractéristiques de convergence stables. L'Algorithme génétique AG est une excellente méthode pour résoudre les paramètres optimaux du régulateur PSS (type PID). Par conséquent, cette étude développe des contrôleurs robustes PSS-AG à la recherche des paramètres optimaux du PSS conventionnel type PID et d'autre part pour optimiser les paramètres des fonction de pondération du contrôleur PSS- H^∞ .

La technique OEP est une méthode d'optimisation stochastique qui est inspiré d'un comportement social des animaux évoluant en essaim. Ce comportement social est modélisé par une équation mathématique permettant de guider les « particules » durant le processus de déplacement. OEP présente l'avantage d'être efficace sur une grande variété de problèmes, sans pour autant que l'utilisateur ait à modifier la structure de base de l'algorithme.

les techniques (AG,OEP) peuvent générer une solution de haute qualité au un temps de calcul plus court et avec des caractéristiques de convergence stables L'AG et OEP sont d'excellentes méthodes pour résoudre les paramètres optimaux du stabilisateur de puissance PSS type PID.

L'objectif principal de notre travail est donc lié a la résolution des problèmes de robustesse liés aux dimensionnement des paramètres optimales des systèmes PSS-PID et d'autre part aux choix des différentes fonctions de pondérations sur contrôleur robuste PSS- H^∞ par formation de boucle (loop shaping). L'application de ces nouvelles méthodes intelligentes d'optimisation notamment les algorithmes génétiques 'AG', et l'optimisation par essaims particulaires 'OEP'

Nous avons donc vu utile d'organiser notre travail comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la présentation, la modélisation et la commande d'un PSS conventionnel type PID, ainsi que la présentation du système électro-énergétique étudié. Nous avons choisir la modélisation par réseaux de perméances (PARK-GARIOV) de la machine synchrone, ce qui permet d'obtenir une meilleure précision que le model de PARK avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur les méthodes numériques, qui sera utilisé dans notre présente étude.

Le deuxième chapitre portera sur l'application d'un contrôleur d'excitation robuste H^∞ basé sur la méthode de formation de boucle (loop-shaping). Les résultats d'études obtenus de la stabilité statique et dynamique avec les contrôleurs robustes seront largement analysés et discutées. des tests de robustesse ont été effectués en présence des variations paramétriques (électriques et/ou mécaniques) sur notre système pour valider notre contribution et justifier notre choix.

Le troisième chapitre est consacré aux méthodes d'optimisation métaheuristiques. Nous présentons deux techniques (l'AG et l'OEP) qui on va exploiter. puis leur application

par la suite pour résoudre les problèmes d'optimisation des paramètres optimaux d'un PSS conventionnel et robuste H^∞ . Des simulations sous différentes conditions de fonctionnement, du système électro-énergétique étudié type SMIB, avec des tests de robustesses et des études comparatives de différentes techniques utilisées seront analysés et discutés pour accomplir notre travail et justifier notre choix.

Enfin nous clôturons notre travail avec une conclusion générale et nos perspectives futures dans cette orientation de recherche.

CHAPITRE I :

MODELISATION ET COMMANDE DU SYSTEME TURBO-ALTERNATEUR AVEC PSS CONVENTIONNEL TYPE PID

CHAPITRE I : MODELISATION ET COMMANDE DU SYSTEME TURBO-ALTERNATEUR AVEC PSS CONVENTIONNEL TYPE PID

I.1. INTRODUCTION

Le système électro-énergétique (SEE) est un réseau-source alimentant un très grand nombre des clients à partir d'un petit nombre des centrales de production. L'énergie produite par les centrales transite sur les lignes de haute et très haute tensions du réseau de transport maillé sur une zone couvrant un ou plusieurs états, puis est acheminée sur des réseaux de distribution de moyennes et basses tensions dont l'arborescence permet d'atteindre les clients finals.

La première source d'énergie électrique est la centrale de production d'électricité, qui contient plusieurs machines synchrones (turbo-alternateurs) pour transférer la puissance mécanique en puissance électrique, cette dernière est transporté par des lignes de transmission pour d'éventuelles utilisations industrielle et domestique. Les consommateurs de l'énergie électrique demandent toujours la continuité de service avec une stabilité du système de production, pour cela les électrotechniciens sont toujours à la recherche des méthodes et techniques fiables pour amélioré la production et assurant la continuité de service sans interruption.

La stabilité des systèmes énergétiques et l'amortissement des oscillations électromécaniques sont définis par l'efficacité rapide des systèmes d'excitation, dont les régulateurs automatiques de la tension (AVR-Automatic Voltage Regulator) et les stabilisateurs de réseau (PSS-Power System Stabiliser), ces derniers se sont des outils très efficaces pour l'augmentation de degré de stabilité statique et dynamique des systèmes électro-énergétiques (SEE).

La modélisation des machines synchrones a suscité l'attention étendue dans la littérature, dans l'industrie les machines synchrones sont alimentées par des convertisseurs statiques ou par le réseau infini, et elles sont généralement représentées par un système multi variable non linéaire dont les paramètres varient suivant le point de fonctionnement.

Dans les études de stabilité de réseaux, les machines sont introduites sous forme d'un système d'équation de tension et de mouvement traduisant le comportement d'un certain modèle de la machine synchrone. Lorsque le réseau comporte un grand nombre de

machines il est avantageux de choisir un modèle plus simple afin de réduire le temps de calcul. Il faut toutefois définir l'importance des termes négligés et introduire éventuellement des termes correctifs suivant la nature du problème étudié.

Dans ce chapitre on présentera la configuration générale du système étudié et aussi la modélisation mathématique du system standard IEEE type SMIB « machine synchrone reliée à un bus infinie », ou la machine synchrone est modéliser par une approche semi-numérique par réseau de perméances dite (PARK-GARIOVE)

I.2. ETAT DE L'ART

I.2.1. Turbo-alternateur

Une centrale de production électrique contient plusieurs machines synchrones (turbo-alternateurs) qui sont conçues à transformer la puissance mécanique des turbines en puissance électrique(phase de production), cette dernière sera transmis par des lignes de transports, puis distribuées aux éventuels consommateurs (usage domestique ou industriels). Ces consommateurs d'énergie électrique demandent toujours la continuité de service avec une stabilité du système de production, pour leur satisfaire les électrotechniciens cherchent toujours des méthodes et des techniques fiables à fin d'assurer une production d'électricité stable, de bonne qualité, continue, et sans aucune interruption. La figure (I.1) représente l'emplacement d'un turbo-alternateur dans une centrale électrique.

Un turbo-alternateur est l'accouplement d'une turbine et d'un alternateur, en vue de transformer la puissance mécanique d'un fluide en mouvement puis en électricité.

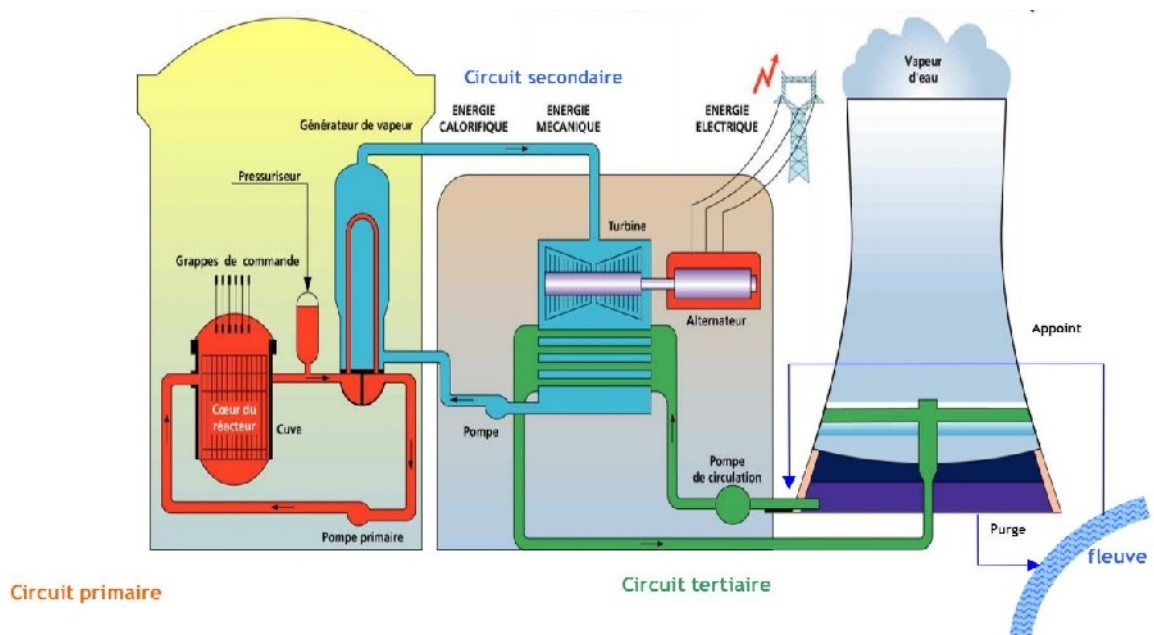


Figure I.1. Emplacement de turbo-alternateur dans la centrale électrique.

I.2.2. Les Turbines

Une turbine est un dispositif rotatif destiné à utiliser l'énergie cinétique d'un fluide liquide comme l'eau ou gazeux (vapeur, air, gaz de combustion), pour faire tourner un arbre supportant les aubes de la turbine. L'énergie du fluide, caractérisée par sa vitesse et son enthalpie, est partiellement convertie en énergie mécanique pour entraîner un alternateur, un compresseur, une pompe ou tout autre récepteur mécanique rotatif. L'ensemble est alors respectivement appelé turbo-alternateur, turbocompresseur, turbopompe, etc.

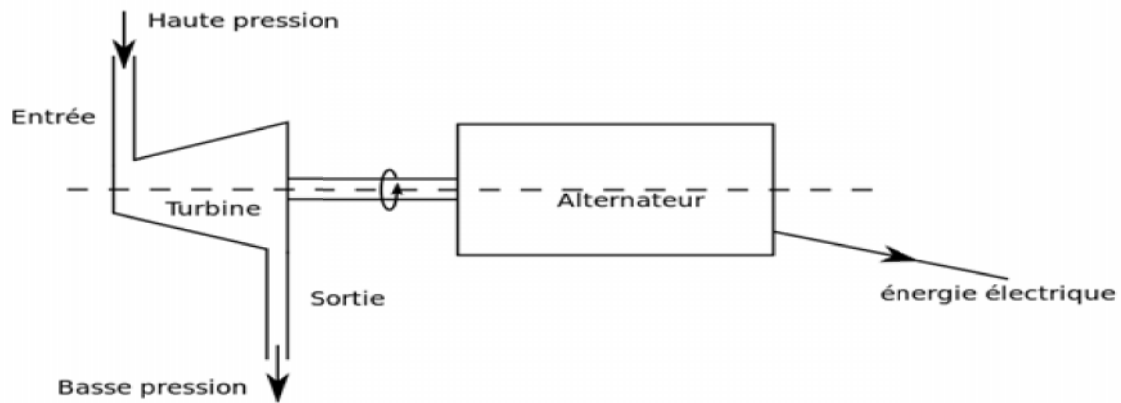


Figure I.2. Schéma de principe d'une turbine.

I.2.3. Les Alternateurs

On nomme alternateurs, les générateurs de courant alternatif. La plupart sont des machines très puissantes en service dans les centrales de productions électriques.

Ils sont composés des ensembles suivants:

Le stator : Il est composé de la carcasse, du circuit magnétique et des bobinages.

Le rotor: Il est composé d'un circuit magnétique, de masses polaires et du bobinage polaire.

On peut classer les machines synchrones d'après le mode de construction utilisé pour la fabrication des rotors, mais quelque soit le type utilisé, sa vitesse est constante ($n_s =$ constante).

- **Machines à pôles saillants**

Elles utilisent des pièces polaires sur une culasse avec des enroulements d'excitation constituées par des bobines.

On utilise ce type de machines dans les centrales hydrauliques, le rotor comporte $2p$ pôles, sa vitesse de rotation $n_s < 1000$ tr/min, se calcule par la formule suivante : [9]

$$n_s = \frac{f}{p} [\text{tr/s}] \quad \text{ou encore : } n_s = 60 \cdot \frac{f}{p} [\text{tr/min}] \quad (1.1)$$

- **Machines à pôles lisses (entrefer constant)**

A la différence des précédents, ces machines ont un entrefer constant, l'enroulement d'excitation étant placé dans des rainures longitudinales usinées sur un cylindre d'acier massif. Le rotor peut comporter plusieurs encoches, autrement dit les bobines peuvent être logées dans plusieurs encoches.

Ce type des machines est utilisé surtout pour les grandes vitesses $n_s > 1000$ tr/min, donc elles ont 3, 2 ou 1 pair de pôle. Ces machines nécessitent un moteur d'entraînement rapide qui se spécifie par les turbines à vapeur dans les centrales thermiques par exemple, ces machines génératrices de courant portent le nom de turbo-alternateur [9].

I.2.4. Constitution d'un alternateur

L'alternateur est constitué de trois parties principales [10]:

- ✚ **Partie électrique** : qui serve à la canalisation du courant électrique à l'intérieur de l'alternateur et à la connexion de cette dernière avec le circuit électrique extérieur.
- ✚ **Partie mécanique** : qui serve de support pour les différents éléments de l'alternateur en assurant sa protection et sa liaison avec l'extérieur.
- ✚ **Partie magnétique** : serve à la canalisation et au transport des lignes de champ magnétique, du lieu de production au lieu d'utilisation

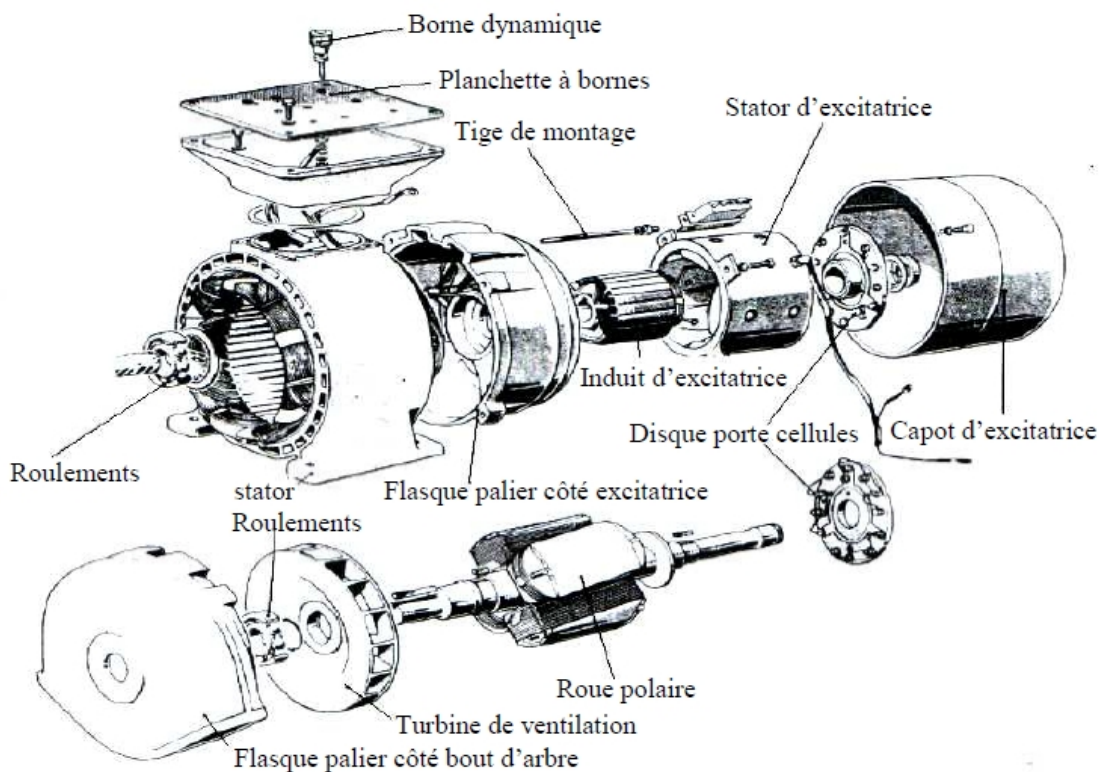


Figure I.3. Les différents éléments d'un alternateur.

A. Le stator

Le stator comprend un circuit magnétique constitué par un empilage de tôles en forme de couronne, isolées les unes des autres pour limiter les courants de Foucault. L'ensemble des couronnes avec leur isolation est fortement serré, il constitue le circuit magnétique du stator. Dans sa partie intérieure, le circuit magnétique comporte des encoches uniformément réparties dans lesquelles vient se loger l'enroulement triphasé du stator. Le circuit magnétique du stator est en fer afin d'augmenter le champ magnétique engendré par le rotor, il supporte le bobinage du stator. Le bobinage d'un stator triphasé comprend trois bobines décalées l'une par rapport à l'autre de 120° . Les deux extrémités de l'enroulement aboutissent chacune à une borne à la plaque de bornes de la machine. Elles constituent l'entrée et la sortie de l'enroulement. Elles ne sont pas connectées ensemble : l'enroulement est ouvert. C'est à l'utilisateur de réaliser le couplage. Parce que l'induit est fixe, on peut isoler fortement ses conducteurs ; aussi, construit on des alternateurs qui produisent des f.é.m. atteignant jusqu'à 15 000 volts.

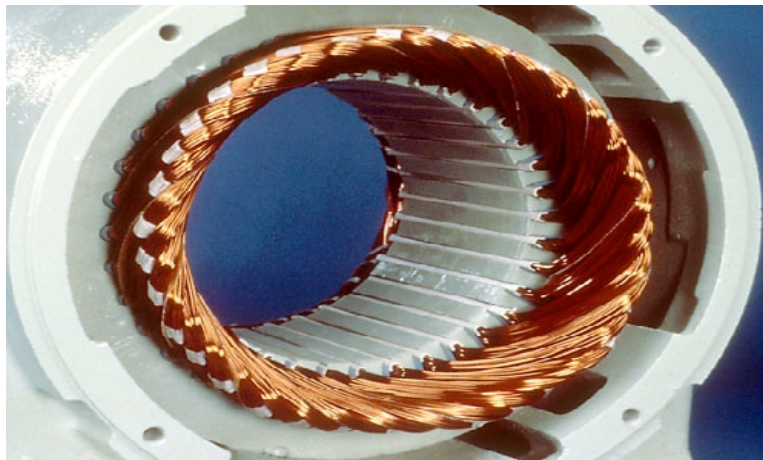


Figure I.4. Stator d'un alternateur.

B. Le rotor

Le rotor qui tourne à l'intérieur du stator immobile, il porte, dans les encoches disposées à sa périphérie, un enroulement parcouru par un courant continu. Le courant continu provient du système d'excitation. Le rotor excité, en tournant, produit un champ tournant avec lui. Ce champ tournant engendre des forces électromotrices dans chacune des phases de l'enroulement du stator. Les pôles sont alternativement nord et sud ; leur nombre total $2p$ est toujours paire. Certains rotors n'ont que 4 pôles, il en est qui en possèdent plusieurs dizaines.

Si les différentes phases du stator sont fermées sur un circuit extérieur, elles sont parcourues par des courants alternatifs. L'ensemble de ces courants produit un champ

tournant dans le même sens et à la même vitesse que le rotor . Le champ du rotor est proportionnel au courant d'excitation , le champ du stator est proportionnel au courant I dans les phases de l'enroulement du stator.

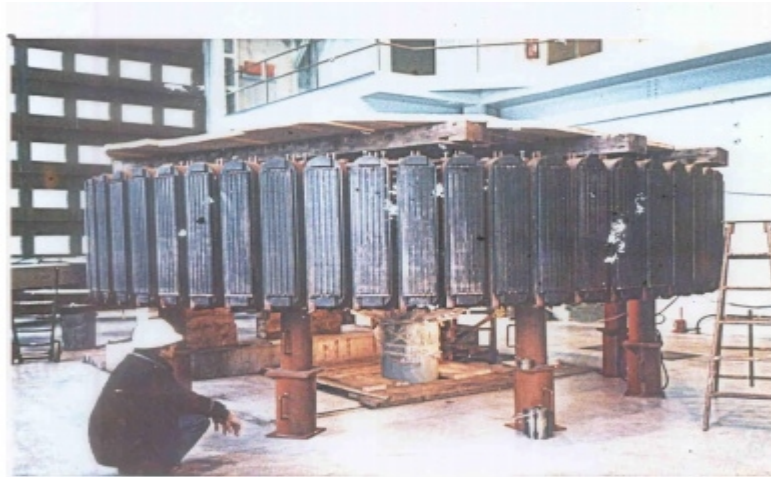


Figure I.5. Rotor d'alternateur de centrale hydraulique.

C. Les enroulements

Tous les alternateurs comportent deux enroulements principaux :

- Enroulement producteur du champ électromagnétique, c'est l'enroulement «INDUCTEUR » sont placés sur les encoches du rotor pour créer un champ tournant.
- Enroulement subissant l'effet du champ électromagnétique, c'est l'enroulement «INDUIT», qui est le siège des F.é.m induites. Ils sont logés dans les encoches du stator.

D. Les balais

Pièce conductrice généralement fixe, destinée à assurer par contact glissant la liaison électrique entre un organe mobile et un organe fixe.

E. La carcasse

Partie sur laquelle est fixé le circuit magnétique statorique. Elle assure l'assemblage des différentes parties ainsi que la protection et le refroidissement de la machine. Elle est en acier ou en fonte avec des formes diverses.

Evidement il y a d'autres éléments qui constituent l'alternateur tels que :

- ✓ **Culasse** : pièce annulaire supportant les pôles.
- ✓ **Porte-balais** : permette de maintenir les balais en contact avec la surface mobile en exerçant sur elle une certaine pression.
- ✓ **Encoches** : sont pratiquées dans une pièce métallique pour loger les conducteurs d'un enroulement.
- ✓ **Entrefer** : intervalle minimal d'air entre les parties fixes et mobiles d'un circuit magnétique.

- ✓ **Dents** : partie du circuit magnétique comprise entre deux encoches consécutives.
- ✓ **Boite à Bornes** : dispositif permettant de raccorder les extrémités des conducteurs de l'alternateur avec le réseau d'énergie.
- ✓ **Arbre** : partie supportant le rotor ainsi que tous les autres organes tournants.
- ✓ **Paliers, Roulements, Coussinets** : assurent la rotation de la partie tournante par rapport à la partie fixe (stator).
- ✓ **Ventilateur** : assurant le refroidissement de la machine.
- ✓ **Accouplements** : assurant la transmission du mouvement de rotation vers ou hors de l'alternateur.
- ✓ **Flasques paliers** : pièce massive ou ajourée fixée à la carcasse servant à protéger les enroulements.

I.2.5. Excitatrice

L'excitatrice fournit le courant d'excitation au rotor, habituellement par l'intermédiaire de balais et de bagues. En régime normal, la tension générée est comprise entre 125V et 600V et on peut la régler manuellement ou automatiquement en faisant varier l'intensité de son champ inducteur c'est-à-dire en agissant sur le courant d'excitation [11].

En régime normal, l'excitation est commandée automatiquement, elle varie suivant les fluctuations de la charge pour garder la tension constante ou encore pour changer la puissance réactive débitée par l'alternateur.

I.2.6. Principe de fonctionnement

L'alternateur transforme l'énergie primaire en énergies électrique.

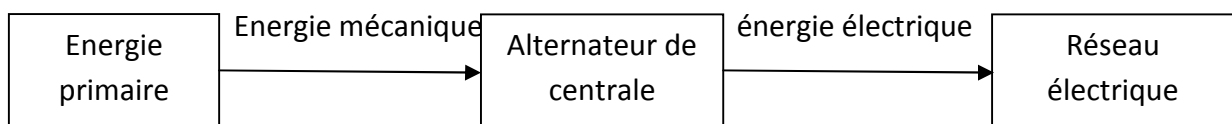


Figure I.6. Principe de fonctionnement d'un alternateur.

Le principe de fonctionnement de l'alternateur repose sur l'existence d'un champ tournant produit par un aimant déplacé et d'un système des courants triphasés.

L'enroulement d'un rotor en rotation est parcouru par un courant continu. Un champ tournant s'établit au niveau de l'entrefer et tourne à la même vitesse du synchronisme. Ce champ induit des f.é.m triphasées dans l'enroulement du stator dont la fréquence dépend de la vitesse d'entraînement et du nombre de paires de pôles.

I.2.7. Equations Electriques

Le choix de la représentation des machines est lié au respect des hypothèses simplifiées permettant la mise en œuvre des méthodes directes. Pour cela nous supposons que la

machine se comporte comme une force électromotrice constante (E') en série avec une réactance transitoire de la machine (X'). Cette hypothèse n'est valable que pendant un temps relativement court après l'apparition d'une perturbation [12].

$$\overline{E'} = \overline{V} + R_a \overline{I_a} + jX'_d \overline{I_a} \quad (1.2)$$

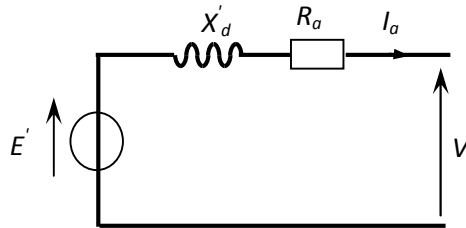


Figure I.7. Schéma électrique monophasé équivalent de la machine synchrone.

Avec :

$\overline{E'}$: La F.E.M derrière la réactance transitoire.

X'_d : La réactance transitoire de la machine.

R_a : la résistance de l'induit.

$\overline{I_a}$: Le courant généré par la machine.

\overline{V} : Tension aux bornes du stator de la machine.

La représentation vectorielle est donnée par la figure (1.8)

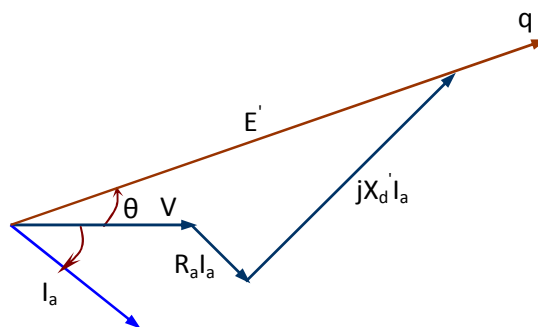


Figure I.8. Représentation vectorielle d'une machine synchrone.

1.2.8 Systèmes d'excitations des alternateurs

Le système d'excitation de groupe turbo-alternateur doit constituer tous les éléments essentiels à l'alimentation du champ d'un alternateur. Il doit pouvoir contrôler adéquatement la tension aux bornes de l'alternateur dans toutes ses conditions d'exploitation. Le système d'excitation contrôle la force électromotrice du générateur, et donc il contrôle non seulement la tension de sortie mais aussi le facteur de puissance et le courant.

Les différents circuits de commande et de protection seront alors détaillés dans cette partie montrant alors l'utilité et la nécessité et le fonctionnement de chaque élément d'un système d'excitation; excitateur, régulateurs, stabilisateur, compensateur,.....etc.

I.2.9. Éléments d'un système d'excitation

Les différentes parties et les éléments d'un système d'excitation sont représentés dans la figure suivante : [13,14]

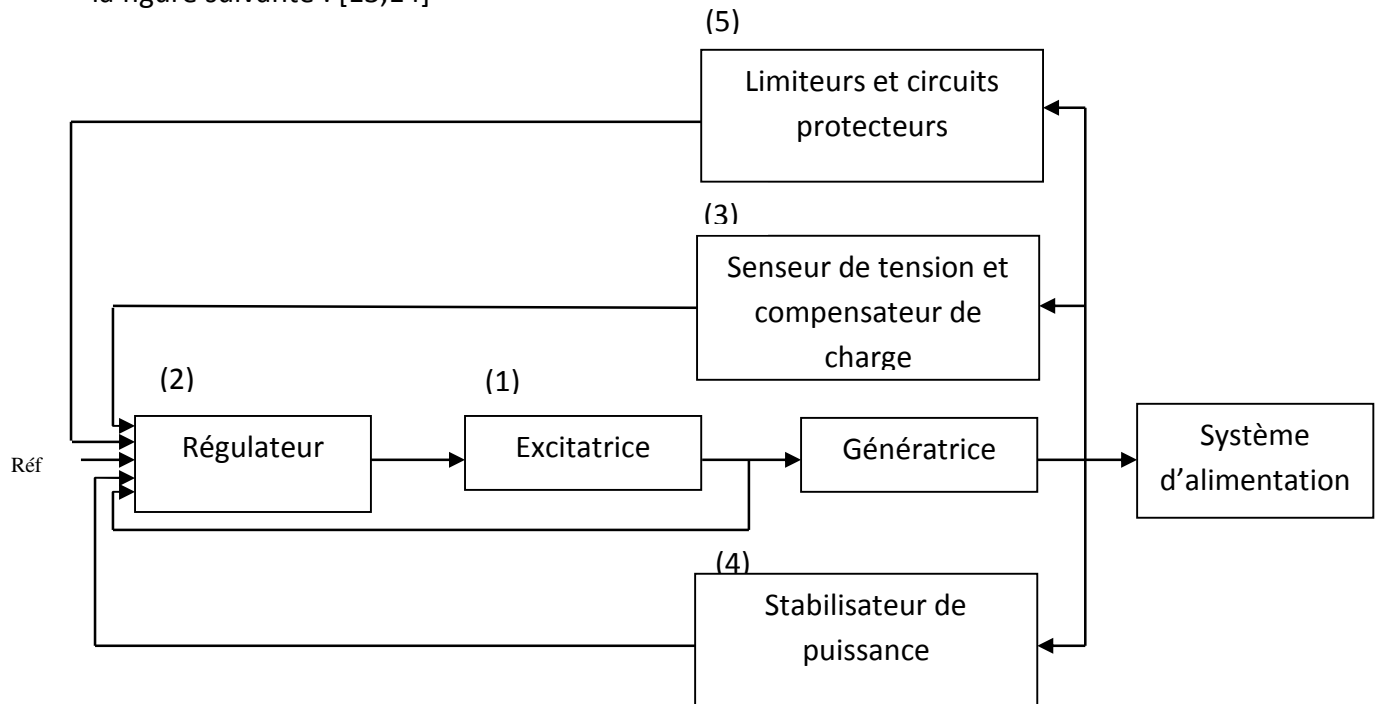


Figure I.9 Schéma fonctionnel du système d'excitation d'une génératrice synchrone.

(1) L'excitatrice : fournit la puissance aux bobines qui créent le champ au rotor. Typiquement, un générateur d'une puissance de 600MW nécessite une excitatrice d'environ 1MW

(2) Le régulateur : permet de contrôler et stabiliser le signal d'entrée de l'excitatrice.

(3) Le senseur de tension : mesure la tension aux bornes de la machine, la filtre et la redresse en une valeur continue. Ensuite, cette mesure est comparée à la référence (tension voulue aux bornes de la machine).

-**le compensateur de charge** : est un élément additionnel et facultatif qui permet de conserver une tension constante en un point particulier distant des bornes de la machine

(4) le stabilisateur de puissance (PSS) : il fournit un signal d'entrée additionnel au régulateur du système d'excitation afin d'amortir les oscillations de puissance à basse fréquence du réseau électrique.

(5) les limiteurs et les circuits protecteurs : sont toute une gamme de moyens qui s'assurent que les limites du circuit d'excitation et du générateur ne sont pas outrepassées.

par exemple ,limitation du courant d'excitation ,limiteur de surexcitation ,limiteur de tension et limiteur de sous-excitation.

I.2.10. Différents types du système d'excitation

Dépendamment de la source d'alimentation, les systèmes d'excitations pour les génératrices synchrones se distinguent selon trois types essentiels [13,10]:

- Systèmes d'excitation à courant continu (DC)
- Systèmes d'excitation à courant alternatif (AC)
- Systèmes d'excitation statiques

A. Systèmes d'excitation à courant continu

L'excitation a courant continu est la première utilisée de l'année 1920 jusqu'en 1960 où elle a été remplacé par l'excitation de type AC.

Actuellement, ce type d'excitation est rarement utilisé pour fin d'étude de la stabilité car il exige une modélisation complexe. Il est souvent remplacé par l'excitatrice de type AC ou l'excitatrice statique ST [13].

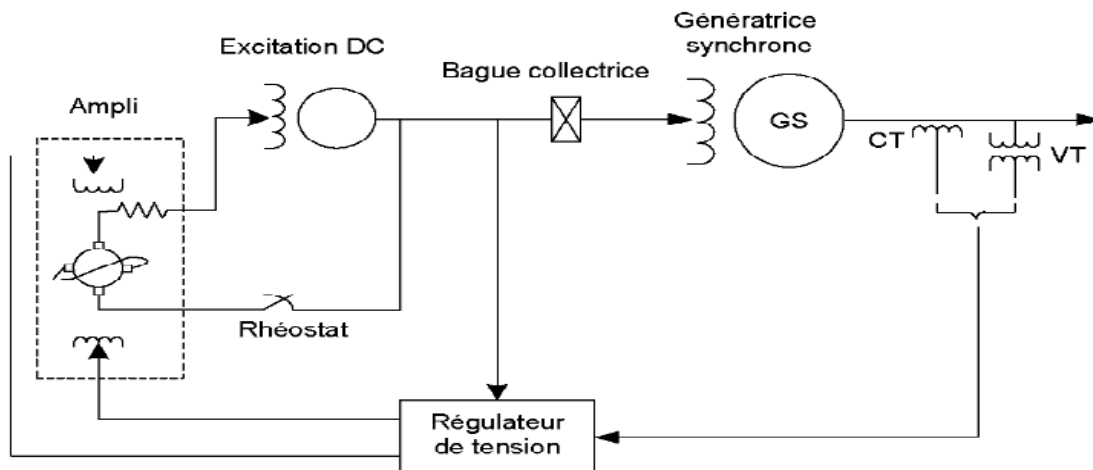


Figure I.10. Système d'excitation de type DC.

B. Système d'excitation à courant alternatif (AC)

L'excitatrice à courant alternatif utilise un alternateur associé à un redresseur stationnaire ou tournant pour produire le courant de champ excitant la machine synchrone, le redresseur utilisé peut aussi être commandé ou non. Dans le cas d'un redresseur non commandé le réglage s'effectue sur les enroulements de champs au niveau de l'excitatrice AC [10].

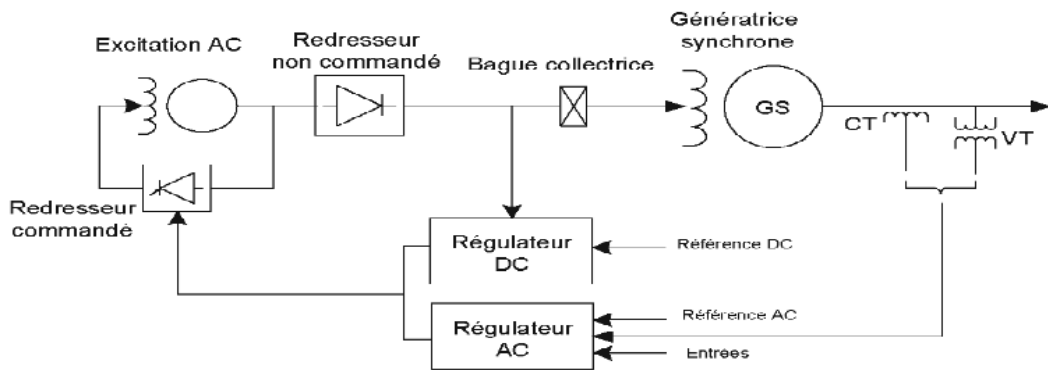


Figure I.11. Excitation de type AC avec redresseur non commandé.

C. Système d'excitation statique

Dans ce type d'excitation tous les composants sont statique ou stationnaires. Le redresseur statique fournit le courant d'excitation de la génératrice synchronisée à travers des bagues collectrices, et celui-ci alimenté par génératrice synchronisée à travers un transformateur d'excitation. Cependant il existe types d'excitation statique [14,15] :

- Avec redresseur commandé à source de tension
- Avec redresseur non commandé à source combinée
- Avec redresseur commandé à source combinée

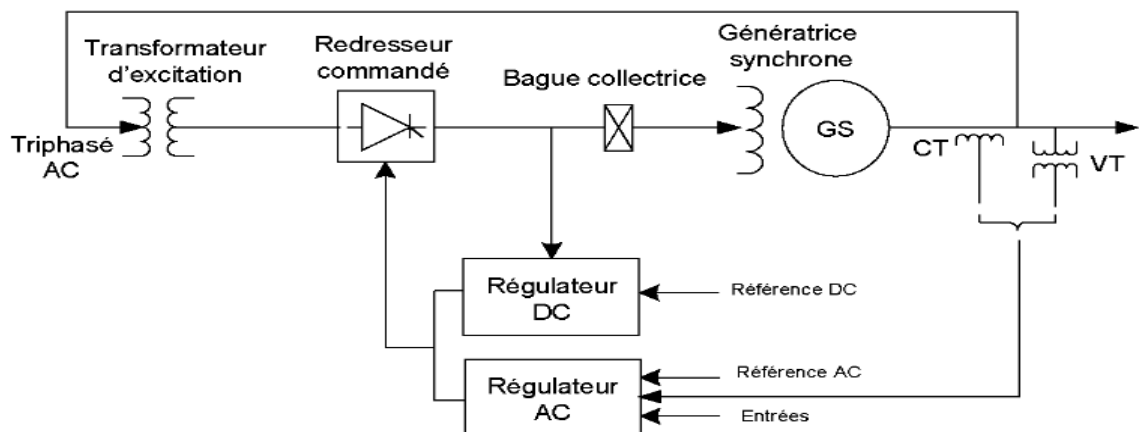


Figure I.12. Excitation statique par redresseur commandé à source de tension.

I.2.11. Excitations des alternateurs de forte puissance [11]

Les puissances d'excitation des alternateurs de forte puissance sont telles (plusieurs mégawatts) qu'il est intéressant d'utiliser la puissance mécanique disponible sur l'arbre pour fournir le courant d'excitation. On utilise alors un système d'excitation monté sur le même arbre que le rotor de l'alternateur. De plus, il est alors possible de supprimer les contacts glissants nécessaires à l'alimentation de l'excitation (voir la fig. I.13).

La figure 1.13 montre le principe du système d'excitation par alternateur - exciteur.

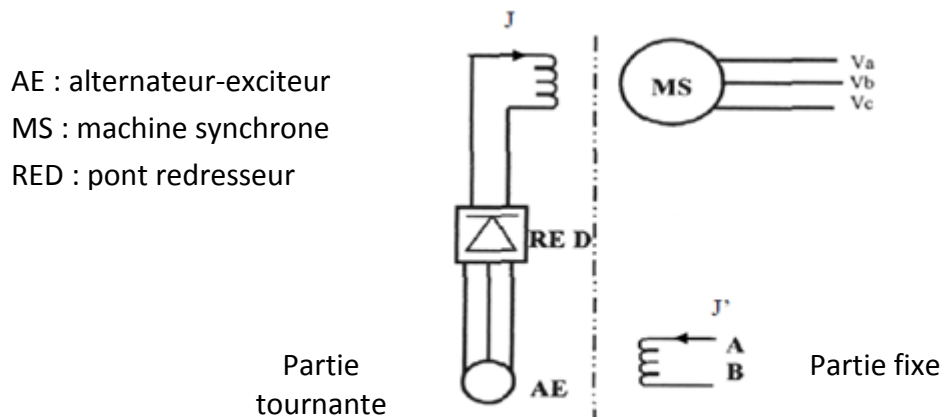


Figure I.13. Principe du système d'excitation par Alternateur – Exciteur.

➤ Principe

Un alternateur de grande puissance a besoin d'un courant continu I réglable dans son enroulement d'excitation, pour produire ce courant I , on dispose en bout d'arbre de l'alternateur principal A un alternateur auxiliaire dit exciteur.

Il présente :

- Un inducteur fixe parcouru par un courant continu J ,
- Un induit tournant entraîné par le rotor d'alternateur A.

Les trois phases de cet induit sont reliés à un pont redresseur triphasé tournant également entraîné par le rotor de l'alternateur A.

Les deux barres de sortie de ce pont sont connectées directement à l'enroulement inducteur de A, c'est donc ce pont redresseur qui débite le courant d'excitation J . Ce système formé par l'induit de l'excitateur le pont redresseur à diodes, l'inducteur de l'alternateur permet de régler le courant J par l'intermédiaire du courant inducteur J' de l'excitateur. Ce système d'excitation a les avantages suivants : L'enroulement dans lequel circule le courant J est fixe et ce courant est très inférieur au courant J donc facilement réglable.

➤ Avantage du système d'excitation sans balais(BRUSHLESS)

Les avantages des systèmes d'excitations sans utilisation des balais sont :

1- Haute fiabilité en fonctionnement

Ce système élimine les problèmes relatifs aux collecteur et commutateurs, les problèmes dus à la poussière de charbon, et diminue le risque d'une faible résistance d'isolation par rapport à la terre. Il élimine aussi l'utilisation d'un rhéostat de champ de shunt, d'un commutateur de champ pour le générateur principal, et d'un système de câblage entre l'excitation et le champ principal du générateur.

2- Sécurité

Il assure la sécurité et la continuité de fonctionnement en éliminant la nécessité de changer des balais sous charge, ou bien d'arrêter la machine pour effectuer ce changement.

3- Réduction des dépenses d'entretien

Ceci est possible grâce à l'absence de balais, commutateur et collecteurs.

4- Sans influence sur les lignes téléphoniques

Cela par l'absence d'étincelles qui pourraient se produire entre balais et collecteurs. L'excitation de l'alternateur doit varier dans large limite donc aussi la tension aux bornes de l'excitatrice. La valeur de la tension induite dans les enroulements étoile de l'excitatrice dépend de trois facteurs :

- La vitesse de rotor.
- L'intensité du champ électromagnétique.
- La longueur du conducteur placé dans le champ magnétique.

➤ Régulation de l'excitation

1. Le courant continu d'excitation J doit avoir une valeur bien déterminée pour chacun des régimes de l'alternateur principal A .

Il en est de même pour le courant J' qui commande ce courant J , le réglage rapide de J est indispensable, dans le cas où le couple moteur exercé par la turbine augmente brusquement, il faut que le courant J croisse rapidement afin d'éviter le décalage jusqu'au décrochage.

Par conséquent, il faut que le pont redresseur fournisse une tension supérieure à celle qui correspondait au régime permanent pour la nouvelle charge. Le courant J ne varie pas instantanément avec la tension à la sortie du pont (celle de J'). Cela est dû à la constante de temps élevée de l'inducteur principal, d'où la nécessité de commander le courant J' par un régulateur en tenant compte de nombreux paramètres comme par exemple :

- La tension V aux bornes de l'alternateur principal.
- L'angle de rotation θ du rotor.

2. Pour cela, on utilise un dispositif électronique qui surveille en permanence le fonctionnement de l'alternateur principal (en particulier la tension V et l'angle θ) grâce à un troisième alternateur calé sur le même arbre que les précédents. Cet alternateur dit 'pilote' de très faible puissance, présente :

- Un inducteur tournant constitué d'un aimant permanent.
- Un induit fixe relié directement au régulateur.

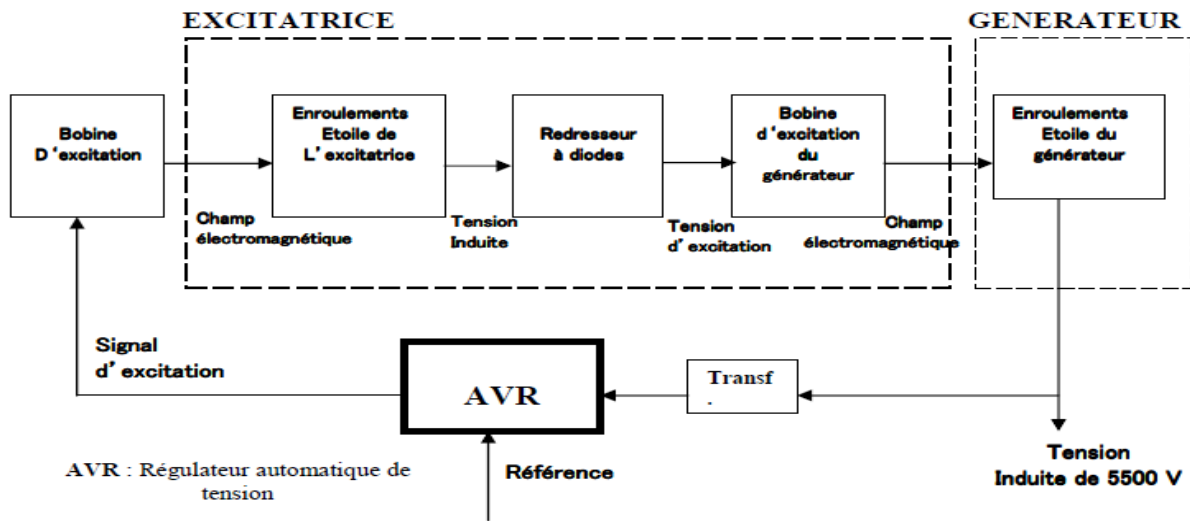


Figure I.14. Principe de régulation de la tension par l'excitatrice en cascade.

I.3. REGULATION

La régulation en automatique est un algorithme dont l'objet principal est de stabiliser et d'améliorer la réaction d'un système par rapport à sa consigne. Le principe général est de comparer la consigne et l'état du système de manière à le corriger. On parle également du système en boucle fermée [16].

I.3.1. Principe de fonctionnement

Selon la figure (I.15), pour réguler un système physique, il faut :

Mesurer : la grandeur réglée avec un capteur.

Réfléchir sur l'attitude à suivre : c'est la fonction du régulateur. Le régulateur compare la grandeur réglée avec la consigne et élabore le signal de commande.

Agir : sur la grandeur réglant par l'intermédiaire d'un organe de réglage. On peut représenter une régulation de la manière suivante [17]:

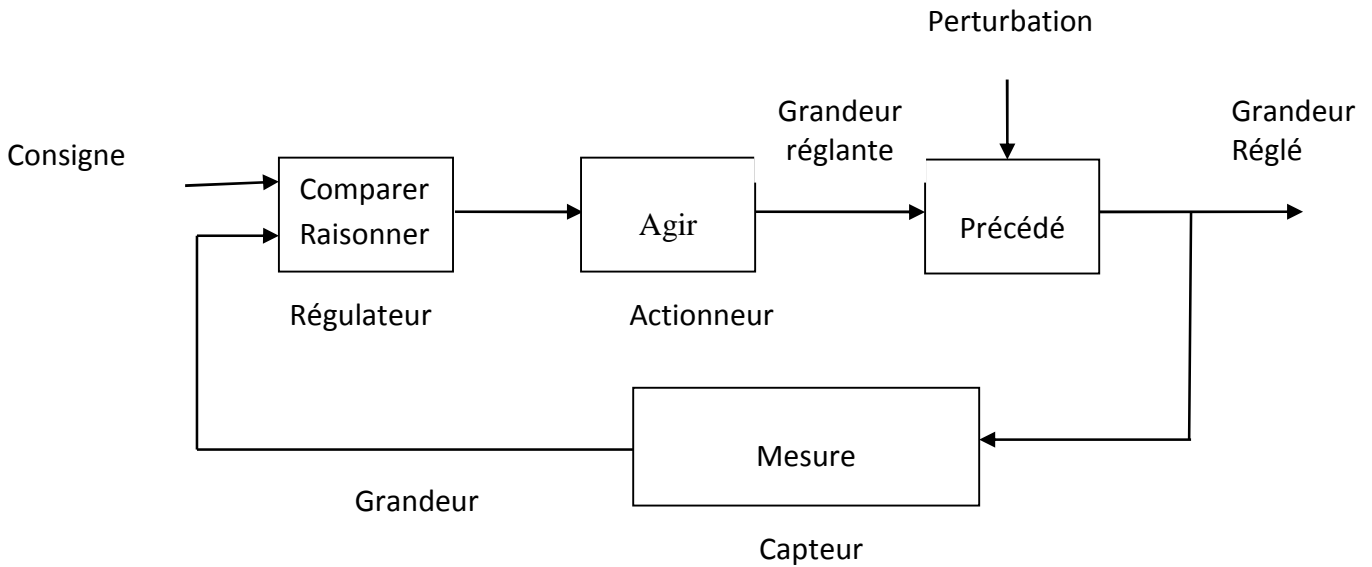


Figure I.15. Schéma de principe de fonctionnement d'une régulation.

I.4. CIRCUITS DE STABILISATION D'UN SYSTEME D'EXCITATION

I.4.1. Représentation d'un Système turboalternateur avec AVR

L'AVR (régulateur automatique de tension) est un système de régulation de la tension d'un système Turbo-alternateur. Le système AVR agit pour réguler cette tension par l'intermédiaire de l'excitatrice (fig. I.14).

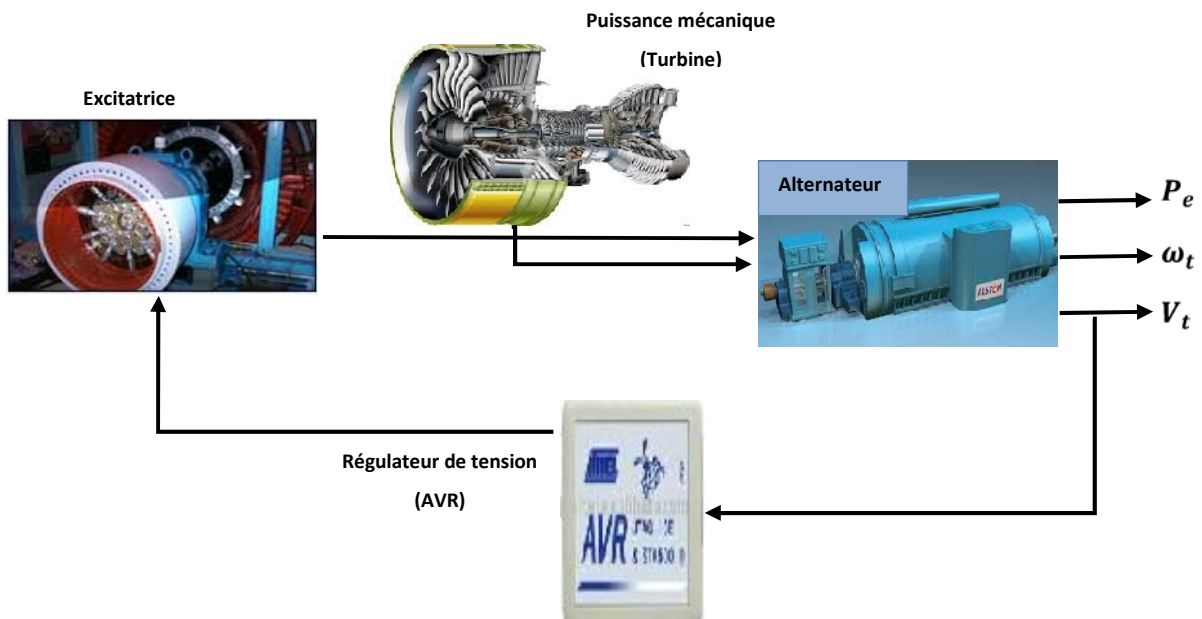


Figure I.16. Le schéma synoptique d'ensemble Turbo-alternateur avec AVR.

