

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DJILALI LIABES DE SIDI BEL ABBES

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

LABORATOIRE DE RECHERCHE « IRECOM »



THESE DE DOCTORAT

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME

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

OPTION: CONVERTISSEURS ELECTROMECHANIQUES

INTITULE DE LA THESE :

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DES STRATEGIES DE COMMANDE
ROBUSTES H₂ ET H_∞ - APPLICATION
AUX SYSTEMES STABILISATEURS DES PUISSANCES**

Présentée par :

KABI WAHIBA

Devant le jury composé de :

Pr. ABID M.	Professeur	UDL Sidi Bel-Abbes	Président
Dr. NACERI A.	Maitre de conférences classe A	UDL Sidi Bel-Abbes	Encadreur
Dr. MOKHTARI N.	Maitre de conférences classe A	UDL Sidi Bel-Abbes	Examinateur
Dr. BENABDELLAH M.B.	Maitre de conférences classe A	USTO-MB Oran	Examinateur
Pr. YOUNES M.	Professeur	C.U. Ain Temouchent	Examinateur
Pr. TAHOUR A.	Professeur	Université Mascara	Examinateur

DECEMBRE 2015

قال الله تعالى « وَإِذْ تَأَذَّنَ رَبُّكُمْ لَئِن شَكَرْتُمْ لَأَزِيدَنَّكُمْ » [إبراهيم 7]

قال رسول الله صلى الله عليه وسلم على المنبر: « من لم يشكر القليل لم يشكر الكثير، و من لم يشكر الناس لم يشكر الله، التحدث بنعمة الله شكر، وتركها كفر » [عن النعمان بن بشير رضي الله عنه]

Aucun travail ne s'accomplit dans la solitude.

Je remercie toute personne qui amoureusement, haineusement, ironiquement, amicalement a contribué à façonner ma personnalité.

Le travail relaté dans cet ouvrage est l'aboutissement de cinq ans de travail ardu, et de recherche continue effectuées au sein du laboratoire IRECOM, ainsi je serai ingrate si je ne remercie pas en premier lieu mon directeur de recherche **D^r NACERI ABDELLATIF** pour ses fructueuses discussions ,pour les conseils si constructifs qu'il m'a prodigués, pour les portes dont il m'a ouvert depuis que je lui ai rencontré, ainsi que pour l'extrême gentillesse dont il a toujours fait preuve à mon égard dans des moments qui ont été vraiment pénibles.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait **M^r ABID MOHAMMED** Professeur à l'université de Sidi Bel Abbes d'accepter de présider le jury de cette soutenance, et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de cette thèse.

Qu'il me soit permis d'exprimer à **M^r MOKHTARI NAIMI**, ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail, ses connaissances et ses expériences ont été pour moi une véritable source de savoir .

Un très grand merci s'adresse également aux Honorables invités **Professeur. YOUNES M. du Centre Universitaire d'AIN TEMOUCHENT, Professeur. TAHOUR A. de l'université de Mascara , et le Dr BENABDELLAH M.B. de l'USTO- MB D'Oran.**

Merci à tous les professeurs du département d'électrotechnique et d'électronique pour leur soutien et leurs encouragement, merci à tous mes maitres et maitresses depuis mon premier jour à l'école primaire jusqu'à aujourd'hui ,merci à tous ceux et celles qui m'ont aidé par un sourire ou par un jeste.

Pendant ce 3^{ém} cycle, j'ai mis à contribution un certain nombre de personne, je cite vivement **M^r GHOURAF DJAMEL ED DINNE** et **M^r HORCH ABDESSAMAD** qui ont été mes acolytes dès le premier jour de la recherche, et à qui je dis ,1000 merci pour votre aide si précieux, votre prévenance, votre réconfort ou tout simplement votre façon d'être.

Enfin, j'éprouve une reconnaissance très révérencieuse à ma famille et surtout à mon oncle pour tout ce qu'ils ont fait pour moi depuis mes premiers balbutiements et jusqu'à ces instants.



Je dédie ma thèse de doctorat à **M^r Dey Zouaoui** , Qu'Allah l'accueille dans son vaste paradis, Sidi Bel Abbas a perdu une de ses perles rares ,et le toit du département d'électrotechnique s'est tombé, je n'oublierai jamais ton sourire angélique ,je n'oublierai jamais le TP du système du 1^{er} ordre que vous nous avez présenté artistiquement, je n'oublierai jamais votre façon d'être , la vie m'a gâté en me mettant sur mon chemin une homme aussi sympathique, compréhensif et robuste.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	i.
DEDICACE	ii.
TABLE DES MATIERES	iii.
GLOSSAIRE	iv.
LISTE DES FIGURES	v.
LISTE DES TABLEAUX	vi.
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : COMMANDE ROBUSTE DES SYSTEMES ELECTROENERGETIQUES -ETAT DE L'ART	
I.1.INTRODUCTION	5
I.2. LES SYSTEMES ELECTROENERGETIQUES.....	5
I.2.1. Principe de fonctionnement d'un SEE.....	6
I.2.2.L'analyse fonctionnelle d'un SEE.....	6
I.3.LA STABILITE DES RESEAUX D'ENERGIE ELECTRIQUE	7
I.3.1.Différents types de stabilité	7
<i>I.3.1.1. Stabilité de l'angle du rotor.....</i>	<i>8</i>
<i>I.3.1.2. Stabilité de tension.....</i>	<i>9</i>
<i>I.3.1.3. Stabilité de fréquence</i>	<i>9</i>
I.4. ETUDE DES GROUPES TURBO - ALTERNATEURS	9
I.4.1. Avancées technologiques des groupes Turbo- alternateurs.....	11
<i>I.4.1.1.Historique et Principe de fonctionnement des Turbo-alternateurs</i>	<i>11</i>
<i>I.4.1.2. Principaux constructeurs d'alternateur et leur gamme de puissance</i>	<i>12</i>
<i>I.4.1.3. Evolution des puissances des Alternateurs et progrès actuels.....</i>	<i>13</i>
<i>I.4.1.4. Innovation dans le domaine des Turbo-alternateurs.....</i>	<i>14</i>
<i>I.4.1.5. Power former (40 à 200 MW) d'Alstom Power</i>	<i>15</i>
<i>I.4.1.6. Alternateur supraconducteur.....</i>	<i>15</i>
I.4.2. Avancées technologiques des Turbines	15
I.4.3. Systèmes d'excitations des Turbo- Alternateurs.....	16
<i>I.4.3.1. Les excitateurs associés au plateau de diodes.....</i>	<i>17</i>

I.5. LA COMMANDE DES TURBO-ALTERNATEURS.....	18
I.5.1. Etat de l'art	18
I.5.2. Structure de base du Turbo-alternateur avec le Contrôleur Robuste	21
I.6. PROBLEMATIQUE INDUSTRIELLE DE LA ROBUSTESSE	22
I.7. CONTEXTE DE L'ETUDE ET OBJECTIFS DE LA THESE	23
I.8. CONCLUSION.....	25

**CHAPITRE II. MODELISATION MATHEMATIQUE ET COMMANDE CONVENTIONNELLE TYPE
« PID »**

II.1. INTRODUCTION	26
II.2. MODELISATION MATHEMATIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES.....	26
II.2.1. Notions de modélisation mathématique.....	26
II.2.2. Différents types de modélisation	28
II.2.2.1. Les méthodes Analytiques (Analogiques).....	28
II.2.2.2. Méthodes Semi-Numériques (Analytique - Numérique)	29
II.2.2.3. Les méthodes numériques.....	29
II.2.3. Modélisation de la MS par Réseaux de Perméances	30
II.3. CHOIX DU SYSTEME DE PUISSANCE D'ETUDE.....	31
II.4. LES CONTROLEURS D'EXCITATION DES TURBOALTERNATEURS	31
II.4.1. Régulateurs Automatiques de tensions des Turbo-Alternateurs.....	32
II.4.2. Inconvénients des AVR.....	33
II.4.3. Système Stabilisateur des Puissances (PSS)	34
II.4.4. Amélioration de stabilité des systèmes de puissances par PSS	35
II.5. CHOIX DU MODEL MATHEMATIQUE DU SYSTEME ETUDIE.....	37
II.5.1. Modélisation Analogique « PARK » des Machines Synchrones	37
II.5.1.1. Modèle de la MS dans le repère biphasé de Park.....	37
II.5.1.2. Hypothèses simplificatrices sur le modèle.....	38
II.5.1.3. Modèle Park de la MS	39
II.5.1.4. Modèle de Park avec la prise en compte du phénomène de la saturation	40
II.5.1.5. Modèle de Park avec la prise en compte du phénomène de la saturation et des pertes Fer.....	41
a. Modification du schéma équivalent de la génératrice synchrone à inducteur bobiné.....	42
b. Les Pertes fer reportées dans l'équation mécanique	44
II.6. MODELISATION SEMI-NUMERIQUE « PARK-GARIOV» DE LA MS.....	45