I.4.2. Stabilisateurs des systèmes de puissance 'PSS'

Le stabilisateur de puissance (PSS) utilise des signaux de stabilisation additionnels qui agissent sur le système d'excitation dans le but d'améliorer les performances dynamiques du système électrique global. Généralement les grandeurs utilisées à l'entrée d'un stabilisateur de puissance sont générées par : la vitesse de rotation de l'arbre, la fréquence et la puissance [10,17]. L'utilisation d'un stabilisateur de puissance dans les systèmes d'excitation, est souvent requise, car cet élément permet essentiellement l'amortissement des oscillations de puissance surtout dans le cas de faibles signaux, ce qui assure ainsi une meilleure stabilité.

I.5. APPLICATION DES METHODES DE LA COMMANDE ROBUSTE DANS LES SYSTEMES DE REGULATION D'EXCITATION DES MS [12]

I.5. 1 Taches de la commande robuste dans les systèmes AVR - PSS

Les paramètres du générateur synchrone (comme objet de commande) dans un système énergétique, varient relativement en fonction des régimes des fonctionnements, ce qui nécessite reconstruction des coefficients de l'AVR (gains et constants de temps, PID par exemple).

D'autres difficultés actuellement est liés aux le fonctionnement du générateur synchrone dans les heures de nuit, sous le régime sous excité ($Q_g < 0$), aussi que les heures de pointe sous le régime sur excité (Q_g très grande). Pour maintenir la stabilité du système, les paramètres et la structure du régulateur doivent être reconstruits.

Le problème de la réalisation d'un régulateur automatique d'excitation robuste pour les machines synchrones garantissant la stabilité du système et des performances statiques et dynamiques acceptables, suite à des variations des conditions des fonctionnements (régimes /configuration) et des perturbations incertains, est un sujet de très grande importance actuellement.

Dans la structure de l'AVR-PSS pour le générateur synchrone, on trouve comme paramètres de régulation : un régulateur de tension (AVR - réalisée en PD et par fois PID), et un système stabilisateur de puissance 'PSS' de type conventionnel optimal (Figure I.17).

Avec :

SE : système d'excitation

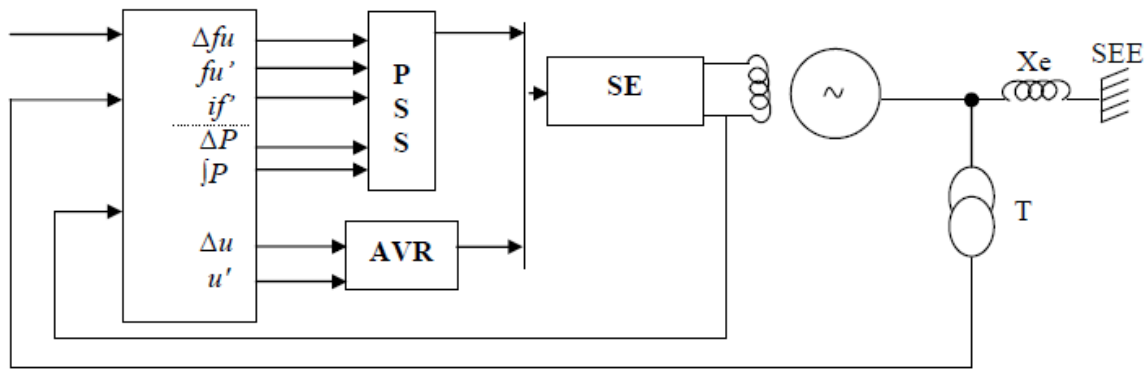


Figure I.17. Schéma fonctionnelle du système de commande d'excitation GS.

X_e = réactance inductif du réseau extérieur.

Dans notre présent travail, on va utiliser un régulateur de tension avec un stabilisateur PSS type PID, comme signaux de stabilisation on utilise : Δf_u - l'écart de la fréquence ; f_u' - dérivée de fréquence ; et i_f' - dérivée du courant d'excitation.

Remarque : On peut utiliser comme signal d'entrée du PSS (en boucle de retour) le signal de l'écart de la puissance active P, ainsi l'intégrale de puissance $\int P$.

I.5.2 Structure de base des MS avec le contrôleur robuste

On utilise la structure de base du système de commande d'un générateur synchrone avec le régulateur robuste illustré sur les figures I.18. a et b :

a- Le circuit extérieur de l'objet de commande est constitué d'un système stabilisateur robuste (RR), pour l'augmentation du domaine de stabilité statique et dynamique, et l'amélioration des performances dynamiques pour les différents conditions et régimes de fonctionnement des générateurs synchrones : régime nominale, régime sous- excité et régime sur-excité), le but finale de maintenir la robustesse de stabilité du système universel

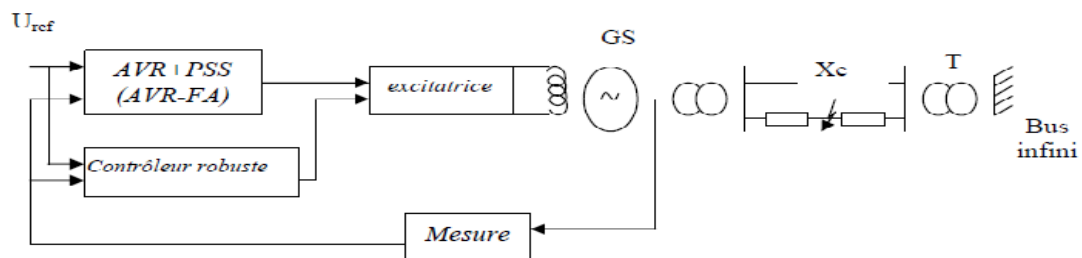


Figure I.18.a. Système de commande d'excitation GS.

b - Comme objet de commande on a le générateur synchrone avec le régulateur AVR type PID avec PSS conventionnel, un système d'excitation SE (excitatrice), et un bloc d'information et de mesure (BIM) des paramètres de sortie à réguler.

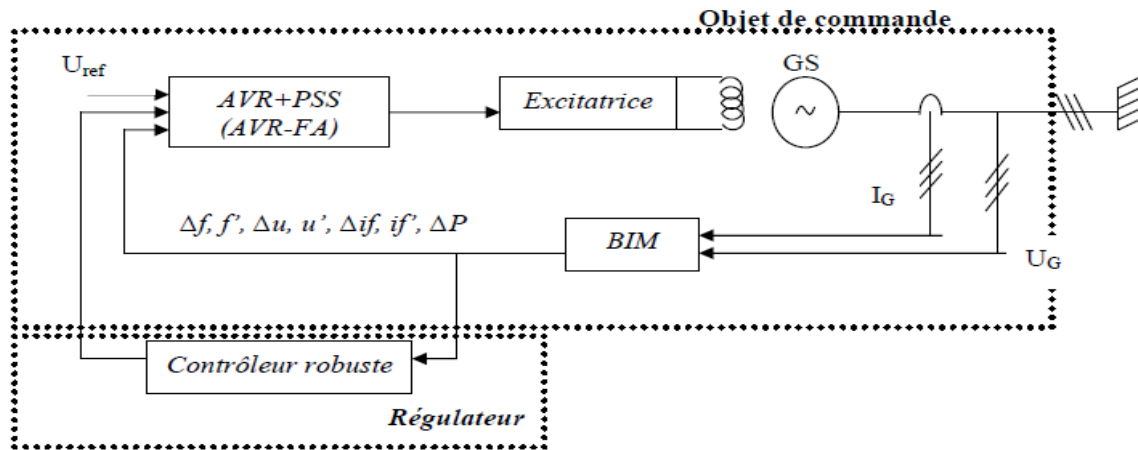


Figure I.18.b. Structure de base du générateur synchrone avec contrôleur robuste. [12]

I.6. MODELISATION DU SYSTEME DE PUISSANCE

La modélisation de chaque bloc du groupe turbo-alternateur est présentée dans cette partie. L'objectif est d'illustrer chaque modèle indépendamment, et plus particulièrement présenter le modèle mathématique du système d'excitation du groupe turbo-alternateur.

I.6.1 Types de modélisation de la machine synchrone

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines synchrones. En choisissant de les présenter par leur degré de complexités croissantes, nous avons :

- La modélisation de Park (analogique) ;
- La modélisation par réseaux de perméances (analogique - numérique) ;
- La modélisation numérique (par éléments finis, différence finis, volume finis...etc.) [18].

A. La modélisation de Park

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en compte dans la modélisation. En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

B. La modélisation par réseaux de perméances (Park-Gariov)

La modélisation par réseaux de perméances permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur les méthodes numériques, on trouve par exemple le modèle de PARK- GARIOV, et qui sera utilisé dans notre présente étude. Ce type de modélisation consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un

schéma électrique équivalent. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméances se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine [20, 21, 22].

L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer.

Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation numérique. Elle est inadéquate pour la formulation d'une commande mais elle semble très intéressante pour tester la robustesse des algorithmes. En outre, elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

C. La modélisation numérique

Ce type de modélisation est le plus précis, et il est basé sur les équations de MAXWELL [22]. Les temps de calculs offerts par cette approche sont très courts dans un contexte de commande de machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation des paramètres de la machine, sa précision justifie son utilisation. Des logiciels (tels que 'Flux2D', pdetool de MATLAB, FEMM...etc.) permettent la modélisation par éléments finis des dispositifs électromagnétiques. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique, ou bien pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméances.

1.6.2. Description général du système électro-énergétique étudié

Le schéma ci-dessus (Fig. I-19) présente de façon simplifiée du groupe turboalternateur :

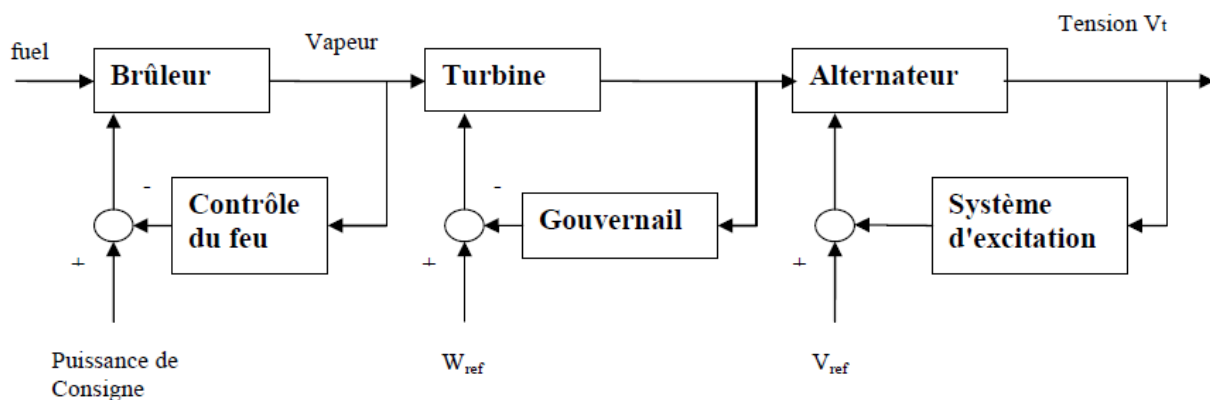


Figure I.19. Groupe turbo-alternateur configuration de base.

On ajustant le débit de la puissance calorifique qui entre à la turbine, le gouvernail contrôle la puissance mécanique que délivre la turbine. Le contrôle permet d'assurer la stabilité du système par rapport aux variations de la demande.

De nos jours l'excitation de la machine se fait à partir des systèmes d'excitation statique. A base de thyristors ces systèmes sont très adaptés aux exigences portées sur les alternateurs puis qu'ils répondent plus rapidement que les excitatrices classiques.

Dans la majorité des cas, le groupe turbo-alternateur est raccordé à un réseau de transport de puissance de court-circuit très élevé, comportant d'autres alternateurs réparties géographiquement et assurant l'écoulement de l'énergie produite vers les centres de consommations. Le groupe est alors raccordé à un réseau de puissance dit « infini » figure I.20 Cette configuration constitue l'une des systèmes d'étude standard « IEEE » appelé 'SMIB' (single machine infinty bus system).

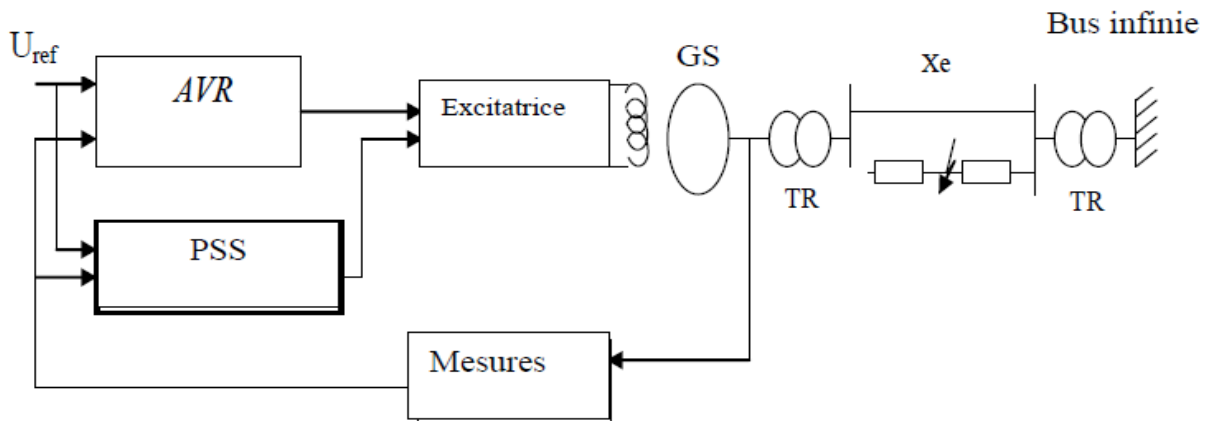


Figure I.20. Configuration du système d'étude type SMIB.

I.6.3. Modèle mathématique de la machine synchrone :[23]

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. La modélisation de la machine synchrone fait l'objet de nombreuses études en moyenne et forte puissance. Cette machine est très utilisée dans l'industrie pour différentes applications : Production d'électricité, traction électrique, et entraînements divers. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la modélisation de la machine synchrone ou alternateur.

La machine synchrone schématisée par (figure I.21) est constituée par 3 enroulements statoriques d'un enroulement d'excitations et deux enroulements amortisseurs les différents enroulements sont magnétiquement couplés en fonction de l'angle de rotation. L'axe de la phase 'a' et pris comme référence. A chaque instant 't'en définit l'angle 'θ' que fait l'axe 'd' par rapport à l'axe de référence "a". $\theta = \omega_R t + \delta + \pi/2$

L'équation de base pour le système est alors : $v = r_i + \dots$ (I-3)

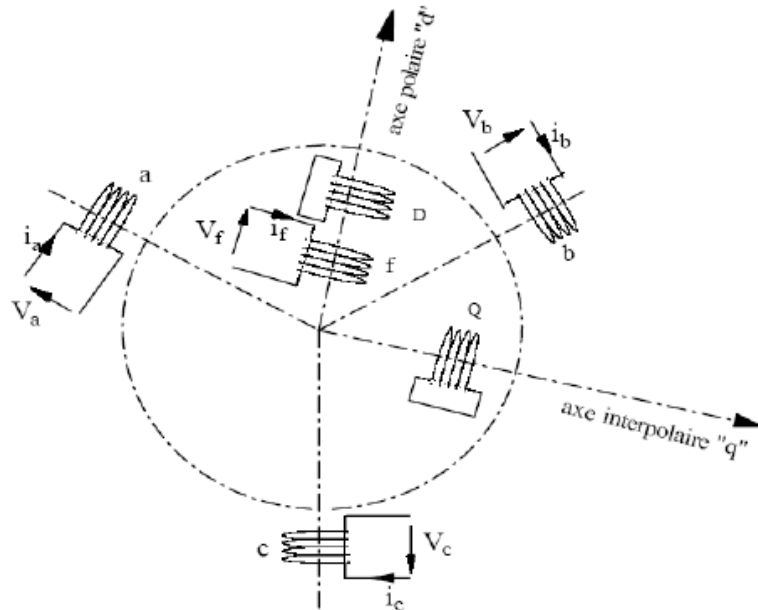


Figure I.21. Représentation de la machine synchrone triphasée.

On développera dans ce qui suit les différentes inductances de la machine synchrone:

a. Inductances propres statoriques

Les inductances propres statoriques sont données par les relations suivantes :

$$L_{aa}=L_s+L_m\cos(2\theta) ; L_{bb}=L_s+L_m\cos2(\theta-2\pi/3) ; L_{cc}=L_s+L_m(\theta+2\pi/3)[H] \quad (I-4)$$

Avec : $L_s > L_m$ et L_m, L_s sont constants.

b. Inductances propres rotoriques

Si la saturation est négligée dans le circuit rotoriques les inductances propres sont constantes et désignées par :

$$L_{ff}=L_f [H]; L_{DD}=L_d [H]; L_{QQ}=L_q [H]$$

c. Inductances mutuelles statoriques

Les inductances mutuelles phase à phase du circuit statoriques sont données par :

$$L_{ab}=L_{ba}=-M_s+L_m\cos2(\theta+\pi/6) [H] ; L_{bc}=L_{cb}=-M_s+L_m\cos2(\theta-\pi/2) [H]; \quad (I-5)$$

$$L_{ca}=L_{ac}=-M_s+L_m\cos2(\theta+5\pi/6) [H] \quad \text{avec } |M_s| < |L_m|$$

d. Inductances mutuelles rotoriques

L'inductance mutuelle entre le circuit inducteur F-F' l'amortisseur D-D' est constante. Le coefficient de couplage entre le circuit Q-Q' et les deux circuits D-D' et F-F' sont nuls car ils sont perpendiculaires. Donc:

$$L_{fD}=L_{Df}=M_R [H]; L_{fQ}=L_{Qf}=0 [H]; L_{DQ}=L_{QD}=0 [H].$$

e. Inductances mutuelles rotoriques - statoriques

Les Inductances mutuelles entre le circuit statoriques et le circuit rotorique sont :

$$L_{af}=L_{fa}=M_f \cos \theta; L_{bf}=L_{fb}=M_f \cos(\theta - 2\pi/3); L_{fc}=L_{cf}=M_f \cos(\theta + 2\pi/3) [H] \quad (I-6)$$

f. Inductances mutuelles stator - amortisseur

Les inductances mutuelles entre le circuit statorique et les circuits d'amortisseur D-D' sont:

$$L_{aD}=L_{Da}=M_D \cos \theta; L_{bD}=L_{Db}=M_D \cos(\theta - 2\pi/3); L_{cD}=L_{Dc}=M_D \cos(\theta + 2\pi/3)[H] \quad (I-7)$$

Les inductances mutuelles entre le circuit statorique et les circuits d'amortisseurs Q-Q' sont:

$$L_{aQ}=L_{Qa}=M_Q \cos \theta; L_{bQ}=L_{Qb}=M_Q \cos(\theta - 2\pi/3); L_{cQ}=L_{Qc}=M_Q \cos(\theta + 2\pi/3) [H] \quad (I-8)$$

Vu que les inductances dépendent de rotation θ , il est difficile de travailler directement avec ces équations. La méthode de Park permet de simplifier la description mathématique du système, en effectuant un changement de repère sur les grandeurs statoriques (tension, courant, flux)

La (figure I.22) illustre la nouvelle représentation de la machine sur les axes d-q

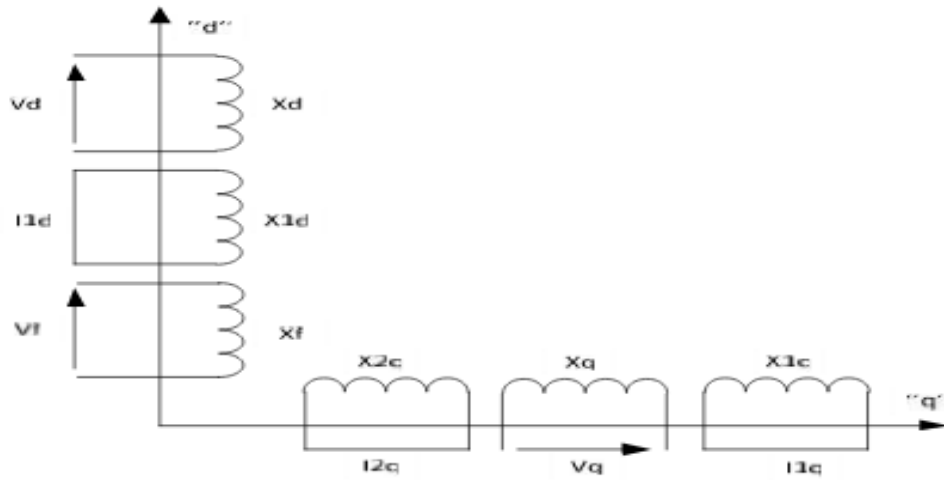


Figure I.22. Représentation de la machine synchrone sur les axes de Park.

$$V_{0dq} = P V_{abc}, I_{0dq} = P I_{abc}, \Phi_{0dq} = P \Phi_{abc} \quad (I-9)$$

$$[p^{-1}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

Avec : P la matrice de transformation de park.

On premier lieu on présentera la relation entre les flux et les courant :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_F \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & KM_F & KM_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & KM_Q \\ KM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ KM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & KM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_F \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \text{ Avec } K=\frac{3}{2} \quad (I-11)$$

Soit : $M_d = KM_F, M_R = KM_D, M_q = KM_Q$

On va se baser dans cet thèse pour le modèle du générateur synchrone, sur un système d'équation détaillé dite PARK-GARIOV, réalisé avec l'utilisation des coordonnées relative de type mutuelle (système "X_{ad}") est défini par les équations suivantes [24]:

$$P \Phi_d / \omega_s + (1+s) \cdot \Phi_q + r_a i_d = -U_d \quad - P \Phi_q / \omega_s + (1+s) \Phi_q - r_a i_q = -U_q \quad (I-12)$$

$$P \Phi_f / \omega_s = -U_f + r_f i_f; P \Phi_{1d} / \omega_s = -r_{1d} i_{1d}; P \Phi_{1q} / \omega_s = -r_{1q} i_{1q}; P \Phi_{2q} / \omega_s = -r_{2q} i_{2q}$$

Les relations flux-courant sur les deux axes (d) et (q) sont données par le système d'équation algébrique linéaire suivant:

$$\Phi_d = L_d \cdot i_d + M_d \cdot i_f + M_d \cdot i_D \quad ; \quad \Phi_q = L_q \cdot i_q + M_q \cdot i_Q$$

Dans les coordonnées relatives on a $X=L$, et donc les valeurs relatives des flux seront :

$$\begin{aligned} \Phi_d &= X_{ad} \cdot i_d + X_{ad} \cdot i_f + X_{ad} \sum_{k=1}^n i_{kd} \quad \Phi_q = X_{aq} \cdot i_q + X_{aq} \sum_{l=1}^m i_{lq} \quad \Phi_f = X_{ad} \cdot i_d + X_{ad} \cdot i_f + X_{ad} \sum_{k=1}^n i_{kd} \\ \Phi_{1d} &= X_{ad} \cdot i_d + X_{ad} \cdot i_f + X_{ad} \cdot i_{1d} + X_{ad} \sum_{k=2}^n i_{kd} \quad \Phi_{nd} = X_{ad} \cdot i_d + X_{ad} \cdot i_f + X_{ad} \cdot i_{nd} + X_{ad} \sum_{k=2}^n i_{kd} \\ \Phi_{1q} &= X_{aq} \cdot i_q + X_{aq} \cdot i_{1q} + X_{aq} \sum_{l=2}^m i_{lq} \quad \Phi_{mq} = X_{aq} \cdot i_q + X_{aq} \cdot i_{mq} + X_{aq} \sum_{l=1}^{m-1} i_{lq} \end{aligned} \quad (I-13)$$

Avec : $X_{ad} = \omega_s L_d, X_{aq} = \omega_s L_q, X_{ad} = \omega_s M_d, X_{aq} = \omega_s M_q$

Les flux à effets mutuelles sont définis par :

$$\Phi_{ad} = X_{ad} (i_q + i_f + \sum_{k=1}^n i_{kd}) \quad \Phi_{aq} = X_{aq} (i_q + \sum_{l=1}^m i_{lq}) \quad (I-14)$$

On peut écrire les réactances inductives en fonction des réactances mutuelles et shunt X_s :

$$X_q < X_d, X_d = X_{ad} + X_s, X_q = X_{aq} + X_s, X_f = X_{ad} + X_s \quad (I-15)$$

L'équation (I-6) calculons (I-7) et (I-8) sera :

$$\Phi_d = X_{sd} i_d + \Phi_{ad} \quad \Phi_{nd} = X_{snd} i_{nd} + \Phi_{ad} \quad (I-16)$$

$$\Phi_q = X_{sq} i_q + \Phi_{aq} \quad \Phi_{mq} = X_{smq} i_{mq} + \Phi_{aq}$$

$$\Phi_f = X_{sf} i_f + \Phi_{ad}$$

L'équation (I-11) on peut déduire les équations de courant des circuits :

$$I_d = (\Phi_d - \Phi_{ad}) / X_s \quad I_{kq} = (\Phi_{kq} - \Phi_{aq}) / X_{skq}$$

$$I_q = (\Phi_q - \Phi_{aq}) / X_s \quad I_{kd} = (\Phi_{kd} - \Phi_{ad}) / X_{skd} \quad (I-17)$$

$$I_f = (\Phi_f - \Phi_{ad}) / X_s$$

Remplaçant dans (I-9) les équations de courant (I-12) on obtient :

$$\Phi_{ad} / X_{ad} = (\Phi_d - \Phi_{ad}) / X_s + (\Phi_f - \Phi_{ad}) / X_{sf} + \sum_{k=1}^n (\Phi_{kd} - \Phi_{ad}) / X_{skd}$$

Et on aura :

$$\Phi_{ad} = (\Phi_d / X_s + \Phi_f / X_{sf} + \sum_{k=1}^n \Phi_{kd} / X_{skd}) / (1/X_{ad} + 1/X_s + 1/X_{sf} + \sum_{k=1}^n 1/X_{skd}) \quad (I-18)$$

De même pour le flux mutuel transversal :

$$\Phi_{aq} = (\Phi_q / X_s + \sum_{l=1}^n \Phi_{ld} / X_{sld}) / (1/X_{aq} + 1/X_s + \sum_{k=1}^n 1/X_{skd}) \quad (I-19)$$

Pour la modélisation des turbo-alternateurs sériés TBB, il suffit de modéliser un seul circuit amortisseur par l'axe d ($n = 1$), et deux circuits amortisseurs par l'axe q ($m = 2$). Les paramètres des Turbo Alternateurs utilisés dans notre travail (TBB-500, TBB-200) sont données à l'annexe A.

- La réactance inductive transitoire longitudinale est calculée comme suit :

$$X'_d = X_s \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}}} = X_s + \frac{X_{sf} \cdot X_{ad}}{X_{sf} + X_{ad}} \quad (I-20)$$

- Les réactances inductives subtransitoires (direct et en quadrature) seront calculées par:

$$X''_d = X_s + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}} + \frac{1}{X_{sfd}}} X''_d = X_s + \frac{1}{\frac{1}{X_{aq}} + \frac{1}{X_{sfq}}} \quad (I-21)$$

- Les constant de temps du circuit d'excitation : $T_f = \frac{L_f}{r_f} = \frac{X_f}{r_f \cdot \omega_s} T_f = 5 \dots \dots 10 \text{ sec}$

- Les constant de temps du circuit d'excitation : $T_f = (X'_d / X_d) T_f T'_f = 1 \dots \dots 2 \text{ sec}$

- Le constant de temps subtransitoire pour l'axe d :

a . Si le stator est ouvert : $X''_{eq} = X_{sf} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}} + \frac{1}{X_{sfd}}}$; $T''_d = \frac{X_{eq}}{r_{fd} \cdot x_s}$; $T''_d = 0.03 \dots \dots 0.1 \text{ sec}$

b . Si le stator est fermé : $X''_{eq} = X_{sf} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sfd}}}$; $T''_{d0} = \frac{X_{eq}}{r_{fd} \cdot x_s}$; $T''_d = 0.03 \dots \dots 0.1 \text{ sec}$

- Les constants de temps des circuits d'amortisseurs :

$$X_{fd} = X_{sfd} + X_{ad} ; X_{fq} = X_{sfq} + X_{aq} ; T_{fd} = \frac{X_{fd}}{\omega_s r_{fd}} ; T_{fq} = \frac{X_{fq}}{\omega_s r_{fq}} \quad (I-22)$$

Les équations des f.e.m sont les suivantes :

$$E_q = \omega_s M_d i_d \text{ (f.e.m. statorique créée par le courant rotorique à la fréquence synchrone)}$$

$$E_{fq} = \omega_s M_d i_{fd} \text{ (f.e.m. synchrone en relation avec courant des circuits d'amortisseurs/ q)}$$

$$E_{fd} = -\omega_s M_q i_{fq} \text{ (f.e.m. synchrone en relation avec courant des circuits d'amortisseurs/ d)}$$

$$E_q = \omega_s \cdot M_d' L_f \cdot \Phi_f ; E_{fq} = \omega_s \cdot M_d' L_{fd} \cdot \Phi_{fd} ; E_{fd} = \omega_s \cdot M_q' L_{fq} \cdot \Phi_{fq} \text{ (f.e.m transitoires)}$$

Dans les coordonnées relatives on aura :

$$i_d = X_d \cdot i_d + E_q + E_{fq} , \quad i_q = X_q \cdot i_q - E_{fd} \quad (I-23)$$

- Equations en régime transitoire du circuit rotorique de la machine synchrone :

On va utiliser les mêmes équations de flux du circuit statorique définies précédemment pour déterminer les équations du circuit rotorique en régime transitoire :

$$\frac{dE_d}{dt} = \frac{1}{T_f} \cdot (E_f - E_q) \quad (I-24)$$

E_f : Tension relatif au borne du rotor ; E_q f.e.m statorique

- Schémas équivalents de la machine synchrone et f.e.m. équivalentes :

On va utiliser les équations de (PARK –GARIOV) suivantes :

$$\text{On a: } \frac{X_f}{X_{ad}} \cdot E_q = i_{ad} + X_{sf} \frac{E_q}{X_{ad}} \quad i_{ad} = X_{ad} i_d + E_q + E_{fq} \quad (1-25)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} E_q' = \frac{X_{ad}^2}{X_f} i_d + E_q + \frac{X_d}{X_f} E_{fq} \\ E_{fq}' = \frac{X_{ad}^2}{X_{fd}} i_d + E_q + \frac{X_d}{X_{fd}} E_{fq} \\ \frac{dE_{fq}'}{dt} = \frac{1}{T_{fd}} E_{fq} \end{array} \right. \quad (1-26)$$

On écrit aussi les équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} (1 + s)\Phi_d - \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{d\Phi_q}{dt} - r i_q = u_q \\ (1 + s)\Phi_q - \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{d\Phi_d}{dt} - r i_d = u_d \end{array} \right. \quad (1-27)$$

Pour $s=0$ et $1+s=1$ on aura le schéma équivalent de la machine synchrone suivant :

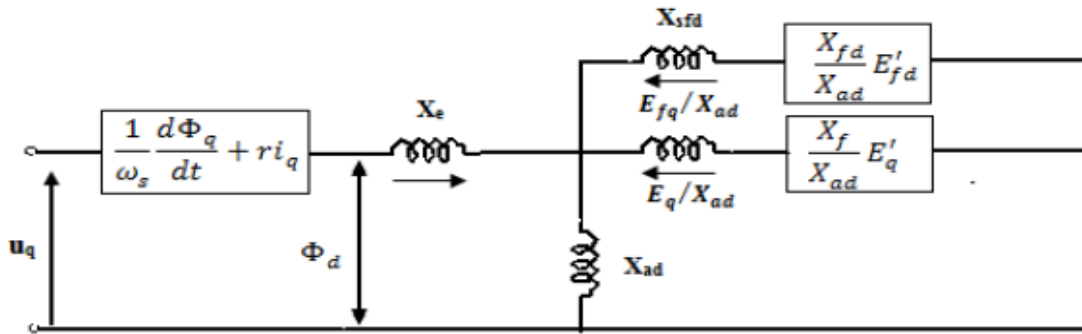


Figure I.23. Schéma équivalent de la machine synchrone sur l'axe d.

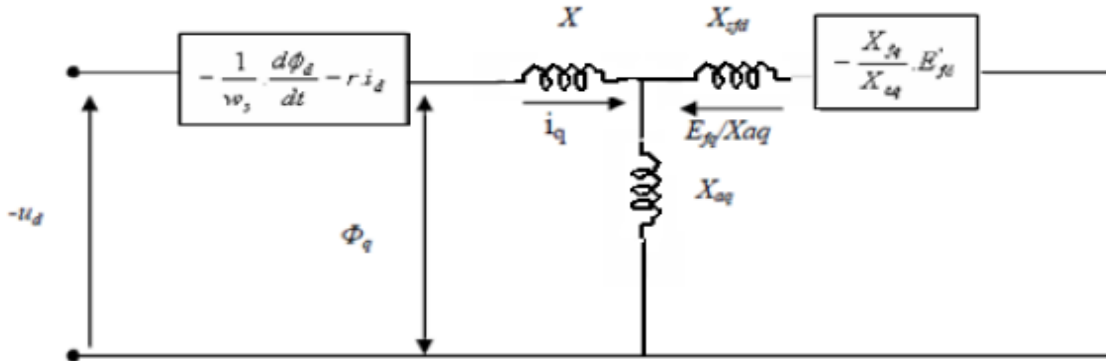


Figure I.24. Schémas équivalent de la machine synchrone sur l'axe q.

On peut simplifier les schémas obtenus par les schémas de la figure (I.25) suivante :

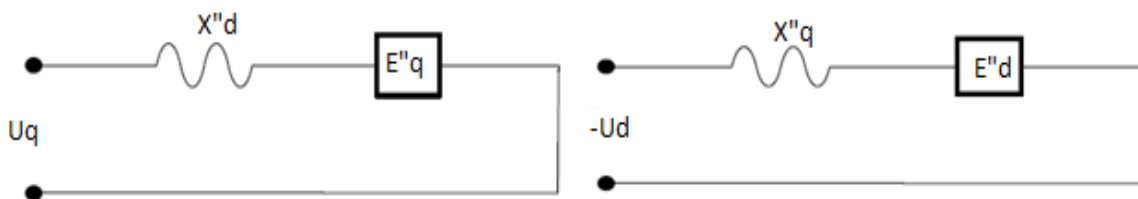


Figure I. 25. Schémas équivalents simplifiés de la machine synchrone avec circuits d'amortisseurs.

On peut utiliser les f.e.m. (E''_d et E''_q) pour le calcul des variables du régime perturbé de la

Machine synchrone : $I''_d = \frac{E''_q}{X_d}$ si la f.e.m. globale $E'' = \sqrt{E''_d{}^2 + E''_q{}^2}$ et $I'' = \frac{E''}{X}$

Avec :

$$E''_q = \frac{1/X_{sf} \cdot \frac{X_f}{X_{ad}} E_q + 1/X_{sfd} \cdot \frac{X_{fd}}{X_{ad}} E_{fq}}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}} + \frac{1}{X_{sfd}}} E''_d = \frac{1/X_{sfq} \cdot \frac{X_{fq}}{X_{aq}} E_{fd}}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sfq}}} E''_d \tag{I-28}$$

Les équations du circuit statorique de la machine synchrone seront :

Pour la machine synchrone avec circuit d'amortissement

$$\begin{cases} X_q'' I_q + E_d'' + r I_d = -U_d \\ X_d'' I_d + E_q'' - r I_q = U_q \end{cases} \quad (I-29)$$

Pour la machine synchrone sans circuit d'amortissement

$$\begin{cases} X_q' I_q + r I_d = -U_d \\ X_d' I_d + E_q' - r I_q = U_q \end{cases} \quad (I-30)$$

On aura donc les équations des courants et des flux suivant :

• **Système d'équation des courants :**

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{U_q - E_q''}{X_d''}; I_d = \frac{-(U_d - E_d'')}{X_q''}; I_f = \frac{\Phi_f - \Phi_{ad}}{X_{sf}} \\ I_{ld} &= \frac{\Phi_{ld} - \Phi_{ad}}{X_{srd}}; I_{lq} = \frac{\Phi_{ld} - \Phi_{aq}}{X_{srlq}}; I_{2q} = \frac{\Phi_{2q} - \Phi_{aq}}{X_{sr2q}} \end{aligned} \quad (I-31)$$

• **Système d'équation des flux :**

$$\begin{aligned} \Phi_{ad} &= E_q'' + (X_d'' - X_s) I_d; \quad \Phi_{aq} = E_d'' + (X_q'' - X_s) I_q; \quad \Phi_f = \omega_s \int_0^{\Phi_f} (-R_f \cdot I_f + U_{f0}) dt \\ \Phi_{ld} &= \omega_s \int_0^{\Phi_{ld}} (-R_{ld} \cdot I_{ld}) dt; \quad \Phi_{lq} = \omega_s \int_0^{\Phi_{lq}} (-R_{lq} \cdot I_{lq}) dt \\ \Phi_{2q} &= \omega_s \int_0^{\Phi_{2q}} (-R_{2q} \cdot I_{2q}) dt \end{aligned} \quad (I-32)$$

• **Equation du mouvement du rotor de la machine (mécanique):**

$$d\delta = (\omega - \omega_s) dt; \text{ Avec } s = \frac{\omega - \omega_s}{\omega_s}; \text{ donc : } d\delta/dt = \omega_s \cdot s$$

La balance des moments de la machine synchrone :

$$M_T + M_j + M_e = 0 \text{ Avec } M_j : \text{ moment d'inertie } (M_j = -j \frac{d\omega}{dt})$$

$$M_T : \text{ moment de turbine = constant ; } M_e : \text{ moment électromagnétique } (M_e = \frac{-P_e}{\omega_s})$$

$$\text{On aura : } j \frac{d\omega}{dt} + \frac{P_e}{\omega_s} = M_T$$

$$\text{On obtient : } T_j \frac{d}{dt} S + (\Phi_{ad} I_q - \Phi_{aq} I_d) = M_T; \text{ ou } T_j \frac{d}{dt} S = M_T - M_e \quad (I-33)$$

I.7. ETUDE DE FONCTIONNEMENT DU SYSTEME AVR

I.7.1. Introduction

Le système AVR (Automatic Voltage Regulator) est un système de régulation électrique de tension d'un turbo-alternateur (TA).

Le système AVR est un système essentiellement électrique bien qu'il incluse quelque équipement électrique. Il comprend des composants d'électronique de puissance (Thyristor, pont de diodes, résistance de puissance...).

I.7.2. Principe de fonctionnement du système AVR :

Le système AVR agit pour réguler la tension de sortie de TA par l'intermédiaire de l'excitatrice.

I.7.3. Principe de la régulation de tension :

Pour régler la tension de l'alternateur, le système AVR excite l'excitatrice dans un premier temps, à son tour, l'excitatrice va exciter l'alternateur ce qui induit une tension

Le système AVR dispose de la mesure de la tension de sortie de l'alternateur, et la tension de référence (point de consigne), à partir de l'écart entre ces deux signaux, l'AVR agit en permanence pour corriger, réguler la tension de sortie de l'alternateur par l'intermédiaire de l'excitatrice.

I.8. MODELE DU REGULATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION AVR [18,26] :

Le régulateur doit fournir une tension d'excitation adéquate pour l'alternateur au niveau de son enroulement d'excitation, cette régulation est fournie soit :

- Pour une sur - excitation (over-excited) dans le cas d'une chute de tension ;
- Ou bien dans le cas d'une sous - excitation (under-excited) si on a une élévation de tension.

Le régulateur doit être muni d'un signal stabilisateur qui sera introduit dans un sommateur avec les tensions de consigne et celle de la sortie mesurée.

Remarque :

Si on parle d'un régulateur, il faut citer :

- 1- Le gain du régulateur (du correcteur) ;
- 2- Sa constante du temps.

Le gain du régulateur de tension doit être modifié automatiquement lorsqu'il y a une panne d'alimentation du régulateur ou lorsqu'il est mis hors service et que le disjoncteur de groupe est fermé. Le régulateur doit être construit de façon à permettre l'adjonction d'un système de commande en commun avec la tension aux bornes des alternateurs de la même centrale de production d'énergie électrique, d'où l'influence du système d'excitation et de la régulation sur la stabilité oscillatoire des réseaux.

I.8.1. Modèle du système d'excitation :

Dans notre étude la machine synchrone est équipée par un régulateur de tension modèle «IEEE » type -5 [25], représenté par la figure (I.26).

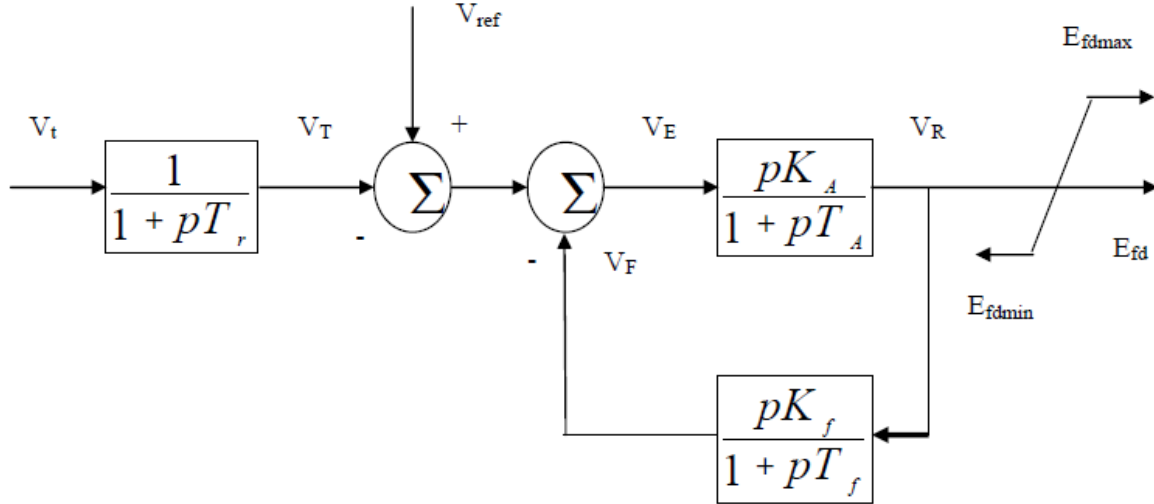


Figure I.26.Schéma du circuit d'excitation de tension (AVR).

I.8.2. Description du modèle :

La tension terminale de la machine V_t redressée et filtrée est comparée avec la tension de référence V_{ref} pour déterminer l'erreur de tension entrant à l'amplificateur du régulateur. Cette erreur est combinée à la boucle principale d'amortissement de l'excitation.

La fonction de transfert du régulateur principal est représentée avec un gain K_A et une constante de temps T_A . Le signal de sortie E_{fd} est limité entre E_{fdmin} et E_{fdmax}

$$V_T = \frac{V_t - V_T}{T_R}; V_F = \frac{K_F V_R - V_F}{T_F}; V_R = \frac{K_A V_E - V_R}{T_A}; V_E = V_{ref} - V_F - V_T \quad (I-34)$$

$$E_{fd} = \begin{cases} E_{fdmax} & \text{si } V_R > E_{fdmax} \\ V_R & \text{si } E_{fdmax} > V_R > E_{fdmin} \\ E_{fdmin} & \text{si } V_R < E_{fdmin} \end{cases} \quad (I-35)$$

La boucle d'amortissement principale est fournie par la fonction de transfert de rétroaction à partir de la sortie de l'excitatrice.

$$\frac{pK_F}{1+pT_F} : \text{Fonction de transfert du circuit d'amortissement ;}$$

$$\frac{pK_A}{1+pT_A} : \text{Fonction de transfert de l'amplificateur du régulateur ;}$$

$$\frac{1}{1+pT_R} : \text{Fonction de transfert du filtre ;}$$

V_{ref} : Tension de référence ; V_t : Tension terminale.

I.8.3. Simplifications :

Dans notre étude, on va simplifier le système d'excitation de la façon suivante :

- T_R : La constante de temps du filtre est négligeable ;
- $V_F=0$: Les signaux additionnels sont nuls ;

Dans ce cas-là, le schéma du circuit d'excitation (AVR) se réduit à la forme suivante.

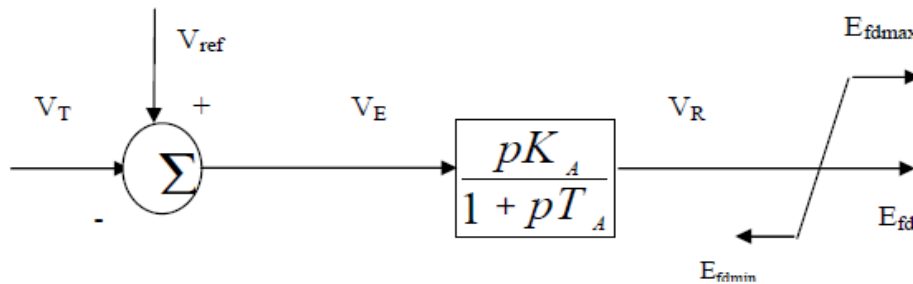


Figure I.27. Schéma du circuit d'excitation (AVR) .

$$\text{Avec : } V_E = V_{ref} - V_T \quad ; \quad V_R = \frac{K_A V_E - V_R}{T_A} \quad (I-36)$$

$$E_{fd} = \begin{cases} E_{fdmax} & \text{si } V_R > E_{fdmax} \\ V_R & \text{si } E_{fdmax} > V_R > E_{fdmin} \\ E_{fdmin} & \text{si } V_R < E_{fdmin} \end{cases} \quad (I-37)$$

I.9. STABILISATEUR DE RESEAUX 'PSS' – ETUDE D'UN CONTROLLEUR D'EXCITATION CONVENTIONNEL :[25]

Dès les années cinquante (50), une grande attention était portée sur les effets des systèmes d'excitation et leurs régulateurs sur la stabilité des systèmes de puissance, vu que les systèmes de régulation, à gain très élevé affectent nettement la stabilité en engendrant certains modes oscillatoires nuisibles (des auto-oscillations).

Pour remédier à ce problème, plusieurs techniques ont été développées, dont le principe fondamental est d'introduire un signal additif «Vpss» dans la boucle de contrôle «AVR» pour produire un couple électrique supplémentaire fournissant un amortissement aux oscillations, en fonction de l'écart de vitesse généralement.

D'autres entrées ont été ainsi utilisées tel que :

- L'écart de l'angle de charge ;
- L'écart de la tension terminal ;
- L'écart de la puissance électrique ;

- L'écart de courant de champ ainsi que sa dérivée première et seconde.....etc.

Pour contourner ce problème DEMELLO et CONCORDIA [27,12] ont l'idée d'appliquer un signal additionnel afin de maintenir la stabilité du système.

La figure (I.28) représente le principe d'un stabilisateur des systèmes de puissance.

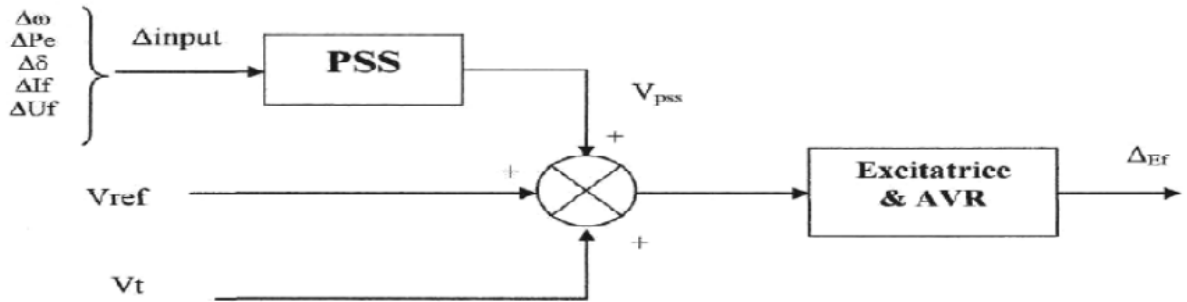


Figure I.28. Schéma de principe d'un stabilisateur de réseau.

I.9.1. Le stabilisateur conventionnel :

Des efforts considérables ont été déployés pour le développement des systèmes 'PSS'. La fonction de base d'un système stabilisateur de puissance PSS est de moduler l'excitation du turboalternateur pour fournir un amortissement aux oscillations, ces dernières se trouvent dans une gamme de fréquence de 0.2 Hz à 2.0 Hz, par contre, l'amortissement insuffisant de ces oscillations peut limiter la capacité de transmission de puissance.

La structure conventionnelle prise au début était un réseau de compensation du PSS «Avance - retard de phase ». C'est le résultat de la théorie de commande conventionnelle ou les marges de phase et de gain obtenues par l'analyse de Bode, sont employées pour concevoir des contrôleurs qui garantissent la stabilité des systèmes de puissance, utilisant comme entrée l'écart de vitesse de rotation du rotor de la machine.

Les connexions des différents blocs sont données par la figure (I.32).

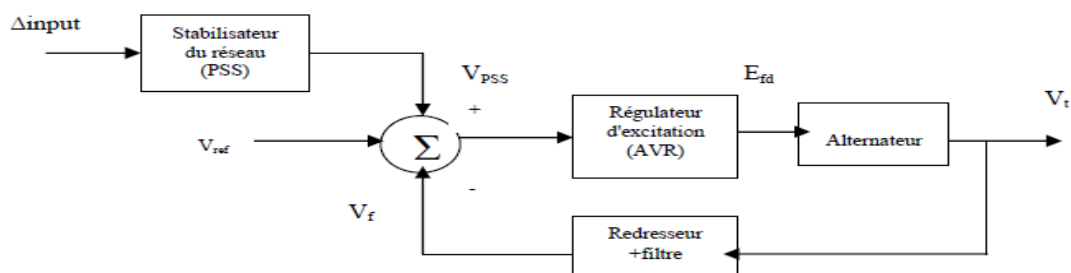


Figure I.29. Schéma block d'un Alternateur avec AVR équipé d'un PSS .

Le signal de stabilisation qui vient modifier par contre - réaction négative la valeur de la référence du régulateur de tension, doit être formé à partir de la puissance d'accélération. Cette puissance est la différence entre la puissance mécanique développée par la turbine et la puissance active générée par l'alternateur (ou bien la différence entre les vitesses de rotation), le résultat de la soustraction devient le signal d'entrée d'un circuit de stabilité figure (I.29).

La fonction de transfert est :

$$V_{pss} = K_{pss} \frac{PT_w}{1 + PT_w} \cdot \frac{(1 + PT_1)(1 + PT_3)}{(1 + PT_2)(1 + PT_4)} \text{ input} \quad (I-38)$$

$$V_{pss} = \begin{cases} V_{pss \max} & \text{si } V_4 \geq V_{pss \max} \\ V_4 & \text{si } V_{pss \max} > V_4 > V_{pss \min} \\ V_{pss \min} & \text{si } V_4 < V_{pss \min} \end{cases}$$

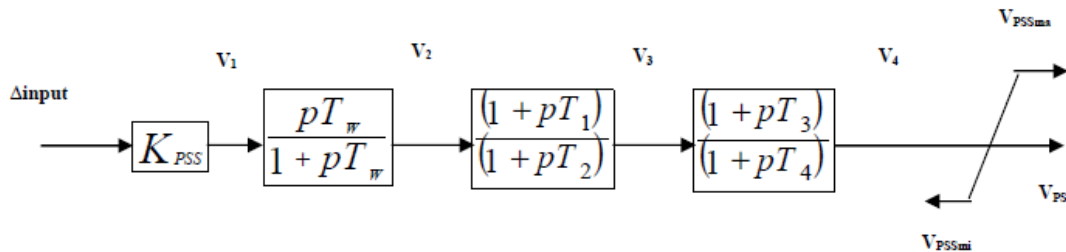


Figure I.30.Schéma fonctionnel du PSS

$$V_4 = \frac{V_3 - V_4}{T_4} + \frac{T_3}{T_4} V_3 ; V_3 = \frac{V_2 - V_3}{T_3} + \frac{T_2}{T_3} V_2 ; V_2 = \frac{V_2}{T_w} V_1 ; V_1 = K_{pss} \cdot \text{input}$$

$$\text{input} = \begin{cases} P, P \\ \text{ou} \\ \Delta \omega = \omega_{mach} - \omega_0 \\ \text{et} \\ I_f = I_f - I_{f0} \\ \text{et} \\ U_f = U_f - U_{f0} \end{cases} \quad (I-39)$$

Avec

K_{pss} : Gain.

$\frac{PT_w}{1+PT_w}$: Fonction du transfert du correcteur.

$\frac{(1+PT_1)(1+PT_3)}{(1+PT_2)(1+PT_4)}$: Fonction du transfert de compensateur.

La fonction de transfert réduite d'un type de PSS conventionnel :

$$V_{pss} = K_{pss} \frac{PT_w}{1+PT_w} \frac{(1+PT_1)}{(1+PT_2)} \quad (I-40)$$

Dans ce cas le schéma fonctionnel du PSS est le suivant :

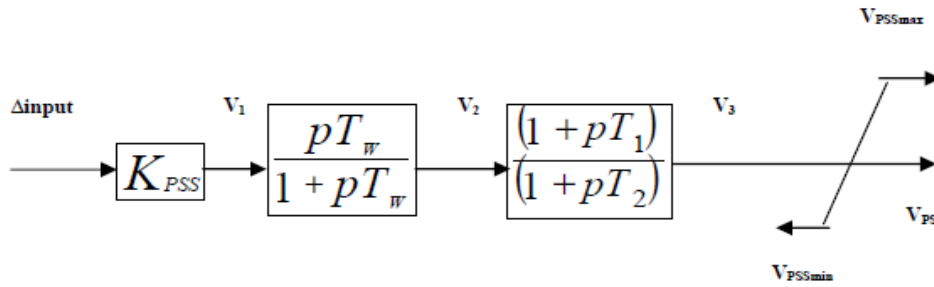


Figure I.31.Schéma fonctionnelle du PSS utilisé dans notre travail.

- Le gain de stabilisateur K_{PSS} détermine la quantité d'atténuation présentée par le PSS.
- Le bloc correcteur est un filtre passe-haut, il permet aux signaux liés aux oscillations de passer sans changements, sans ce filtre, les changements réguliers de la vitesse modifient la tension terminale (le correcteur du PSS répond seulement aux changements de la vitesse).
- Le bloc de compensation de phase qui compense le retard de phase entre l'entrée d'excitateur et le Couple électrique de générateur.

La figure (I.31) montre le bloc de premier ordre simple, qui peut être employé pour réaliser la compensation désirée de phase.

I.9.2. Signal d'entrée :

L'action principale du PSS doit commander les oscillations du rotor. IL fournit une entrée additionnelle à la boucle d'excitation en cas de transitions d'angle rotorique, afin d'ajuster la tension d'excitation. Ceci devrait être fait sans causer un effet nuisible sur le système. Le signal d'entrée est une différence entre la puissance mécanique générée par la turbine et la puissance électrique fournie par le générateur au réseau (ou bien entre les couples). Dans ce travail on a utilisé comme paramètres d'entrées au PSS ($\Delta input$), $\Delta\omega$ (et ω'), Δif (et if'), ΔUf (et Uf').

I.9.3.Signal de sortie :

Le signal de sortie du PSS est celui d'une tension (V_{pss}). Ce signal est supplémentaire comme signal d'entrée à l'AVR.

Remarque : Dans notre présent travail on a utilisé un régulateur / stabilisateur conventionnel ayant une réalisation type PID appelé AVR à Forte Action (AVR-FA) [28].

I.10. MODELE MATHEMATIQUE DU REGULATEUR AVR - FA:

Le régulateur AVR - FA (à Forte Action) élaboré dans le cadre du présent travail, est un système multi - canaux, parmi les fonctions technologiques accomplies par ce contrôleur d'excitation :

- Garantir un niveau de tension demandé pour un point de fonctionnement bien déterminé,
- maintenir le système d'excitation en régime perturbé ,
- Amortir les oscillations électromécaniques (suite à des petites et grandes perturbations),
- Il limiter les valeurs minimales et maximales du courant d'excitation (problèmes de saturation) et d'autres fonctions... etc.

Le modèle mathématique réduit du régulateur AVR – FA est donné comme suit :

- **Canal de l'écart de la tension :**

$$K_{ov}(\pi) = \kappa_{ov} \quad (I-41)$$

Ou : κ_{ov} - coefficient de régulateur par déviation de la tension à des valeurs fixes 15,25 et 50.

- **canal de dérivée de la tension :**

$$\Omega_{1v}(\pi) = \kappa_{1v} \cdot \Omega_{1v}(\pi) = \kappa_{1v}(\pi)/(1+\pi T_{1u}) \quad (I-42)$$

Ou : W_{1u} =gain (valeur maximale absolue $K_{1u}= 7.2$) ; ($T_{1u}= 0.039$ s - constant de temps)

- **Block de fréquence:**

$$\Omega_{\beta\phi}(\pi) = \pi/(1+\pi T_{bf}) \quad (I-43)$$

T_{bf} : constant de temps block pulsation (pour l'intervalle fréquentiel 0... .50 1/s)
 $T_{bf}=0,07$ s

- **Canal de l'écart de la fréquence (ou vitesse):**

$$W_{0\omega}(p) = K_{0\omega} \cdot W_{\Delta 0\omega}(p) = K_{0\omega} \cdot \frac{p}{1 + pT_{0\omega}} \quad (I-44)$$

Ou : $K_{0\omega}$: gain du canal déviation ω (valeur max =15 unité ext./rad/s)

$T_{0\omega}$: Constant de temps de canal ($T_{0\omega}= 0.026$ s)

- **Canal de dérivé de la vitesse :**

$$W_{1\omega}(p) = K_{1\omega} \cdot W_{\Delta 1\omega}(p) = K_{1\omega} \cdot \frac{p}{1 + pT_{1\omega}} \quad (I-45)$$

Ou :

$K_{1\omega}$: gain de canal (valeur max= 5.5 unité ext/rad/s)

$T_{1\omega}$: Constant de temps du canal ($T_{1\omega}=1.05$ s)

- **Canal de dérivé du courant d'excitation I_f :**

$$W_{i_f}(p) = K_{i_f} \cdot W_{\Delta i_f}(p) = K_{i_f} \cdot \frac{p}{1 + pT_{i_f}} \quad (I-46)$$

- **Canal de dérivé de la tension d'excitation u_f :**

$$W_{u_f}(p) = K_{u_f} \cdot W_{\Delta u_f}(p) = K_{u_f} \cdot \frac{p}{1 + pT_{u_f}} \quad (I-47)$$

L'ensemble de ces éléments constitue les parties élémentaires du régulateur (amplificateur, filtre, système de commande à thyristor, boucle de retour de la tension du circuit d'excitation) se rassemble par la suite sous une fonction transfert équivalente de l'excitatrice :

$$W(p) = \frac{1}{1 + pT_e} \quad (I-48)$$

Avec T_e - constant de temps du canal de base de l'excitatrice ($T_e = 0.04$ s).

La forme finale du régulateur AVR-FA sera :

$$\Delta E_f = \omega(p) \cdot [(\omega_{0u}(p) + \omega_{1u}(p)) \Delta U(p) + (\omega_{0\omega}(p) + \omega_{1\omega}(p)) \omega_{bf}(p) \cdot \Delta \omega_u(p) + \omega_{if}(p) \cdot \Delta i_f(p) + \omega_{uf}(p) \cdot \Delta u_f(p)] \quad (I-49)$$

On va considérer aussi les limites suivantes (saturation du système d'excitation) :

$$\begin{cases} E_{min} < E_{fd0} < E_{max} \\ E_{min} = -0.5 E_{fd0} \text{ Tension d'excitation minimale} \\ E_{max} = 3 E_{fd0} \text{ Tension d'excitation maximale} \end{cases} \quad (I-50)$$

Avec : E_{fd0} - valeur du signal de commande en régime stable du générateur

I.11. MODELE DE LA MS RACCORDEE A UN RESEAU DE PUISSANCE INFINI : [31]

Considérons le système de la figure I.32 où la machine synchrone est connectée par une ligne de transmission à un réseau de puissance infini. La ligne ayant une résistance R_e , et une inductance L_e

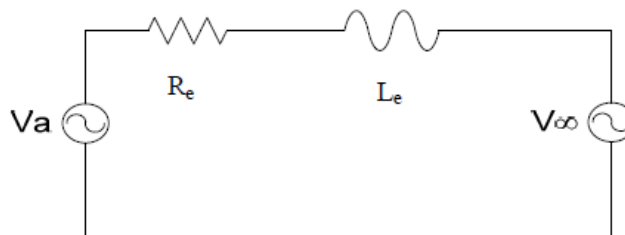


Figure I.32. Machine synchrone connectée à un réseau bus infini.

De la figure (I.32) nous pouvons écrire :

$$V_a = V_{a\infty} + R_e i_a + L_e \frac{di_a}{dt} \quad (I-51)$$

Ainsi pour les 3 phases :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\infty a} \\ V_{\infty b} \\ V_{\infty c} \end{bmatrix} + R_e \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + L_e \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (I-52)$$

Le système décrit par (I-46) peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$V_{abc} = V_{\infty abc} + R_e i_{abc} + L_e \frac{di_{abc}}{dt} \quad (I-53)$$

La transformation de Park de cette équation nous permet d'écrire :

$$V_{0dq} = P \cdot V_{abc} = P(V_{\infty abc} + R_e i_{0dq} + L_e i'_{abc}) \quad (I-54)$$

$$V_{0dq} = PV_{\infty abc} + R_e i_{0dq} + L_e P i'_{abc}$$

$$\text{Sachant que : } V_{\infty abc} = \sqrt{2} V \begin{bmatrix} \cos(\omega_R t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_R t + \alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_R t + \alpha) \end{bmatrix} \quad (I-55)$$

Et d'après l'équation (I-49) on aura :

$$V_{\infty 0dq} = P v_{\infty abc} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{2} V_{\infty} \begin{bmatrix} -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (I-56)$$

Pour le dernier terme à droite dans (I-49)

$$P i'_{abc} = i'_{0dq} - P i'_{abc} = i'_{0dq} - P^{-1} i_{0dq} \quad (I-57)$$

On peut finalement écrire le système d'équation (I-47) comme suite:

$$V_{\infty 0dq} = P v_{\infty abc} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{2} V_{\infty} \begin{bmatrix} -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} \end{bmatrix} + R_e I_{0dq} + L_e I'_{0dq} + \omega_e L_e \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (I-58)$$

En négligeant la résistance R_e de la ligne devant sa réactance $X_e = \omega_e L_e$ on aura :

$$V_{\infty 0dq} = P v_{\infty abc} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{2} V_{\infty} \begin{bmatrix} -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} \end{bmatrix} + L_e I'_{0dq} + X_e \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (I-59)$$

I.12. RESULTAS ET DISCUSSIONS

Les résultats ci-après ont été obtenus par l'étude des performances dynamiques du système électro-énergétique étudié (type SMIB) dans les cas suivants :

- Système sans régulation.
- Système en Boucle Fermé avec le régulateur automatique de tension AVR.
- Système en Boucle Fermé avec le régulateur AVR et le contrôleur PSS (AVR-FA).

On a effectué notre simulation suite à des perturbations avec variations des paramètres électriques et des paramètres mécaniques du réseau pour une ligne longue avec $L > 120$ km ($X_L = 0.5$ pu), moyenne ligne $X_L = 0.3$ (pu) et courte ligne ($X_L = 0.2$ (pu))($l < 80$ km).

On a aussi simulé notre système d'étude sous différents régimes de fonctionnements (régime nominal, régime sous excité ($Q_g < 0$), régime sur excité $Q_g > 0$)

Dans notre travail on a utilisé le Turboalternateur TBB 500. (voir annexe A)

Les courbes ci après nous donnent respectivement : La tension terminale du Turbo Alternateur (U_g) ; La puissance électromagnétique (P_e).L'angle interne 'delta' du TA entre la tension et la FEM ; variation de vitesse en terme de glissement (g)

D'après les résultats de simulations obtenues (fig1.33 afig1.41), on remarque que le contrôleur AVR-FA apporte beaucoup plus d'améliorations aux performances statiques et dynamiques du système SMIB étudié, par rapport au régulateur AVR seul.

Par la suite on a fait étude des variations paramétriques électriques, du système SMIB et d'après les résultats obtenus, on peut constater une certaine robustesse vis-à-vis ces incertitudes par l'utilisation du contrôleur d'excitation (AVR-FA). Dans certaines situations il est sensible et moins robuste (instable).

TBB500 (BO,AVR ,PSS), $X_l=0,5$, $P_g=0,85$ $Q_g=0.1896$ (pu)

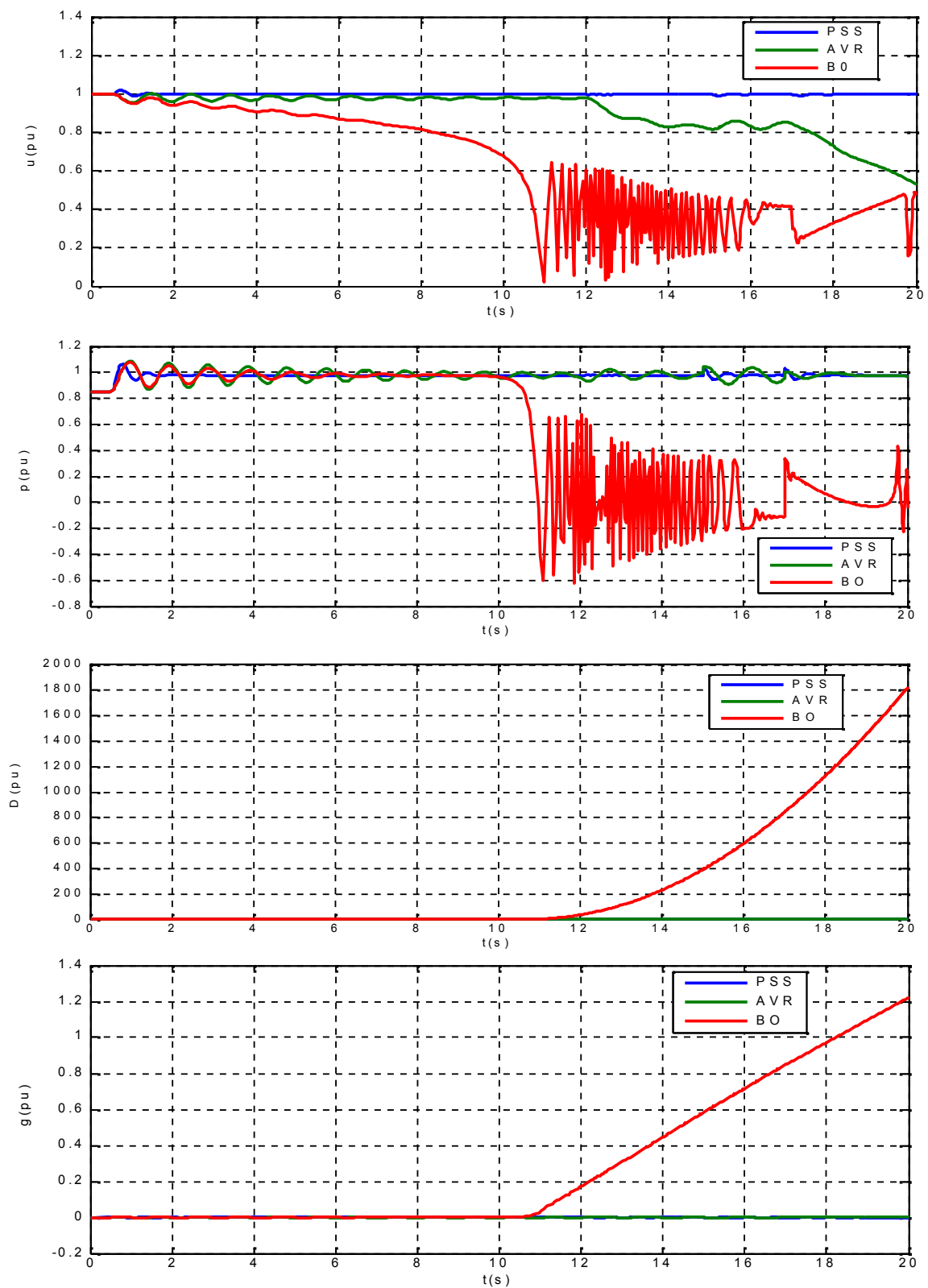


Figure I.33. Fonctionnement en régime nominale avec variation paramétrique (longue ligne).

TBB500, (BO,AVR ,PSS), $X_f=0,5$ $U_g=0,85$ $Q_g= -0.1372$ (pu)

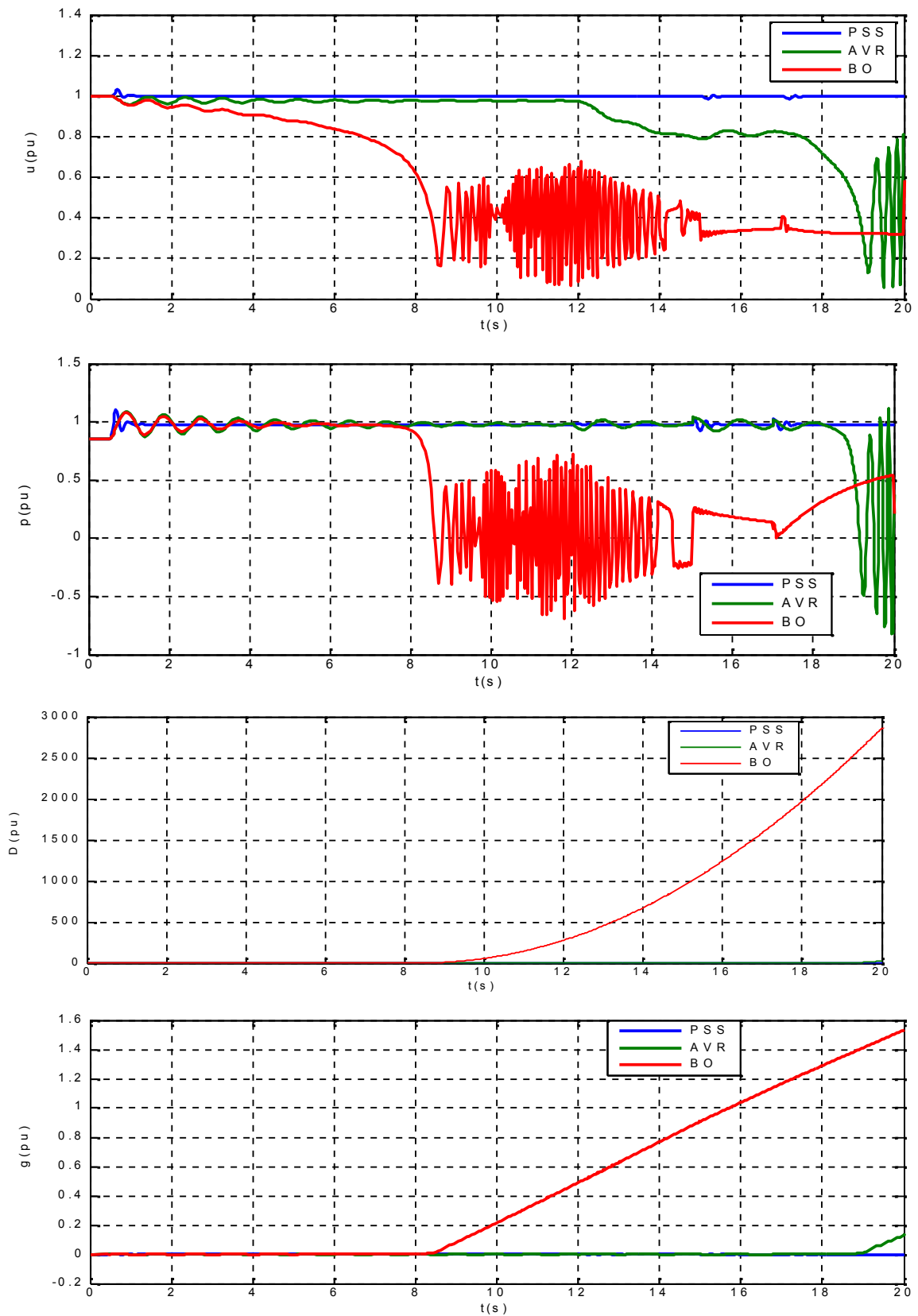


Figure I. 34. Fonctionnement en régime sous excité avec variation paramétrique (longue ligne).

TBB500, (BO,AVR,PSS), $X_l=0,5$, $U_g=0,85$ $Q_g= 0.5078$ (pu)

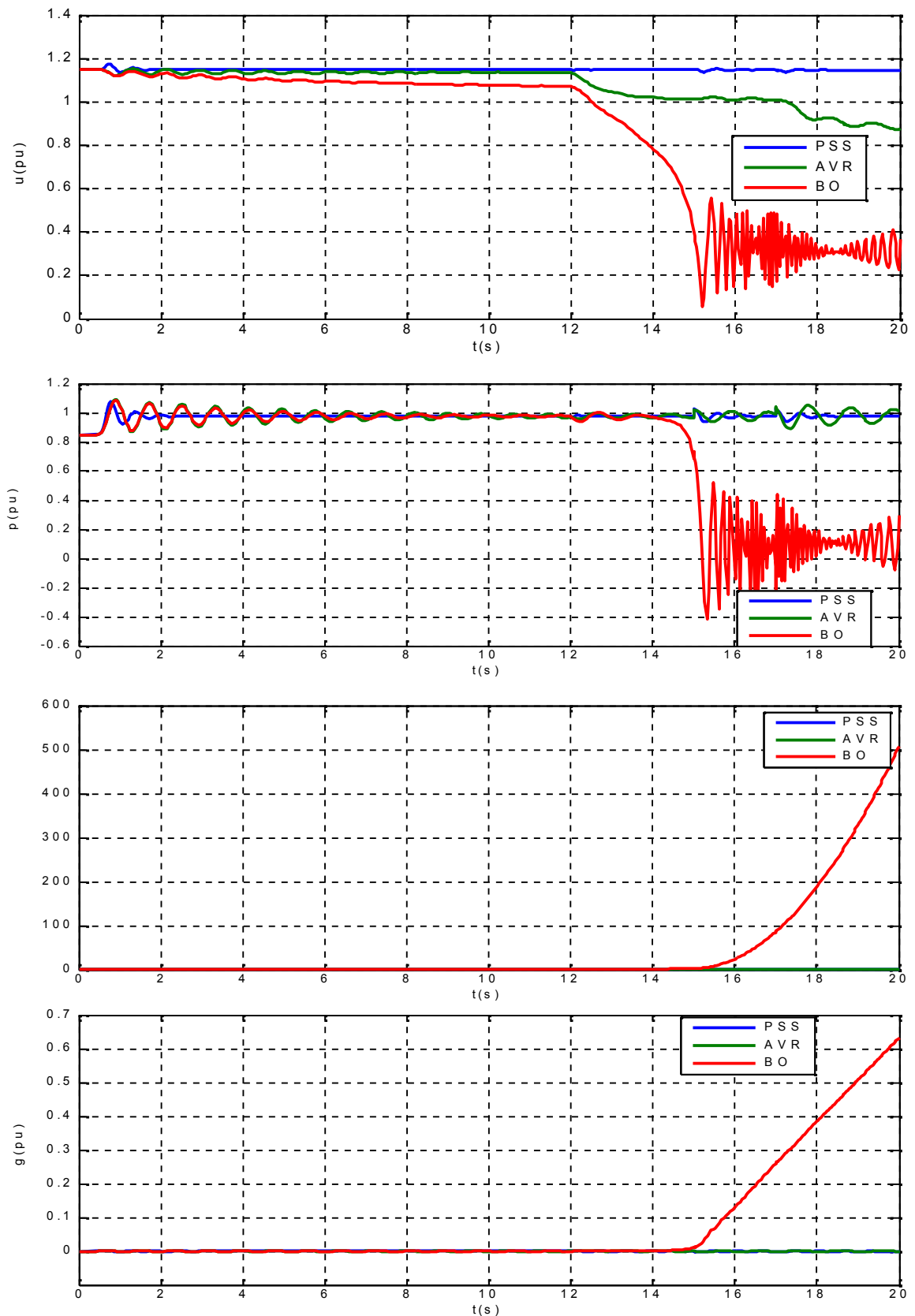


Figure I.35. Fonctionnement en régime sur excité avec variation paramétrique (longue ligne).

TBB500, (BO,AVR ,PSS), $X_l=0,3$, $U_g=0,85$ $Q_g= 0.1102$ (pu)

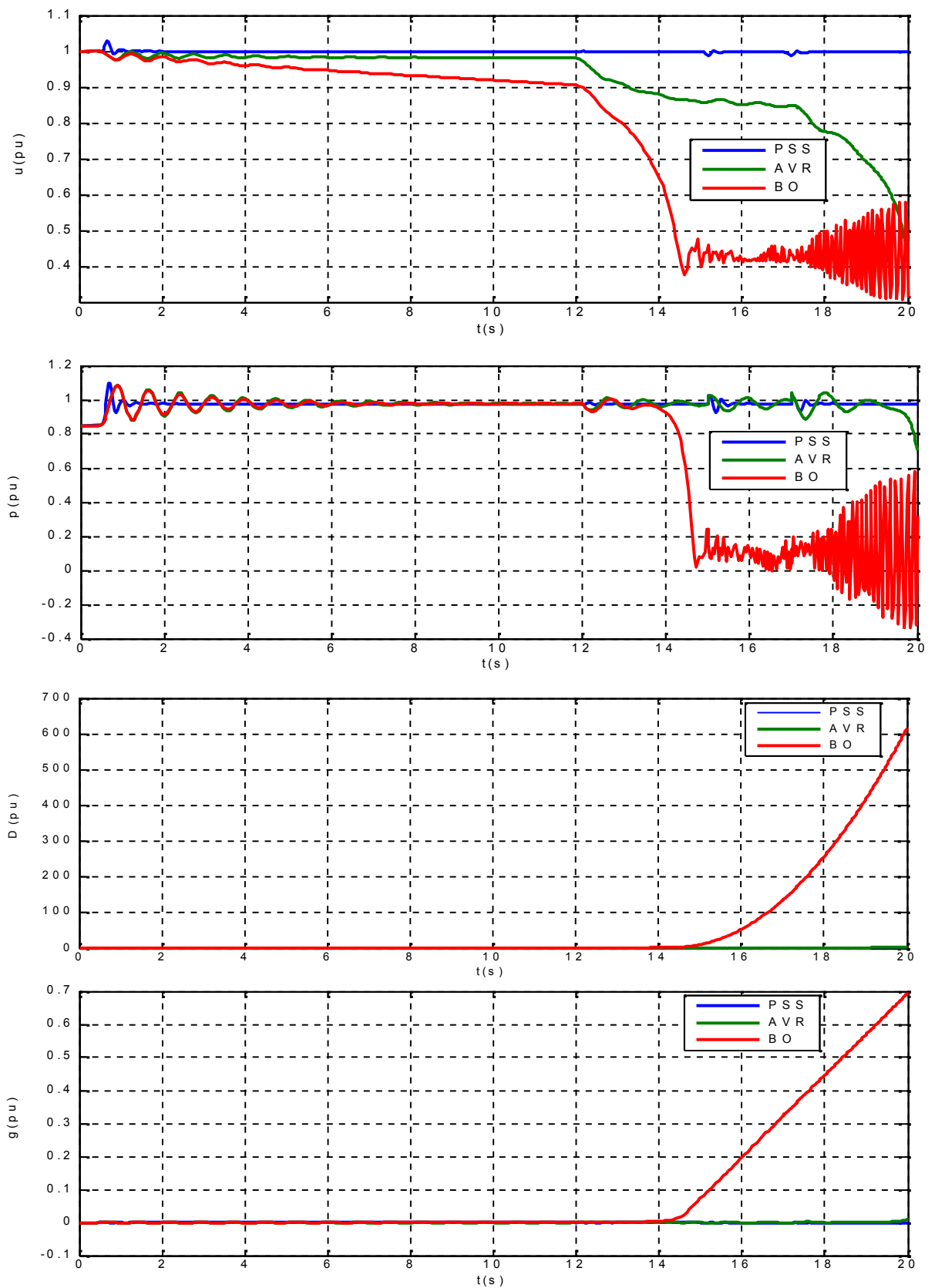


Figure I. 36.Fonctionnement en régime nominale avec variation paramétrique (moyenne ligne).

TBB500, (BO,AVR ,PSS), $X_i=0,3$, $U_g=0,85$ $Q_g= -0.4046$ (pu)

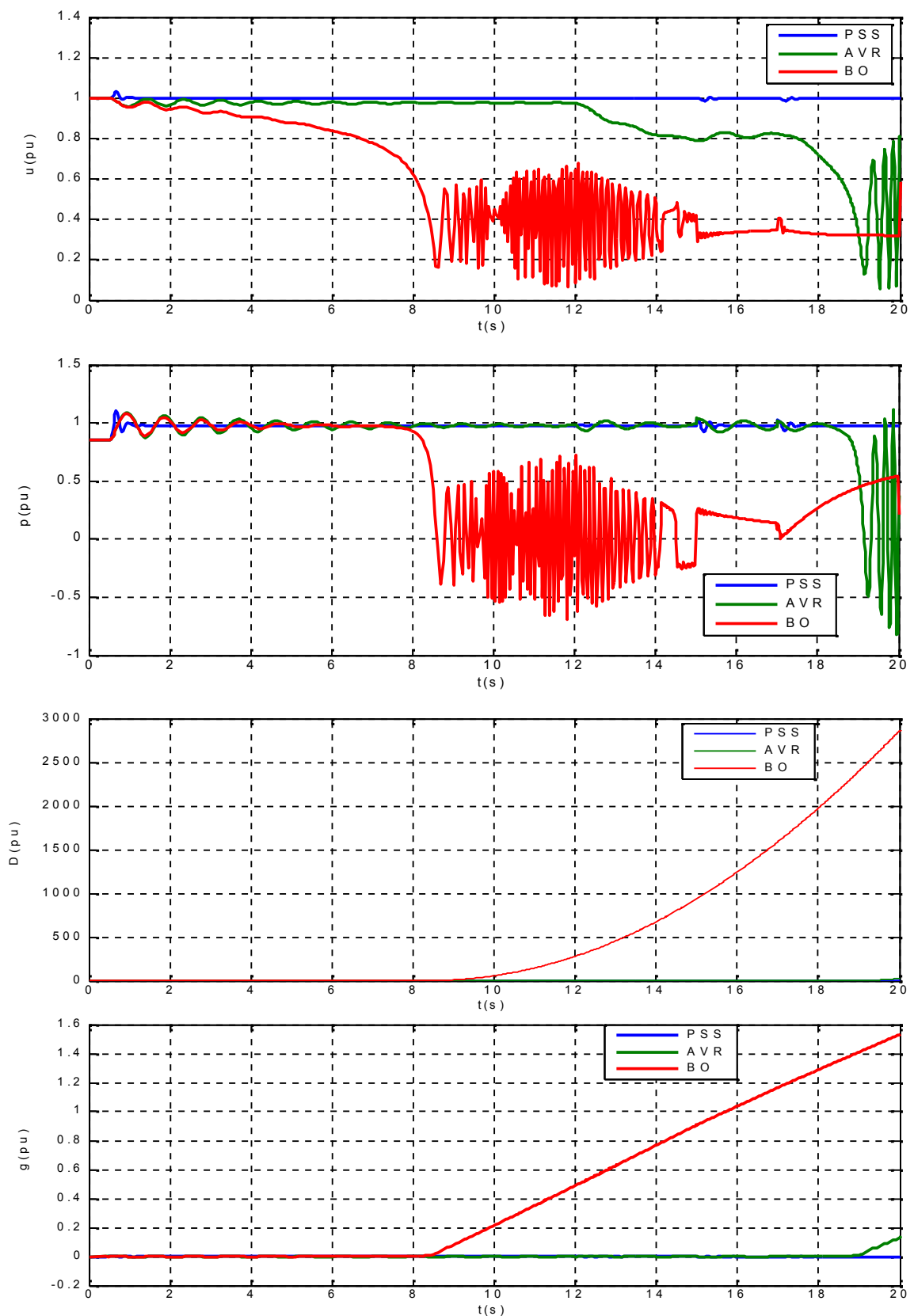


Figure I. 37.Fonctionnement en régime sous excité avec variation paramétrique (moyenne ligne)

TBB500, (BO,AVR ,PSS), $X_f=0,3$, $U_g=0,85$ $Q_g= 0.6704$ (pu)

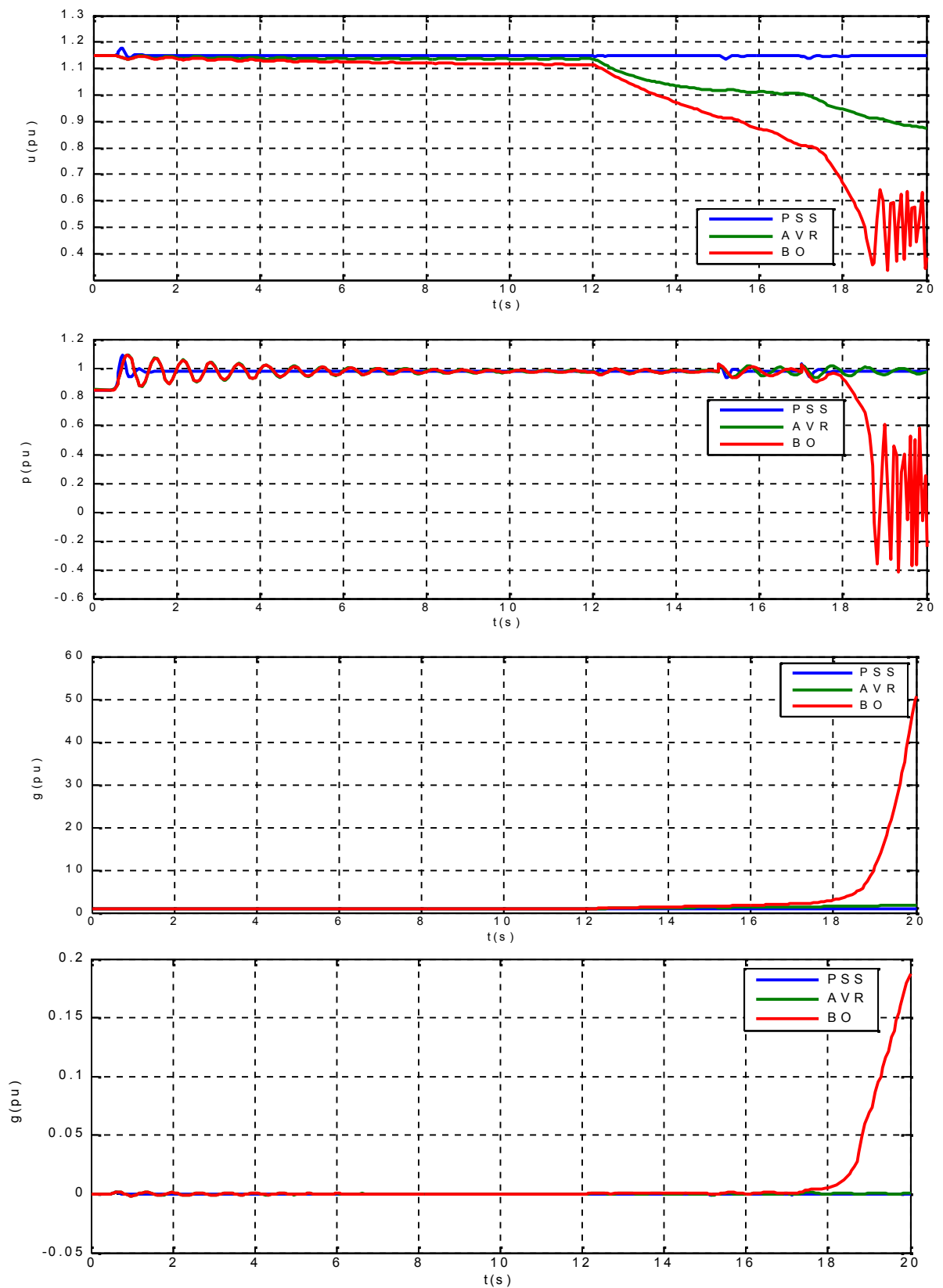


Figure I. 38. Fonctionnement en régime sur excité avec variation paramétrique (moyenne ligne).

TBB500, (BO,AVR ,PSS), $X_l=0,2$, $U_g=0,85$ $Q_g= 0.0728$ (pu)

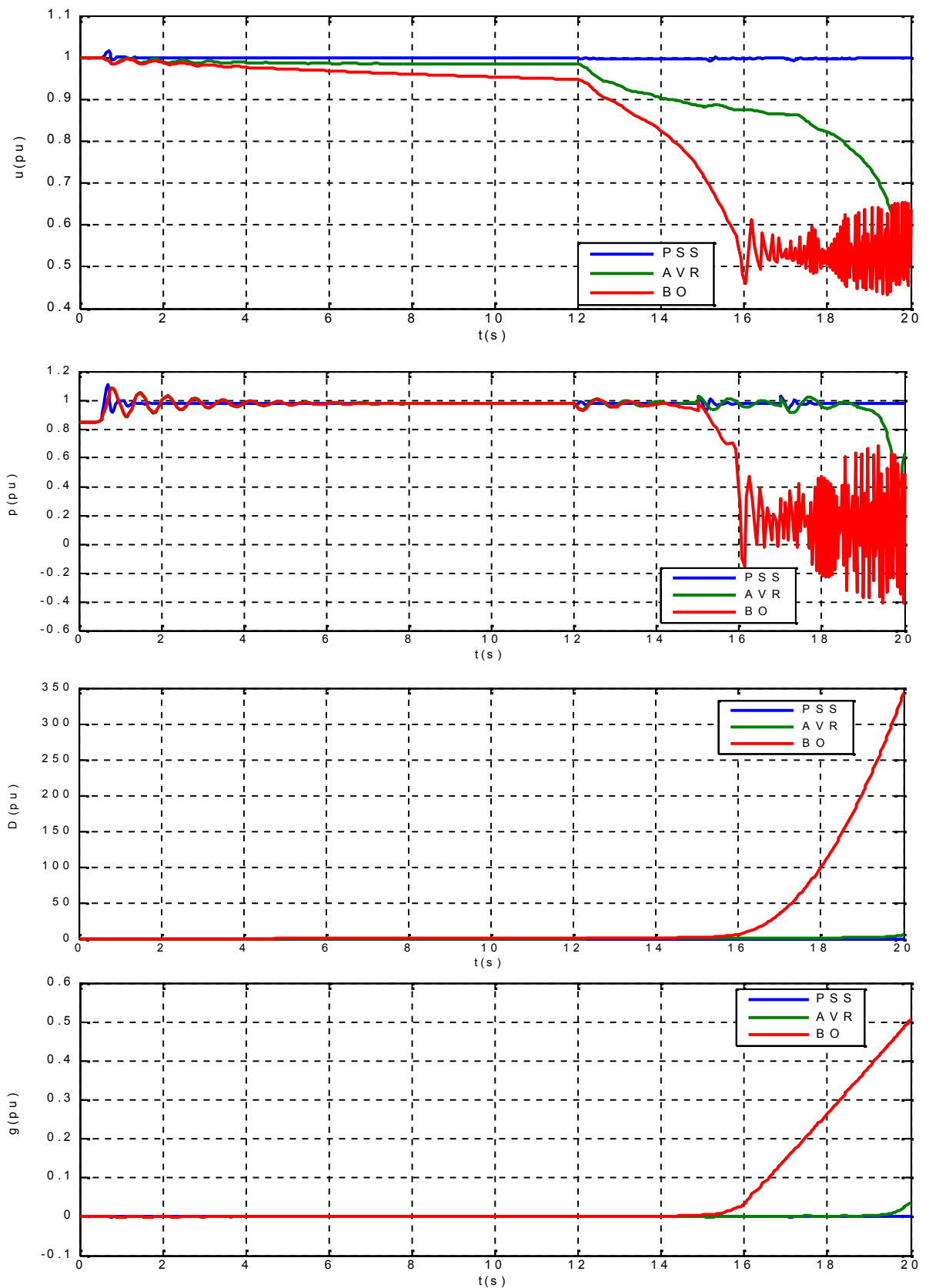


Figure I.39. Fonctionnement en régime nominal avec variation paramétrique (courte ligne).

TBB500, (BO,AVR ,PSS), $X_l=0,2$, $U_g=0,85$ $Q_g= -0.6868$ (pu)

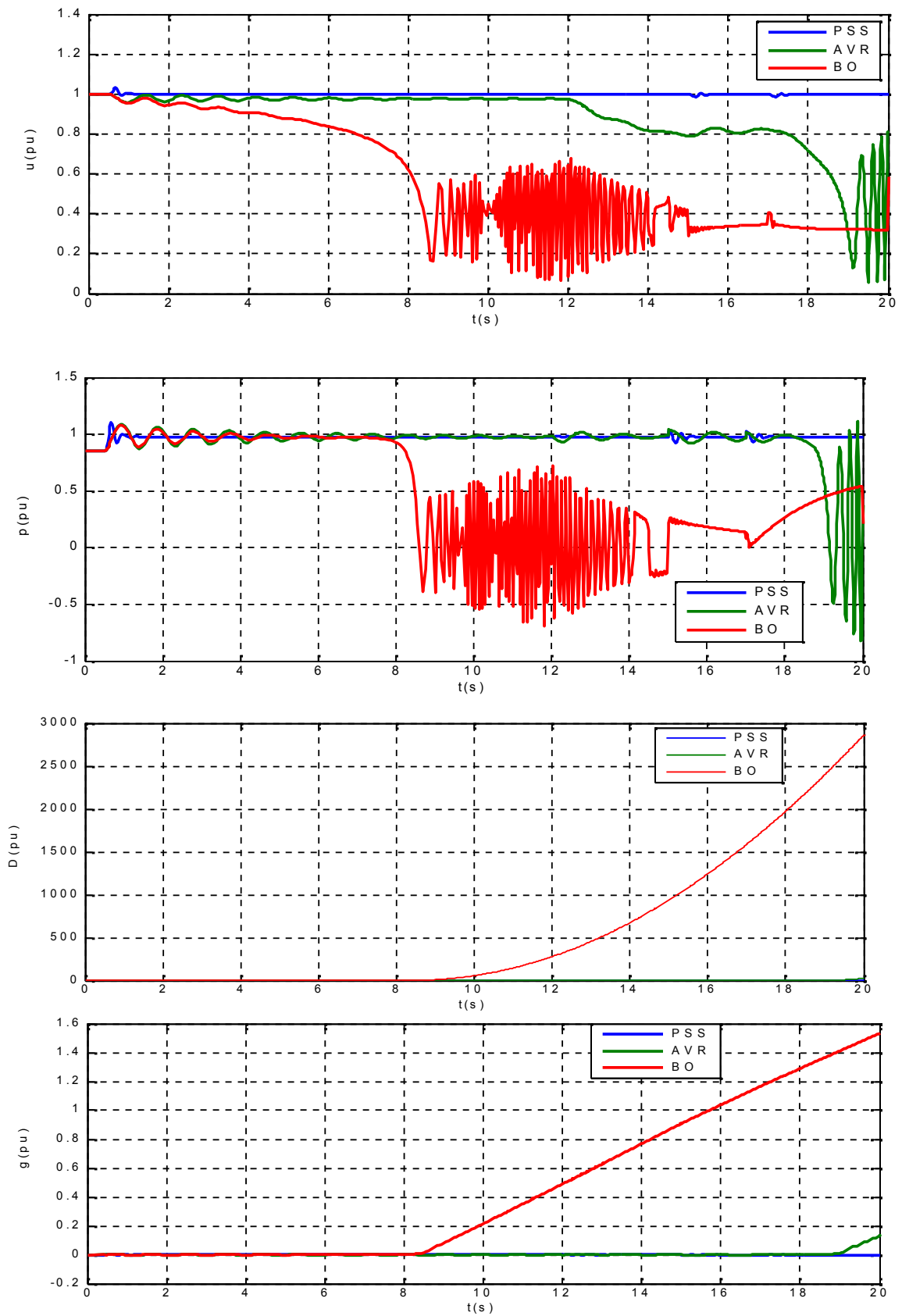


Figure I. 40. Fonctionnement en régime sous excité avec variation paramétrique (courte ligne)

TBB500, (BO,AVR ,PSS), $X_l=0,2$, $U_g=0,85$ $Q_g= 0.9257$ (pu)

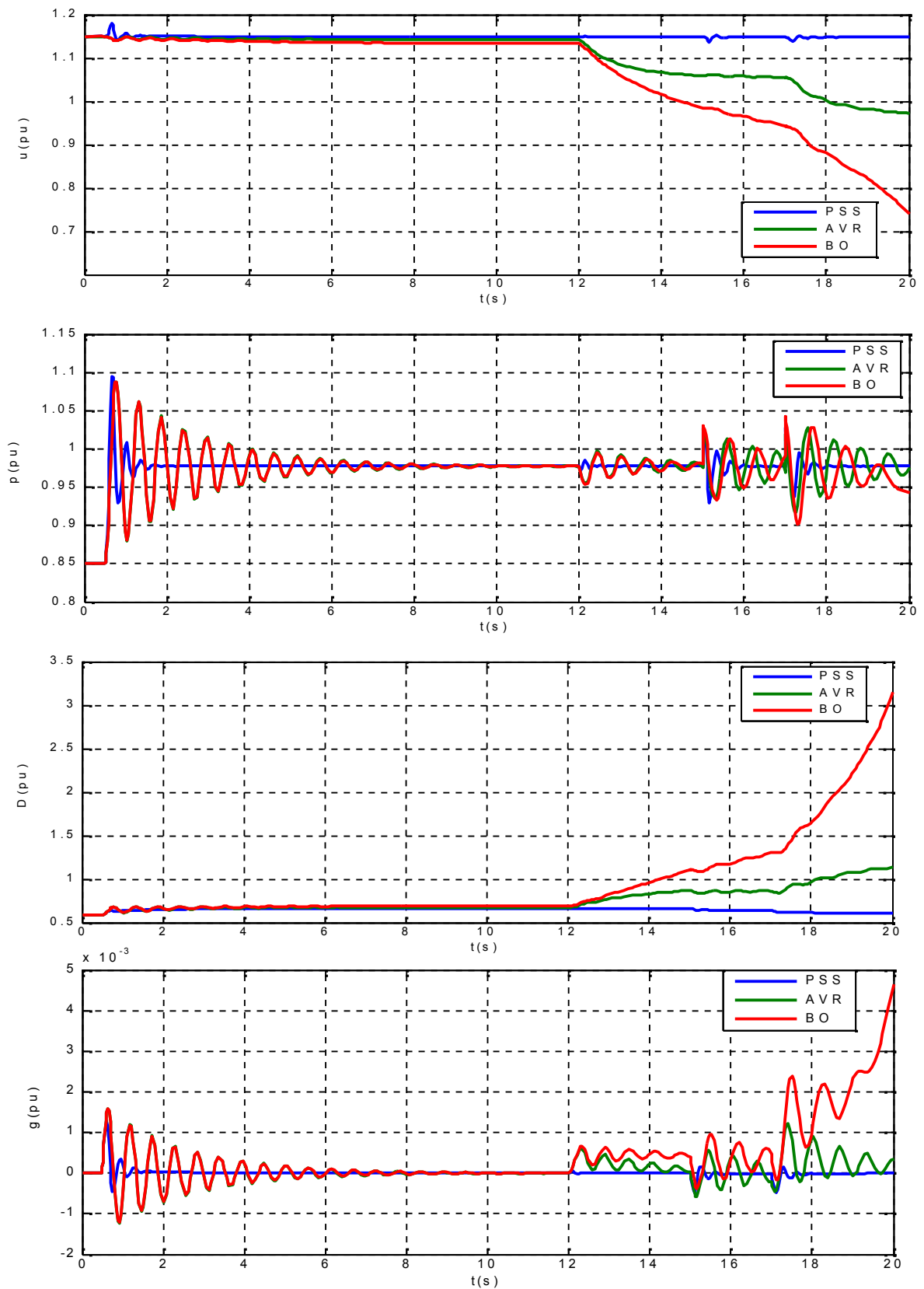


Figure I. 41. Fonctionnement en régime sur excité avec variation paramétrique (courte ligne).

I.12. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté un état de l'art du système électro-énergétique étudié et sa modélisation mathématique.

Le système standard étudié type simple IEEE-SMIB, est constitué d'un alternateur, réseau infini, et system AVR-PSS.

Le système AVR – PSS joue un rôle très important dans l'amélioration des performances dynamiques des systèmes électro-énergétiques, maintenant un niveau de tension terminale bien stable, par action sur le système de régulation d'excitation des groupes Turbo-alternateurs.

On a élaboré le modèle mathématique semi-numérique par réseau de perméances du turbo-alternateur par l'intermédiaire des équations de PARK-GAROV (en tenant compte des circuits d'amortissements et de la saturation du circuit inducteur), qui a été simulé et valide en simulation pour justifié notre choix.

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut constater, que le modèle élaboré est très utile avec beaucoup plus de performances, de précision et rapidité des calculs, ce qui nous permettre le teste de nos algorithmes de commande robustes qu'ont va développés dans les prochaines chapitres.

CHAPITRE II :

COMMANDE ROBUSTE D'UN PSS PAR L'APPROCHE H_∞ -LOOP SHAPING

CHAPITRE II : COMMANDE ROBUSTE D'UN PSS PAR L'APPROCHE H^∞ -LOOP SHAPING

II.1. INTRODUCTION

Le problème de la commande robuste des machines électriques a été traité par des nombreux auteurs ces dernières années. Il consiste à trouver des conditions pour garantir l'obtention des performances souhaitées en présence des perturbations dans le système. Différentes méthodes de résolution de ce problème ont été proposées. De manière non exhaustive, on citera la commande H^∞ pour les systèmes linéaires ou linéarisés.

Cette commande est devenue, une des méthodes importantes de la commande robuste suite aux travaux de Doyle, Glover et Francis [32,33].

La synthèse H^∞ est particulièrement intéressante à plus d'un titre puisqu'elle permet de prendre en compte, a priori et explicitement, des spécifications fréquentielles et temporelles du cahier des charges, simplifiant ainsi la détermination du correcteur.

Elle est considérée comme un moyen permettant d'intégrer différents objectifs de performance et de robustesse dans la synthèse du correcteur [34].

Le but étant alors de rechercher un correcteur qui maximise ces objectifs. En pratique, cela se traduit essentiellement par un modelage des matrices de transfert entre les perturbations et les sorties à contrôler. La solution s'effectuera dans le cadre du problème H^∞ standard en boucle fermée ou en boucle ouverte, comme la synthèse H^∞ par la méthode des facteurs premiers. Cette dernière approche, la plus simple et la plus fiable numériquement [36] utilisant les algorithmes de Glover-Doyle, repose sur la résolution des équations de Riccati [32].

Elle possède plusieurs avantages parmi eux :

- que la commande H^∞ prend en compte des spécifications temporelles et fréquentielle du cahier de charge.
- Le critère est construit directement du cahier de charge (la traduction des spécifications en termes de gabarits fréquentielle correspond aux pondérations).
- Elle permet de synthétiser des correcteurs qui prennent en compte à la fois les spécifications robuste et les spécifications de performance.

Dans ce chapitre, on présente tout d'abord quelques outils nécessaires à l'approche H^∞ à savoir : les fonctions de sensibilité, les valeurs singulières d'une matrice de transfert, la norme H^∞ d'un système linéaire et les propriétés importantes de cette norme.

On développera de façon simple, les éléments de base de la théorie de «sensibilité mixte» et du «problème standard », qui aboutissent à la fin par la présentation de l'algorithme de synthèse du correcteur robuste H^∞ de « Glover-Doyle » .

II.2. THEORIE DE LA COMMANDE ROBUSTE H^∞ -LOOP SHPING

La commande (appelée encore commande fréquentielle avancée ou commande robuste multivariable) est une nouvelle approche de l'Automatique Fréquentielle, elle a été initiée par Zames au début des années 80 et développée, en particulier par Doyle, Glover, Khargonekar et Francis [4,37,38].

Elle est devenue ces dernières années une des méthodes phares de la « commande robuste », elle est utilisée pour mise au point rapide de lois de commande robustes des systèmes linéaires stationnaires et multivariables. Elle prend une place de plus en plus importante parmi les méthodes de synthèse de contrôleurs. Dans cette approche, l'un des points intéressants est qu'elle permet de prendre en compte, à priori et explicitement, des spécifications fréquentielles et temporelles du cahier des charges, qui est ainsi traduit directement sous forme d'un critère mathématique à vérifier [39,40].

Celui-ci est formulé en utilisant la norme H^∞ , d'où le nom qu'on donne à cette méthode de synthèse. La synthèse du contrôleur qui satisfasse ce critère se fait algorithmiquement par résolution du problème d'optimisation en exploitant la puissance de calcul des ordinateurs actuels.

La synthèse d'une loi de commande doit assurer de bonne performance pour le modèle mais surtout pour le procédé qu'il représente. Cette philosophie conduite naturellement à l'introduction de la notion de robustesse donc, c'est lui qui a donné naissance à toute l'automatique moderne. Dans les années 40, Bode et Nyquist ont proposé des méthodes fréquentielles capables de quantifier la robustesse d'un système linéaire à travers les notions de marge de gain et marge de phase. Dans les années 60, et par l'utilisation de représentation d'état et des techniques d'optimisation, des propriétés de robustesse intéressantes ont été montrées sur le régulateur LQG (Linéaires Quadratiques Gaussiens) [41], malheureusement, ces correcteurs ont montré des faibles qualités de robustesse [42,43]. Dans les années 80, Doyle et Safonov ont proposé l'utilisation de la norme H^∞ , pour la synthèse d'une loi de commande H^∞ , cette dernière est un outil très intéressant pour analyser la robustesse en stabilité des systèmes [41] vis-à-vis des variations paramétriques et le rejet des perturbations.

II.3. COMMANDE PAR L'APPROCHE H^∞

II.3.1. Principe

Pour effectuer la synthèse de la commande H^∞ , il est opportun d'introduire une représentation connue sous la dénomination « Problème standard ». Cette structure, Fig.II.1, apporte une certaine clarté de formulation puisqu'elle contient à la fois le système à commander et le correcteur associé.

On désigne par u les entrées de commande, y les sorties mesurées, w les entrées exogènes (consigne, perturbation,...) et z les sorties à contrôler. Le bloc $P(s)$ représente le modèle nominal pondéré et $K(s)$ le correcteur recherché. Soit la fonction de transfert en boucle fermée, couramment notée $F_1(P,K)$ et dite la transformation fractionnaire linéaire du transfert entre l'entrée w et la sortie z

Le problème H^∞ consiste à concevoir une commande assurant la stabilité interne du système bouclé $F_1(P,K)$ ainsi que l'atténuation de l'influence des perturbations sur la sortie z du système à commander [34,35]. La synthèse d'une loi de commande consiste alors à déterminer la plus faible valeur notée γ pour laquelle il existe un correcteur $K(s)$ stabilisant le système de manière interne minimisant la norme H^∞ du transfert $F_1(P, K)$ tel que

$$\|F_1(P, K)\| \leq \gamma \quad (\text{II.1})$$

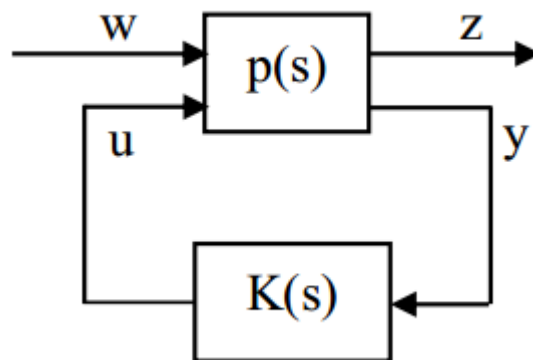


Figure II.1.Problème standard H^∞ .

La commande H^∞ permet de prendre en compte des spécifications données par le cahier de charge qui peut contenir quatre classes de spécifications:[39,40, 44]

- Suivi de trajectoires de référence (consignes) : il s'agit d'étudier l'influence du signal de référence $r(t)$ sur le signal d'erreur $e(t)$
- Rejet/ atténuation de signaux de perturbation : il s'agit d'étudier l'influence du signal de perturbation $b(t)$ sur le signal d'erreur $e(t)$

- Atténuation des bruits de mesure : il s'agit d'étudier l'influence des signaux de bruit $w(t)$ sur le signal de commande $u(t)$ et sur le signal de sortie $y(t)$
- Commande modérée : il s'agit d'étudier l'influence des signaux de référence $r(t)$ et du signal de perturbation $b(t)$ sur le signal de commande $u(t)$.

Bien entendu une spécification incontournable est la stabilité interne du système en boucle fermée.

Dans un premier temps il faut convertir les spécifications exprimées dans le domaine temporel (temps de réponse, erreur statique, etc.) vers le domaine fréquentiel. Nous définissons alors des gabarits fréquentiels, utilisés sous forme de pondérations lors de la synthèse H^∞ . La formulation du problème prend en compte les pondérations (i.e. les objectifs de commande) et le modèle du système à contrôler.

II.3.2. Stabilité et robustesse d'un système asservi

Soit le schéma classique d'un système $G(s)$ bouclé par un correcteur $K(s)$ représenté par la Figure II.2[34] :

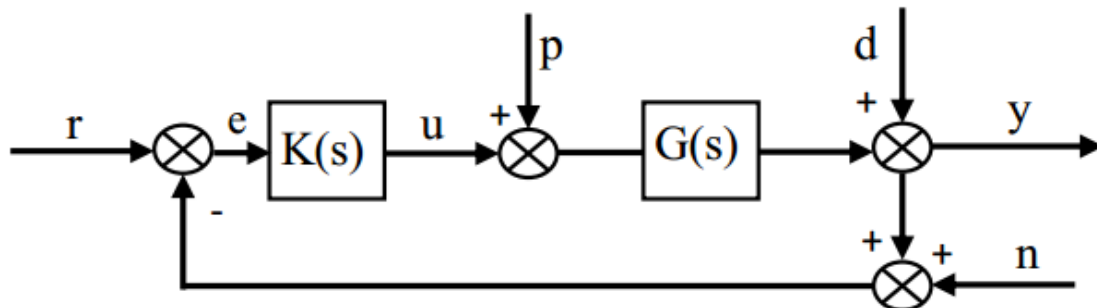


Figure II.2. Schéma représentatif d'une boucle de suivi.

Dans cette boucle, on considère les signaux d'entrée comme la référence $r(t)$, les diverses perturbations en entrée et en sortie $p(t)$, $d(t)$ et $n(t)$ le bruit de mesure. Les signaux de sortie sont l'erreur de suivi de référence $e(t)$, la commande $u(t)$ délivrée par le correcteur $K(s)$ et la sortie de système $y(t)$.

La matrice de transfert entre les perturbations d et p d'une part et la sortie y et la commande u d'autre part peuvent être facilement obtenus sous la forme matricielle suivante [45]:

$$\begin{bmatrix} y(s) \\ u(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (I - G(s)K(s))^{-1} & (I - G(s)K(s))^{-1}G(s) \\ K(s)(I - G(s)K(s))^{-1} & (I - G(s)K(s))^{-1}G(s)K(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(s) \\ p(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S & GS \\ KS & T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(s) \\ p(s) \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

L'équation (II.2) met en valeur deux fonctions de transfert, la fonction de sensibilité $S(s)$ et la fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ tel que $S(s)+T(s)=1$. Elles sont définies par:

$$S(s) = (I - G(s)K(s))^{-1} \quad (II.3)$$

$$T(s) = (I - G(s)K(s))^{-1} G(s)K(s) \quad (II.4)$$

Un système asservi est robuste s'il est stable de manière interne et externe, tout en assurant des bonnes performances, en présence des différents types d'incertitudes. La stabilité externe exige que toute entrée bornée r devra produire une sortie bornée y . En termes de fonction de transfert, la stabilité externe se traduit par la stabilité de la fonction de transfert en boucle fermée T , tandis que la stabilité interne requiert la stabilité des quatre fonctions de transfert S , K_s , G_s et T .

II.3.3. Théorème du petit gain

Ce théorème est un outil d'analyse de la robustesse et de la stabilité en présence d'incertitudes dans le modèle en boucle fermée à partir de la norme H^∞ . Si on insère une perturbation inconnue $\Delta(s)$ dans la boucle fermée, nous obtenons le schéma équivalent suivant [46].

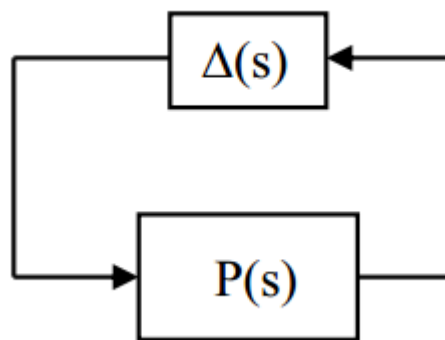


Figure II.3. Schéma d'analyse de la robustesse et de la stabilité.

Théorème

Le système est stable si : $\| \Delta(s)P(s) \|_\infty < 1$ Ou $M(s) \|_\infty = \max_{\omega} \bar{\sigma}(M(j\omega)), \omega \in R$ et $\bar{\sigma}$ est la plus grande valeur singulière [47]

II.4. CONCEPT DE BASE DE LA COMMANDE H^∞

II.4.1. Condition de stabilité

La stabilité est garantie si pour tout point du lieu de Nyquist nominal $G(e^{-j}) K(e^{-j})$, le cercle de centre GK et de rayon $|GK - G_0K|$ ne contient pas le point (-1) [48,49]

$$|GK|W1 < |1 + GK| \quad (II.5)$$

$$\left| \frac{GK}{1+GK} \right| < 1, |T|W1 < 1$$

$$\sup_w [T(j\omega) \cdot W(j\omega)] < 1 \quad (II.6)$$

Condition de performance

$T. W1_\infty < 1$ Norme infini

$$\left\| \frac{W1}{1+GK} \right\|_\infty < 1 \quad (II.7)$$

c.à.d. La courbe de Nyquist ne doit pas couper le cercle de centre $(-1,0j)$ et de rayon variable $W1(j)$.

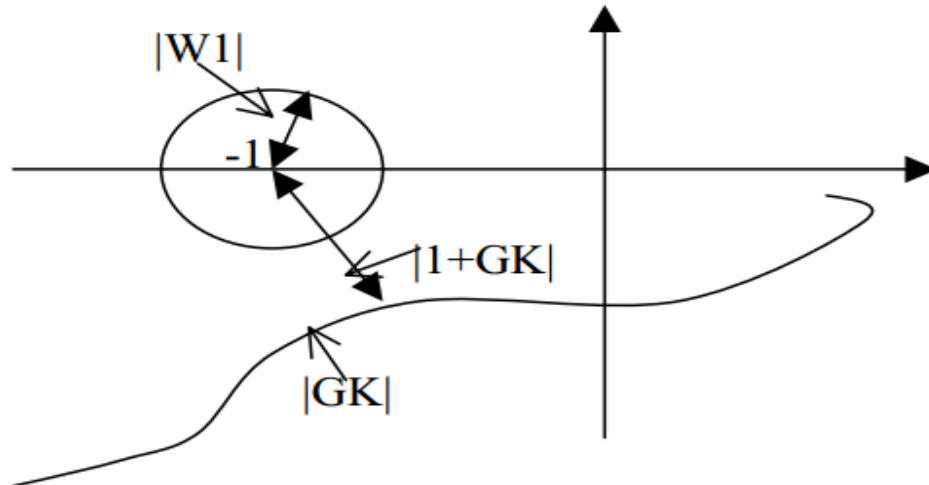


Figure II.4. Critère de stabilité.

II.4.2. Fonction de sensibilité

Considérons le schéma typique de la configuration d'un système en boucle fermée représenté par la (Figure II.5) [6,40,50], où $G(s)$ représente le modèle du système à commander et $K(s)$ le contrôleur dont le rôle est de générer les commandes à appliquer à partir des sorties observées et des signaux de référence

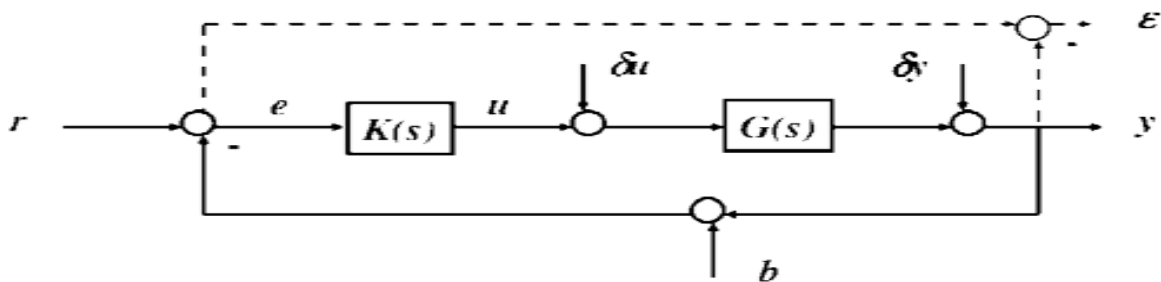


Figure II.5. Schéma bloc d'un système asservi multivariable.

r : Signal de consigne ou de référence

e : L'erreur réelle de suivi de référence

u : Signal de commande

y : La sortie à asservir

δ_u Perturbation sur la commande

δ_y : Perturbation sur la sortie

B : Bruit de mesure

A partir de ce schéma fonctionnel on peut mettre en évidence un certain nombre de transferts en boucle fermée, qui peuvent être intéressants à considérer. Ce sont des transferts entre les signaux exogènes d'entrées et les signaux de commande et de sortie. Pour ce la, nous écrivons les relations entre les différents signaux[6] :

$$\varepsilon(s) = T_{r\varepsilon} \cdot r(s) + T_{\delta u \varepsilon} \cdot \delta_u(s) + T_{\delta y \varepsilon} \cdot \delta_y(s) + T_{b\varepsilon} \cdot b(s) \quad (II.8)$$

$$y(s) = T_{ry} \cdot r(s) + T_{\delta u y} \cdot \delta_u(s) + T_{\delta y y} \cdot \delta_y(s) + T_{by} \cdot b(s) \quad (II.9)$$

$$u(s) = T_{ru} \cdot r(s) + T_{\delta u u} \cdot \delta_u(s) + T_{\delta y u} \cdot \delta_y(s) + T_{bu} \cdot b(s) \quad (II.10)$$

La fonction T_{ij} indique le transfert entre le signal d'entrée i et le signal de sortie j

Dans le cas d'un système SISO, quatre transferts différents sont nécessaire pour d'écrire complètement le système bouclé. Ils s'écrivent en fonction de K et G de la façon suivante[6] :

$$T_r(s) = [1 + K(s)G(s)]^{-1} \quad (II.11)$$

$T_{r\varepsilon}$: Est souvent notée $S(s)$ et appelée fonction de sensibilité

$$T_{ry} = [1 + K(s)G(s)]^{-1} K(s)G(s) \quad (II.12)$$

T_{ry} : Est souvent notée $T(s)$ et appelée fonction de transmission (car elle relie l'entrée de consigne r à la sortie y). Elle est aussi nommée fonction de sensibilité complémentaire car on a la relation :

$$S(s) + T(s) = \frac{1}{1 + K(s)G(s)} + \frac{K(s)G(s)}{1 + K(s)G(s)} = 1 \quad (II.13)$$

$$T_{ru}(s) = K(s)[1 + K(s)G(s)]^{-1} \quad (II.14)$$

$$T_{\delta u y}(s) = K(s)[1 + K(s)G(s)]^{-1} \quad (II.15)$$

Les fonctions (II.11) et (II.12) sont appelées respectivement fonction de sensibilité et de sensibilité complémentaire. La robustesse est interprétée suivant l'approche classique par les notions de marges de gain et de phase. Elles deviennent caduques si le lieu de Nyquist du système s'approche du point critique $(-1 + j0)$ et cela en présence des incertitudes de modèle figure II.5.

De plus la limitation de ces concepts se voit clairement pour les systèmes multi-variables

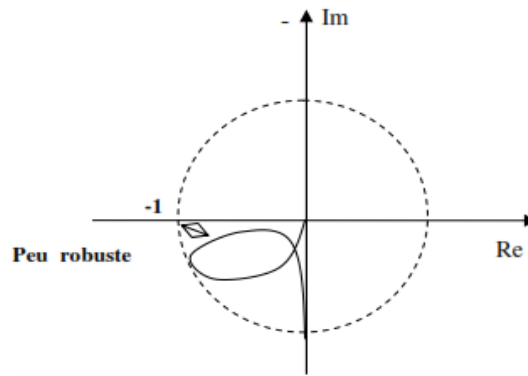
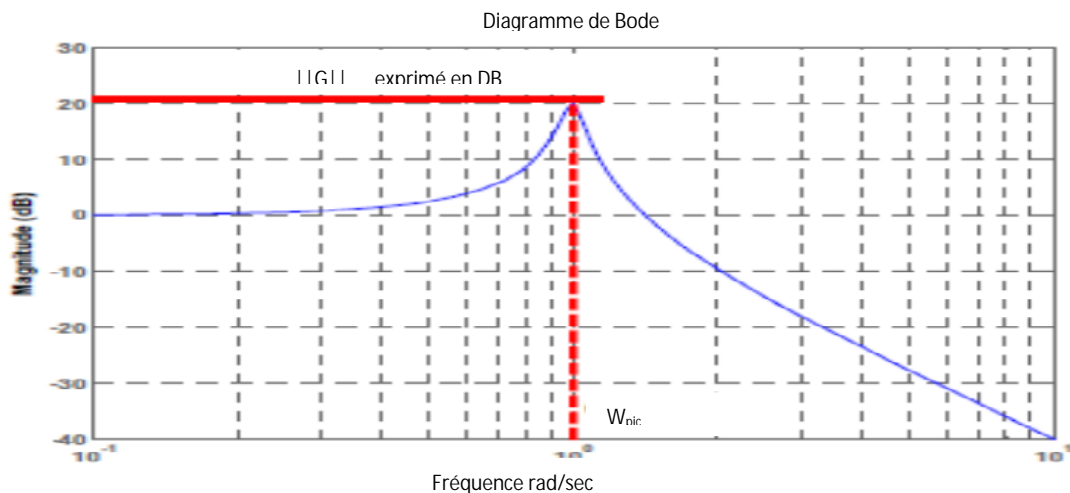


Figure II.6. Configuration d'un système peu robuste.

II.4.3. La norme H^∞ pour les systèmes SISO

Pour un système monovariante, la norme H^∞ est le maximum de $|G(j\omega)|$ qui est représenté par le diagramme de Bode, ce qui est conforme à la définition car un système monovariante n'a qu'une seule valeur singulière [49] magnitude

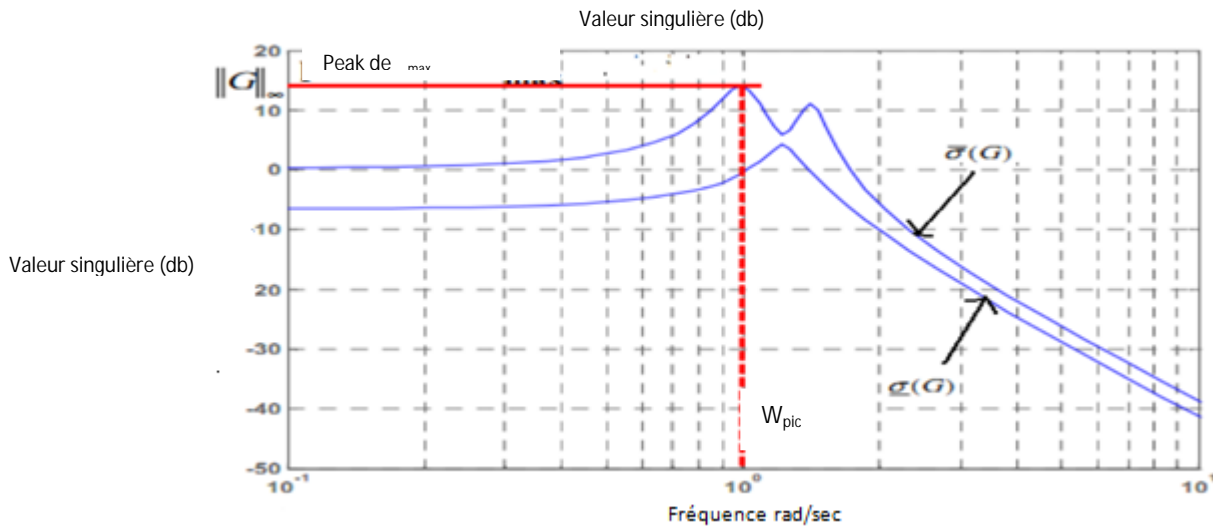
$$G(s)_{\infty} = \max_{\omega} |G(j\omega)| = \sigma(G(j\omega)) \quad (\text{II.16})$$

Figure II.7. Norme H^∞ pour un SISO.

II.4.4. La norme H^∞ pour les systèmes MIMO

Dans le cas multivariante, on montre que cette norme est le maximum de la plus grande valeur singulière de la matrice de transfert $G(j\omega)$, soit:

$$G(s)_{\infty} = \sup \sigma_{\max}(G(j\omega)) \quad (\text{II.17})$$

Figure II.8. Norme H^∞ d'un système MIMO.

II.5. PERFORMANCE ET ROBUSTESSE [54]

Robuste en stabilité: Si le système demeure stable en présence d'incertitude telles que les mesures de modélisation, les bruits de mesures ou les perturbations externes.

Robuste en performance: Si les performances sont conservés en présence des perturbations (les performances pouvant se mesurer en terme : temps de réponse, temps de montée, d'amortissement des modes flexibles, découplage, perturbation/sortie,)

On distingue généralement 3 plages de fréquences distinctes :

- Les fréquences « basses » : Correspondent à la plage de fréquences où le système à régler est bien modélisé : les incertitudes sont faibles et la boucle ouverte peut donc présenter un gain important.
- Les fréquences intermédiaires : où les incertitudes croissent, imposant de diminuer le gain de boucle ouverte et de prendre en compte les marges (gain, phase) ;
- Les fréquences élevées où la contrainte de robustesse impose de diminuer le gain de boucle ouverte.

II.6. ANALYSE DE LA ROBUSTESSE-APPROCHE MODERNE [12]

La mise en équation d'un système physique nécessite des approximations d'où résulte par conséquent des incertitudes ou erreurs de modèle. Il convient donc d'étudier la robustesse de la loi de commande appliquée afin de garantir le compromis robustesse-performance en dépit de ces incertitudes.

Considérons que le système nominal représenté dans le lieu de Nyquist (figure III-3) est stable. Le système réel est défini par la fonction de transfert $G(s)$ par conséquent : $L(s) = k_r(s)G(s)$.

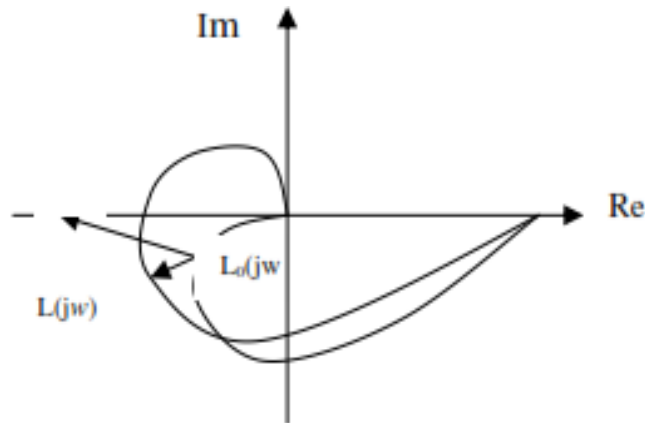


Figure II.9. La stabilité en présence des perturbations.

D'après le théorème de NYQUIST le système en boucle fermée est stable si le lieu de NYQUIST en boucle ouverte réel n'encercle pas le point $[-1+j.0]$.

On voit aisément que cette condition est vérifiée si la distance $|L(j\omega) - L_0(j\omega)|$ entre tout point $L(j\omega)$ et le point $L_0(j\omega)$ correspondant est inférieure à la distance $|L_0(j\omega) - (-1)|$ entre le point $L_0(j\omega)$ et le point -1 . C'est-à-dire si :

$$|L(j\omega) - L_0(j\omega)| < |L_0(j\omega) - (-1)|$$

$$\text{Ceci est équivalent : } \left| \frac{L(j\omega) - L_0(j\omega)}{L_0(j\omega)} \right| \left| \frac{L_0(j\omega)}{1 + L_0(j\omega)} \right| < 1 \quad (\text{II.18})$$

On définissant : $\left| \frac{L(j\omega) - L_0(j\omega)}{L_0(j\omega)} \right|$ comme étant l'erreur relative du système.

La stabilité est donc garantie tant que les erreurs relatives du système satisfont à :

$$\left| \frac{L(j\omega) - L_0(j\omega)}{L_0(j\omega)} \right| < \frac{1}{|1 + L_0(j\omega)|} \quad (\text{II.19})$$

On suppose que les erreurs du modèle sont majorées par sous la forme :

$$\left| \frac{L(j\omega) - L_0(j\omega)}{L_0(j\omega)} \right| < \frac{1}{W(j\omega)} \quad W \in R \quad (\text{II.20})$$

Où $W(j\omega)$ est une fonction donnée. On aura donc :

$$|T_0(j\omega)| < \frac{1}{W(j\omega)} \quad W \in R \quad (\text{II.21})$$

La condition II.20 est appelée critère de robustesse en stabilité de DOYLE [12].

Pour le cas des perturbations de sorties, en minimisant celle-ci par un gabarit fréquentiel défini par $W(s)$, un bon rejet de perturbation est effectué si la condition suivante est vérifiée (II.18)

$$|S_0(j\omega)| \frac{1}{W_s(j\omega)} \leq R \quad (II.22)$$

L'extension de ces concepts pour le cas multi variable est effectuée en introduisant les notions de modèle de base d'erreur de modèle et la décomposition en valeur singulière 'SV'.

II.7. MODELE DE BASE DES INCERTITUDES DU SYSTEME [29]

L'analyse de la robustesse des systèmes de commande est basée sur ce qu'on appelle le modèle de base des incertitudes de modèle.

Deux catégories sont à rappeler :

- Les incertitudes structurées (paramétriques)
- Les incertitudes non structurées (non - paramétriques).

Ces dernières sont l'objet de la robustesse vue qu'ils peuvent impliquer des changements dans la dynamique du système ainsi qu'elles peuvent être caractérisées par des majorations et modifications de norme.

Les incertitudes non structurées peuvent être modulées par :

- Les incertitudes types additives:

$$a(s) = G(s) - G_0(s) \quad (II.23)$$

- Les incertitudes types multiplicatives :

$$m(s) = \frac{G(s) - G_0(s)}{G_0(s)} \quad (II.24)$$

La figure II.10, illustre les deux configurations correspondantes.

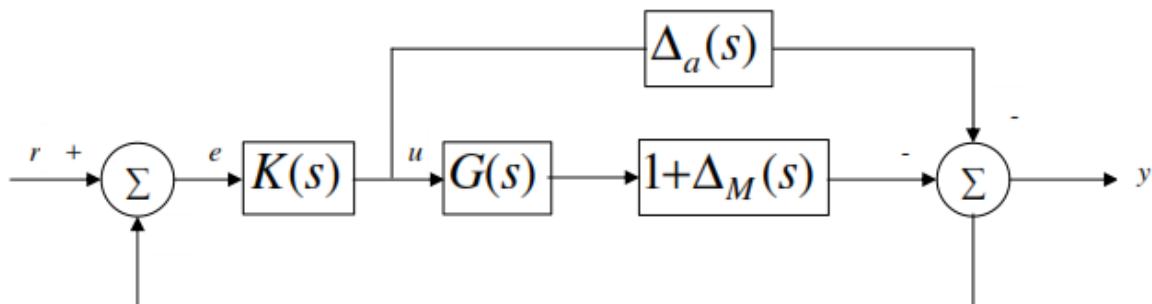


Figure II.10. Le système nominal avec les différents types d'incertitudes.

II.8. LE PROBLEME DE SENSIBILITE MIXTE [32]

Les valeurs singulières de $S(s)$ déterminent la rejection des perturbations. On peut donc se spécifier des Performances de rejet de perturbation en imposant :

$$\bar{\sigma}(S(j\omega)) \leq |W_1^{-1}(j\omega)| (\sigma: VS_{max}) \quad (II.25)$$

Où $W^{-1}(j\omega)$ est le facteur de rejection de perturbation souhaitée comme $W(j\omega)$ dépend de la fréquence, on peut choisir la gamme de fréquence où l'on souhaite faire du rejet de perturbation .

Nous allons maintenant voir comment les valeurs singulières de $R(s)$ et $T(s)$ déterminent les marges de stabilité des incertitudes multiplicative $m(s)$ et additive $a(s)$. Pour cela nous donnons les théorèmes suivants :

Théorème (1) :

Si le système décrit dans la figure III.4 est stable $m(s)$ et $a(s)$ sont nulles, alors " la taille " de la plus petite matrice $m(s)$ stable qui déstabilise le système avec $a(s) = 0$ et

$$\bar{\sigma}(\Delta_m(j\omega)) = \frac{1}{\bar{\sigma}(T(j\omega))} \quad (II.26)$$

Théorème (2) :

Si le système précédent est stable avec $m(s)$ et $a(s)$ nulles, alors " la taille " de la plus petite matrice $a(s)$ stable qui déstabilise le système avec $m(s) = 0$:

$$\bar{\sigma}(\Delta_a(j\omega)) = \frac{1}{\bar{\sigma}(R(j\omega))} \quad (II.27)$$

Des deux théorèmes on peut spécifier les marges de stabilité de ce système par les inégalités :

$$\bar{\sigma}(R(j\omega)) \leq |W_2^{-1}(j\omega)| \quad (II.28)$$

$$\bar{\sigma}(T(j\omega)) \leq |W_3^{-1}(j\omega)| \quad (II.29)$$

Où $|W_2^{-1}(j\omega)|$ et $|W_3^{-1}(j\omega)|$ sont les tailles des plus grandes matrices d'incertitude qui déstabilisent le système. En pratique les incertitudes additives sont regroupées avec les incertitudes multiplicatives ainsi les spécifications peuvent s'écrire :

$$\frac{1}{\bar{\sigma}(R(j\omega))} \geq |W_1(j\omega)| \text{ et } \bar{\sigma}(T(j\omega)) \leq |W_3(j\omega)| \quad (II.30)$$

Les conditions (II.11) ainsi que (II.12) reflètent la notion de " loop shaping " (formation de boucle) pour la synthèse d'un contrôleur robuste H^∞ , afin de satisfaire au compromis "robustesse performance "(figure II.11).

Une « loop shaping » adéquat conduit idéalement aux formes désirées pour les fonctions de Sensibilité complémentaire, régit par la fonction suivante :

$$S+T=1 \tag{II.31}$$

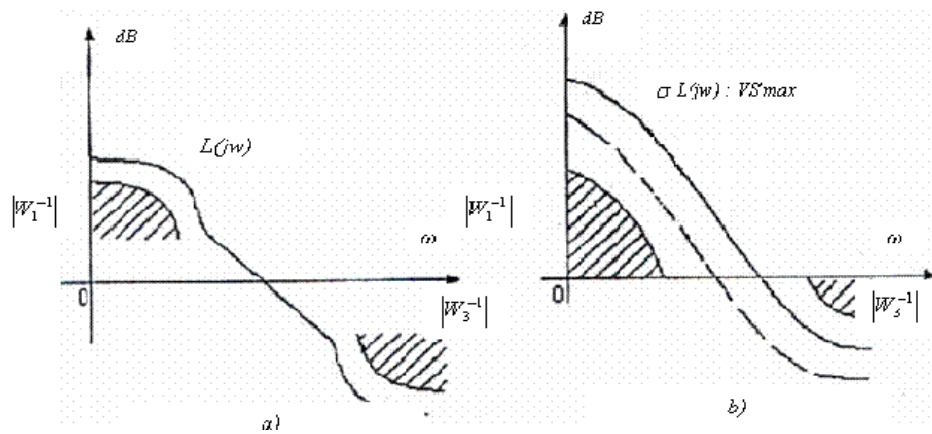


Figure II.11. Schéma graphique d'optimisation H (Loop shaping)

a) cas monovariante ; b) cas multivariante

Avec :

$$L=G.K;\bar{\sigma}(\omega) = \sup_{t \in [0,\infty]} W_\infty; \underline{\sigma}(\omega) = \inf_{t \in [0,\infty]} W_\infty; |W_1| = |W_1|_\infty; |W_3| = |W_3|_\infty$$

L'aspect complémentaire de ces deux fonctions mettra la fonction de sensibilité faible en basse fréquence et proche de 1 en haute fréquence, alors que T(jω) sera proche de zéro en basse fréquence et décroît rapidement avec la fréquence. La figure (II.13) illustre ces formes idéales.

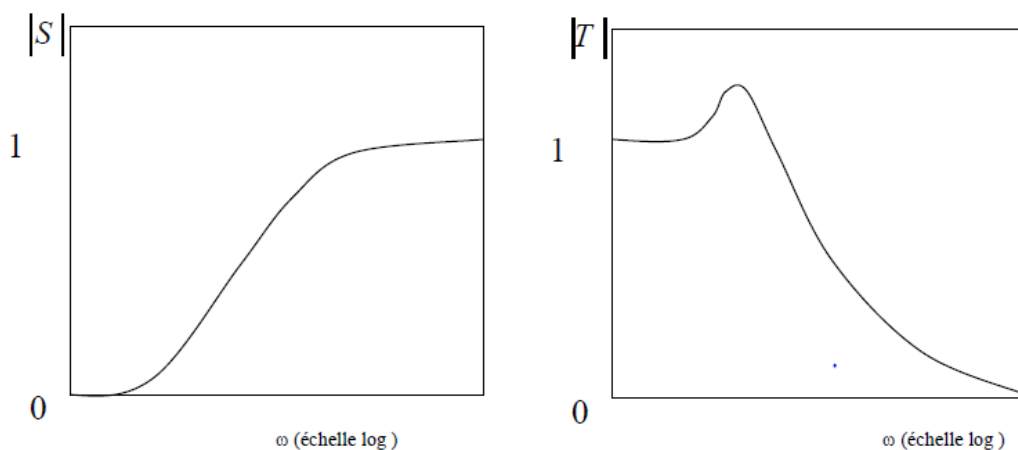


Figure II.12. Formes idéales des fonctions de sensibilité S(s) et de sensibilité complémentaire T(s)

Pour le problème de sensibilité on rajoute une pondération sur la commande, ce qui nous permet de limiter celle-ci on obtient donc une troisième :

$$\frac{1}{\bar{\sigma}(R(j\omega))} \geq |W_2(j\omega)| \quad (\text{II.32})$$

On exploitant le théorème de petit gain qui s'annonce de la façon suivante:

La condition nécessaire pour que la stabilité robuste soit obtenue sera :

$$L_\infty < 1 \quad (\text{II.33})$$

Avec L_∞ : désigne la norme infinie de L .

Par voie de conséquence, les spécifications fréquentielles prise plus haut peuvent être combinées en une seule en utilisant la norme :

$$T_{WZ} = 1 \quad (\gamma = 1) \quad (\text{II.34})$$

$$\text{Avec } T_{WZ} = \begin{vmatrix} W_1^{-1} & S \\ W_3^{-1} & T \end{vmatrix} \quad (\text{II.35})$$

En pratique on ajoute une troisième pondération pour limiter la commande le problème devient:

$$\begin{vmatrix} w_1^{-1} & S \\ w_2^{-1} & R \\ w_3^{-1} & T \end{vmatrix} \leq 1 \quad (\text{II.36})$$

Pour que ce problème soit une solution, il faut que les fonctions de pondération satisfassent à : $\bar{\sigma}(W_1^{-1}(j\omega)) + \bar{\sigma}(W_3^{-1}(j\omega)) > 1$

(II.37)

II.9. SYNTHÈSE DU CORRECTEUR ROBUSTE H^∞ [29,34]

Ainsi problème H^∞ standard est défini de la manière suivante (figure II.1) :

Étant donné système augmenté P_a trouver un régulateur stabilisant K tel que (voir figure II.1)

$$\|j(k)\| = \|T_{ZW}\|_\infty < 1 \quad (\text{II.38})$$

La matrice de transfert $P(s)$ décrit un système comprenant 2 ensembles d'entrées et 2 ensemble de sorties. Le vecteur w est présenté des entrées extérieures, telles que signaux, de référence perturbation bruit.

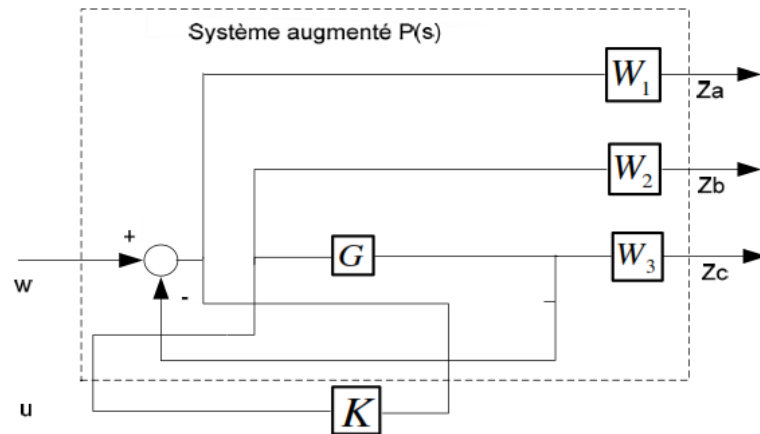


Figure II.13. Représentation du système augmenté

Le vecteur u représente les commandes. Les signaux z obtenus en appliquant des pondérations. Enfin y représente les mesures disponibles pour élaborer la commande

Le problème standard consiste à trouver un correcteur $K(s)$ stabilisant de manière interne $P(s)$ et minimisant la norme H_8 de la matrice de transfert en boucle fermée de w vers z .

Notons que $P(s)$ est un système augmenté à partir système nominal et prenant en compte des spécifications de performance et de robustesse.

Le système augmenté peut être partitionné comme ainsi :

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Ainsi le schéma de la figure II.8 peut être décrit comme suit :

$$\begin{cases} z = P_{11}W + P_{12}u \\ y = P_{12}W + P_{22}u \\ u = K \cdot y \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

D'où l'on déduit :

$$z = [P_{11} + P_{12} \cdot K \cdot (1 - P_{22} \cdot K)^{-1} P_{21}] w \quad (\text{II.41})$$

Pour souci de simplicité on va noter :

$$T(P, K) = [P_{11} + P_{12} \cdot K \cdot (1 - P_{22} \cdot K)^{-1} P_{21}] \quad (\text{II.42})$$

Sachant que le système à une réalisation minimale : $P(s) = [A, B, C, D]$

Ayant deux entrées et deux sorties les matrices A, B, C, D ont les formes suivantes :

$$B = [B_1 \ B_2] \quad (\text{II.43})$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \quad (II.44)$$

$$D = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (II.45)$$

$$\begin{aligned} x(t) &= Ax + B_1 w + B_2 u \\ P(s) \text{ vérifie: } \left. \begin{aligned} z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{aligned} \right\} \quad (II.46) \end{aligned}$$

Avec l'étude de l'approche de la sensibilité mixte on peut construire le système global suivant (Figure II.14)

W_1, W_2, W_3 sont les fonction de pondération

Le système augmenté devient alors :

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_1 & -W_1 \cdot G \\ 0 & W_2 \\ 0 & W_3 \cdot G \\ 1 & -G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (II.47)$$

Si $G(s), W_1(s), W_2(s), W_3(s)$ ont les réalisations suivantes

$$G(s) = [A_G \cdot B_G \cdot C_G \cdot D_G] \quad (II.48)$$

$$W_1(s) = [A_{W_1} \cdot B_{W_1} \cdot C_{W_1} \cdot D_{W_1}] \quad (II.49)$$

$$W_2(s) = [A_{W_2} \cdot B_{W_2} \cdot C_{W_2} \cdot D_{W_2}] \quad (II.50)$$

$$W_3(s) = [A_{W_3} \cdot B_{W_3} \cdot C_{W_3} \cdot D_{W_3}] \quad (II.51)$$

Alors la réalisation de $P(s)$ est comme suit :

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

Et encore :

$$P(s) = \begin{bmatrix} A_c & 0 & 0 & 0 & 0 & B_c \\ -BW_1C_G & AW_1 & 0 & 0 & BW_1 & -BW_1D_G \\ 0 & 0 & AW_1 & 0 & 0 & BW_2 \\ BW_3C_G & 0 & 0 & AW_1 & 0 & BW_3D_G \\ -DW_3C_G & CW_1 & 0 & 0 & DW_1 & DW_1D_G \\ 0 & 0 & CW_2 & 0 & 0 & DW_2 \\ DW_1C_G & 0 & 0 & CW_3 & 0 & DW_1D_G \\ C & 0 & 0 & 0 & 1 & D_G \end{bmatrix} \quad (II.53)$$

II.10. LA RESOLUTION DU PROBLEME H ∞ - ALGORITHME DE GLOVER- DOYLE[12 ,52,53]

La recherche d'un contrôleur stabilisant $K(s)$, est obtenue par résolution de:

•Problème standard: $Find_{K(s)} \text{stabilisat} \left\| T_{ZW} \right\| \gamma_{min}$

Problème standard : $Min_{K(s)} \text{stabilisat} \left\| T_{ZW} \right\| \gamma_{min}$

Pour résoudre le problème optimal, la procédure γ -itération (voir l'annexe C), qui consiste à faire varier la valeur de γ pour avoir des solutions sous optimal et qui correspond à: $\left\| T_{ZW} \right\| = \gamma$

γ : valeur constante positive appelé niveau d'optimisation.

Considérons le problème standard de la figure II.1, la représentation d'état du système $P(s)$ est décrite dans la Fig. II-14, sera sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \dot{e}(t) \end{cases} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (II.54)$$

Avec : $w \in R^m_1$; $u \in R^m_2$; $e \in R^p_1$; $y \in R^p_2$; $x \in R^n$.

Par cette approche, le problème admet une solution si les quatre hypothèses suivantes sont vérifiées.

Attention, seules les 3 dernières hypothèses sont liées à l'approche choisie qui est basée sur la résolution des équations de Riccati.

Hypothèse1. La paire $(A; B_2)$ est stabilisable et la paire $(C_2; A)$ est détectable.

Cette hypothèse garantit l'existence d'une loi de commande K qui stabilise le système en boucle fermée

Hypothèse2.

$$\text{rang}(D_{12}) = m_u \text{ et } \text{rang}(D_{22}) = p_y \quad (II.55)$$

Ce sont des conditions suffisantes pour assurer que la commande $K(p)$ est propre.

$$\text{Hypothèse3. } \text{Rang} \begin{bmatrix} A - j\omega I_n & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} = n + m_u \quad (II.56)$$

Cette hypothèse garantit que le transfert P_z u n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire.

$$\text{Hypothèse4. } \text{Rang} \begin{bmatrix} A - j\omega I_n & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} = n + p_u \quad (II.57)$$

Cette hypothèse garantit que le transfert P_z w n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire

On rajoute ainsi les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} D_{11} &= 0 & D_{12}^\top (C_1, D_{12}) &= (0, I_{n_2}) \\ D_{22} &= 0 & \begin{pmatrix} B_1 \\ D_{21} \end{pmatrix} \cdot D_{21} &= \begin{pmatrix} 0 \\ I_{p_2} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (II.58)$$

Remarque: Ces dernières conditions ne sont pas nécessaires à la résolution du problème H^∞ . M. Safonov (et autres), ont présentés un algorithme qui peut satisfaire à ces conditions [51].

Les deux théories suivantes permettent de décrire toutes les solutions du problème standard (à base de la résolution des deux équations de RICCATI) :

Le système décrit par (II-32) et vérifiant les hypothèses $H_1 - H_4$ avec les conditions (II-43) peut être stabilisé par un correcteur $K(s)$ assurant $\|f_i(p,k)\| < \gamma$ si et seulement si :

- I. La matrice $H = \begin{bmatrix} A^T & -\gamma^2 B_1 B_1^T & -B_2 B_2^T \\ C_1 C_1^T & & -A \end{bmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire, et il existe une unique matrice $X = R(H) \geq 0$
- II. La matrice $J = \begin{bmatrix} A^T & -\gamma^2 C_1 C_1^T & C_2 C_2^T \\ B_1 B_1^T & & -A \end{bmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire, et il existe une unique matrice $Y = R(J) \geq 0$

Avec : H et J - deux matrices de AMILTHON

- III. $P(X, Y) < \gamma$ ou $p(\cdot)$ désigne le module de la plus grande valeur propre (rayon spectral).

Théorie 2

Sous les conditions du théorème 1 l'ensemble de tous les correcteurs rationnels $K(s)$ stabilisant

$$K = fp(Ka, \varphi) \quad (II.59)$$

Ou $\varphi(s)$ est une matrice de transfert $(m \times p)$ propre et stable arbitraire vérifiant $\|\varphi_2\|_2 < \gamma$ et $Ka(s)$ admet la représentation d'état suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_a(t) \\ U(t) \\ \dot{Y}_a(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widehat{A}_\infty & Z_\infty Y_\infty C_2^T & Z_\infty B_2 \\ -B_2 X_\infty & 0 & I_{m_2} \\ -C_2 & I_{p_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(t) \\ U(t) \\ Y_a(t) \end{bmatrix} \quad (II.60)$$

$$\text{Avec : } \widehat{A}_\infty = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty - B_2 B_2^T X_\infty - Z_\infty Y_\infty C_2^T C_2$$

$$Z_\infty = (I_n - \gamma^2 Y_\infty X_\infty)^{-1}$$

On peut distinguer un correcteur appelé correcteur centralisé avec la condition suivante $\gamma = 0$ Défini par :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a(t) \\ U(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widehat{A}_\infty & Z_\infty Y_\infty C_2^T \\ -B_2^T X_\infty & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(t) \\ U(t) \end{bmatrix} \quad (II.61)$$

Notons enfin, que ce contrôleur au même ordre que le système augmenté par les fonctions de Pondérations

Remarque :

On peut calculer le contrôleur robuste K par :

$$K(S) = -F [(SI - A)]^{-1} Z L \quad (II.62)$$

Avec :

$$A = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty + B_2 F_\infty + Z_\infty L_\infty C_2 F_\infty - B_2^T X_\infty;$$

$$L_\infty = -Y_\infty C_2^T; \quad Z_\infty = (I_n - \gamma^2 Y_\infty X_\infty)^{-1}$$

II.11. APPLICATION A LA ROBUSTIFICATION D'UN PSS CONVENTIONNEL

II.11.1. Choix des fonctions de pondération pour la synthèse robuste H

A. Les fonctions de pondérations dans les Problèmes de Commande Robuste H

Les problèmes de control pratique demandent les pondérations des entrées et sorties. Il y a beaucoup de raisons à utiliser les pondérations des fonctions de transfert, car celles-ci sont utilisées pour les meures variées de performance dans le domaine fréquentiel, sont aussi utilisées pour satisfaire les conditions de rang de matrice. D'où les pondérations sont des paramètres a spécifié par le concepteur lui-même.

B. Choix des fonctions de pondérations dans le control d'excitation robuste

La procédure de choix des fonctions de pondération W_i ($i = 1..3$), est comme suit [28, 12] :

1- Détermination de la fréquence de coupure du système ω_c . Généralement elle est choisie dans un intervalle précis de 3 à 6 Hz (puisque l'amortissement de toutes les oscillations en régime perturbé s'établi entre 1,5 à 3 secondes). Dans ce travail on a choisi: $\omega_c \sim 3$ Hz .

2- Le choix de la fonction $W_i(s)$ dans le langage des caractéristiques logarithmiques d'amplitude et de phase (CLA et CLP) en boucle ouverte, représenté sur les Figures II.14 et II-15:

$$T_1 = \frac{1}{w_1} \quad T_2 = \frac{1}{w_2} \quad \gamma : \text{Niveau d'optimisation } 1, \dots, 1,5$$

$$L = \lg|w(jw)| = 20 \lg|G_0 K| \quad \text{pour les systèmes SISO } G_0 : \text{Objet initial}$$

$$L = 20 \lg \bar{\sigma}|G_0 K| \quad \text{pour les systèmes MIMO}$$

Le choix de W_1 entre les deux fréquences w_1 et w_2 (figures II.16) est suffisant pour des filtres du 1^{er} ou 2^{ème} ordre (même si cet ordre peut être augmenté au cours de la modélisation). On peut recommander de choisir la fréquence W_2 par : $w_2 = (0,3/0,6)w_c$ (w_2 ne doit pas être trop rapproché au voisinage de w_c)

$$\text{La forme typique de } W_1 : W_1(s) = \frac{(T_2 s + 1)^m}{y(T_1 s + 1)^n} \quad n, m \geq 1, m \geq n$$

3- le choix de W_3 correspondant aux caractéristiques logarithmiques l'amplitudes du système ouvert en moyenne et haute fréquence (figure II- 15).

$$T_3 = 1/w_3, \quad T_4 = 1/w_4$$

On peut recommander de choisir W_3 analogiquement au choix de W_2 : $w_3 = (1,3/1,6)w_c$ et W_3 a pour forme : $W_3(s) = \frac{(T_3 s + 1)^k}{(T_4 s + 1)^l} \quad k, l \geq 1$

Remarque

1) Il faut mentionner que la zone $[w_2, w_3]$ "Technologiquement" est très importante pour la construction du régulateur robuste H (plus cette zone est vaste, plus la robustesse est grande).

2) Le choix de la fonction W_2 (qui limite la loi de commande) peut être porté sur un petit nombre réel [20].

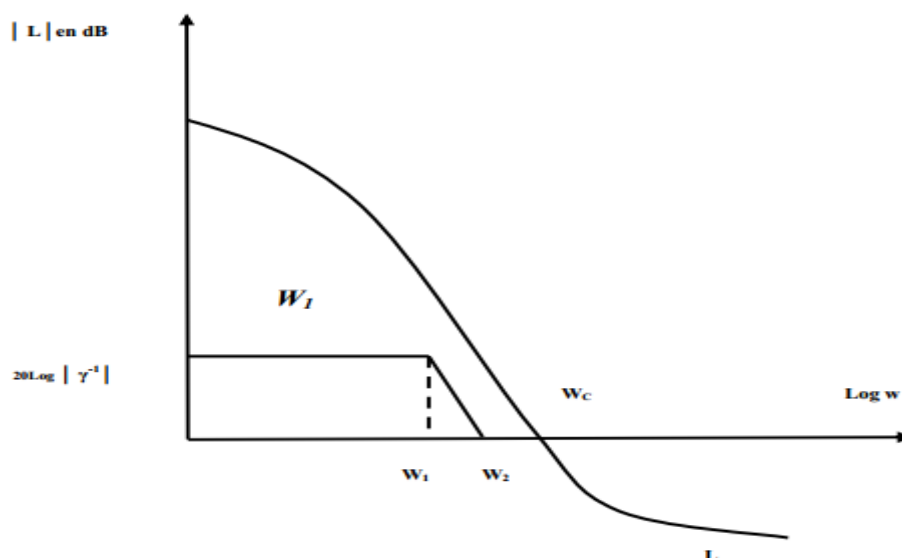


Figure II.14. Représentation fréquentielle de W_1 .

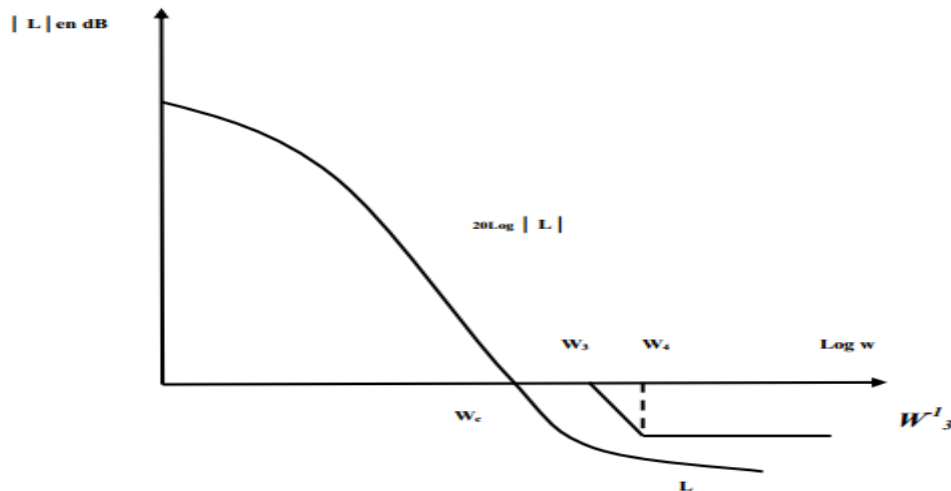


Figure II.15. Représentation fréquentielle de W^{-1}_3 .

II.11.2. Etapes de calcul d'un contrôleur PSS robuste basé sur la technique H^∞ -loop shaping

1. Calcul du régime permanent établi (RP)
2. Linéarisation du système (1' obtention des matrices $[A_0, B_0, C_0, D_0]$);
3. Le problème principal dans la commande H^∞ est la définition de l'objet de commande augmenté $P(s)$ dans l'espace d'état :
 - 3-1. Choix des fonctions de pondérations : W_1, W_2, W_3 (selon la procédure proposée);
 - 3-2. L'obtention de l'objet de commande augmenté à partir de sa structure initial $[A_0, B_0, C_0, D_0]$ et des fonctions de pondérations $W_{1,2,3}$ correspondant à la réalisation d'un objet MIMO (deux entrées / deux sorties). Dans le langage 'robust control toolbox' on utilise la fonction: $[A, B_1, B_2, C_1, C_2, D_{12}, D_{21}, D_{22}] = \text{augtf} [A_0, B_0, C_0, D_0, W_1, W_2, W_3]$;
4. Vérifier si toutes les conditions aux rangs des matrices sont satisfaites, si non on change dans la structure des fonctions des pondérations;
5. Choix d'une grande valeur de γ (niveau d'optimisation);
6. Résolution des deux équations de RICCATI définies par les deux matrices de HAMILTON H et J;
7. Si toutes les conditions sont vérifiées (la théorie 1 du chapitre II), on fait diminuer la valeur de γ , si non on fait augmenter γ , et on refait les étapes 4 à 5 jusqu'à l'obtention d'une solution optimale satisfaisante (une valeur optimale γ_{\min});
8. Réduction de l'ordre du régulateur si nécessaire (dans le langage RCT on utilise la commande 'Schbal' par exemple);

9. Par l'obtention des valeurs optimales et deux solutions d'équations de RICCATI on obtient la structure du régulateur H ainsi que les racines de la boucle fermée avec le régulateur robuste ;

10. Les paramètres du contrôleur robuste H sous forme linéaire 'LTI (SS espace d'état, TF fonction de transfert ou ZPK zéros - pôles - gains), seront transférés de l'espace de travail (work space) vers le milieu Simulink (block LTI-system);

11. La mise en marche du sous-système 'simulation' et la réalisation de l'étude de la stabilité et la robustesse du système électro-énergétique sous différents conditions de fonctionnements.

II.11.3. Organigramme du PSS robuste

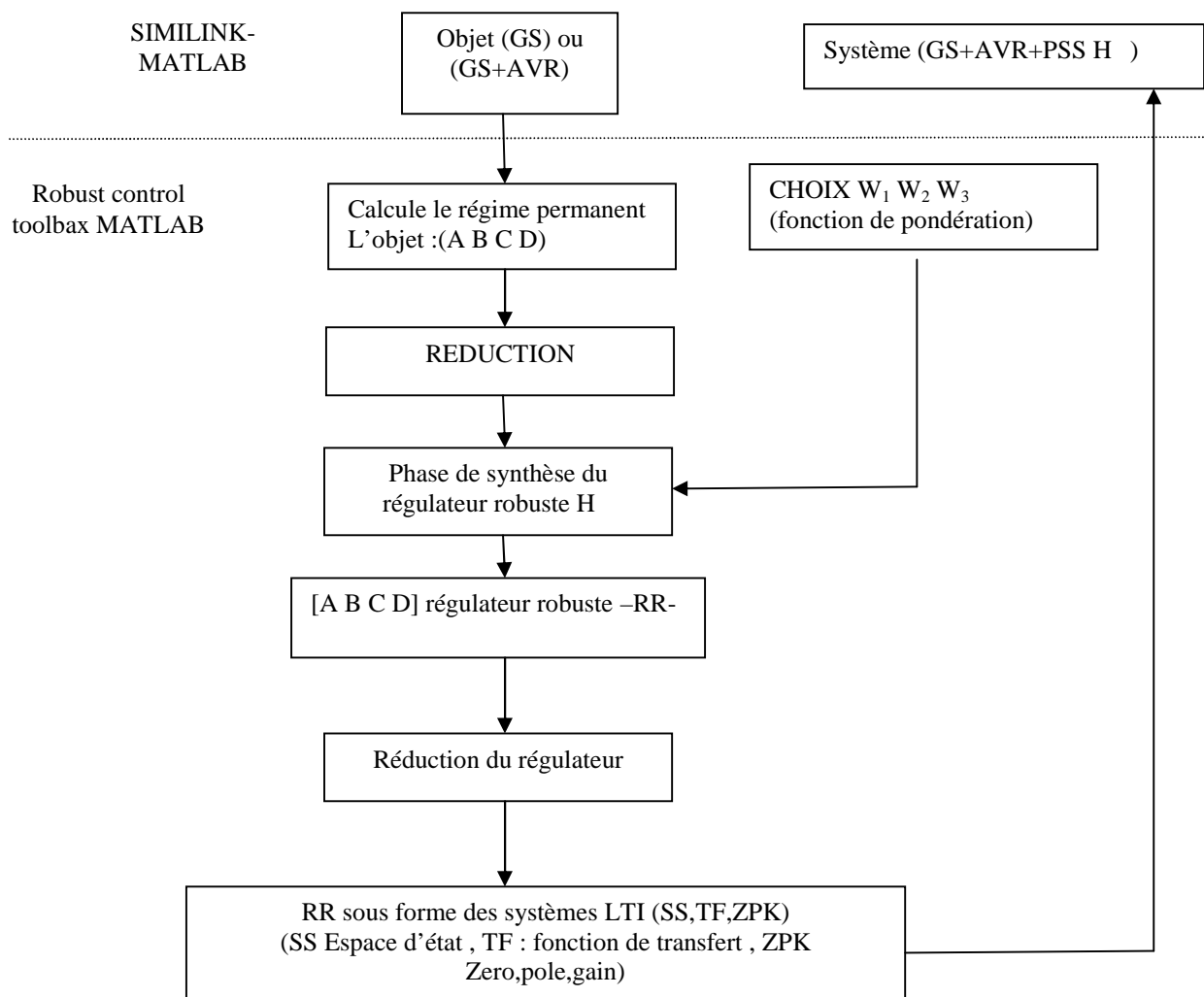


Figure II.16. Algorithme de synthèse du régulateur robuste d'excitation
Pour une seule machine

II.12. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS

Nous avons appliqué le régulateur robuste H^∞ à la commande d'un stabilisateur de système de puissance (PSS) pour améliorer les performances dynamiques du système et sa robustesse de stabilité. Dans ce but on examinera les performances et la stabilité du contrôleur d'excitation H^∞ sur la réponse du système pour divers lignes (longue, moyenne, courte) et divers modes de fonctionnements de station de production d'énergie électrique (nominale, sous excité et sur excité).

Notre étude a été effectuée pour des turbo-alternateurs série TBB500 et TBB200 (annexe A). les figures suivantes (Figure II.19 à Figure II.27) nous donnent les réponses des performances et tests de robustesses pour le TA TBB500. L'étude de la robustesse doit alors être associée stabilité et performances du système, par rapport aux perturbations du système telles que des erreurs de mesure ou les variations de ces paramètres (incertitude sur le système).

Dans notre cas, nous avons décidé de tester la robustesse du correcteur H^∞ vis à vis des variations paramétriques électrique, mécaniques et électromagnétique du turbo-alternateur.

Les courbes ci après nous donnent respectivement : La tension terminale du Turbo Alternateur (U_g) ; La puissance électromagnétique (P_e). L'angle interne 'delta' du TA entre la tension et la FEM ; variation de vitesse en terme de glissement (g)

Le temps de simulation est évalué à 20 secondes

-[0s-10s] étude des performances (stabilité) ;

-[10s-20s] test de robustesse

a t=10s variation paramétrique électrique (majoration de 100% de R)

a t=13s variation paramétrique mécanique (minoration de 50% de l'inertie J)

a t=15s variation paramétrique électrique et mécanique

a t=17s variation du flux (électromagnétique)

L'objectif des tests de robustesse est de comparer les performances de correcteur H^∞ et le stabilisateur PSS conventionnel type PID en terme de stabilité et sa robustesse .

Avec les résultats obtenus on peut directement constater qu'une très grande robustesse de stabilité de notre système, vis-à-vis ces variations paramétriques (électrique et/ou mécaniques) se manifeste avec l'utilisation du contrôleur d'excitation robuste type PSS- H^∞ .

Dans certaines situations critiques (régime de fonctionnement sous-excité), ce contrôleur est plus robuste, il améliore considérablement son efficacité pendant ces

périodes de fonctionnement très difficiles de la station électrique, pour supporter par exemple des coupures de courants et assure la continuité de service du SEE universel.

La variation de flux montre une légère perturbation aux niveaux de la tension et la vitesse de machine synchrone (glissement). Dans le but de juger les performances de PSS type PID et stabilisateur avancé une comparaison par simulation dans les mêmes conditions entre la commande classique PID et la commande avancée par le contrôleur H^∞ a montré l'efficacité et la supériorité de la commande en termes de poursuite de la référence, de rejection de la perturbation de charge et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine synchrone.

Il faut mentionner ici que notre handicap principal a été le choix judicieux et optimaux des fonctions des pondérations du contrôleur PSS- H^∞ par loop shaping (choisi dans cette étude par tâtonnement), ce qui nous a pris beaucoup de temps pour le calcul et la simulation judicieux (moins rapide) et des moins précis (précision faible).

Ce qui nous a poussé à la recherche d'appliquer d'autres méthodes et techniques mathématico-physique pour un choix optimal et robuste de ces paramètres qui constituent le noyau de la technique H^∞ -loop shaping. Dans notre présent travail on a choisi les techniques d'optimisation par les métaheuristique et notamment les algorithmes génétiques et par essai particuliers parce que ces derniers ont montrés de grande supériorités mathématiquement avec des résultats très satisfaisantes dans plusieurs domaines.

TBB500 (PSS-Hinfini ,PSS) $X_i=0,5$ $P_g=0,85$ $Q_g=0.1896$ (pu)

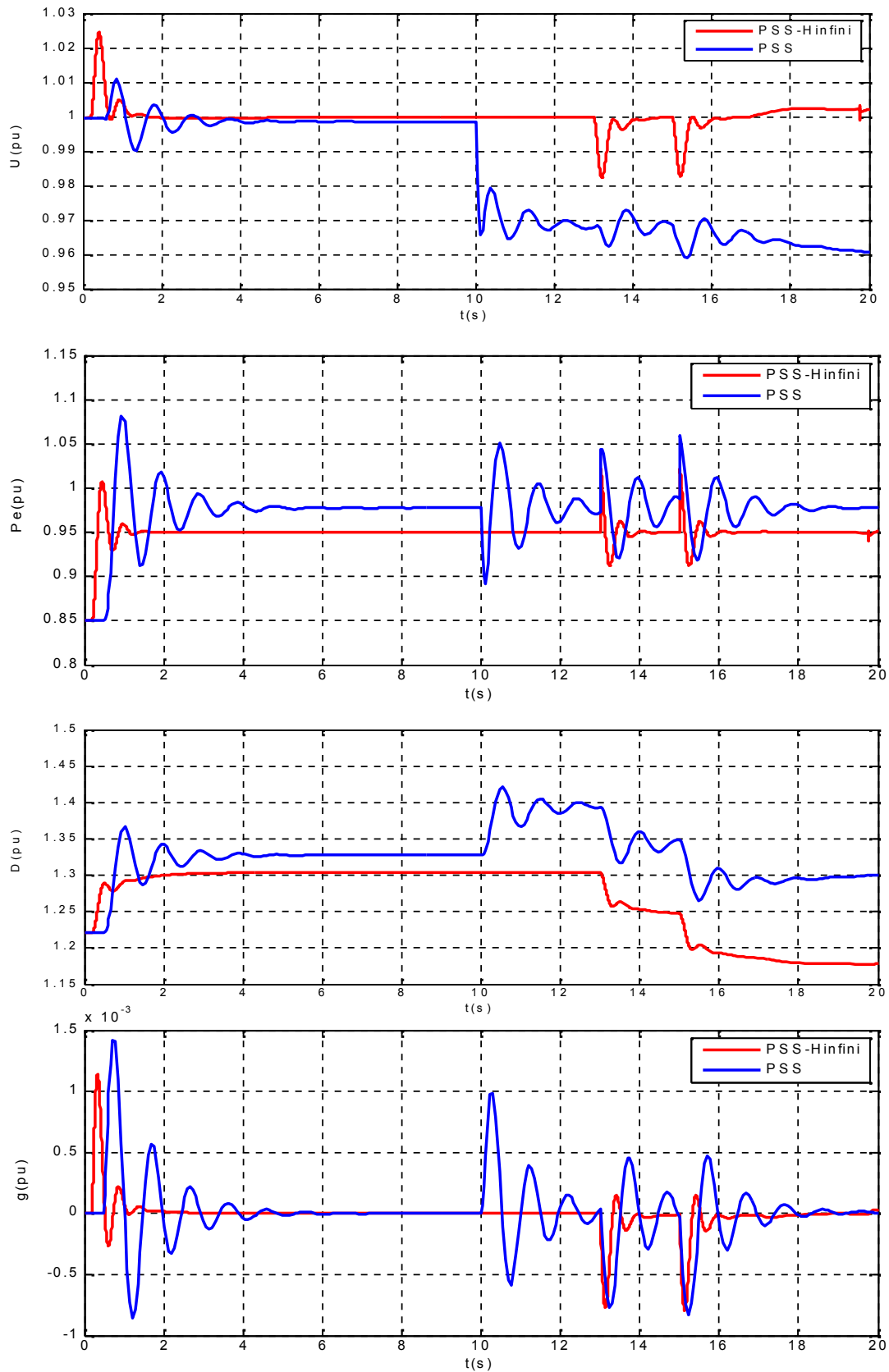


Figure II.17. Fonctionnement en régime nominale TBB500 avec variation paramétrique, (longue ligne)

TBB500 (PSS-Hinfini,PSS) $X_f=0,3$ $P_g=0,85$ $Q_g= 0.1102$ (pu)

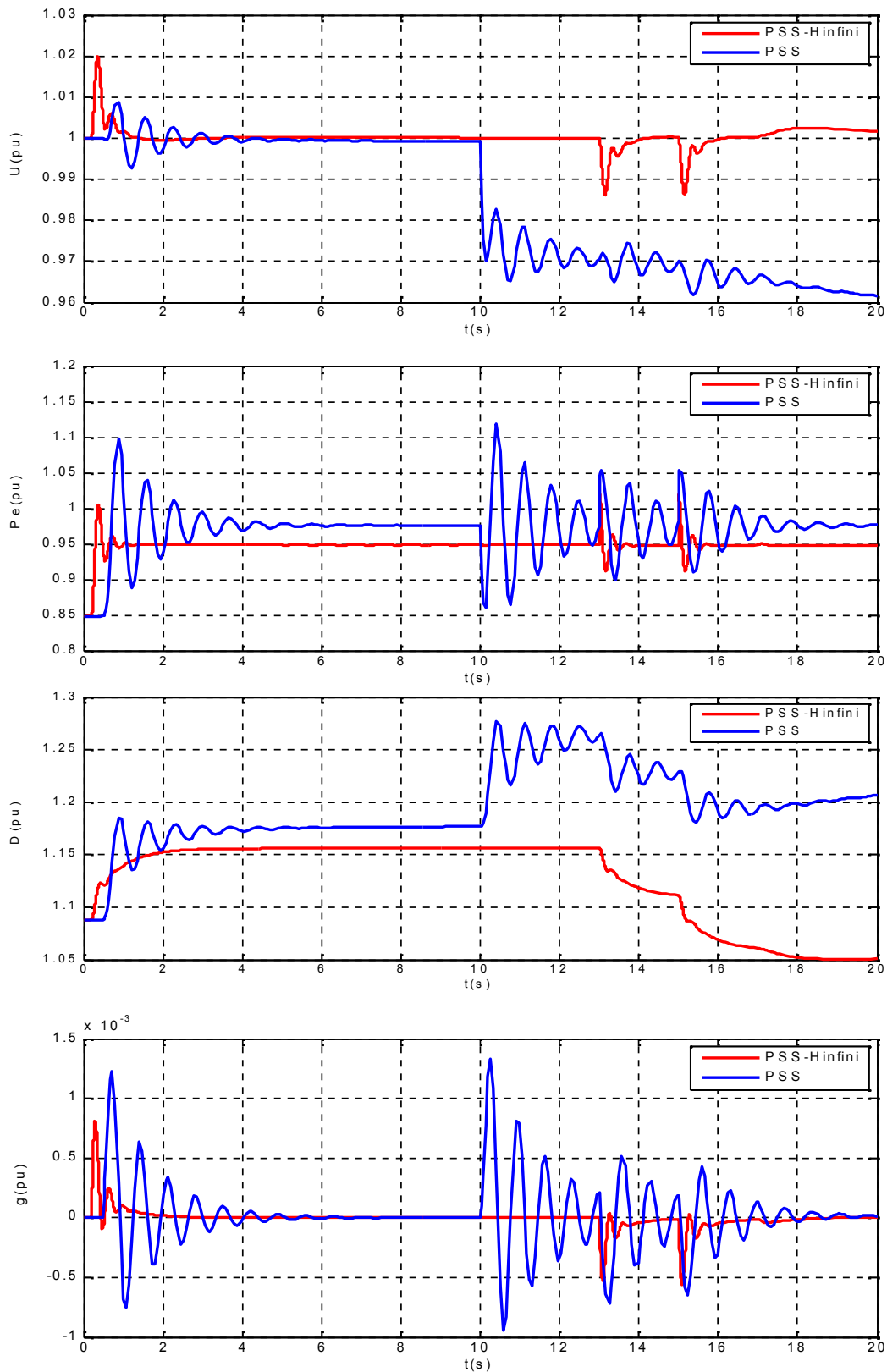


Figure II.18. Fonctionnement en régime nominale TBB500 avec variation paramétrique, (moyenne ligne)

TBB500(PSS-Hinfini,PSS) $X_l=0$, $P_g=0,852$ $Q_g= 0.0728$ (pu)

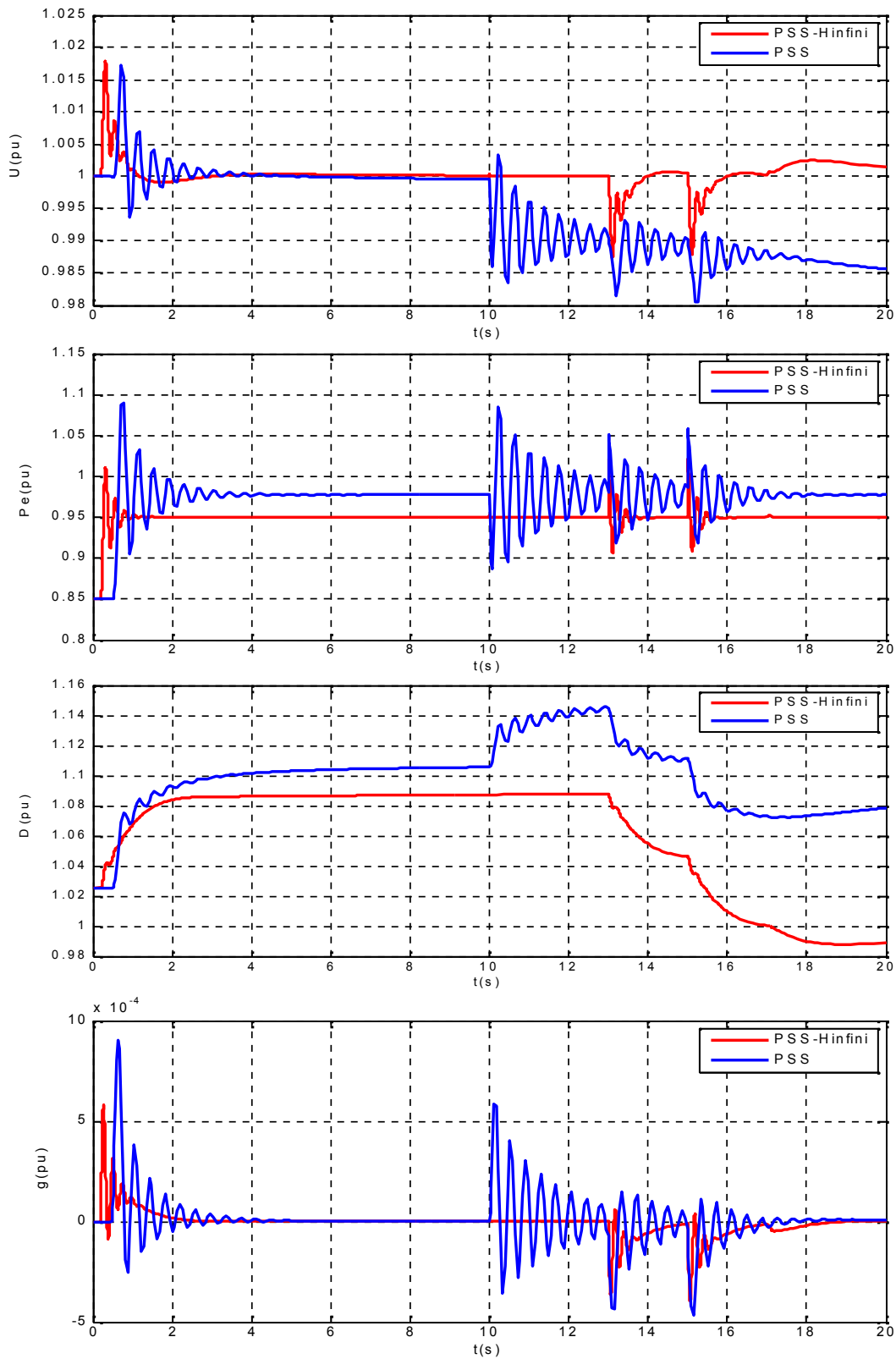


Figure II.19. Fonctionnement en régime nominale TBB500 avec variation paramétrique, (courte ligne)

TBB500(PSS-Hinfini,PSS) $X_l=0,5$ $P_g=0,85$ $Q_g= -0.1372$ (pu)

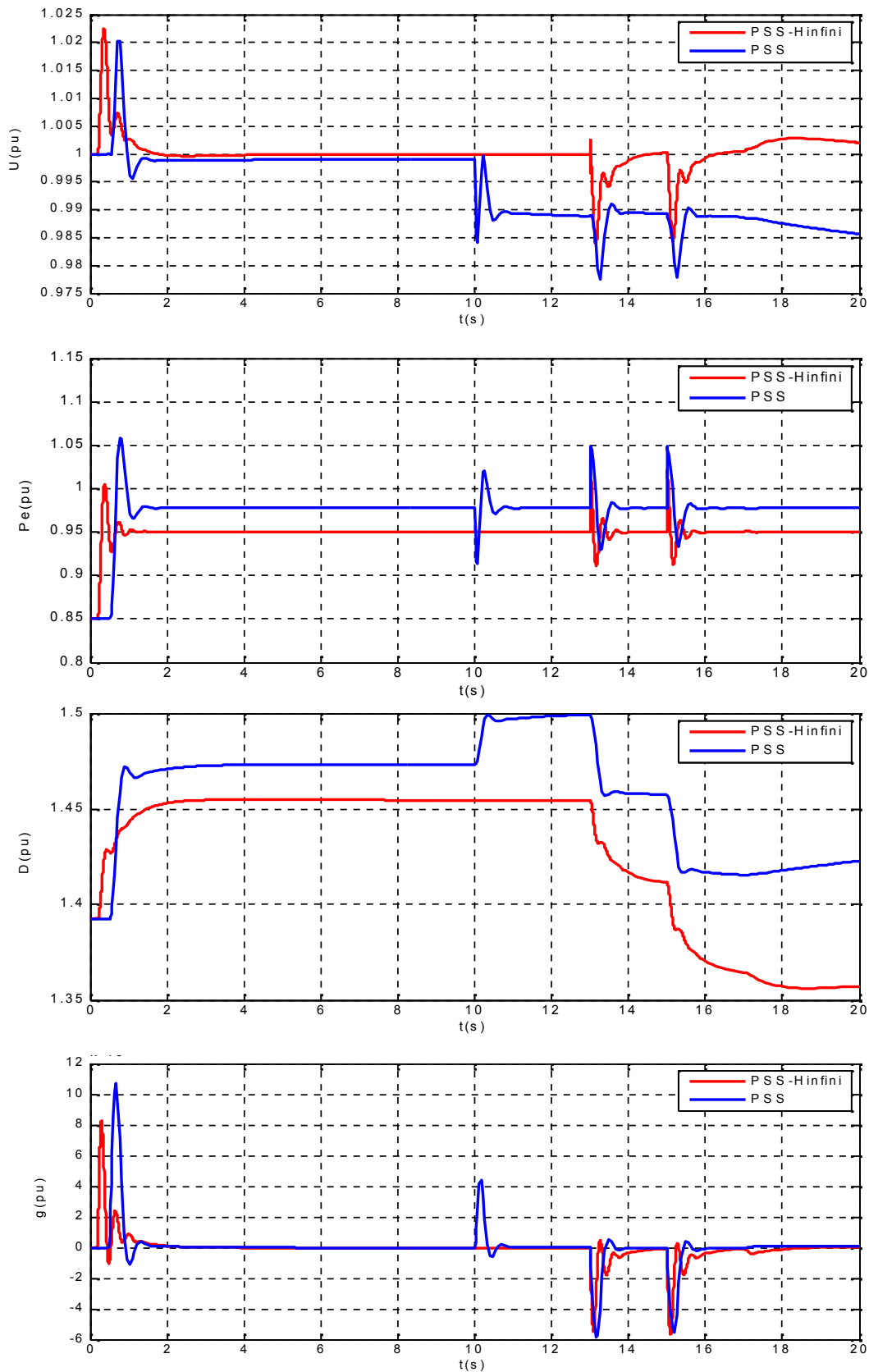


Figure II.20. Fonctionnement en régime sous-excité TBB500 avec variation paramétrique, (longue ligne)

TBB500 (PSS-Hinfini , PSS) $X_l=0$, $P_g=0,853$ $Q_g= -0.2335$ (pu)

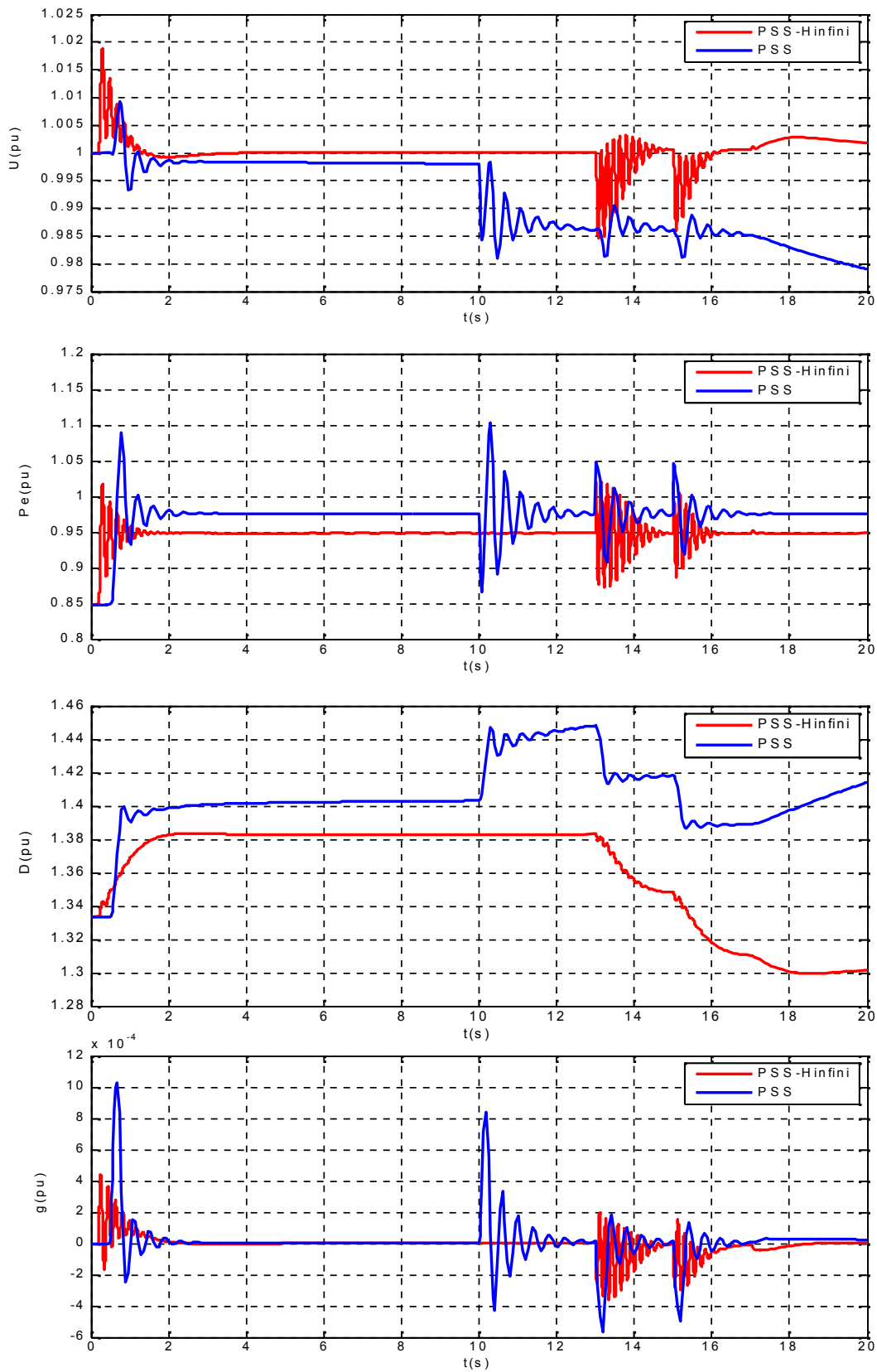


Figure II.21. Fonctionnement en régime sous-excité TBB500 avec variation paramétrique, (moyenne ligne)

TBB500(PSS-Hinfini ,PSS) $X_l=0,2$ $P_g=0,85$ $Q_g= -0.0794(\text{pu})$

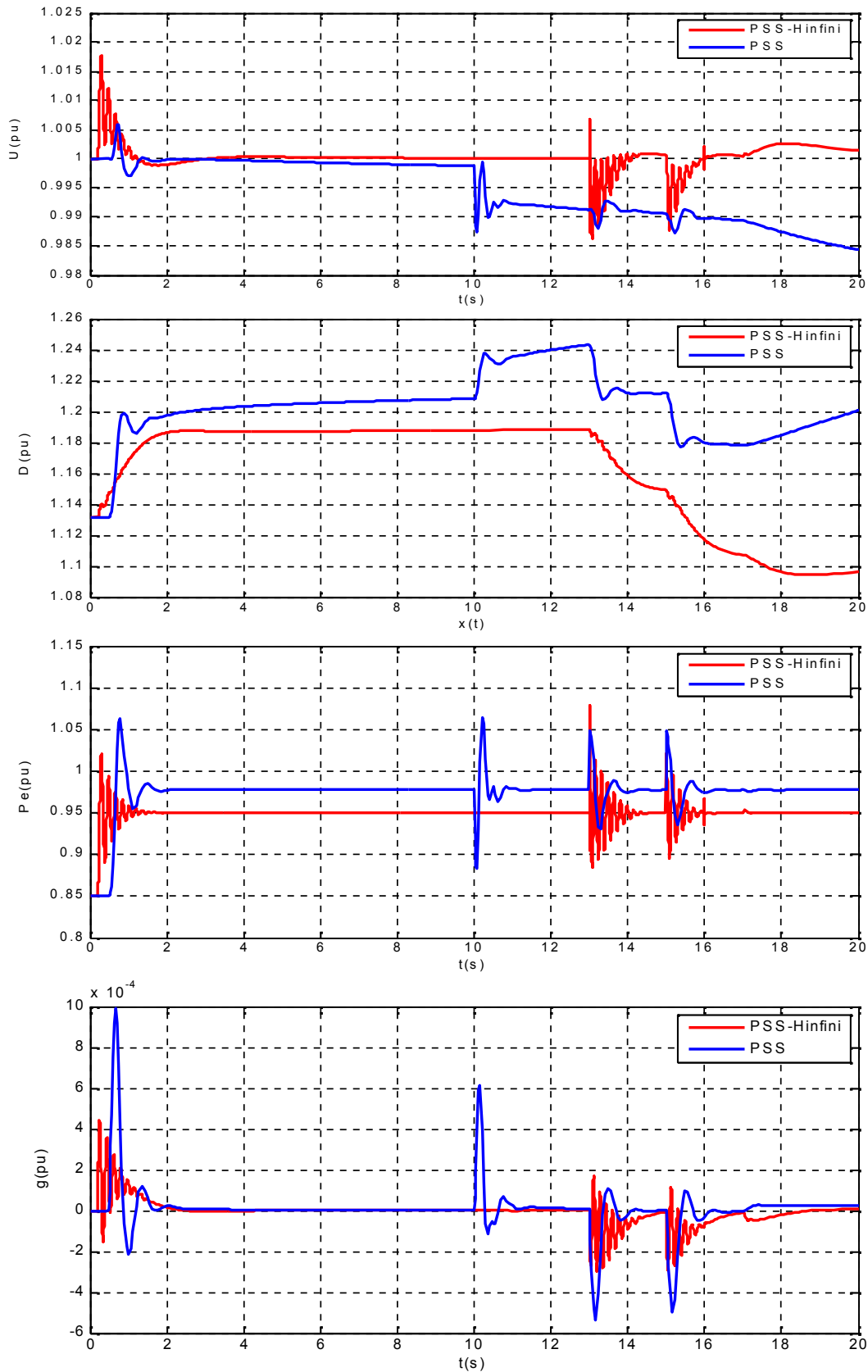


Figure II.22. fonctionnement en régime sous-excité TBB500 avec variation paramétrique, (courte ligne)

TBB500(PSS-Hinfini, PSS) $X_f=0,5$ $P_g=0,85$ $Q_g= 0.6356$ (pu)

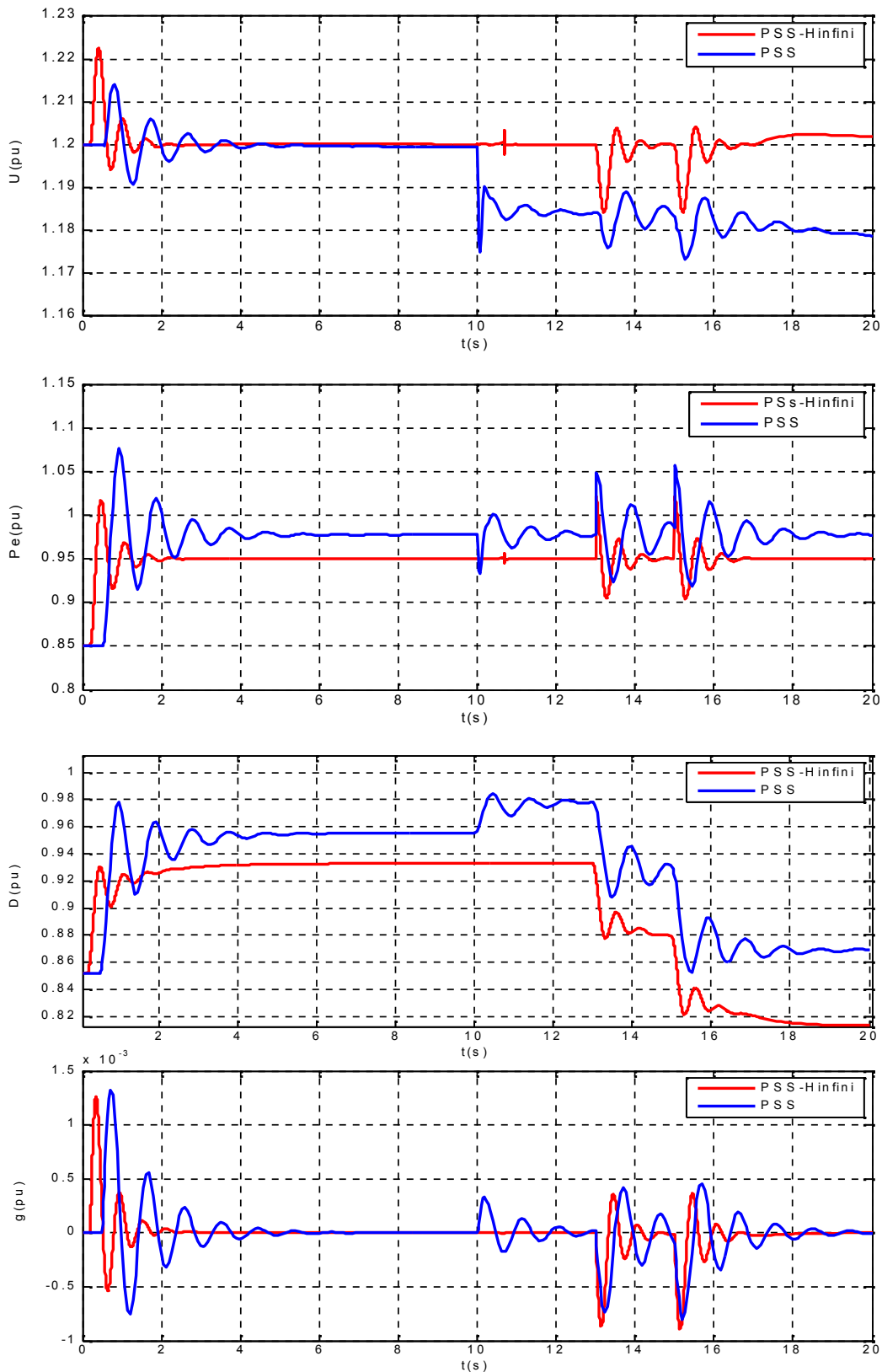


Figure II.23 .fonctionnement en régime sur excité TBB500 avec variation paramétrique (longue ligne)

TBB 500(PSS-Hinfini ,PSS) $X_i=0.5$ $P_g=0,85$ $Q_g=0.8914$ (pu)

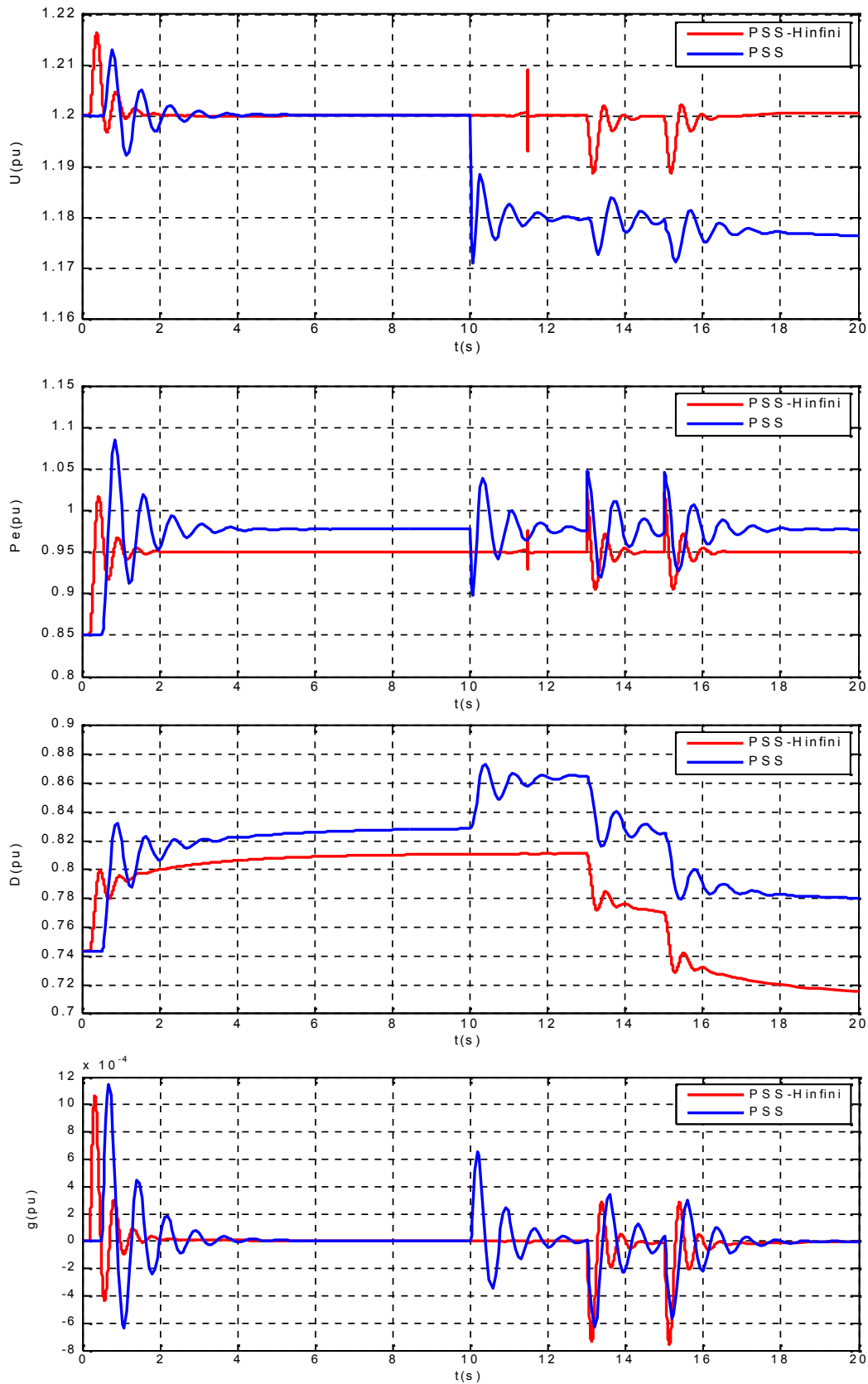


Figure II.24.fonctionnement en régime sur excité TBB500 avec variation paramétrique, (moyenne ligne)

TBB=500(PSS-Hinfini , PSS) $X_i=0,2$ $P_g=0,85$ $Q_g= 1.2605$ (pu)

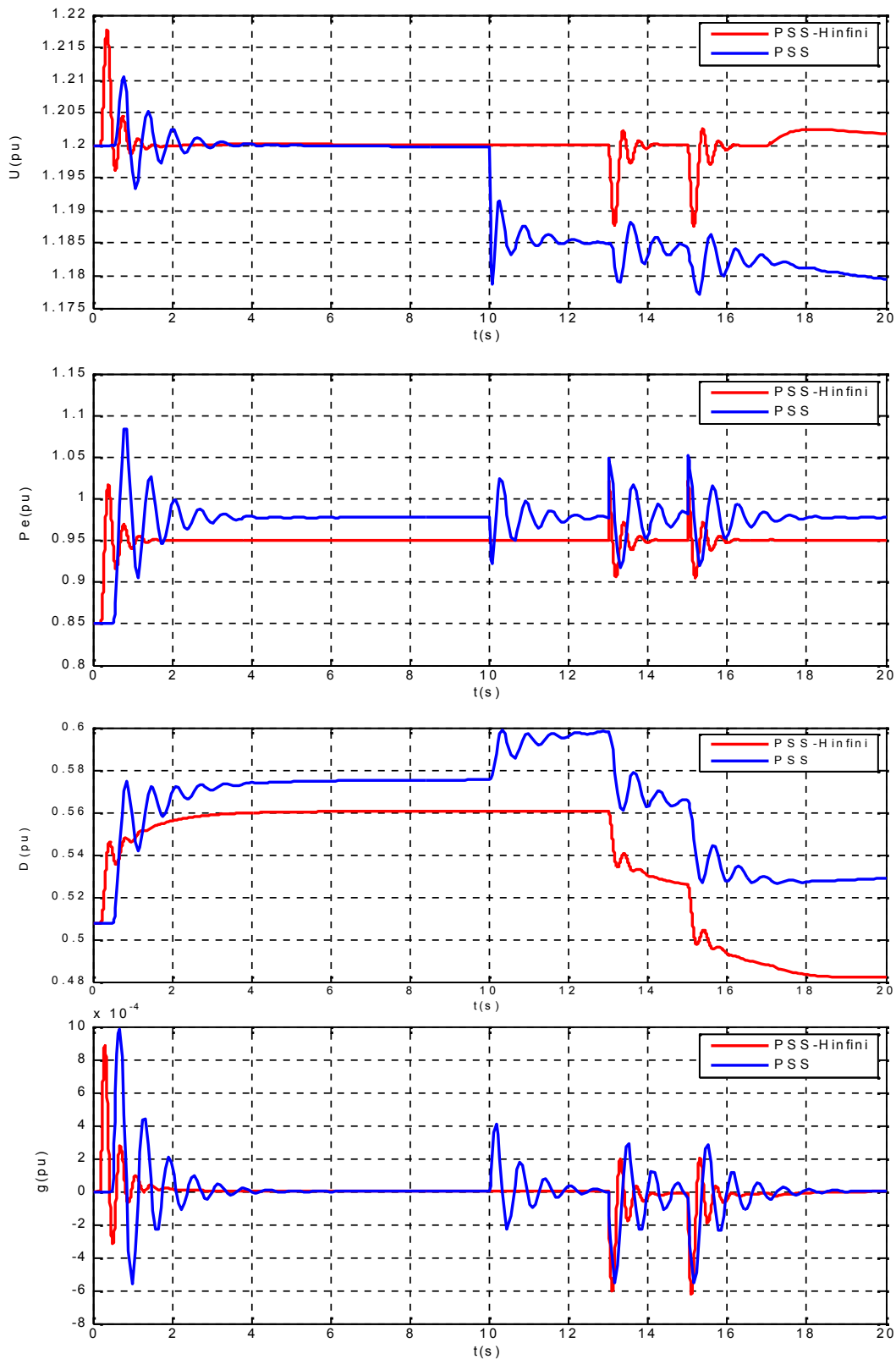


Figure II.25.fonctionnement en régime sur excité TBB500 avec variation paramétrique, (courte ligne)

II.13. CONCLUSION

L'approche adoptée dans ce chapitre consiste à remplacer le stabilisateur conventionnel de puissance PSS type PID par un contrôleur robuste H^∞ loop shaping

Les résultats d'étude montrent que Le contrôleur H^∞ -PSS a donné des performances dynamiques meilleures, le système est plus stable et assez robuste par rapport l'utilisation du contrôleur classique type PID(AVR-FA).

Notons enfin, qu'un handicap se manifeste lors de l'étape décisif de sélection des fonctions de pondérations(noyau de la technique H^∞ loop-shaping) . Pour cette raison plusieurs travaux et recherches ont été réalisés pour résoudre ce problème, et autres issues et solutions ont été proposés dans cette orientation. Le chapitre suivant présentera l'exploitation des méta-heuristiques pour l'optimisation et la sélection de nos fonctions de pondérations pour une synthèse plus robuste de notre stabilisateur type PSS- H^∞ .

CHAPITRE III :

**Application de la méthode
d'optimisation pour choisir les
fonctions de pondération du PSS-
Hinfini**

Chapitre III : APPLICATION DES METAHEURISTIQUES POUR LA ROBUSTIFICATION DU PSS- H^∞

III.1. INTRODUCTION

En engineering plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation des méthodes d'optimisation pour s'approcher ou avoir la solution optimale. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global. D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites métaheuristiques qui, en général, évitent ce problème et ayant une grande capacité de trouver l'optimum global[54].

L'arrivée d'une nouvelle classe de méthodes d'optimisation, nommées métaheuristiques, marque une grande révolution dans le domaine de l'optimisation. En effet, celles-ci s'appliquent à toutes sortes de problèmes combinatoires, et elles peuvent également s'adapter aux problèmes continus.

Ces méthodes permettent de trouver une solution de bonne qualité en un temps de calcul en général raisonnable, sans garantir l'optimalité de la solution obtenue. Ces méthodes sont avantageusement utilisées pour la résolution des problèmes de grande taille. Ces méthodes peuvent être divisées en deux classes, il y a, d'une part Les métaheuristiques à solution et d'autre part Les métaheuristiques à population de solutions.

Le but de ce chapitre est d'étudier et appliquer deux techniques d'optimisation metaheuristiques (algorithme génétique et essaim particulaire) pour résoudre les problèmes de stabilité et améliorer la performance dynamique de système électro-énergétique

III.2. CLASSIFICATION DES METHODES D'OPTIMISATION

La résolution d'un problème d'optimisation est réalisée à l'aide des méthodes d'optimisation dont la classification est illustrée dans la figure suivante [55]:

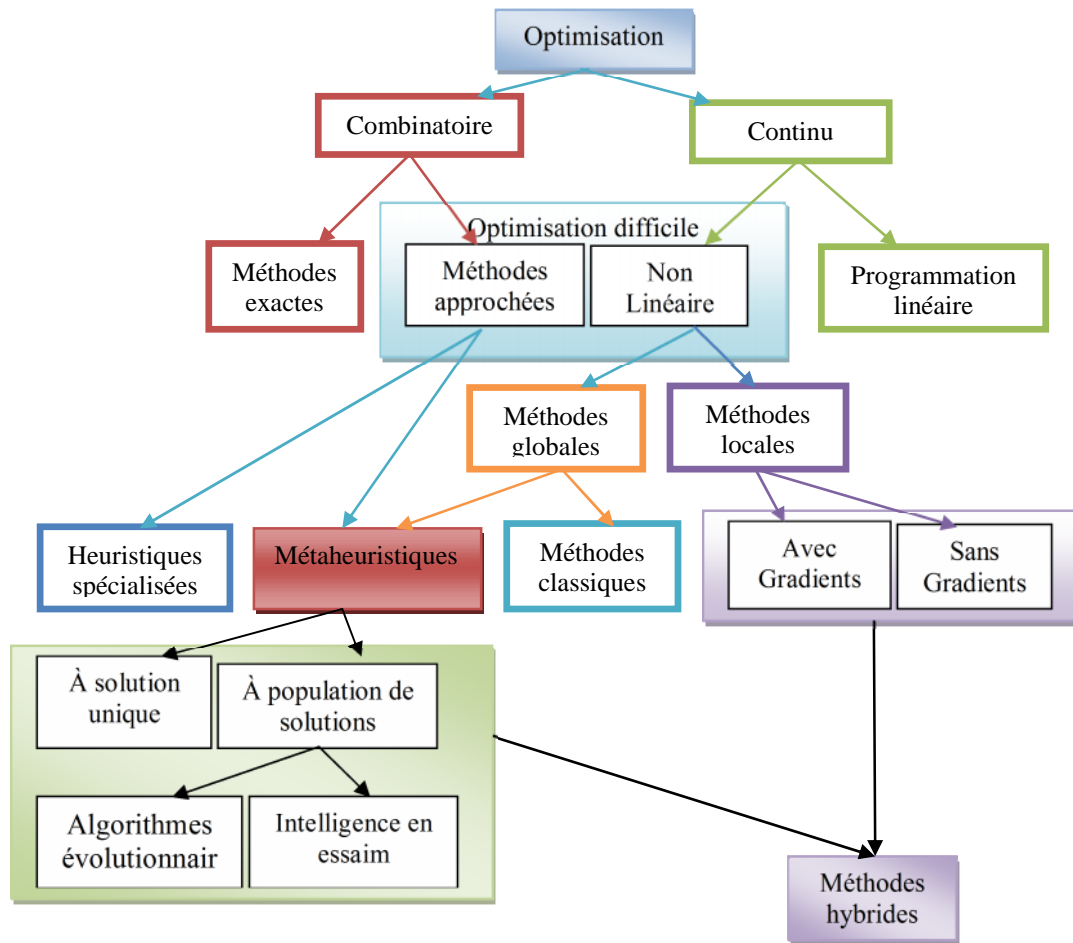


Figure III.1. Classification des méthodes d'optimisation.

On distingue en premier lieu l'optimisation continue de l'optimisation discrète (ou combinatoire). Cette première distinction concerne la nature des « espaces » dans lesquels les variables de décision prennent leurs valeurs : c'est la dichotomie « discret-continu » bien marquée en Mathématiques et qui conditionne évidemment beaucoup les possibilités de recourir à certaines méthodes. Pour l'optimisation continue, on sépare sommairement le cas linéaire (qui relève notamment de la programmation linéaire) du cas non linéaire, où l'on retrouve le cadre de l'optimisation difficile. Pour les problèmes d'optimisation combinatoire de taille raisonnable, les méthodes exactes peuvent trouver des solutions optimales. Ces méthodes explorent de façon systématique l'espace des combinaisons jusqu'à trouver une solution optimale. Or, le plus souvent, la combinatoire du nombre des valeurs prises par l'ensemble des variables est « explosive », ce qui exclut l'énumération exhaustive comme méthode de recherche de la solution. Afin de tenter de contenir l'explosion combinatoire, ces approches structurent l'espace des combinaisons en arbre et utilisent des techniques d'élagage, pour réduire cet espace, et des heuristiques, pour déterminer l'ordre dans lequel il est exploré. Cependant, les techniques de filtrage et les heuristiques d'ordre ne réduisent pas toujours suffisamment la combinatoire, et certaines instances de problèmes ne peuvent être résolues en un temps acceptable par ces approches exhaustives. Parmi les méthodes

exactes, on peut citer les méthodes de séparation et évaluation, dites méthodes de Branch and Bound [56], et la programmation dynamique.

Lorsque l'on dispose d'un temps de calcul limité ou lorsqu'on est confronté à des problèmes difficiles ou de taille importante, on peut avoir recours aux méthodes approchées, en se contentant de rechercher une solution de « bonne qualité » ; dans ce cas le choix est parfois possible entre une heuristique spécialisée, entièrement dédiée au problème considéré, et une métaheuristique [55,57].

III.2.1. Les métaheuristiques à solution unique

Les métaheuristiques à base de solution unique sont toutes basées sur un algorithme de recherche de voisinage qui commence avec une solution initiale, puis l'améliore pas à pas en choisissant une nouvelle solution dans son voisinage [58]. Ces metaheuristiques englobent essentiellement la méthode de descente, la méthode du recuit simulé, la recherche tabou.

III.2.2. Les métaheuristiques à population de solutions

Les métaheuristiques à base de population de solutions débutent la recherche avec une panoplie de solutions. Elles s'appliquent sur un ensemble de solutions afin d'en extraire la meilleure (l'optimum global) qui représentera la solution du problème traité. L'idée d'utiliser un ensemble de solutions au lieu d'une seule solution renforce la diversité de la recherche et augmente la possibilité d'émergence de solutions de bonne qualité. Une grande variété de méthodes basées sur une population de solutions a été proposée dans la littérature. On distingue deux approches utilisées par les méthodes basées sur une population de solutions : la première est l'utilisation des mécanismes d'évolution naturels, cette approche est représentée par les AG, EV, et autres. La deuxième est l'utilisation de l'intelligence collective, cette approche est représentée par ACO, PSO et autres.

III.3. DEFINITION DE BASE

III.3.1. Optimisation

Un problème d'optimisation est défini comme la recherche du minimum ou du maximum de l'optimum d'une fonction donnée [59]. On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour les quelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes [60].

III.3.2. Fonction objective

C'est le nom donné à la fonction f (on l'appelle aussi fonction de coût ou critère d'optimisation). C'est cette fonction que l'algorithme d'optimisation va devoir optimiser (trouver un optimum)[61].

III.3.3. Variables de décision

Elles sont regroupées dans le vecteur \vec{x} . C'est en faisant varier ce vecteur que l'on recherche un optimum de la fonction f [59].

III.4. SENSIBILITE ET ROBUSTESSE D'UNE METHODE D'OPTIMISATION

La méthode d'optimisation est conditionnée par des paramètres de contrôle et des conditions initiales (valeur initiales des variables de conception, valeur initiales des paramètres de contrôle. Elle peut être caractérisée selon le modèle de la boîte noire illustré en figure suivante :

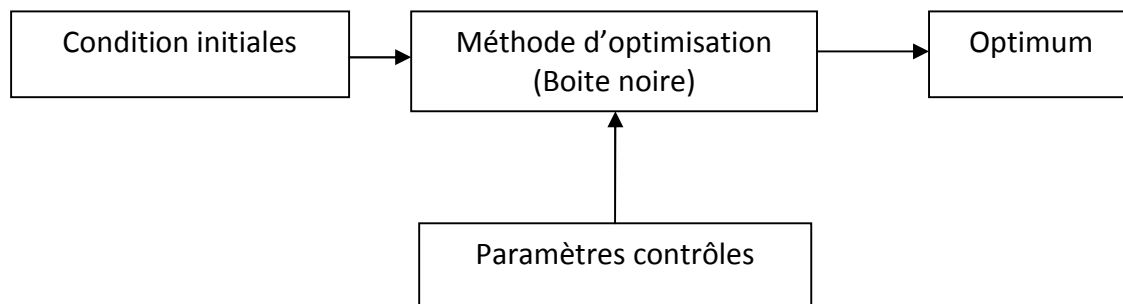


Figure III.2. Modèle de la boîte noire.

L'efficacité d'une méthode d'optimisation est liée à la sensibilité et à la robustesse par rapport aux paramètres de contrôle et aux conditions initiales. Lorsque les variables de conception doivent prendre une valeur bien précise pour que la méthode de résolution converge vers l'optimum d'une fonction donnée la méthode est dite sensible aux conditions initiales. Une méthode d'optimisation est robuste si pour une même valeur des paramètres de contrôle et des conditions initiales, elle est capable de trouver l'optimum de fonctions très différentes.

Une méthode parfaite devrait être totalement insensible aux conditions initiales et aux variables de conception et converger vers l'optimum quelles que soient la fonction objective et les contraintes [62].

III.5. LES ALGORITHMES GENETIQUES

L'algorithme génétique représente une célèbre métaheuristique évolutionnaire. Il a été proposé par Jhon Holland en 1975 [64,65]. C'est une méthode dans laquelle un ensemble appelé population, de solutions potentielles, appelées individus, est

progressivement mis à jour par le biais d'un mécanisme de sélection et par des opérations génétiques (le croisement et la mutation). Il utilise le même vocabulaire que celui de la biologie et la génétique classique, on parle donc de: gène, chromosome, individu, population et génération.

1. Un gène

Est un ensemble de symboles représentant la valeur d'une variable. Dans la plupart des cas, un gène est représenté par un seul symbole (un bit, un entier, un réel ou un caractère).

2. Un chromosome

Est un ensemble de gènes, présentés dans un ordre donné de manière qui prend en considération les contraintes du problème à traiter. Par exemple, dans le problème du voyageur de commerce, la taille du chromosome est égale au nombre de villes à parcourir. Son contenu représente l'ordre de parcours de différentes villes. En outre, on doit veiller à ce qu'une ville (représentée par un nombre ou un caractère par exemple) ne doit pas figurer dans le chromosome plus qu'une seule fois.

3. Un individu

Est composé d'un ou de plusieurs chromosomes. Il représente une solution possible au problème traité.

4. Une population

Est représentée par un ensemble d'individus (i.e. l'ensemble des solutions du problème).

5. Une génération

Est une succession d'itérations composées d'un ensemble d'opérations permettant le passage d'une population à une autre.

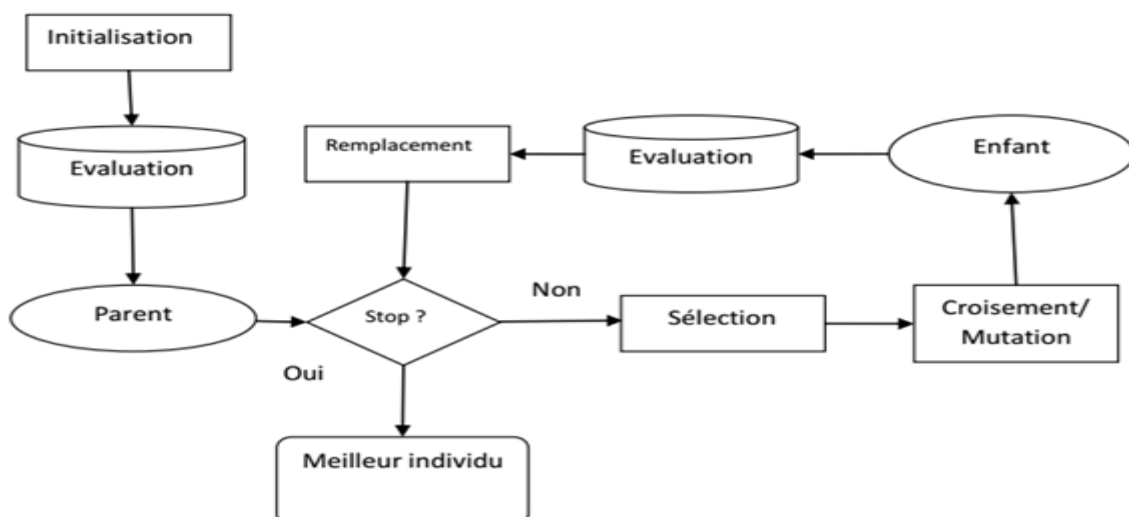


Figure III.3. Démarche d'un algorithme génétique.

Les particularités des algorithmes génétiques sont :[65]

- 1-Ils utilisent un codage des paramètres et non pas les paramètres eux-mêmes.
- 2-Ils travaillent sur une population de point au lieu d'un point unique.
- 3-Ils n'utilisent que la valeur de la fonction étudiée et non sa dérivée ou une autre connaissance auxiliaire.
- 4-Ils utilisent des règles de transition probabilistes et non déterministe.

J.holland et D.goldberge ont proposé les trois principes fondamentaux des algorithmes génétiques :

- a- Le codage des paramètres sous forme de gène.
- b- L'opérateur de sélection des individus les mieux adaptés ou les plus performants.
- c- Les opérateurs de reproduction : croisement et mutation qui agissent sur les gènes sachant qu'au niveau de codage binaire, le croisement favorise plus l'exploration ou diversification tandis que la mutation favorise plus l'exploitation ou l'intensification du domaine de conception. Par contre, au niveau de codage réel, le croisement favorise l'exploitation ou l'intensification et la mutation favorise la diversification.

II.5.1. Principe de l'algorithme génétique

L'algorithme génétique repose sur une boucle qui enchaîne des étapes de sélections et des étapes de croisements. Dans un premier temps, à partir d'une population de α individus, on désigne ceux autorisés à se reproduire.

On croise ensuite ces derniers, de façon à obtenir une population d'enfants, dont on peut faire muter aléatoirement certains gènes.

La performance des enfants est évaluée, grâce à la fonction fitness, et l'on désigne, dans la population totale résultante parents+enfants, les individus autorisés à survivre, de telle manière que l'on puisse repartir d'une nouvelle population de α individus.

La boucle est bouclée, et l'on recommence une phase de sélection pour la reproduction, une phase de mutation, et ainsi de suite.

Comme pour les métaheuristiques vues précédemment, un critère d'arrêt permet de sortir de la boucle, par exemple un certain nombre d'itérations sans amélioration notable de la performance des individus [65].

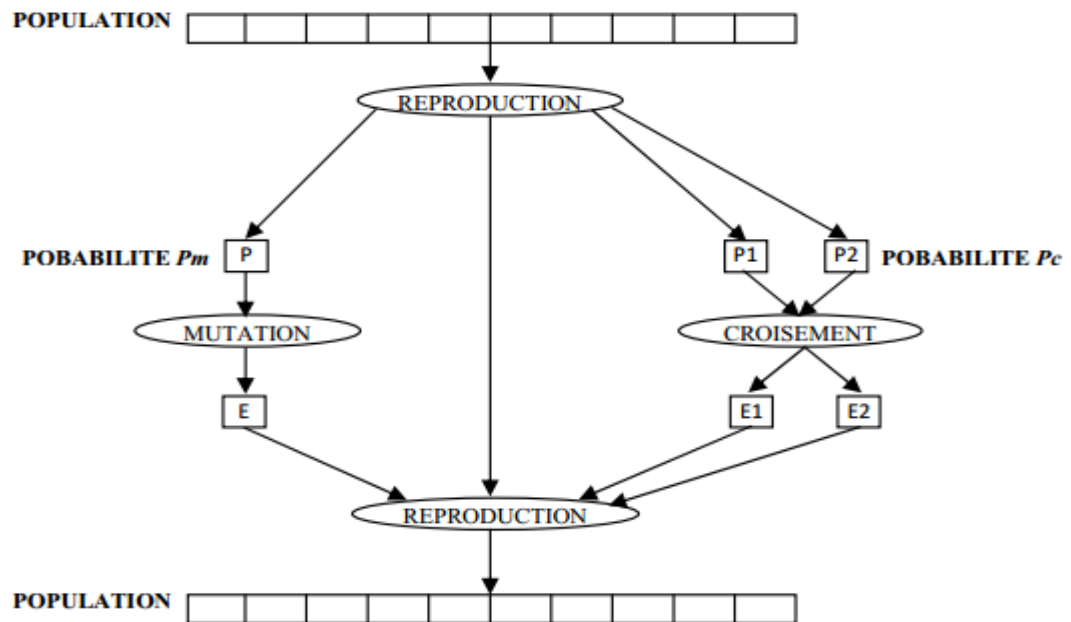


Figure III.4. Principe générale des AG.

La figure suivante illustre le processus d'optimisation développé par les AG

1. Initialisation
2. Tant que (critère d'arrêt=faut)
3. Evaluation
4. Sélection
5. Mutation
6. Croisement
7. Fin tant que

Figure III.5. Algorithmes génétique standard.

Les algorithmes génétiques travaillent par générations successives jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit vérifié.

Le codage des paramètres et les opérateurs de sélection, de croisement et de mutation sont présentés en détails.

1. Codage

Le codage utilisé par un AG est représenté sous forme d'une chaîne de bits qui contient toute l'information nécessaire pour représenter un point de l'espace de recherche. Plusieurs types de codage sont possibles dans la littérature, tels les codages binaires, Gray, réel, Le codage le plus populaire dans la représentation d'un AG est le codage binaire $\{0,1\}$; les solutions sont codées selon des chaînes de bits de longueur fixe. La plupart des théories liées aux AG étaient élaborées en se basant sur le concept de codage binaire proposé par J. Holland et son groupe. [62,66]

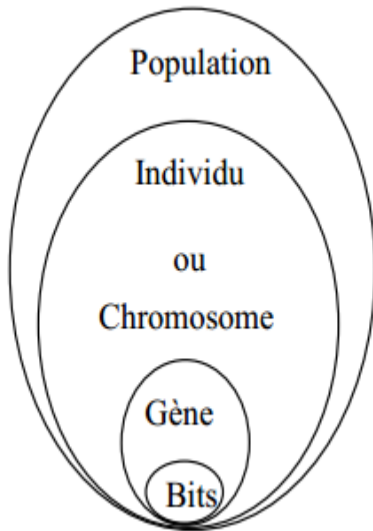
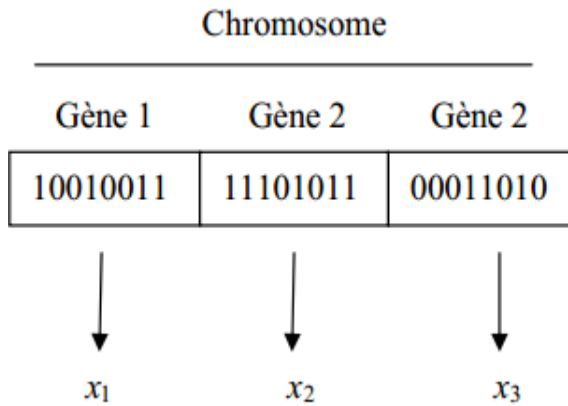


Figure.III.6. les 4 niveaux d'organisation Des AG



figureIII.7.Illustration du codage des variables d'optimisation

• **codage binaire**

Holland [66] et De Jong[67] ont imposé le codage binaire de longueur fixe pour un chromosome qui s'écrit sous la forme d'une chaîne de l bits avec :

$$l = \sum_{i=1}^n l(x_i) \tag{III.1}$$

Où $l(x_i)$ est le nombre de bits du gène numéro i correspondant au paramètre x_i un des avantages du codage binaire est que l'on peut ainsi facilement coder toutes sortes de paramètres : réels, entier, booléens et chaînes de caractères. Cela nécessite simplement l'usage de fonctions de codage pour passer d'une représentation à l'autre. Ce choix le rend virtuellement applicable a tous les problèmes dont les solutions sont numériques, c'est-à-dire calculées par des ordinateurs.

Le génotype d'un individu caractérise la structure du chromosome tandis que le phénotype désigne la chine obtenue par la concaténation des paramètres réels ou gènes ($x_1 x_2 x_3 \dots$) .

Le codage convertit le chromosome en phénotype grâce au génotype. Les valeurs des paramètres sont extraites du phénotype et ensuite fournies a la fonction d'adaptation qui retourne la performance permettant ainsi de classer l'individu dans la population.

Le phénotype est obtenu à partir du génotype par l'équation [68]

$$x_i = \left(\frac{x_{iM} - x_{im}}{2^{l(x_i)} - 1} \right) \sum_{j=0}^{l(x_i)} 2^j b_j + x_{im} \tag{III.2}$$

b_j est le j^{eme} bit dans le gène numéro i .

Cette méthode de codage est relativement facile à implanter mais elle présente l'inconvénient de limiter la précision des paramètres à une valeur correspondant a l'écart entre deux configurations réelles adjacentes obtenues pour une variation du bit le moins

significatif. On constate que la précision du codage dépend du nombre de bits utilisé. Pour un nombre de vit par gène valant 8,16,32 les précisions relatives valent $3.9 \cdot 10^{-3}$, $1.5 \cdot 10^{-5}$, $2.3 \cdot 10^{-10}$ respectivement.

A chaque paramètre x_i on associe un gène g_i qui est un entier obtenu par :

$$g_i = \frac{x_i - x_{im}}{x_{iM} - x_{im}} \cdot (2^{l(x_i)} - 1) \quad (\text{III.3})$$

0	1	1	0	1	0	0	1	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Figure .III.8.Codage binaire d'un chromosome.

- **Codage réel**

Cela peut-être utile notamment dans le cas où, on recherche à optimiser une fonction réelle. Pour des problèmes d'optimisation dans un domaine continu, une représentation avec les nombres réels est réalisée directement et facilement. Un individu c_i constitué d'un vecteur de nombres réel x_i dont chaque élément du vecteur correspond à une caractéristique de l'individu, donc, un gène. Par conséquent, aucun codage ou décodage est nécessaire. Cela conduit à une mise en œuvre plus simple et plus efficace.

La précision pour un codage réel dépend seulement de la puissance de calculateur utilisé.[68]

- **Codage gray**

Dans le cas d'un codage binaire on utilise souvent la 'distance de hamming' comme mesure de la dissimilarité entre deux éléments de population, cette mesure compte les différences de bit de même rang de ces deux séquence. Et c'est la que le codage binaire commence à montrer ses limites. En effet, deux éléments voisins en termes de distance de Hamming ne codent pas nécessairement deux éléments proches dans l'espace de recherche.

Cet inconvénient peut être évité en utilisant un codage de gray qui est un codage qui a comme propriété qu'entre un élément n et un élément $n+1$ donc voisin dans l'espace de recherche, un seul bit diffère [69] .

Il existe deux types de difficultés dans le choix d'un codage,d'une part celui-ci doit pouvoir être adapté au problème de façon a limité au mieux la taille de l'espace de recherche et aussi de façon que les nouveaux chromosomes engendrés par les opérateurs de recherche soient significatifs le plus souvent possible c'est-à-dire qu'ils puissent coder des solutions valides respectant les contraintes du problème [70] .

2. Fitness

Le calcul de la qualité d'un individu est une étape essentielle dans les algorithmes génétiques. Cette fonction donne, en valeur numérique (habituellement réelle), à la qualité d'un individu. C'est selon cette valeur numérique que sont calculées les chances de sélection de cet individu. Les algorithmes génétiques étant une technique d'optimisation, ils cherchent la meilleure qualité, donc l'optimisation de la fonction de qualité. La fonction objective ou critère $f()$ du problème de l'optimisation est une fonction scalaire d'un vecteur de dimension n . Le vecteur x constitue de n variables x_j avec $j = 1, \dots, n$ qui représente un point dans l'espace réel \mathbb{R}^n .

Un individu c_i est constitué donc de n gènes:

$$C_i = [c_{i1}, \dots, c_{ij}, \dots, c_{in}] \quad (\text{III.4})$$

Dans la formulation originale d'AG, les individus ont été représentés comme nombres binaires qui se composent de deux bits 0 et 1. Dans ce cas, le codage binaire et le codage Gray peuvent être utilisés. Un individu codé en binaire est appelé un chromosome. Dans la représentation réelle, un individu se compose de vecteur de nombres réels.

Pour des problèmes d'optimisation sans contraintes la fonction de fitness ne dépend que de la fonction objective du problème d'optimisation, La fitness d'un individu est déterminée par la fonction $F(x)$. Dans ce cas, il suffit de mettre la fonction de fitness égale à la fonction objective [72].

Par conséquent, pour le problème de l'équation (III.4), on aura :

$$F(x) = f(x) \quad (\text{III.5})$$

3. Génération de population

Au départ d'un algorithme génétique, il faut créer une population d'individus. Ces individus sont générés par une fonction simple, cette fonction affecte à chaque individu, une valeur aléatoire pour chacun de ses gènes. L'algorithme génétique peut également utiliser comme population de départ une population déjà créée a priori. La transition d'une population P_g à celle prochaine P_{g+1} est appelée la génération où g désigne le nombre de la génération. L'évolution de la population continue à travers plusieurs générations, jusqu'à ce que le problème soit résolu. Dans la plupart des cas, le processus s'arrête quand le nombre maximal de générations g_{max} est atteint[65].

4. Sélection

La sélection a pour objective d'identifier les individus qui doivent se reproduire. Cet opérateur ne crée pas de nouveaux individus mais identifie les individus sur la base de leur fonction d'adaptation, les individus les mieux adaptés sont sélectionnés alors que les moins bien adaptés sont écartés [73].

La sélection doit favoriser les meilleurs éléments selon le critère à optimiser (minimiser ou maximiser). Ceci permet de donner aux individus dont la valeur est plus grande une probabilité plus élevée de contribuer à la génération suivante. Il existe plusieurs méthodes pour représenter la sélection. La méthode la plus couramment utilisée proposée par Goldberg [74] est connue sous le nom de sélection par roulette biaisée (Roulette Wheel). D'autres méthodes de sélection sont aussi apparues dans la littérature, la plus connue étant celle du tournoi (Tournement Sélection).

- **Sélection par la roulette**

Elle exploite la métaphore d'une roulette de loterie, selon cette méthode chaque individu sera dupliqué dans une nouvelle population proportionnelle à sa valeur d'adaptation, c'est-à-dire que chaque individu a une probabilité d'être sélectionné proportionnelle à sa performance, donc plus les individus sont adaptés au problème, plus ils ont de chance d'être sélectionnés.

La figure suivante montre la roue est divisée en autant de secteurs que d'individus dans la population, la taille de ces secteurs est proportionnelle à l'adaptation de chaque individu (la probabilité d'être choisie). En faisant tourner la roue, l'individu pointé à l'arrêt de la boule est sélectionné, les individus les mieux adaptés ont donc plus de chance d'être tirés au sort lors du déroulement du jeu [71].

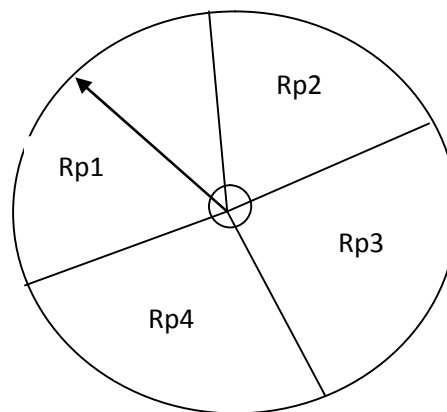


Figure III.9. Sélection par roulette.

- **Sélection par tournoi**

La méthode de la roulette, comme les autres méthodes de sélection proportionnelle à la performance, exige principalement deux étapes pour créer la population intermédiaire.

Premièrement, nous calculons la performance moyenne de la population, ensuite nous calculons la probabilité de sélection pour chaque individu. La méthode du tournoi est plus directe, puisqu'elle ne demande pas le calcul de la performance moyenne de la population [75]. Cette méthode consiste à simuler N_{ind} tournois, un individu étant sélectionné à chaque fois. Un échantillon de n_p individus (2 minimum) est prélevé au

hasard à chaque tournoi. Le participant dans l'échantillon ayant la performance la plus élevée sera alors adopté pour accéder à la population intermédiaire. Etant donné que le choix des échantillons des individus se fait aléatoirement, il est donc tout à fait possible que certains individus participent à plusieurs tournois. Il est aussi possible qu'un de ces individus gagne plusieurs fois et il sera par conséquent copié autant de fois dans la population intermédiaire. La pression sélective de cette méthode est directement reliée à la taille de l'échantillon (n_p). Plus la taille n_p est grande, plus la pression est grande [76]. Cette méthode est caractérisée par une pression sélective plus forte que celle de la méthode de la roulette biaisée, pour qu'un individu peu performant puisse être sélectionné, il faut que tous ses adversaires soient moins bons que lui. Ainsi, cette méthode doit être privilégiée dans le cas d'une population de grande taille.

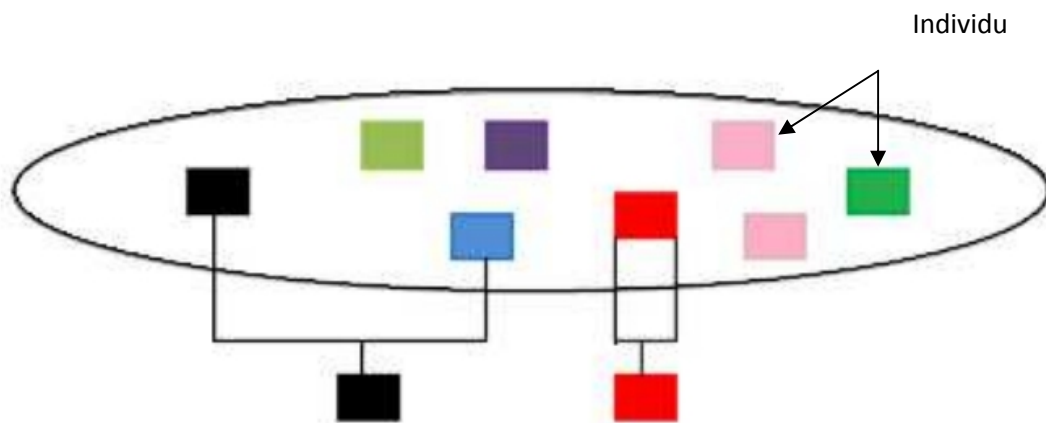


Figure .III.10. Sélection par tournoi

5. Croisement

Dans les AG, le croisement est considéré comme le principal opérateur pour produire des nouveaux chromosomes. Comme son homologue dans la nature, le croisement produit de nouveaux individus en leur transférant quelques parties de la matière génétique de leurs parents. L'objectif du croisement est donc d'enrichir la diversité de la population en manipulant la structure des chromosomes [77]. Initialement, le croisement associé au codage par chaînes de bits (codage binaire) est le croisement à découpage de chromosomes. Ainsi, dans le codage binaire, les individus, qui résultent de la sélection, sont groupés de manière aléatoire par paire définissant ainsi les parents, ensuite chaque couple peut subir un croisement avec une probabilité P_c donnée. Cette étape peut être effectuée comme suit :

Pour chaque couple, un nombre aléatoire P est tiré dans l'intervalle $[0,1]$ et comparé ensuite avec la probabilité de croisement P_c :

- si $P > P_c$, le couple ne subit pas de croisement et un clonage de chromosome aura lieu. Les deux enfants produits sont ainsi une copie exacte de leurs parents.

- si $P < P_c$, le croisement a lieu et un échange des parties des chromosomes des parents va produire deux enfants par couple de parents.

Après avoir tiré les couples qui vont être "croisés", l'opérateur de croisement peut donc être appliqué. Plusieurs types de croisement sont présentés dans la littérature, tels : le croisement seul point, le croisement multipoints,... : [78]

- **Croisement seul point**

Dans ce type de croisement, un point de croisement est choisi aléatoirement pour le couple ; la position de ce point M est définie par: $M \in \{1, 2, l_s - 1\}$

l_s : la longueur de chromosome (nombre de bits dans le chromosome)

Les deux parents seront ainsi divisés en deux segments ,tête et queue. Le segment tête du premier parent est combiné avec le segment queue du deuxième parent : on obtient ainsi le premier enfant. La combinaison entre le segment tête de deuxième parent et le segment queue de premier parent produit le deuxième enfant.[68,79]

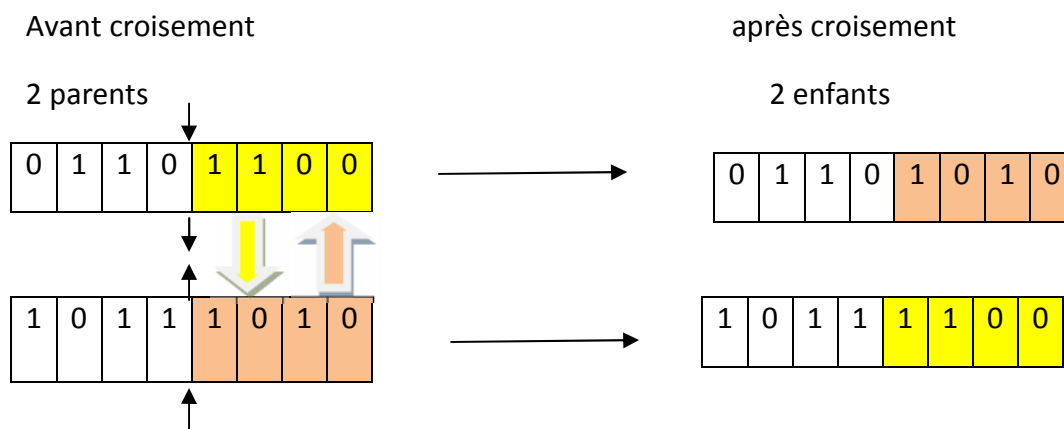


Figure III.11. Croisement seul point.

- **Croisement multipoints**

A la différence du croisement seul point, ce type de croisement s'applique en plusieurs points (m points) et chaque chromosome sera ainsi découpé en $(m+1)$ segments. La position de chaque point, M_i , se détermine aléatoirement, avec : $M_i \in \{1, 2, l_s - 1\} \quad i=1,2,\dots,m$

l_s : la longueur de chromosome.

m : le nombre de points de croisement donné (Pour $m= 1$, on retourne au cas du croisement seul point).

Ensuite, les bits entre deux points de croisement successifs du premier parent vont être échangés avec les bits correspondants du deuxième parent, La figure III.12 montre un croisement en deux points ($m= 2$).

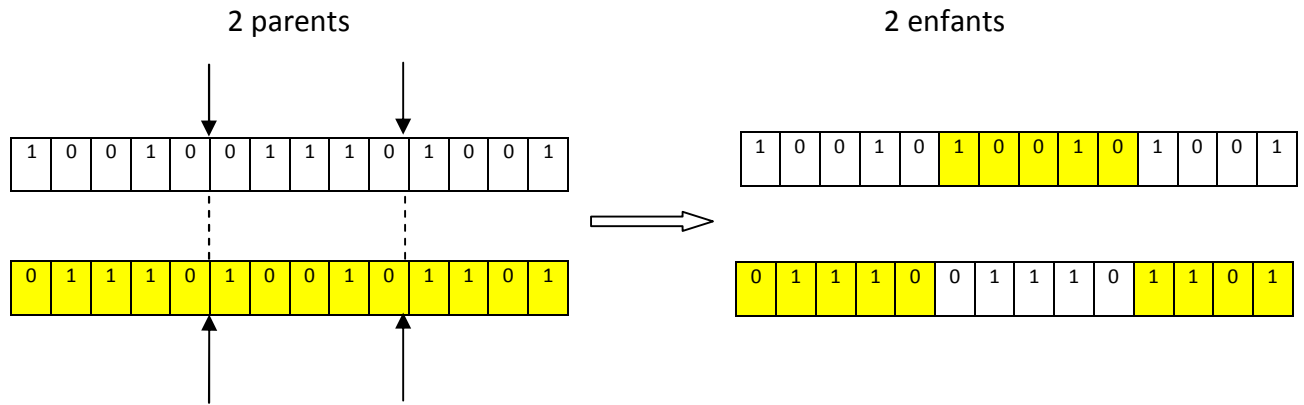


Figure III.12. Croisement multipoints ($m = 2$)

La nature complexe du croisement multipoints permet d’obtenir une bonne exploration de l’espace de recherche au détriment d’une convergence rapide vers la bonne solution comme le ferait la première méthode. Ainsi, cette méthode de croisement est beaucoup plus robuste [68].

- **Croisement uniforme**

Plusieurs variantes de ce croisement sont utilisées. L’approche utilisant un vecteur masque est la plus connue, le masque est une suite de 0 et 1 de la même taille que le chromosome choisit aléatoirement. Ce masque est destiné a savoir, pour chaque locus, de quel parent le premier fils devra hériter du gène s’y trouvant, si l’un des locus de masque présente un 0 ,le fils héritera le gène s’y trouvant du parent n°1,s’il présente un 1 il en héritera du parent n°2 .la création du fils n°2 se fait de manière symétrique .[71]

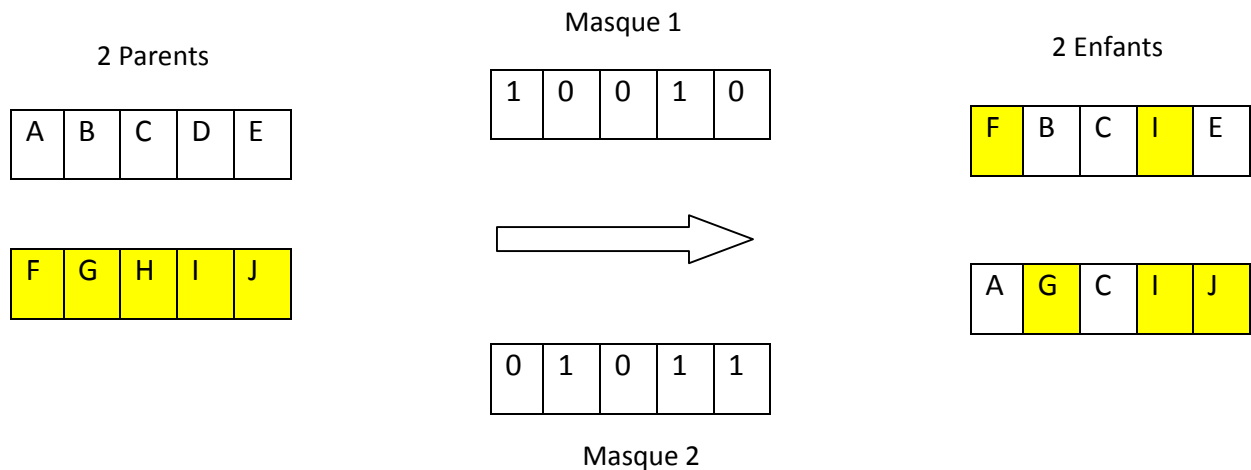


Figure III.13. Croisement uniforme.

6. Mutation

L'opérateur de mutation permet d'apporter des modifications partielles (légères) aux chromosomes avec une certaine probabilité très faible. L'objectif de l'opérateur de mutation est d'aider l'algorithme à échapper au problème de stagnation de la recherche causé par les optimaux locaux. Il permet d'explorer l'espace de recherche en apportant à l'algorithme la possibilité de couvrir la totalité de l'espace de recherche [66]. L'opérateur de mutation dépend du type de codage utilisé, les opérateurs de mutation les plus utilisés sont: la mutation Bitflip et la mutation 1-bit

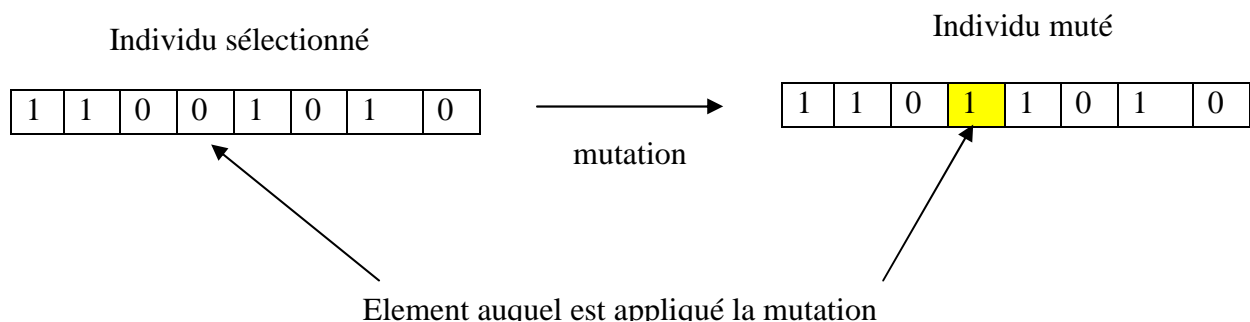


Figure III.14.Principe de mutation .

7. Remplacement

Après croisement et mutation des individus, le nombre d'individus de la population augmente et la taille de cette dernière dépasse sa limite. En fait, la phase de reproduction (croisement et mutation) permet de créer une nouvelle population composée de deux groupes d'individus: parents et enfants. La phase de remplacement permet de décider quels sont les individus qui vont représenter la nouvelle population. Parmi les opérateurs de remplacement existant, nous distinguons le remplacement stationnaire et le remplacement élitiste [80].

8. Critère d'arrêt

Le critère d'arrêt est une caractéristique d'algorithmes génétique, un critère peut performant peut en effet conduire a de nombreuses évaluations inutiles de la fonction d'adaptation .les critères proposés dans la littérature sont :

- Nombre maximal de génération (itération)
- Temps écoulé
- Le meilleur individu de la dernière génération atteint en seuil critique (meilleur)

III.5.2. Paramètres de réglage de l'AG

Il y a principalement trois paramètres de base pour le "fonctionnement" d'un AG :

- le nombre d'individus dans la population N_{ind} (dit la taille de la population) et la longueur du codage de chaque chromosome l . si N est trop grand, le temps de recherche par

l'algorithme devient important. Si N est trop petit, la population peut converger trop rapidement vers un mauvais individu.

- la probabilité de croisement P_c : elle dépend de la forme de la fonction de fitness. Plus elle est élevée, plus la population subit des changements importants. Les valeurs généralement admises sont comprises entre 0,5 et 0,9

- la probabilité de mutation P_m : La mutation, comme nous l'avons vu est un opérateur secondaire, mais elle reste très importante pour l'AG. Elle a pour objectif l'introduction de diversité dans la population et la meilleure exploitation de l'espace de recherche. Ainsi, si la probabilité de mutation est :

- Trop élevé, la mutation rend la recherche très aléatoire.
- Trop faible, la recherche risque de stagner.

Le taux habituel de la probabilité de mutation est choisi entre 0.001 et 0.05.

III.5.3. Etapes importantes de l'algorithme génétique

Un algorithme génétique fonctionne selon les étapes suivantes :

Etape 1 : on génère une population initiale de taille n , représentant le nombre de chromosome, puis on choisit au hasard les gènes qui composent chaque chromosome. La qualité de la population initiale est très importante pour la génération de meilleures solutions. La diversité de la population est très importante pour éviter la convergence prématurée vers des minimums locaux. Cette diversité de population se définit initialement et se maintient en combinant diverses stratégies de croisement et de mutation.

Etape 2 : on évalue chaque chromosome par la fonction objective, ce qui permet de déduire sa valeur d'aptitude.

Etape 3 : on exécute les cycles de génération de populations, chaque nouvelle génération remplace la précédente. Le nombre de cycle x est déterminé au départ.

Dans chaque cycle, n chromosomes sont choisis pour reproduction et croisement deux à deux. Après la création de la $X^{\text{ème}}$ population, les chromosomes vont évoluer de façon telle que cette dernière génération contient des chromosomes qui sont meilleurs que ceux des générations précédentes

III.5.4. Avantage et inconvénient

1 avantage

- Ils sont adaptables aux plusieurs types des problèmes.
- Robustes.
- Facile à implémenter.

- Facile à hybrider.
- Facile à paralléliser

2 inconvénients

Parmi les inconvénients des algorithmes génétiques on trouve:

- Pas de garantie de convergence.
- Temps de calcul important (si la taille de population est grande)

III.6. ESSAIM PARTICULAIRE

En 1995, Russel Eberhart, ingénieur en électricité et James Kennedy, socio psychologue, s'inspirent du monde du vivant pour mettre en place une métaheuristique, l'optimisation par essaim particulaire [78,81]. Cette méthode se base sur la collaboration des individus entre eux, chaque particule se déplace et à chaque itération, la plus proche de l'optimum communique aux autres sa position pour qu'elles modifient leur trajectoire. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents puisse posséder une organisation globale complexe.

III.6.1. Principe de base d'un OEP

Dans l'OEP, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (essaim). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme "rester proche des autres individus", "aller dans la même direction", "aller à la même vitesse" suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier.

L'espace de recherche est défini comme « voisinage », différentes topologies sont considérées : Topologie en (étoile, rayon, circulaire, ..), le plus utilisé est le circulaire tel que schématisé sur la figure (III.15) [82]. Le groupe d'information de taille trois de la particule 1 est composé des particules 1, 2 et 7.

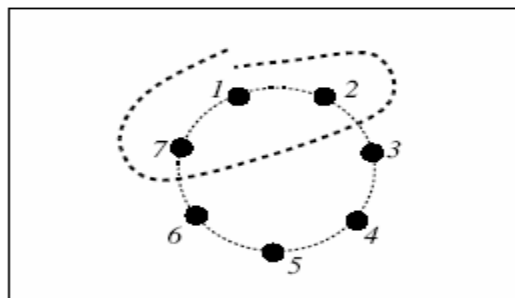


Figure III.15. Le cercle virtuel pour un essaim de sept particules.

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse

Pour ce faire, elle combine trois informations (figure III.16) :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

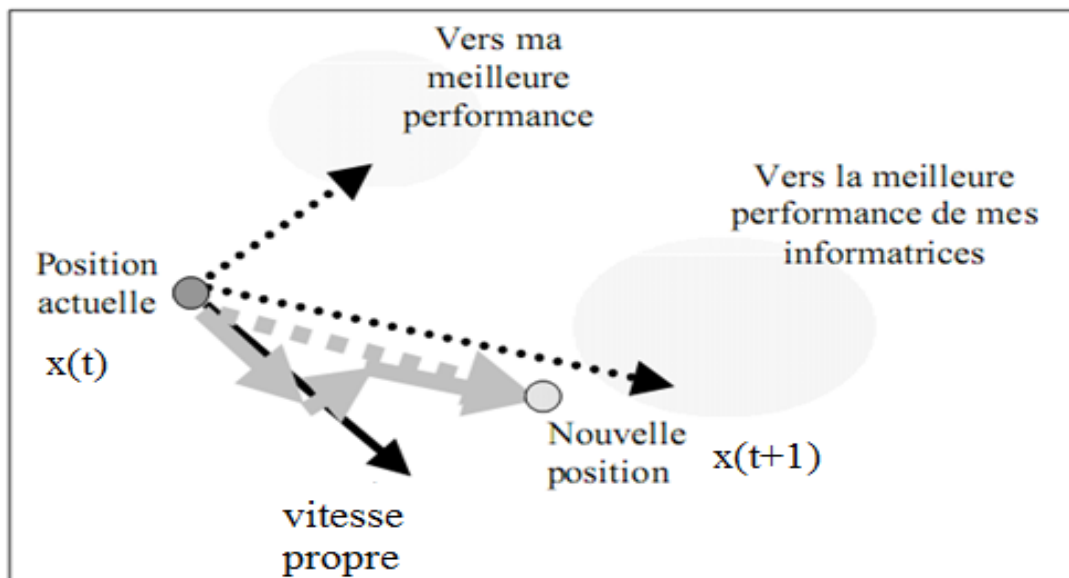


Figure III.16. Schéma de principe du déplacement d'une particule.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [83].

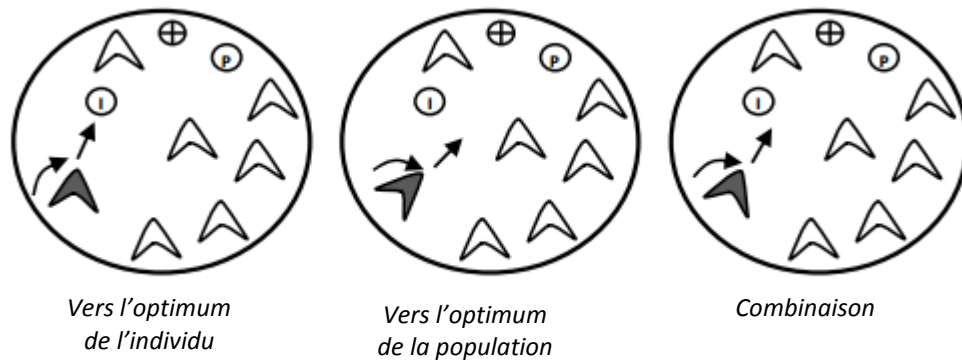


Figure.III.17. Règles simples d'application locale utilisée dans un essaim de particules.

Où : I est l'optimum de l'individu

P est l'optimum de la population

+ est l'optimum absolu

III.6.2. Formulation mathématique de l'OEP

Considérons une population (essaim) composée de K particules. Les équations formalisant le mouvement des particules sont données par [84] :

$$V_i(t+1) = \omega \cdot V_i(t) + \varphi_1 \cdot r_1 \cdot (P_{bi}(t) - X_i(t)) + \varphi_2 \cdot r_2 \cdot (P_g(t) - X_i(t)) \quad (\text{III.6})$$

$$X_i(t+1) = X_i(t) + V_i(t) \quad (\text{III.7})$$

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

- 1) Sa position courante $X_i(t) \in \mathbb{R}^d$, qui réfère à une solution candidate pour le problème d'optimisation considéré à l'itération t ;
- 2) Sa vitesse $V_i(t) \in \mathbb{R}^d$;
- 3) La meilleure position $P_{bi}(t) \in \mathbb{R}^d$ identifiée durant sa trajectoire antécédente. Soit $P_g(t) \in \mathbb{R}^d$ la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans l'essaim. La position optimal est mesurée avec une fonction dit *fitness* définit suivant le problème d'optimisation. Durant l'optimisation, les particules se déplacent suivant les équations (III.6) et (III.7).
- 4) r_1 et r_2 sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle $[0, 1]$ afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participant dans la définition de la vitesse de la particule.
- 5) φ_1 et φ_2 sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs positions locales et globales. Ces paramètres sont considérés comme des facteurs d'échelle utilisés pour déterminer les mouvements relatifs de la meilleure position de la particule ainsi que de la meilleure position globale. Ce sont des facteurs qui déterminent le degré d'influence des positions passées de la particule elle mêmes et celles des autres particules dans l'essaim.
- 6) Fonction de pondération ω , est donnée par l'équation suivante :

$$\omega = \omega_{max} - \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iter_{max}} \times iter \quad (III.8)$$

Tel que :

- ω_{max} : Poids initial,
- ω_{min} : Poids final,
- $iter_{max}$: Nombre d'itérations maximum.
- $iter$: Itération courante.

La fonction de pondération ω garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de ω de 0.9 à 0.4 au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats.

L'équation (III.6) permet le calcul de la vitesse à l'itération $t + 1$ pour chaque particule en combinant linéairement la position et la vitesse (à l'itération t) et les distances qui séparent la position courante de la particule de son antécédente meilleure position et la meilleure position globale, respectivement. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation (III.7). Les équations (III.6) et (III.7) sont itérées jusqu'à ce que la convergence est atteinte [83].

La figure (III.18) présente un schéma de principe résumant les explications ci-dessus.[85]

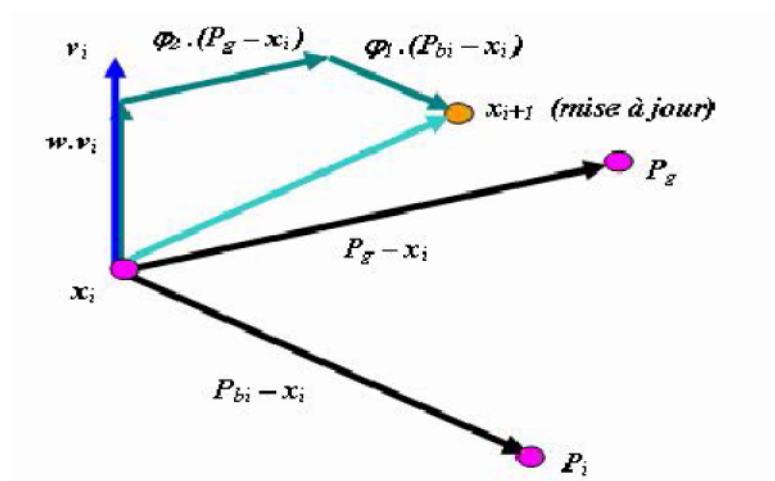


Figure III.18. Schéma vectorielle du déplacement d'une particule .

III.6.3. Paramètres de l'algorithme [86]

Six paramètres rentrent en ligne de compte :

1. La dimension du problème ;
2. Le nombre de particules (la taille d'essaim) ;

3. Les valeurs des coefficients ρ ;
4. La taille du voisinage ;
5. La vitesse maximale ;
6. L'inertie.

III.6.4. Organigramme d'OEP

L'organigramme général d'OEP, est présenté selon la procédure illustrée par la figure III.19 [89].

Etape 1 : Génération d'un état initial de chaque particule.

Les points de recherche initiaux, position (s_{i0}) et vitesse (v_{i0}) de chaque particule sont habituellement générés aléatoirement dans l'espace de recherche. Le point de recherche courant est placé à p_{best} pour chaque agent. La meilleure valeur évaluée de p_{best} est placée à g_{best} .

Etape2 : Recherche d'une nouvelle position pour chaque agent

La valeur de la fonction objective est calculée pour chacun des agents. Si la valeur d'un agent est meilleure que son p_{best} courant, p_{best} prend cette nouvelle valeur. Si la meilleure valeur de p_{best} est meilleure que g_{best} courant, g_{best} est remplacé par celle-ci et l'agent qui correspond à cette valeur est ainsi stocké.

Etape3 : Modification de chaque point de recherche

Le point de recherche courant du chaque agent est changé en utilisant les équations (III.6),(III.7) et (III.8).

Etape4 : Vérification de l'état de sortie

Le nombre courant d'itération atteint le nombre maximum d'itération $iter_{max}$, alors fin du programme, autrement, retourner à l'étape 2.

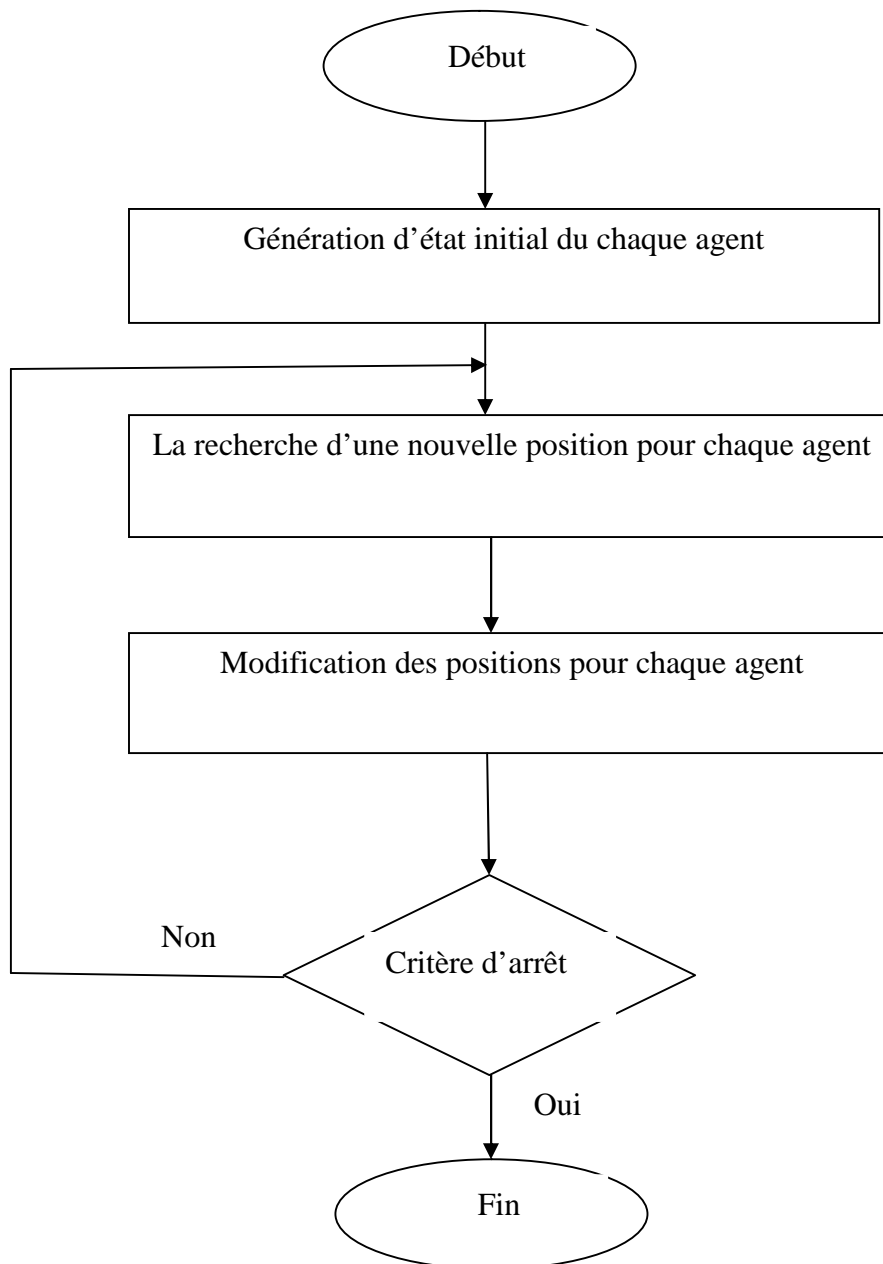


Figure III.19. Organigramme général d'OEP.

III.6.5.Algorithme

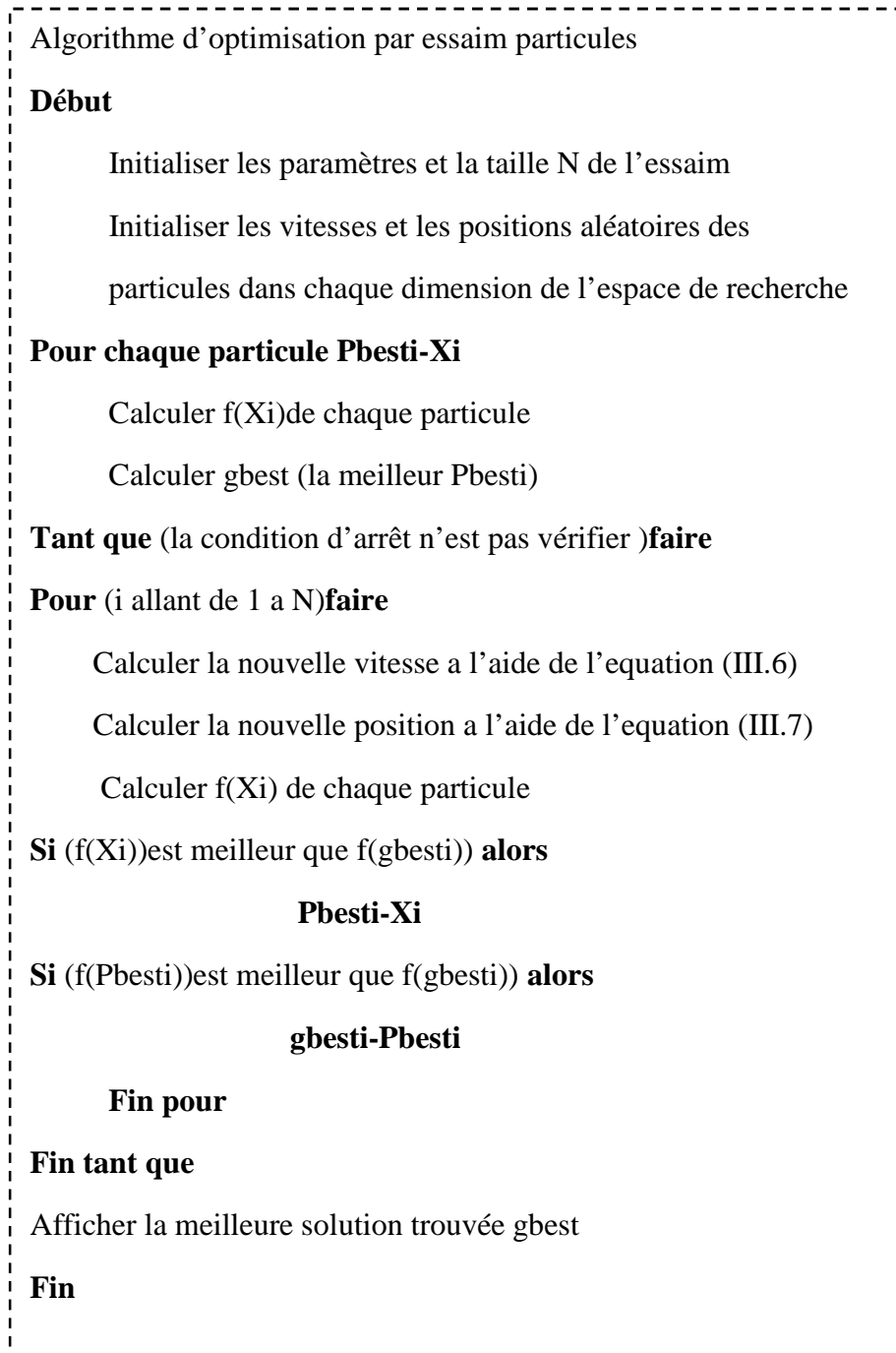


Figure III.20. Algorithme d'OEP

Dans l'OEP, chaque particule est influencée à la fois par ses propres informations acquises par les expériences passées et par celles de l'essaim. Malgré les différences remarquables entre le principe directeur de l'algorithme OEP et celui des algorithmes évolutionnaires en général, l'optimisation par essaim de particules fait tout de même partie de cette classe. Wilson [87], démontra que le partage d'informations entre les individus d'un même groupe était, dans certains cas beaucoup plus avantageux pour la survie de l'espèce que la compétition entre les individus. La coopération est ainsi un mécanisme évolutif au même titre que la sélection, le croisement et la mutation. De plus, les mécanismes de sélection, de croisement et de mutation sont bien présents mais sous une forme moins implicite [88].

III.6.6. Avantage et inconvénients de l'OEP [89]

1 .avantage

L'OEP présente un avantage certain sur les méthodes classiques dans le sens où elle permet une exploration aléatoire de l'espace des solutions. De plus, elle est simple à mettre en œuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bons résultats, rapidement et efficacement avec peu de paramètres à ajuster.

2 .inconvénient

- Le premier inconvénient est que l'essaim peut prématurément converger quand des individus attirent l'essaim vers un optimum local, une mauvaise initialisation de la population.
- Le deuxième inconvénient est que les approches stochastiques ont un problème de dépendance. Cette dépendance résulte habituellement des arrangements de paramètres de chaque algorithme. Ainsi, en utilisant de différents arrangements de paramètres pour un seul algorithme de recherche stochastique on obtient des résultats de haute performance. Mais en général, l'arrangement d'un paramètre ne peut être appliqué à tous les problèmes

III.6.7. Comparaison entre essaim particulaire et les algorithmes génétiques

L'algorithme OEP partage beaucoup de points communs avec l'algorithme génétique (AG). Les deux algorithmes commencent par une population d'individus générée aléatoirement, tout les deux ont des valeurs de fonction objective pour évaluer la population. Les deux algorithmes mettent à jours avec la population et cherchent l'optimum avec des techniques aléatoires. Les deux systèmes ne garantissent pas le succès. Elles ont également la mémoire, qui est importante pour l'algorithme. Comme les algorithmes génétiques, OEP est basé sur une population qui converge lentement vers une ou plusieurs solutions. Cependant, avec OEP, les particules sont préservées dans tout le processus entier; ils ne meurent pas. Le contraire à l'algorithme génétique, qui est basé sur la concurrence pour de meilleures chances de survie et de reproduction. OEP emploie un genre de

coopération entre les particules, ceci est réalisé par l'échange des coordonnées des meilleures solutions qui ont été produites jusqu'à ce point [90].

OEP n'a traditionnellement aucun croisement entre les individus, n'a aucune mutation et les particules ne sont jamais substituées par d'autres individus pendant l'exécution. Au lieu de cela OEP raffine sa recherche en attirant les particules aux positions représentant les bonnes solutions. [91].

III.7. MISE EN OUVRE D'UN ALGORITHME D'OPTIMISATION

L'objectif principal de cette section est de déterminer les paramètres de stabilisateur de système de puissance (PSS) pour résoudre le problème de stabilisation et améliorer la robustesse de stabilité du contrôleur H^∞ loop shaping. A cet effet deux méthodes metaheuristiques sont appliquées : l'AG et l'OEP

III.7.1. Optimisation par algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes inspirés des mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. À la figure suivante, on retrouve une représentation schématique du fonctionnement de l'algorithme génétique. Le problème étudié est associé à un environnement, et les solutions à des individus évoluant au sein de cette population.

Après un certain nombre de générations, la sélection naturelle permet d'obtenir une population d'individus qui sont très bien adaptés à leur environnement. Cette méthode d'optimisation permet donc d'obtenir des solutions qui sont très proches de la solution optimale.

Il existe deux manières d'utilisation des algorithmes génétiques sous le logiciel MATLAB. La première consiste en l'utilisation de la fenêtre d'interface pour des problèmes mathématiques continus, et la deuxième est formulé un programme en exploitant les commande en ligne.

III.7.2 étape d'appliquer l'AG

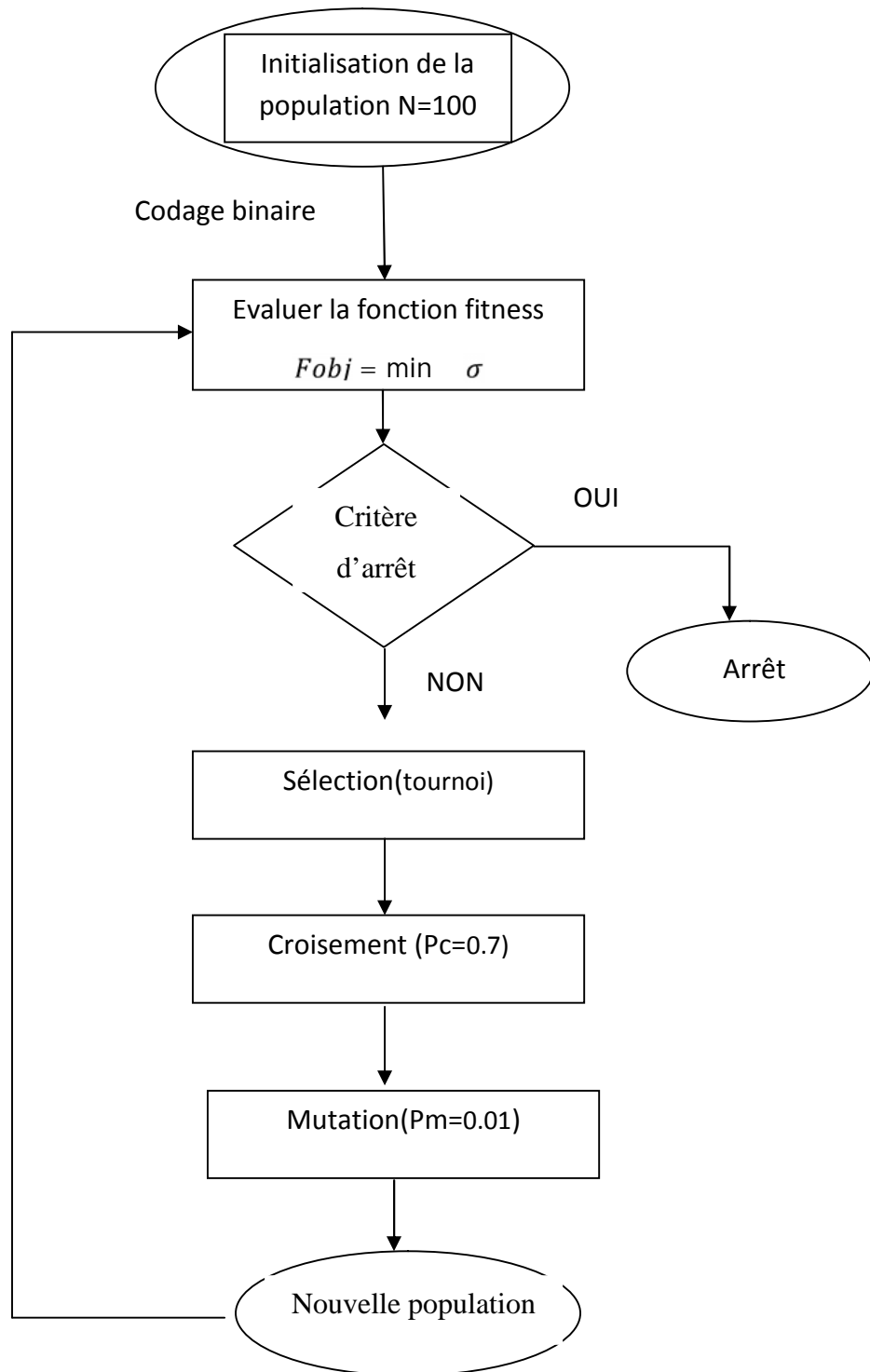


Figure.III.21. Organigramme de l'algorithme génétique.

III.7.3.Fonction objective du PSS

La fonction objective est la fonction à optimiser, son expression peut être immédiate et assez simple. Avant d'exécuter l'algorithme génétique sous MATLAB, il est impératif de créer la fonction objective du problème. On peut mettre dans une fonction un groupe de commandes destiné à être exécuté plusieurs fois au cours du calcul. Cette fonction sera chargée de réaliser un calcul avec l'algorithme génétique.

Le but est de résoudre un problème d'optimisation ou nous cherchons une solution optimale en termes de paramètres.

L'utilisation de PSS a pour but d'assurer un amortissement satisfaisant des oscillations et de garantir la stabilité globale du système pour différents points de fonctionnement. Pour répondre à ce but, nous avons utilisé une fonction mono objective. Cette fonction mono objective doit minimiser les parties réelles des valeurs propres du système.

Les étapes de calcul de cette fonction mono objective sont les suivantes :

- 1- Formuler le système linéaire en boucle ouverte (sans PSS).
- 2- Positionner le PSS avec leurs paramètres initialisés par l'AG à travers une population Initiale
- 3-Fermer la boucle en reliant PSS entre la sortie du générateur et son entrée
- 4-Calculer les valeurs propres du système en boucle fermée et prendre uniquement les modes dominants dont le $i^{\text{ème}}$ mode se traduit par :

$$\lambda = \pm\sigma \pm j\omega \quad (\text{III.9})$$

- 5-Trouver les parties réelles des valeurs propres du système (σ_i) et calculer les facteurs d'amortissement (ξ_i) pour les $i^{\text{ème}}$ modes:

$$\xi = \frac{-\sigma}{\sigma^2 + \omega^2} \quad (\text{III.10})$$

- 6-Déterminer la valeur minimale ($-\sigma_i$).

$$F = \min(\sigma) + \max(\xi)$$

$$F_{obj} = \min () \quad (\text{III.11})$$

- 8-Renvoyer la valeur de cette fonction mono objective au programme de l'AG pour relancer une nouvelle génération.

III.7.4. Procédure de mise en oeuvre d'algorithme génétique

1. Initialisation et codage de la population

L'objectif est d'appliquer l'AG pour trouver les valeurs de PSS pour un meilleur amortissement. Dans notre cas on a 4 variables (2 gains et 2 constantes de temps).

Les variables sont :

$$K_{1W,\min} \leq K_{1W} \leq K_{1W,\max}$$


$$K_{2W,\min} \leq K_{2W} \leq K_{2W,\max}$$

$$T_{1,\min} \leq T_1 \leq T_{1,\max}$$

$$T_{2,\min} \leq T_2 \leq T_{2,\max}$$

La première étape de l'AG est la création d'une population initiale constituée de N_{ind} individus, La méthode appliquée fait générer aléatoirement un ensemble de solutions. Ensuite coder les chromosomes (chaque variable est un chromosome). Le type de codage choisi dans cette étude est le codage binaire : il est standard et applicable pour plusieurs types de problèmes.

Exemple

$$k_{1W} = [1, 4, \dots, K_{1W,\max}] \quad \text{codage binaire}$$


01 11

2. Sélection

Une fois la première étape est réalisée, la performance des individus de la population initiale sont évalués par le biais de la fonction objective. La performance mesure la qualité de la solution probable pour comparer les différentes solutions. Nous avons pris la valeur associée à la fonction objective comme indice de performance.

Lorsque l'évaluation est terminée, on sélectionne la quantité désirée d'individus qui vont se reproduire pour donner naissance à la nouvelle génération d'individus. Les individus ayant des performances élevées ont plus de probabilité d'être reproduits dans la génération suivante. Nous avons appliqué la méthode de la roulette biaisée

3. Croisement

Après l'étape de sélection, le croisement est appliqué. Dans cette étape, les individus sont regroupés aléatoirement par paire (parents). Le croisement se fait ensuite pour créer les enfants avec une probabilité P_c , sinon les parents ne changent pas. Cet opérateur sert à explorer des nouvelles régions dans l'espace de recherche. Le type de croisement le plus simple est le croisement seul point : nous l'avons appliqué dans cette étude.

4. Mutation

Pour introduire une certaine diversification dans la population et éviter ainsi une convergence prématurée en un optimum local, l'opérateur de mutation est appliqué. Les bits subissant la mutation sont choisis aléatoirement avec une probabilité P_m .

III.8. Optimisation par essaim particulaire

Dans cette partie, la méthode d'optimisation par essaim de particules est appliquée, pour résoudre le problème de stabilité et améliorer les performances dynamiques du SEE.

Dans l'OEP, la recherche à travers l'espace du problème peut être pensée de comme le vol d'un essaim des particules (points dans l'espace).

L'objectif est avoir les particules convergées sur l'optimum de la fonction, beaucoup comme un troupeau d'oiseaux converge sur quelque destination

Chaque particule se tient au courant de son emplacement et aptitude (la valeur de la fonction qui est optimisée), aussi bien que la meilleure place (et aptitude correspondante) il a rencontré si loin dans son vol.

Avec le temps, la vitesse de chaque particule est ajustée afin qu'il déplace stochastique vers sa propre meilleure place et la meilleure place a trouvé par une autre particule dans son voisinage.

Le voisinage d'une particule est le sous-ensemble de particules dans l'essaim avec lequel il a la communication directe. Ce réseau de rapports entre toutes les particules est connu comme la sociométrie, ou topologie de l'essaim.

III.8.1. Etapes d'application d'OEP aux PSS

III.8.2. Fonction objective

La fonction objective est la même utilisée dans la section (III.7 .3)(que pour l'AG)

III.8.3. Procédure de mise en oeuvre d'algorithme d'OEP

Etape 1

Génération d'état initial de chaque particule Les points de recherche initiaux, position et vitesse de chaque agent sont produits aléatoirement pour chaque agent le point de recherche courant est placé à pbest.

Etape 2

Evaluation du point de recherche de chaque particule. Les points de recherche courants sont évalués au moyen de la fonction objective relative au système d'étude. Si la valeur d'une particule est meilleure que son pbest courant, pbest prend cette nouvelle valeur. Si la

meilleure valeur de pbest est meilleure que gbest courant, gbest est remplacé par cette meilleure valeur et la particule qui correspond à cette meilleure valeur est ainsi stocké.

Etape 3

Modification du point de recherche.

La modification du point de recherche se fait en moyennant les équations.

Etape 4

Critère d'arrêt.

La procédure de recherche est arrêtée lorsque le nombre courant d'itération devient égal à la valeur maximale d'itérations préalablement déterminée. Dans ce cas de figure, la dernière valeur gbest peut être considérée comme solution. Dans l'autre cas, la recherche continue en revenant à l'étape 2

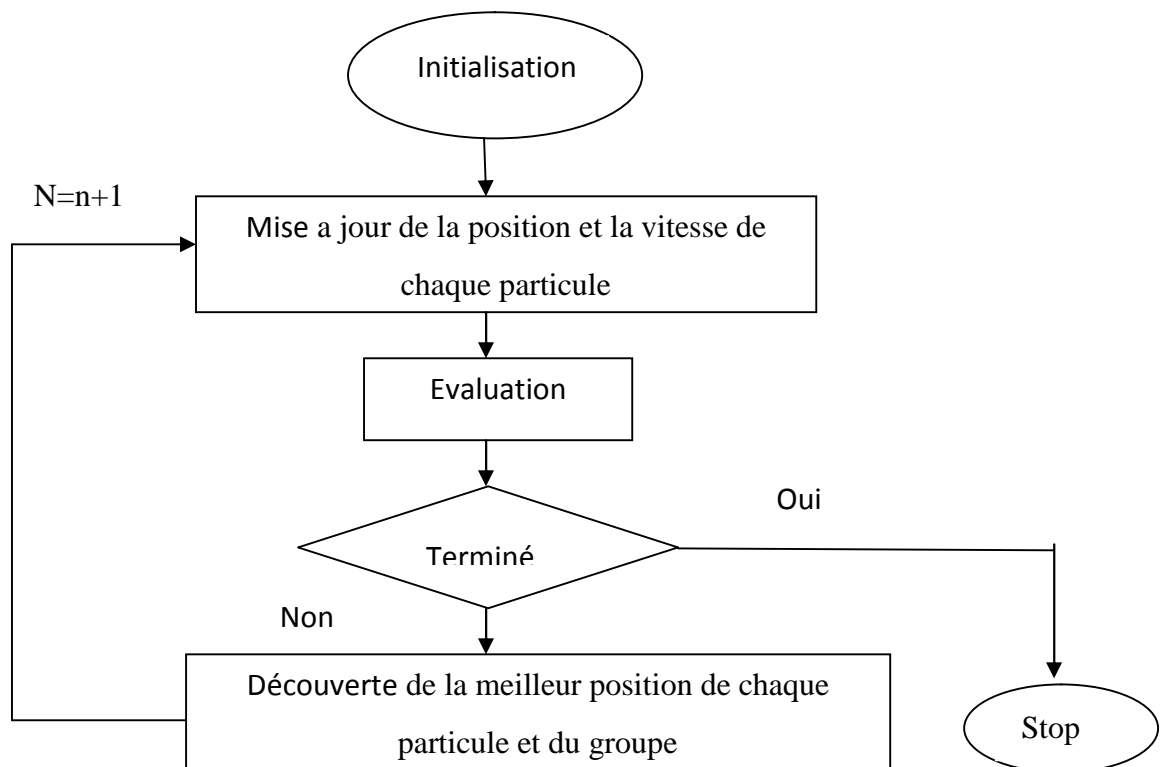


Figure III.22. Organigramme d'OEP

III.9. ORGANIGRAMME D'APPLICATION D'AG ET OEP AU PSS

Nous proposons l'algorithme de La figure(III.23) qui nous donne les étapes d'application d'AG et OEP au système stabilisateur PSS :

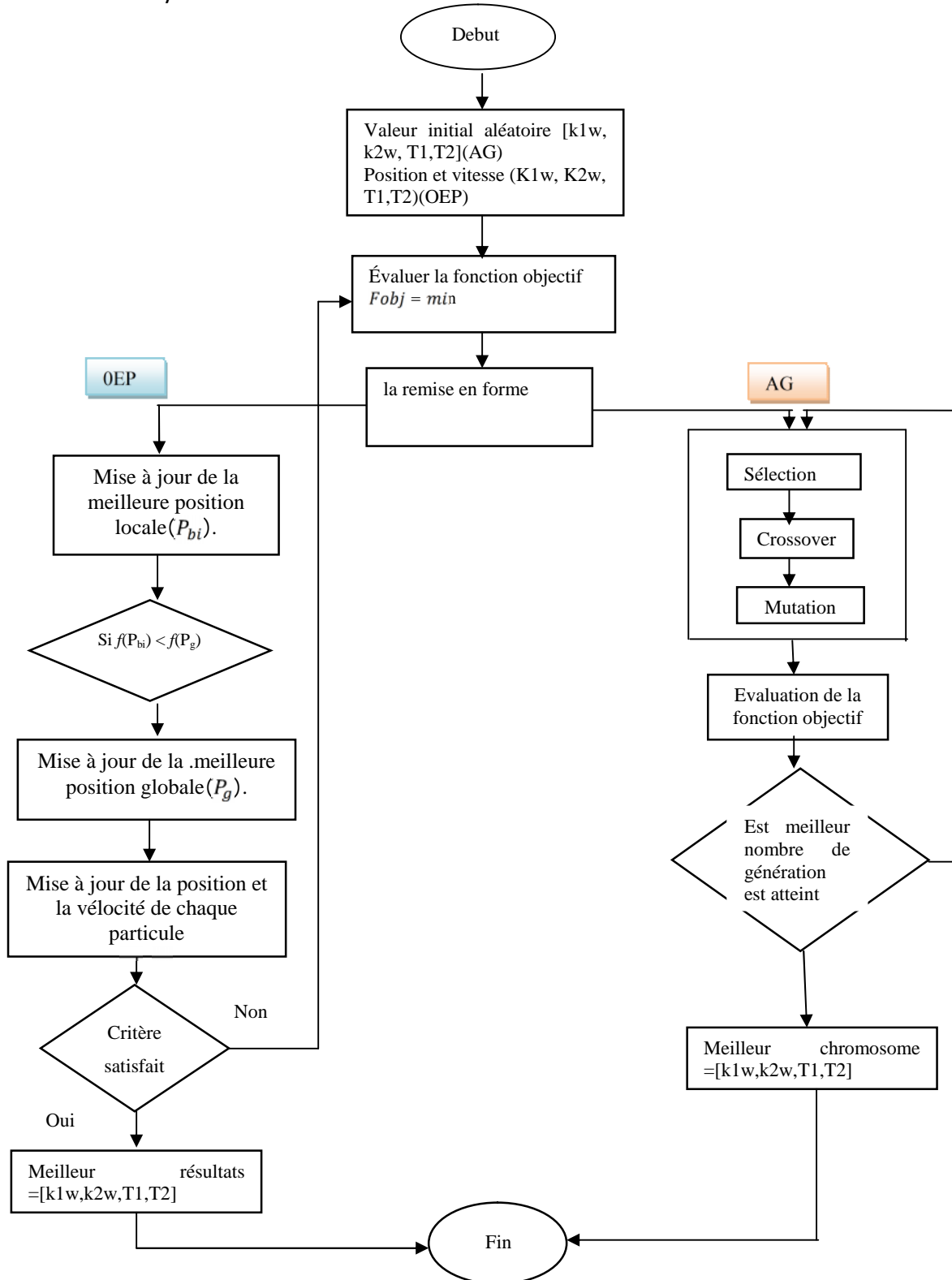


Figure III.23. Application d'AG et OEP aux PSS.

III.10. APPLICATION DE L'AG POUR LE CHOIX DES FONCTIONS DE PONDERATION DU PSS-H ∞

Les résultats de simulation en 2^{ème} chapitre montrent une robustesse de la commande robuste H ∞ , mais lors de variations paramétriques et plus précisément, des variations de flux on a remarqué une légère sensibilité de ce contrôleur, en plus cette commande et robuste pour les système linéaire (linéariset), lorsque le système perd sa linéarisation la commande H ∞ n'est plus robuste. L'handicap de cette commande réside dans le choix des fonctions de pondérations lors de l'opération de synthèse et de dimensionnent des paramètres des stabilisateurs PSS-H ∞ par loop shaping.

Dans le but d'amélioré cette méthode on propose d'appliqué les méthodes métheuristiques pour L'optimisation robuste de ces fonctions de pondérations et donc la robustification du contrôleur robuste .

Dans cette étude L'algorithme génétique sera appliqué pour choisir judicieusement les fonctions de pondérations du stabilisateurs PSS-H ∞ et pour amélioré la robustesse de stabilité et les performances du système électro-énergétique , pris par la suite ou appliquer l'OEP et on terminera par une étude comparative et conclusion .

III.10.1. Fonction objective

La fonction objective est minimiser le plus grand possible la norme H ∞ de la fonction de transfert T_{zw} par les fonctions de pondérations W₁,W₂,W₃.

$$F = \min(T_{zw \infty}) \quad (III.12)$$

Avec

$$T_{zw \infty} = \left| \begin{array}{l} W_1^{-l} S \\ W_2^{-l} R \\ W_3^{-l} T \end{array} \right| < \gamma \quad (III.13)$$

- La norme H ∞ calculée par la relaon suivante

$$T_{zw \infty} = \sup \sigma_{max}(T_{zw}(jw)) \quad (III.14)$$

$$\frac{1}{\bar{\sigma}(s(jw))} |W_1(jw)| \text{ et } \bar{\sigma}(T(jw)) |W_3(jw)| \quad (III.15)$$

$$W_1(s) = \frac{(T_2 S+1)^m}{y(T_1 S+1)^n} \quad n, m \geq 1, m \leq n \quad (III.16)$$

$$W_3(s) = \frac{(T_3 S+1)^k}{(T_4 S+1)^l} \quad k \leq l, l \geq 1 \quad (III.17)$$

T₁, T₂, T₃, T₄ : périodes

S : Sensibilité

T : Sensibilité complémentaire

$W_{1,2,3}$: fonctions des pondérations

: Valeur singulière maximale.

III.10 .2. Procédure de mise en œuvre d'AG-H

1. Initialisation et codage de la population : Les paramètres optimiser par l'AG est les fonctions de pondération
2. Sélection, croisement, mutation : ces étapes sont déjà expliquer dans la section (III.7.2)

III.10.3.Algorithme du controleur PSS par hypridation H^∞ -AG

L'organigramme de la fgigure III.24 nous montre l'etapes proposer pour hypridation et l'optimisation robuste du stabilisateur PSS-H par algoeithme généque

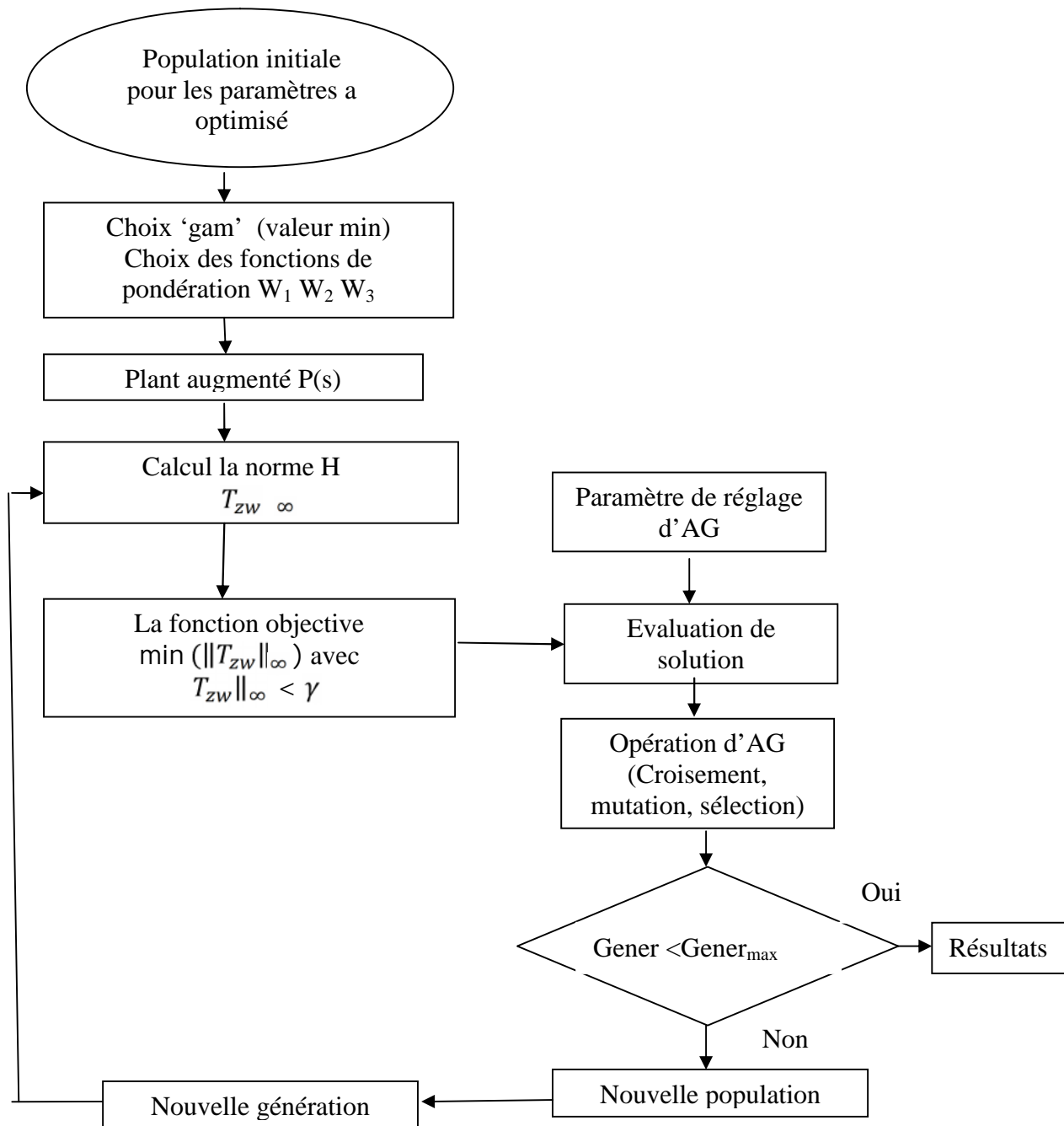


Figure III.24. Algorithme de PSS robuste par hybridation AG-H .

III.11. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

On va examiner dans ce qui suit les performances du système étudié avec différentes techniques d'optimisation de commande robuste (AG, OEP et AG-H ∞) sur les réponses du système pour divers modes de fonctionnement de la machine synchrone (nominal, sur excité, sous excité), du réseau extérieur et pour différents types d'alternateur (TBB500, TBB200).

L'étude des performances et des robustesses sont données dans les mêmes figures. (figure III.25 à figure III.29)

Dans notre cas, nous avons testé la robustesse des correcteurs vis-à-vis des variations paramétriques électriques, mécaniques et électromagnétiques de l'alternateur.

Le temps de la simulation est évalué à 20 secondes :

-[0s-10s] Etude des performances.

-[10s-20s] Tests de robustesse

t=10s variation paramétrique électrique (majoration de 100% de R)

t=13s variation paramétrique mécanique (minoration de 50% de l'inertie J)

t=15s variation paramétrique électrique mécanique

t=17s variation du flux (électromagnétique)

A partir des résultats des simulations obtenus on peut constater directement que la stabilité transitoire du système est très performante et surtout avec le contrôleur PSS-AG-H ∞ , on obtient des améliorations considérables dans la qualité des régimes transitoires de toutes les réponses du système, et de même sur notre régime critique qui est le régime de repos de la station (sous-excité).

Après des petites oscillations le système retrouve son état initial avec des erreurs statiques négligeables et des temps d'établissements très courts (système très rapide).

D'après les tests de robustesses effectués on peut constater des améliorations considérables dans la stabilité avec une très grande robustesse de notre système, vis-à-vis ces variations paramétriques (électriques et/ou mécaniques ou électromagnétiques) qui se manifestent avec l'utilisation du contrôleur d'excitation robuste PSS-H ∞ optimisé par AG (système hybride PSS-H ∞ -AG). Ce dernier a donc apporté la stabilité en robustesse au SMIB étudié par rapport à d'autres techniques utilisées.

TBB500(AG,OEP,Hinfini,AG-Hinfini) $X_j=0,5, P_g=0,85 Q_g=0.1896(\text{pu})$

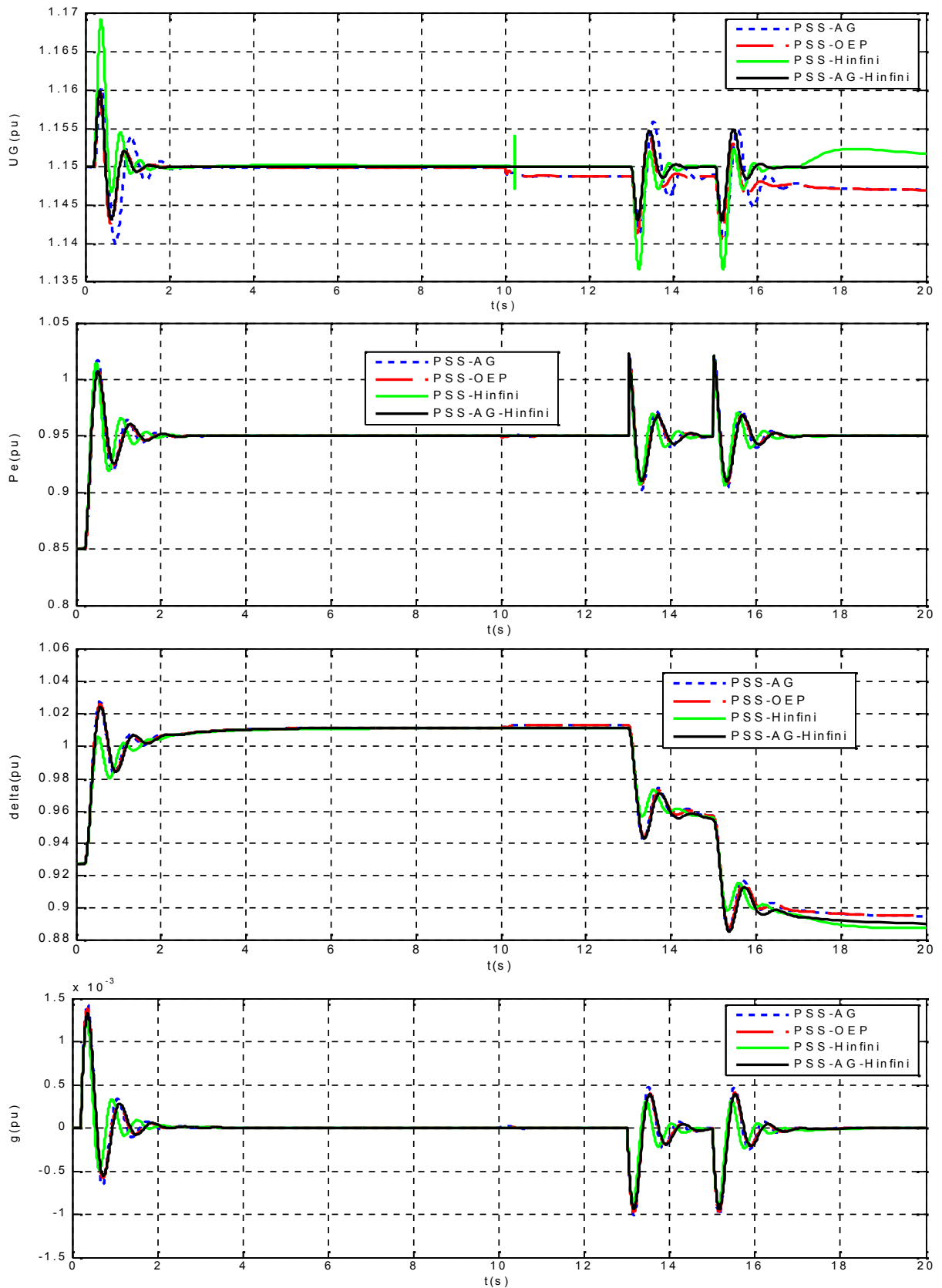


Figure III.25. Fonctionnement en régime nominale TBB500 avec variation paramétrique, (longue ligne)

TBB500(AG,OEP,Hinfini,AG-Hinfini) $X_l=0.5$ $P_g=0,85$ $Q_g= -0.1372$ (pu)

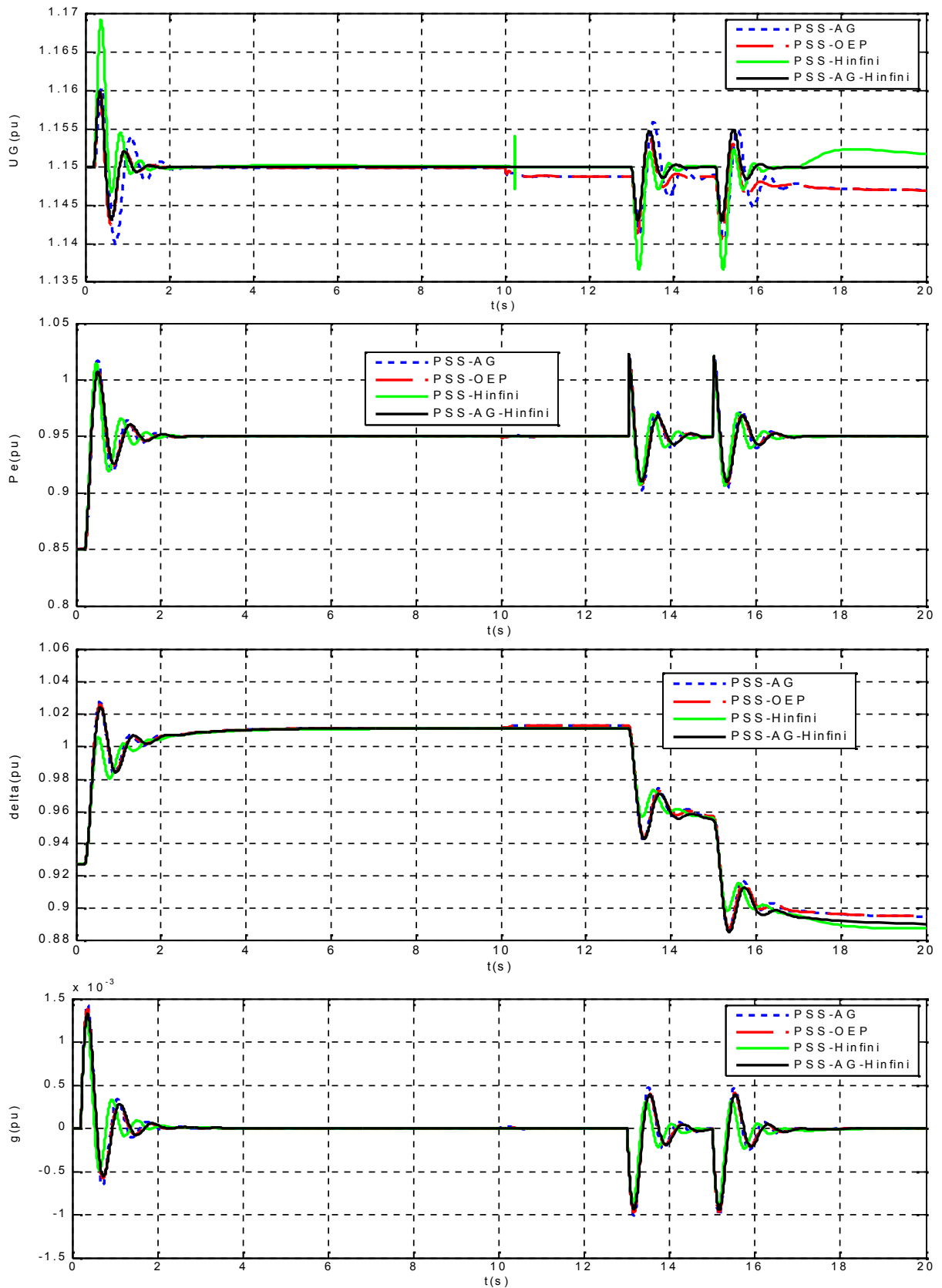


Figure III.26. Fonctionnement en régime sous excité TBB500 avec variation paramétrique, (longue ligne)

TBB500(AG,OEP,Hinfini,AG-Hinfini) $X_i=0.5$ $P_g=0,85$ $Q_g= 0.5078$ (pu)

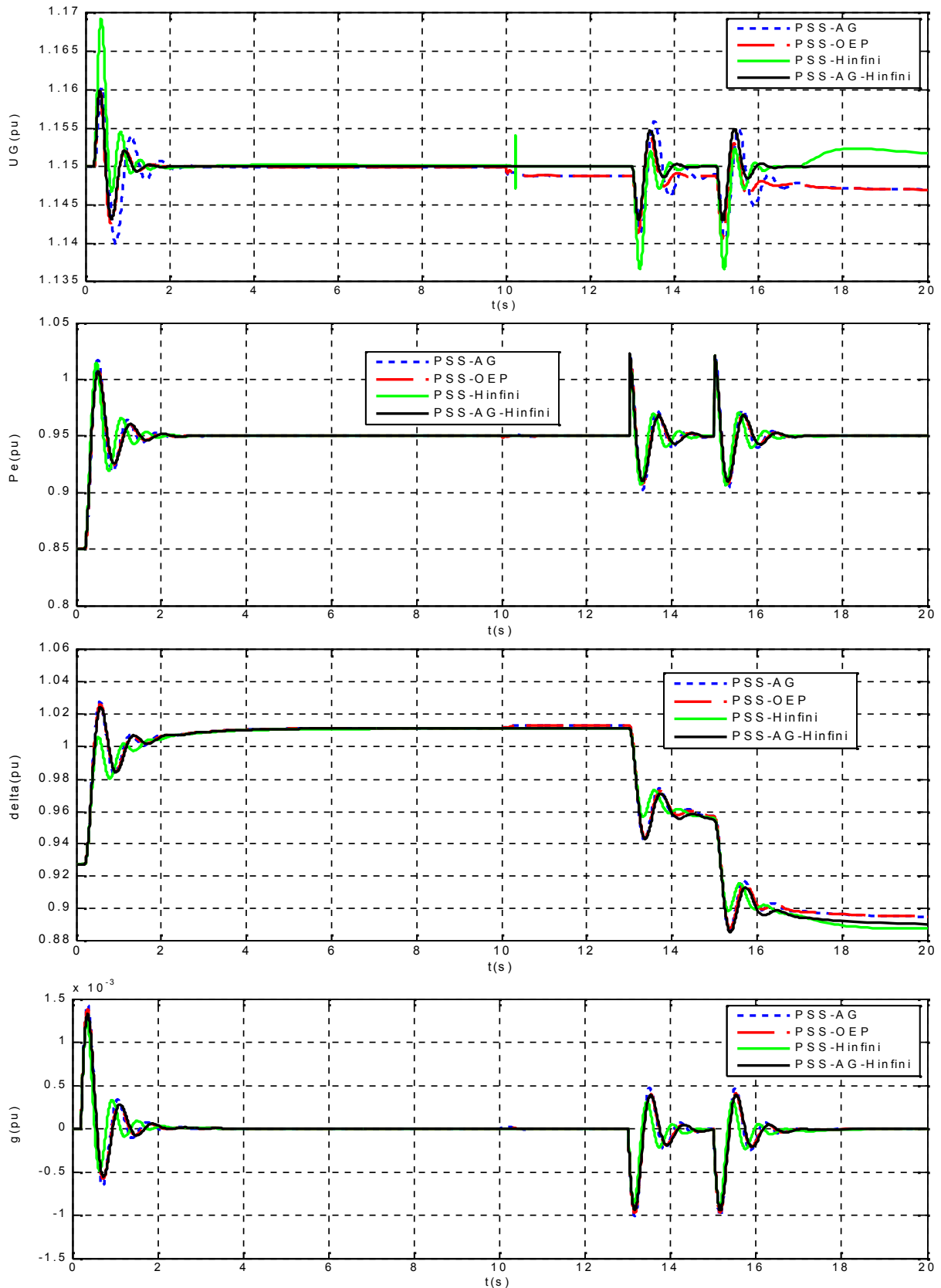


Figure III.27. Fonctionnement en régime sur excité TBB500 avec variation paramétrique, (longue ligne)

TBB200(AG,OEP,Hinfini,AG-Hinfini) $XI=0.5$ $P_g=0,85$ $Q_g= 0.5078$ (pu)

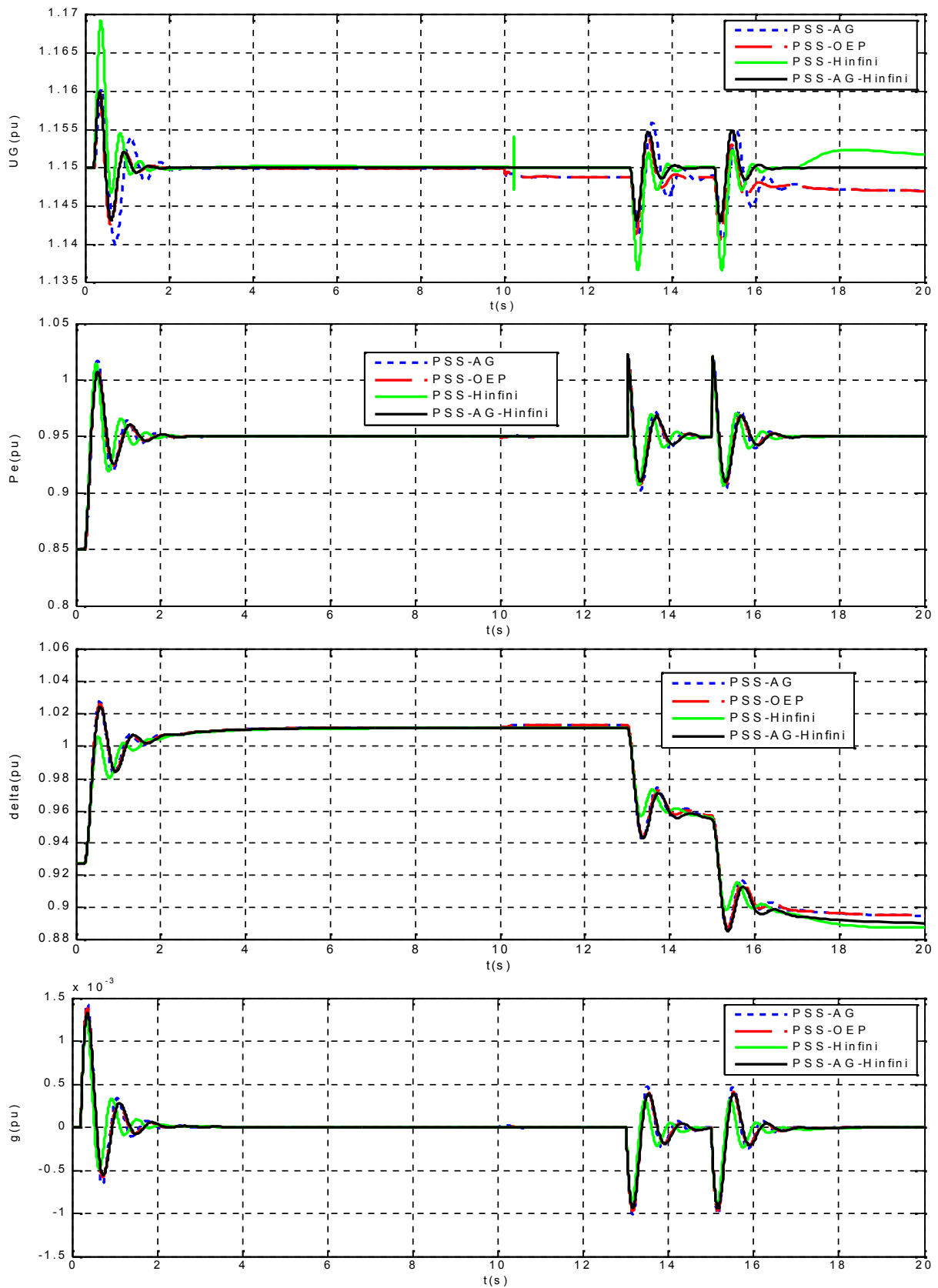


Figure III.28. Fonctionnement en régime sur excité TBB200 avec variation paramétrique, (longue ligne)

TBB200(AG,OEP,Hinfini,AG-Hinfini) $X_l=0.3$ $P_g=0,85$ $Q_g= -0.2335$ (pu)

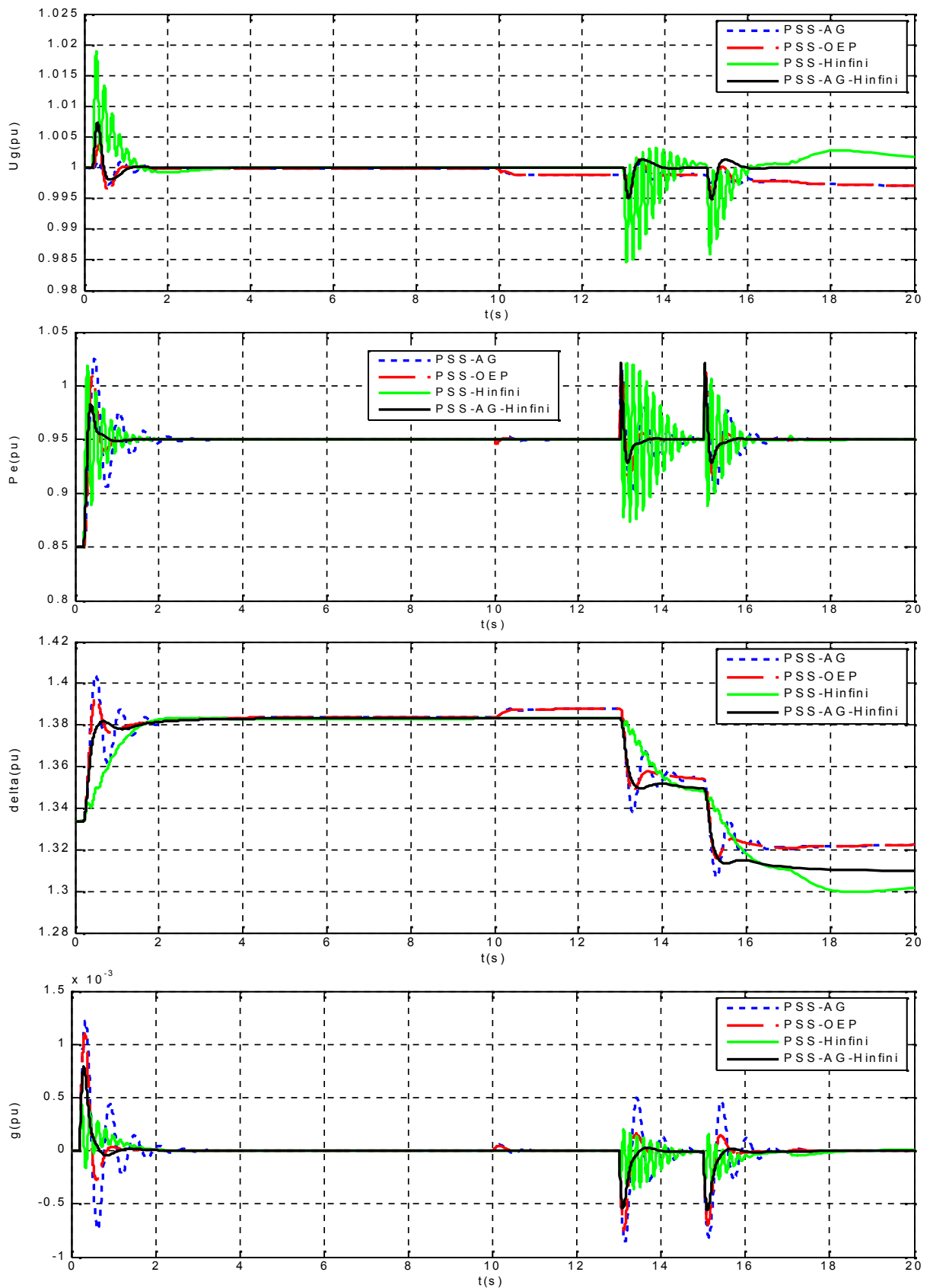


Figure III.29. Fonctionnement en régime sous excité TBB200 avec variation paramétrique, (moyenne ligne)

III.12. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons appliqué des contrôleurs d'excitation robustes types hybrides, qui sont basés sur les techniques avancées d'optimisation par métaheuristiques (notamment AG et OEP) pour la sélection optimale des fonctions de pondérations lors de la synthèse d'un contrôleur PSS-H ∞ robuste à base de la technique fréquentielle avancée H ∞ par loop-shaping, dont l'objectif principal est d'améliorer les performances dynamiques et de la robustesse stabilité des systèmes électro-énergétiques.

Les résultats de simulations obtenus par l'application de ces techniques hybrides d'optimisation et de commande robustes, montrent des améliorations considérables des performances dynamiques, grande robustesse de stabilité et meilleure adaptation paramétrique vis-à-vis des variations incertaines liées aux systèmes turbo-alternateurs avec le contrôleur robuste type hybride PSS-AG-H ∞ .

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le développement d'une stratégie de commande pour un système électro – énergétique perturbé, doit assurer la robustesse en stabilité et en performance en présence de différents types d'incertitudes. Ces contrôleurs sont basé sur la technique fréquentielle avancé H^∞ par loop shaping , et les techniques métaheuristique notamment les algorithmes génétiques et essaim particulière.

Ces contrôleurs d'excitation sont capables de maintenir de meilleures performances dynamiques et garantissent la stabilité du système étudié et sa robustesse, face à des perturbations γ compris incertains (incertitudes sur le système), sous différents régimes de fonctionnements et configurations des réseaux

Notre travail de recherche s'est donc articulé autour des points suivants :

- la modélisation mathématique du système de puissance étudié, par un modèle basé sur les réseaux de permeanances, adapté pour une étude bien précise de stabilité et de robustesse.
- Application des techniques conventionnelles de commande du PSS
- Application du contrôleur robuste basé sur la méthode par loop shaping
- l'optimisation des PSS conventionnel par les metaheuristique (AG et OEP)
- l'optimisation du PSS par l'algorithme génétique pour la robustification des fonctions des pondérations.

Notre étude a commencée par une modélisation du système de puissance pour établir un modèle mathématique assez fidèle (Modèle de Park-Gariov), et des contrôleurs classiques (AVR et PSS) afin d'évaluer leurs performances. La simulation du modèle 'SMIB' est réalisée sous MATLAB/SIMULINK, pour différents régimes de fonctionnements des Turbo-alternateurs , par la suite on a présenté les théories de la commande robuste avancée H^∞ et son application sur un contrôleur d'excitation . Une comparaison des résultats du contrôleur conventionnel(AVR-FA) et du contrôleur robuste (AVR-FA- H^∞) a clairement montrée l'avantage de ce dernier pour l'amélioration de stabilité du système. Ces avantages sont traduits par la robustesse, l'augmentation des coefficients d'amortissements, l'amélioration de la qualité des régimes transitoires du système, la minimisation des oscillations électromécaniques par rapport au stabilisateur conventionnel vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

La dernière étape est réservée à l'application des méthodes d'optimisation par méta-heuristique (AG,OEP), l'application pour améliorer les performances et la robustesse du PSS conventionnel ainsi que robustification d'un contrôleur PSS- H^∞ .

Les simulations effectuées ont permis de tester les méthodes proposées sous différentes conditions de fonctionnement du système étudié (régime de la station – configuration de réseau extérieur), et d'examiner les performances des différents contrôleurs (PSS-AG,PSS-PSO, PSS- H^∞ et PSS-AG- H^∞) en tenant en compte le problème de robustesse de stabilité. Vis-à-vis des résultats obtenus aux problèmes incertains, ont été dans la majorité des cas très satisfaisantes, le contrôleur PSS- AG- H^∞ est très performant et plus robuste.

PERSPECTIVES

Les perspectives qu'on peut envisager comme suites à notre travail se traduisent par:

- La commande avancée (optimale, adaptative et robuste) des machines synchrones avec utilisation des modèles numériques (Eléments Finis, Différences Finis, Volume Finis...).
- Appliquer d'autres méthodes de résolution mathématiques pour la synthèse des stabilisateurs optimaux robustes au lieu de la méthode de résolution des deux équations de RICCATI (par exemple essayer avec LMI : Linear Matrix Inequality), est comparer les résultats obtenus.
- Utilisation d'autres algorithmes métaheuristiques types hybrides pour l'optimisation des fonctions des pondérations appliquées aux techniques de commande robustes types fréquentielles avancées.
- Améliorer les performances des techniques proposées par hybridation avec d'autres techniques de commande et d'optimisation avancées.
- Effectuer des mesures sur les paramètres électriques des différents éléments du système étudié à l'aide des bancs expérimentaux (au sein de laboratoire de recherche), afin de satisfaire l'optimisation énergétique des systèmes étudiés.
- Validation sur plan expérimentale avec des simulations temps réels et des études technico-économiques.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Z. BOUCHAMA, « Stabilisateurs Synergétiques des Systèmes de Puissance » thèse de doctorat en science option réseau électrique, université Ferhat Abbas – SETIF 12/2013.
- [2] O.W. HANSON, C.J. GOODWIN et P. L. DANDENO, "Influence of excitation and speed control parameters in stabilizing inter-system oscillations", IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 87(5) MAI 1968, pp 306-1313.
- [3] F.R. SCHLIEF, H.D. HUNKINS, G.E. MARTINAND et E.E. HATTAN, "Excitation control to improve power line stability", IEEE Trans, on Power Apparatus and Syst., 87 (6) 1968 , pp 1426-1434
- [4] L. LAVIGNE, "Outils d'analyse et de synthèse des lois de commande robustes des systèmes dynamiques plats ", Thèse de Doctorat, université Bordeaux I, Juin 2003
- [5] A. BENLATRECHE, "Contribution à la commande robuste H^∞ de systèmes à grande échelle d'enroulement de bandes flexibles ", Thèse de Doctorat, université Louis Pasteur, Strasbourg I, Janvier 2007.
- [6] A. LAHMER "Implantation expérimentale de la commande robuste par un contrôleur H^∞ ", Mémoire de Magister, Université de Batna, Janvier 2011
- [7] L. SLIMANI, « Contribution à l'application de l'optimisation par des méthodes métaheuristiques à l'écoulement de puissance optimal dans un environnement de l'électricité dérégulé » Magister en Electrotechnique Option : Réseaux Electriques, université de Batna, 2009
- [8] F. DOUADI, « Méthodologie d'optimisation par les techniques intelligentes d'un contrôleur PID pour un système CSTR » Mémoire de Master en automatique université FERHAT ABBAS –Setif, juin 2014
- [9] A. BENDAOUD, « Théorie des machines synchrones- Alternateur », Machines électriques à courant alternatif, Université de Sidl Bel Abbes, cours 2009.
- [10] A. SAADA et T. ROUBACH, "étude de la protection des alternateurs" PFE en électromécanique Université de Msila, 2005
- [11] M. GHORZI, A. REZIGUI, « étude et application de la commande quadratique robuste H2 dans la régulateur automatique de la tension d'un turboalternateur (TBB-1000) ", mémoire PFE ingénieur ETT, Commande électrique, université de Sidl Bel Abbes, 2009 .

-
- [12] D-E.GHOURAF, "Exploitation des techniques fréquentielles avancées dans le contrôle automatique d'excitation des machines synchrones" Mémoire de magistère, Option : CE, UDL-SBA 2010
- [13] P.KUNDUR, "Power System Stability and Control" , power system engineering series, New York: Mc-Graw Hill Inc(1199), 1994.
- [14] K.OURAMDANE, « Modélisation et optimisation du système d'excitation du groupe turbine alternateur du simulateur analogique d'hydro-quebec »MAI 2015, université de QUEBEC
- [15] N.SRIKANTH M.TECH, ATEJASRI-M.TECH, "Enhancing power system stability by using thyristor controlled series compensator", Vo1.2, Issue 5, September-October 2012, pp 1817-1824. IEEE
- [16] B.BESSAM, « Optimisation du Régulateur PID par la Technique OEP » Mémoire de master . université MOHAMED KHIDER Biskra, juin 2011.
- [17] P.KUNDUR,"Definition and Classification of power System Stability", Draft 2, 14 January,2002
- [18] D.GHOURAF, Z.BELAKHDER,"Etude analytique des comportements dynamiques d'une machine synchrone sous toolbox-Matlab" mémoire PFE ingénieur Université de SBA 2008.
- [19] A. P. SAGE , " Optimum Systems Control" Prentice Hall, Inc Englewood cliffs ,new jersey 1977,p428.
- [20] J.M. MACEEJOWSKI, "Multivariable feedback design", Cambridge University ,addition WESLEY 18243,1989,p448.
- [21] M.SOFONOV, D.J.LMBEER et R.Y.CHIANG, "Simplifying thé H_{∞} PSS theory via loop shifting matrix pencil and descriptor concept ", int. J. Of control, vol. 50, N2 6.1994, pp 24672488
- [22] N.A.LEHTOMAKI, N. R. SANDELL, et M. ATHANS, "Robustness results in linear quadratic gaussian based multi variable control design," IEEE Trans. on Automatic Control.
- [23] P.M. ANDERSON, A. A.FOUAD, "Power System control and Stability", Wiley IEE Press, 672, October 2002
- [24] A.NACERI, Documentations du TP de module ETL 524 (Asservissement II),«initiation a MATLAB -Control System Toolbox CST », UDL - SBA, 2007
- [25] A. AYAD, " Utilisation d'un PSS pour l'amélioration de la stabilité d'un système électro énergétique " thèse de magistère, Institut d'électrotechnique, université de SBA, 2003".

-
- [26] Zhou K., Doyle J.C., Glover.K, "Robust and optimal control. Englewood Cliffs", NJ: Prentice Hall, 1996
- [27] M. H. A. DAVIS, "Linear Estimation and Stochastic Control", Chapman and Hall, 1977.
- [28] THE MATH WORKS, "Getting Started with the Control System Toolbox" 2000-2002.
- [29] A.NACERI, S.V.SMOLOVIK,"Elaboration d'un Régulateur à forte action pour l'amélioration de la stabilité d'un système électro-énergétiques", IX conférence international «Haute technologie intellectuelle des sciences techniques».- Saint-Pétersbourg, Janvier - Février2002.-pp.258-263 (traduit du russe).
- [30] LA.GROUZDEV, A.A.STARODEBSEV, S.M.OUSTINOV,"Conditions d'application des meilleurs amortissements des processus transitoires dans les systèmes énergétiques avec optimisation numérique des paramètres du régulateur AVR-FA" Energie -1990-N°II-pp.21-25 (traduit du russe).
- [31] G.DUC, « Robustesse des Systèmes Linéaires Multi variables », Ecole Supérieure d'Electricité,1994
- [32] J.C. DOYLE, K.GLOVER, P.P.KHARGONEKAR, B.A.FRANCIS, "State-space solutions to standard H₂ and H_∞ control problems", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, N° 8, pp. 831-847, 1989.
- [33] B.A. FRANCIS, "A course in H_∞ control theory", Lecture notes in Control and Information Sciences, Vol. 88, 1987.
- [34] H.BENDERRADJI,« Contribution à la Commande Robustede la Machine à Induction »,thèse de doctorat , universite de Batna, Avril 2013
- [35] A.HABBAI, H.AMEUR, "Etude et simulation d'un régulateur de tension automatique (AVR)du turbogénérateur d'un station (GL1/Z) mémoire PFE ingénieur ETT, op. Automatique, université Oran, 2005
- [36] K. GLOVER, J.C.DOYLE, "State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞-norm bound and relations to risk sensitivity", Systems and Control Letters, Vol. 11, pp. 167-172, 1988.
- [37] A. BENLATRECHE, " Contribution à la commande robuste des systèmes à grande échelle d'enroulement de bandes flexibles", Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur, Strasbourg Janvier 2007
- [38] G.ZAMES, "Feedback and optimal sensitivity:Model reference transformations, multiplicative semi norms, and approximations," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 26, issue N°4, pp.301-320,1981

- [39] M.MAHGOUN, « Application de la commande H^∞ aux systèmes linéaires perturbés » mémoire de magistère, Université FERHAT ABBAS — SETIF , 2012
- [40] G.SCORLETTI, V.FROMION, "Introduction à la commande multivariable des systèmes : méthodes de synthèse fréquentielle H^∞ ", Cours AU32 du Master Recherche ESCI 2A UFR de sciences, université de Caen/Basse Normandie, France, 2007. https://magarotto.users.greyc.fr/pdf/CM_CommRob_2007
- [41] R. BOUKEZZOULA, "Commande floue d'une classe de systèmes non linéaires: application au problème de suivi de trajectoire", Thèse de Doctorat, université de Savoie, Mars 2000.
- [42] F.ABDULGALIL, " Commande non linéaire dans les systèmes de forage pétrolier: contribution a la suppression du phénomène de « stick-slip » , Thèse de Doctorat en sciences ,université Paris XI Orsay, Février 2006
- [43] G.SALLOM , "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, Mars 2007
- [44] C.GAUTHIER, " Commande multivariable de la pression d'injection dans un moteur diesel Common rail ", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Mai 2007
- [45] P.GAHINET, P.APKARIAN, "A Linear Matrix Inequality Approach to H^∞ Control", International Journal Robust and Nonlinear Control, AC. 4, pp. 421-448, 1994.
- [46] G. DUC, "Robustesse des Systèmes Linéaires Multivariables", Polycopie de l'Ecole Supérieure d'Electricité, 1993
- [47] E.LAROCHE, « Analyse de la Robustesse des Systèmes Asservis » ULP-ensps 3 a ISAV-master ISTI. <http://eavr.u-strasbg.fr/~laroche/student/MasterISTI/TranspRob>
- [48] G.DUC, S.FONT, « Commande H^∞ et μ -analyse : Des outils pour la robustesse », Hermès, 1999, p121
- [49] B. CLEMENT, S. HABAIEB, G. DUC et S. FONT, « Paramétrisation de Youla : Application à la commande robuste par optimisation convexe », Journal Européen des Systèmes Automatisés, numéro spécial Commande robuste multivariable, février 2001.
- [50] A.ZIN, " Sur la commande robuste de suspensions automobiles en vue du contrôle global de châssis ", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble L'INPG, Novembre 2005
- [51] A.MESSAOUD, B.GHEMRI, "Commande robuste d'un groupe Turbo-alternateur" mémoire PFE Ingénieur ETT, Machine électrique, université Oran, 1999.
- [52] P. GAHINET et P. APKARIAN, "State-Space H^∞ control : A Complete Solution via Convex Riccati Inequalities", Rapports de recherche. INRIA , N°1712, juin (1992)

- [53] J.C.DOYLE, "Lecture Notes ONR/Honeywell Workshop on advances in multivariable control", 1984.p275
- [54] D.ASHLOCK , «Evolutionary Computation for Modeling and Optimization», New York, NY 10013, USA– 2000,p499
- [55] J.DREO, A.PETROWSKI,É.D.TAILLARD, et P.SIARRY, "Métaheuristiques pour l'optimisation difficile ». Eyrolles (Editions), November 2003. ISBN 2212113684.
- [56] A.H.LAND, A.G.DOIG, "An automatic method of solving discrete programming problems". *Econometrica*, 28(3): pp 497–520, 1960.
- [57] I.BOUSSAID, "Perfectionnement de metaheuristiques pour l'optimisation continue » thèse de doctorat, université Paris-Est, 2013. Français.
- [58] V .BACHELET,« Métaheuristiques parallèles hybrides : Application au QAP ». Thèse de doctorat, USTL LIFL France, 1999
- [59] Y. COLLETO ET P. SIARRY, " Optimisation Multi-objectif," EYROLLES, Nov. 2002.p 328
- [60] R. BENABID ,« Optimisation Multiobjectif de la Synthèse des FACTS par les Particules en Essaim pour le Contrôle de la Stabilité de Tension des Réseaux Electriques » Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Jijel, 09/2007.
- [61] A.LAIFA,"Evaluation de la Stabilité de Tension d'un Réseau d'énergie électrique Développement et Application Des Indices De Stabilité ", thèse de Magister, Ecole Nationale polytechnique, juin 1995.
- [62] O.HAJJI, « Contribution au développement de méthodes d'optimisation a la conception des dispositifs électrotechniques »thèse de doctorat en génie électrique ,université de lille ,12/2013.
- [63] J. J.H. Holland, "Genetic Algorithms and the optimal allocation of trials" , *SIAM Journal of Computing*. Vol. 2, N° 2, pp. 88-105, 1973
- [64] A.GHERBOUDJ, "Méthodes de résolution de problèmes difficiles académiques »thèse de doctorat en informatique « , Université de Constantine 2,2013
- [65] K.GHALI ,« Méthodologie de conception système a base de plateformes reconfigurables et programmables ». These de doctorat. university Paris XI, France. 2005
- [66] J.H.HOLLAND, "adaptation in natural and artificial systems" university of Michigan,Ann Arbor 1975p183
- [67] K.A.DE JONG, « An analysis of the behavior of a class of genetic adaptative systems " Phd thesis ,university of michigam, dissertation abstracts international 36(10),5140B,université Microfills N76-9381,1975

- [68] H.ALKHATIB, « Etude de la stabilité aux petites perturbations dans les grands réseaux électriques : optimisation de la régulation par une méthode metaheuristique » université Paul Cezanne - Aix-Marseille III, 2008. French. May 2010
- [69] Y.RAHMAT-SAMI,E.MICHELSEN ,“Electromagnetic optimization by genetic algorithms” John Wiley,1999 p512
- [70] L.DAVIS, « Handbook of genetic algorithm »,Van Nostrand Reinhold, New York 1991.p6
- [71] S.KROU ,« optimisation des paramètres d’une cellule photovoltaïque par les algorithmes génétiques »mémoire de magistère en instrumentation , université FARHATE ABBAS Setif I,12/2014
- [72] A. BEZZINI, « Commande Prédictive Non Linéaire en Utilisant Les Systèmes Neuro-Flous et les Algorithmes Génétiques »magistère en automatique université de Mohamed Khider – Biskra, 6/2013
- [73] T.BÄCK ,D.B.FOGEL et Z.MICHALEWICZ ,“Evolutionary computation 1:advanced algorithms and operators” . ; Institute of Physics Publishing, Bristol and Philadelphia, p 331.
- [74] D.E. GOLDBERG, ” Genetic Algorithms in Search, Optimisation and Machine Learning”, Addison Wesley, 1989.
- [75] M. MITCHELL, “An Introduction to Genetic Algorithms”, The MIT Press, Massachusetts, 1996.p262
- [76] R.DUVIGNEAU, « Introduction aux méthodes sans gradient pour l’optimisation et le contrôle en Mécanique des Fluides », Projet OPALE, INRIA Sophia-Antipolis, Mars 2006, Aussois.p26
- [77] CHIPPERFIELD A., FLEMING P., POHLHEIM H. et FONSCA C., “Genetic Algorithm Toolbox User’s Guide, Department of Automatic Control System Eng” University of Sheffield, UK. 1994.
- [78] SORIN GUSIA, «Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques», Université catholique de Louvain , Thèse de doctorat – 2005
- [79] R.L.HAUPT, S.E.,HAUPT, ”Partical genetic algorithms”,2eme edition ,New Jersey,2004
- [80] A.LAYEB, « Utilisation des Approches d’Optimisation Combinatoire pour la Vérification des Applications Temps Réel », Thèse de doctorat ,Université de Constantine 2, Algérie. 2010.
- [81] BAGHLI LOTFI, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques».Thèse de doctorat à l’université Henri Poincary, Nancy I, en génie électrique -1999

- [82] MAURICE CLERC, «L'optimisation par essaim particulaire», Tutorial pour PSO 2003-
http://www.particleswarm.net/oep_2003.
- [83] MAURICE CLERC, KENNEDY.J, «The Particle Swarm:Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space », In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, (2002).
- [84] J.KENNEDY,R.C.EBERHART «Swarm intelligence», Morgan Kaufmann Publishers, 2000
- [85] CHAO OU et WEIXING LIN, «Comparison between PSO and GA for Parameters Optimization of PID Controller», China, Proceedings of the 2006 IEEE
- [86] CLERC M. et KENNEDY. J, “The Particle Swarm: Explosion, Stability and Convergence in a Multi- Dimensional complex Space,” IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 6, 2002,pp 58-73
- [87] W. WEN, G.LIU. SWARM DOUBLE-TABU SEARCH. “Advances in Natural Computation”. pp. 1231-1234. Springer, 2005.
- [88] B. MATHIEU,« Méthode de comparaison statistique des performances d'algorithmes évolutionnaires. Thèse de Doctorat. Université du Québec, Canada. 2008
- [89] OMRAN M.G.H,“Particle Swarm Optimization Methods for Pattern Recognition and Image Processing”, PhD Thesis, University of Pretoria, November 2004.
- [90] YVAN BOURQUIN, «Self-Organization of Locomotion in Modular Robots», University of Sussex, Brighton, United Kingdom. 2004
- [91] MORTEN LOVBJERG,« Improving Particle Swarm Optimization by hybridization of stochastic search heuristics and Self-Organized Criticality», University of Aarhus.2002

ANNEXES

ANNEXES

Annexe A

Paramètres de turbo-alternateur (TBB 500) :

Paramètres	TBB-500	Unités de mesures	Paramètres	TBB-500	Unités de mesures
<i>Puissance nominale</i>	500	MW	X_{sf1q}	0.0407	p.u
<i>Facteur de puissance</i>	0.85	p.u	X_{sf2q}	0.0407	p.u
X_d	1.869	p.u	R_a	0.0055	p.u
X_q	1.5	p.u	R_f	0.000844	p.u
X_s	0.194	p.u	R_{1d}	0.0481	p.u
X_f	1.79	p.u	R_{1q}	0.061	p.u
X_{sf}	0.115	p.u	R_{2q}	0.15	p.u
X_{fd}	0.063	p.u			

Paramètres de turboalternateur (TBB 200) :

<i>Paramètres</i>	TBB-500	Unités de mesures	<i>Paramètres</i>	TBB-500	Unités de mesures
<i>Puissance nominale</i>	é00	MW	X_{sf1q}	0.131	p.u
<i>Facteur de puissance</i>	0.85	p.u	X_{sf2q}	0.9415	p.u
X_d	2.56	p.u	R_a	0.0055	p.u
X_q	2.56	p.u	R_f	0.000844	p.u
X_s	0.222	p.u	R_{1d}	0.0481	p.u
X_f	2.458	p.u	R_{1q}	0.061	p.u
X_{sf}	0.12	p.u	R_{2q}	0.115	p.u
X_{fd}	0.0996	p.u			

Annexe B**Paramètres des régulateurs AVR et AVR-FA :**

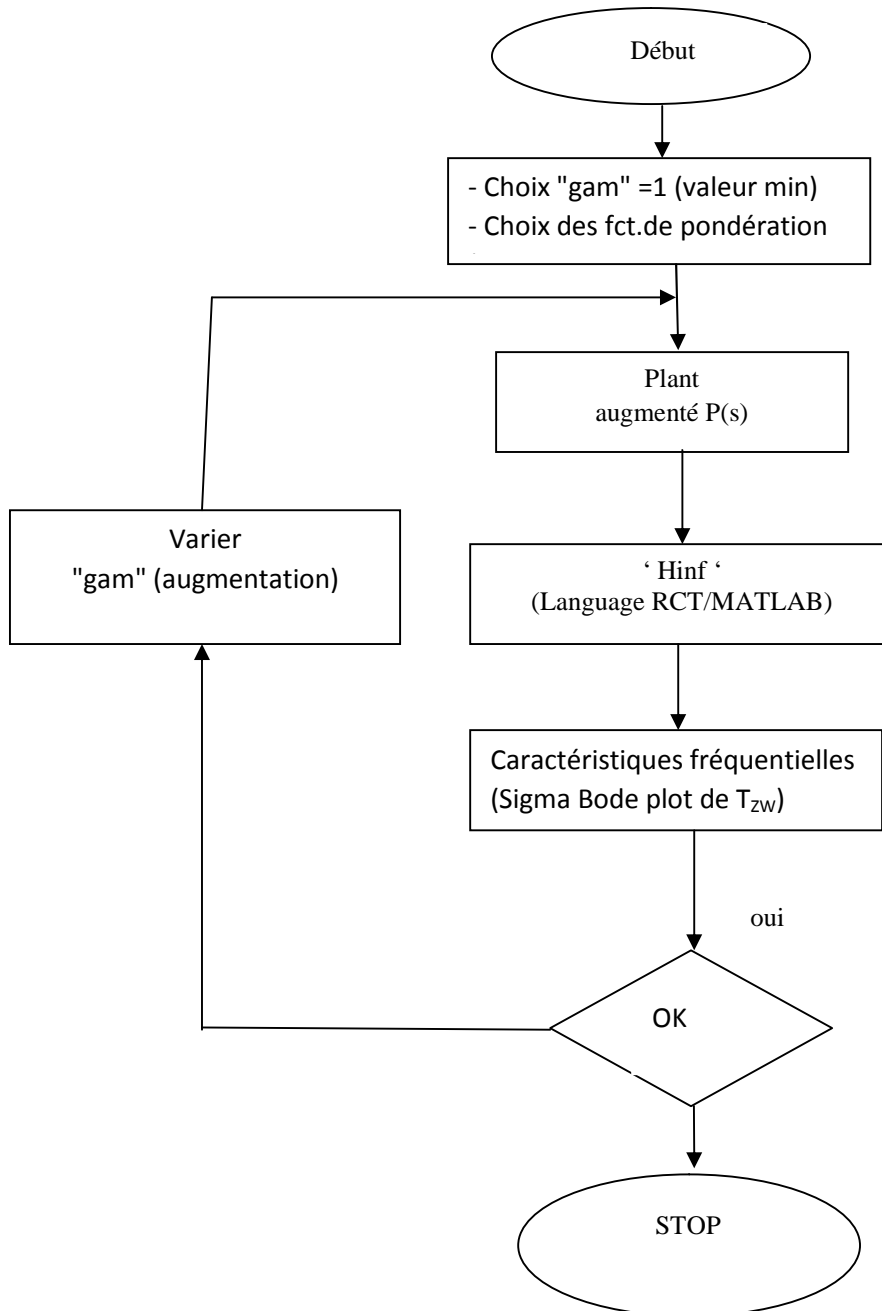
1. Paramètres de l'AVR :

<i>Paramètres</i>	<i>T_{1u}</i>	<i>T_e</i>	<i>K_{1ua}</i>	<i>K_{0ua}</i>
<i>TBB-500</i>	<i>0.039</i>	<i>0.04</i>	<i>-7</i>	<i>-50</i>
<i>TBB-200</i>	<i>0.039</i>	<i>0.04</i>	<i>-7</i>	<i>-50</i>

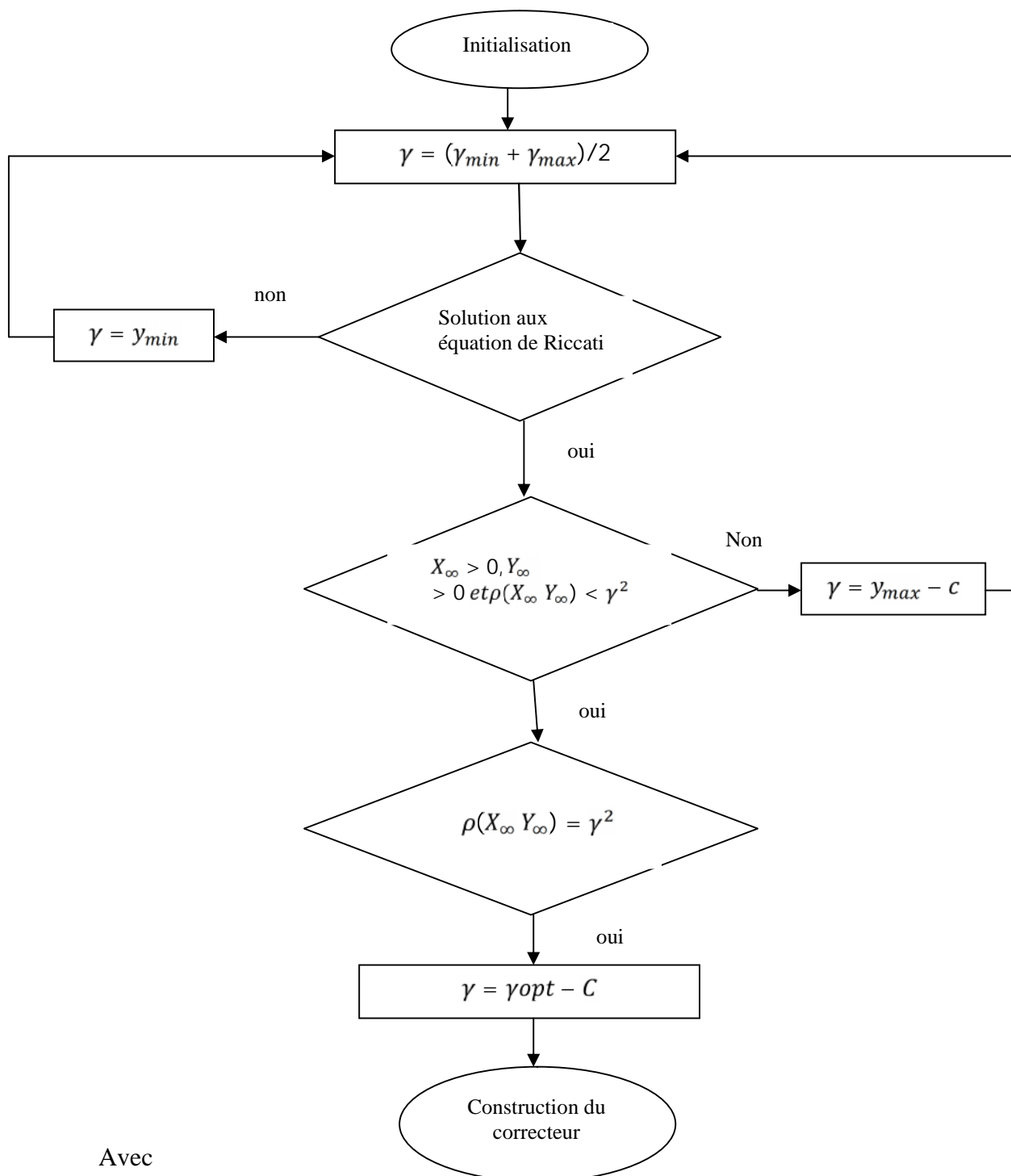
2. Paramètres de l'AVR-FA (PSS) :

<i>Paramètres</i>	<i>TBB-500</i>	<i>TBB-200</i>	<i>Paramètres</i>	<i>TBB-500</i>	<i>TBB-200</i>
<i>T_{1u}</i>	<i>0.039</i>	<i>0.039</i>	<i>K_{1ω}</i>	<i>1</i>	<i>3</i>
<i>T_e</i>	<i>0.04</i>	<i>0.04</i>	<i>K_{0ω}</i>	<i>2</i>	<i>5</i>
<i>K_{1ua}</i>	<i>-8</i>	<i>-7</i>	<i>T_{if}</i>	<i>0.03</i>	<i>0.03</i>
<i>K_{0ua}</i>	<i>-15</i>	<i>-50</i>	<i>K_{if}</i>	<i>-1</i>	<i>-1</i>
<i>T_{fc}</i>	<i>0.07</i>	<i>0.07</i>	<i>T_{uf}</i>	<i>0.05</i>	<i>0.05</i>
<i>T_{1ω}</i>	<i>0.026</i>	<i>0.026</i>	<i>K_{uf}</i>	<i>1</i>	<i>1</i>
<i>T_{0ω}</i>	<i>1</i>	<i>1</i>			

Annexe C

Procédure — itération

Annexe D

Organigramme de calcul du correcteur Hinfini

Avec

C :constante

y : valeur constante positive appelé niveau d'optimisation

Annexe E**Paramètres d'OEP**

Paramètre	Valeur
Taille de l'essai	20
C_1	0.4
C_2	0.4
W	0.1
La gamme de paramètre de réglage	$0 < K1w < 10$ $0 < K2w < 10$ $0.0005 < T1 < 0.1$ $0.0001 < T2 < 0.1$
Fonction objectif	$F = \min(\sigma)$

Paramètre optimisés OEP

	TBB 500								
	Régime nominale			Régime sur excité			Régime sous excité		
	XI=0.5	XI=0.3	XI=0.2	XI=0.5	XI=0.3	XI=0.2	XI=0.5	XI=0.3	XI=0.2
K1W	8.4262	7.8596	8.1890	9.5356	8.8933	8.5327	7.4244	7.0787	7.2694
K2W	5.8173	2.1155	1.2230	7.8490	5.6954	9.1036	9.2885	6.8996	3.9132
T1	0.0202	0.0375	0.0808	0.0318	0.0395	0.0555	0.0664	0.0350	0.0397
T2	0.0898	0.0762	0.0379	0.0838	0.0754	0.0533	0.0355	0.0689	0.0717
σ	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	4.5790	4.5216	4.2909	4.4182	4.4060	4.3938	4.9301	4.9040	4.4906
erreur	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	0.3083	0.3082	0.3084	0.3029	0.3028	0.3030	0.3031	0.3031	0.3030

Annexe F

Paramètres d'AG

Paramètre	Valeur
Nombre d'individu	20
Nombre de génération	10
Probabilité de croisement	0.7
Probabilité de mutation	0.01
	0<K1w<10 0<K2w<10 0.0005<T1<0.1 0.0001<T2<0.1
Fonction objectif	F= min (σ)

Paramètre optimisés AG

	TBB 500								
	Régime nominale			Régime sur excité			Régime sous excité		
	XI=0.5	XI=0.3	XI=0.2	XI=0.5	XI=0.3	XI=0.2	XI=0.5	XI=0.3	XI=0.2
K1W	5.6863	4.3529	4.3529	6.0784	4.7451	3.5686	4.1961	3.6078	1.6863
K2W	6.0784	1.5294	8.5490	8.7843	9.6471	2.3137	8.7451	0.7843	0.2745
T1	0.0302	0.0395	0.0664	0.0668	0.0270	0.0637	0.0735	0.0095	0.0200
T2	0.0851	0.0589	0.0032	0.0530	0.0679	0.0213	0.0248	0.0095	0.0036
σ	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	3.5712	4.0268	4.3068	4.1784	5.2520	5.9786	3.3858	3.3356	4.5140
erreur	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	0.3082	0.3158	0.3154	0.3031	0.3117	0.3130	0.3131	0.3136	0.2994

Paramètre optimisés AG-H ∞

	TBB 500								
	Régime nominale			Régime sur excité			Régime sous excité		
	XI=0,5	XI=0,3	XI=0,2	XI=0,5	XI=0,3	XI=0,2	XI=0,5	XI=0,3	XI=0,2
W1	0.8353	0.6471	0.5294	0.5353	0.5647	0.5235	0.5000	0.5000	0.5000
W2	2.3200	2.7600	2.7988	2.6004	2.3545	2.9671	2.5745	2.7384	2.7384
W3	3.4282	3.6965	3.7388	3.4471	3.8165	3.4259	3.4824	3.7859	3.7859
gamma	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Norme H ∞	0.7423	0.7426	0.7435	0.7421	0.7427	0.7427	0.7414	0.7421	0.7421
erreur	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	0.00023	0.000382	0.000424	0.000450	0.000685	0.0008	0.000108	0.000123	0.000123
	11	4	9	6	7	2	8	6	6

Résumé :

Ce travail présente des techniques avancées de modélisation (par réseaux de perméances), de commande (robuste hors-ligne) et d'optimisation (par métaheuristiques et notamment les algorithmes génétiques 'AG' et par essais particuliers 'OEP'), pour la détermination des paramètres optimaux d'un système stabilisateur des puissances type PID conventionnel (PSS-PID), et pour des choix rationnelles et judicieux des fonctions de pondérations lors la synthèse d'un contrôleur robuste, utilisant la technique de commande fréquentielle avancée H^∞ par formation de boucles.

Les résultats de simulation obtenus sous MATLAB avec des tests de robustesses vis-à-vis des variations paramétriques incertaines de la machine synchrone, montrent des améliorations considérables des performances statiques et dynamiques et une grande robustesse de stabilité avec le contrôleur robuste optimisé par les algorithmes génétiques en comparaison avec l'utilisation d'autres régulateurs (Conventionnel PID, et robustes avec H^∞ , PSS-AG et PSS-OEP).

Mots-clés : Régulateur PID, optimisation avancée, Algorithmes génétiques, essaim de particules, système de puissance SMIB, système stabilisateur des puissances, technique fréquentielle avancée H^∞ , stabilité et robustesse.

ABSTRACT:

This work presents advanced modeling techniques (permeances networks), control (robust off-line) and optimization (by metaheuristics including genetic algorithms GA and particle swarm PSO), to determining optimal parameters of a conventional power system stabilizer (PSS-PID), and for rational and judicious choice of weighting functions in the synthesis of a robust controller using advanced frequency H^∞ control technique by loop-shaping.

The obtained simulation results under MATLAB with tests of robustness against the parametric variations uncertain of the synchronous machine, show significant improvements in static and dynamic performances and more robustness of stability with the robust controller H^∞ optimized by genetic algorithms in comparison with the other regulators (conventional PID, and robust with H^∞ , PSS-GA et PSS-PSO).

Keywords: PID controller, advanced Optimization, genetic algorithm, particle swarm, SMIB power system, Power system stabilizer, advanced frequency techniques H^∞ , stability and robustness.

ملخص

يعرض هذا العمل التقنيات المتقدمة للنمذجة (شبكات السماعة)، والسيطرة المتينة خارج الخط) والأتمتة (عن طريق الأداة العليا metaheuristics بما في ذلك الخوارزميات الجينية GA وسرب الجسيمات PSO. نقوم بدراسة طرق جديدة لتحديد المعايير المثلى لنظام استقرار الطاقة التقليدي (PSS-PID) و تحديد قيم وظائف الترجيح عند تحليل و تحديد قيم مثبته المعلومات باستخدام نظام التحكم المتين H^∞ من أجل هذا المهدف نقوم باستخدام طريقة خوارزمية المجموعات الجزئية و الخوارزميات الجينية .

النتائج التمثيلية المصطة عليها باستخدام برنامج MATLAB (مع اختبار المتانة بالنسبة لتغيرات القيم الأساسية الداخلية للمولد) بينت تحسن كبير في الخصائص مقارنة مع المعدلات H^∞ الديناميكية ومتانة كبيرة في الاستقرارية باستخدام الخوارزميات الجينية المرفوقة و PSS-GA et PSS-PSO, H^∞ التحكم المتين PSS-PID الكلاسيكي الذري

كلمات مفتاحية: نظام استقرار الطاقة التقليدي , خوارزمية المجموعات الجزئية , المعايير المثلى , الخوارزميات الجينية, نظام التحكم المتين H^∞