II.6.1. Schémas équivalents du modèle Park-Gariov de la Machine Synchrone	48
II.6.2. Mise en équation de la machine synchrone avec le modèle Park-Gariov	49
II.7. MODELE DE LA MS RACCORDEE AU RESEAU DE PUISSANCE INFINIE.....	50
II.8. MODELE DU SYSTEME D'EXCITATION AVEC AVR.....	51
II.9.STABILISATEURS DES PUISSANCES - ETUDE ET APPLICATION D'UN PSS CONVENTIONNEL TYPE « PID ».....	53
II.9.1.Signal d'entrée du PSS.....	56
II.9.2.Signal de sortie du PSS.....	56
II.9.3. Modèle mathématique d'un PSS-PID Conventionnel (AVR – FA)	56
II.10. SIMULATION DU SYSTEME « SMIB ».....	58
II.10.1.Etude Comparative de la stabilité du système « SMIB ».....	62
II.10.2.Etude comparative de la robustesse avec les deux modèles « Park » et « Park-Gariov »	63
II.10.3. Tests de robustesse du stabilisateur AVR-FA	65
II.10.4.Interprétation des résultats des deux tests de robustesse	66
II.11.CONCLUSION	68

CHAPITRE III : LA COMMANDE ROBUSTE H2 APPLIQUEE AUX SYSTEMES AVR-PSS

III.1.INTRODUCTION.....	70
III.2.THEORIE DE LA COMMANDE QUADRATIQUE ROBUSTE H2.....	71
III.2.1.Commande LQ à horizon fini.....	71
III.2.2.Commande LQ à horizon infini	73
III.2.3.Robustesse de la commande LQ.....	74
<i>III.2.3.1.Différence de retour</i>	74
<i>III.2.3.2.Marge de stabilité</i>	74
III.2.4.Structure des régulateurs	75
III.2.5. Choix des pondérations	76
III.3. COMMANDE LINEAIRE QUADRATIQUE GAUSSIENNE (LQG).....	77
III.3.1. Formulation	77
III.3.2. Théorème de séparation	77
III.3.3. Structure de la commande LQG.....	78

III.3.4. Choix des pondérations.....	78
III.3.4.1. Généralités.....	78
III.3.4.2. Réglage de l'estimateur d'état.....	79
III.3.4.3. Loop Transfer Recovery (LTR).....	79
III.3.5. Commande LQG à Temps discret	80
III.4. COMMANDE QUADRATIQUE ROBUSTE H ₂	80
III.4.1. Norme H ₂	80
III.4.1.1. Définition.....	80
III.4.1.2. Propriétés.....	80
III.4.1.3. Calcul	81
III.4.1.4. Formulation LMI.....	82
III.4.2. Problème standard.....	82
III.4.3. Equivalence H ₂ et LQG.....	83
III.5. SYNTHÈSE DU CORRECTEUR H ₂	83
III.6. RÉSOLUTION DU PROBLÈME H ₂ PAR L'ALGORITHME GLOVER-DOYLE.....	86
III.7. SYNTHÈSE DES CONTRÔLEURS D'EXCITATION ROBUSTES AVR-H ₂ ET PSS-H ₂	87
III.7.1. Établissement d'un algorithme de synthèse d'un stabilisateur PSS-H ₂ par l'algorithme GLOVER-DOYLE	88
III.7.1.1. Choix des fonctions de pondération pour la synthèse Robuste H ₂	88
III.7.1.2. Algorithme de synthèse du correcteur Robuste H ₂ -PSS.....	89
III.8. RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS.....	91
III.8.1. Analyse et interprétation des résultats obtenus.....	95
III.9. CONCLUSION	95

CHAPITRE VI : LA COMMANDE ROBUSTE H_∞ PAR LOOP SHAPING DU SYSTEME

« SMIB »

IV.1. INTRODUCTION	96
IV.2. LA THÉORIE DE LA COMMANDE H _∞	97
IV.2.1 Problème de la commande H _∞	97
IV.2.2 Valeurs singulières et norme H _∞	98

<i>IV.2.2.1 Valeurs singulières d'une matrice.....</i>	<i>98</i>
IV.2.3. Norme H_∞ d'une matrice de transfert.....	100
IV.2.4. Synthèse d'une loi de commande par une approche H_∞	101
<i>IV.2.4.1 Forme standard.....</i>	<i>101</i>
<i>IV.2.4.2. Hypothèses.....</i>	<i>102</i>
<i>IV.2.4.3. Optimisation H_∞.....</i>	<i>103</i>
IV.2.5. Théorie de la robustesse.....	105
<i>IV.2.5.1. Matrices de sensibilité.....</i>	<i>106</i>
a. Matrice de sensibilité en entrée.....	106
b. Matrice de sensibilité en sortie.....	106
<i>IV.2.5.2. Matrices de sensibilité complémentaires.....</i>	<i>106</i>
<i>a. Matrice de sensibilité complémentaire en entrée.....</i>	<i>106</i>
<i>b. Matrice de sensibilité complémentaire en sortie</i>	<i>106</i>
IV.2.5.3. Matrices de sensibilité de commande.....	107
IV.2.5.4 Transferts en boucle fermée des systèmes <i>SISO</i>.....	107
IV.2.5.5. Théorème du petit gain.....	107
IV.2.6 .Famille de modèle et incertitudes.....	108
<i>IV.2.6.1. Incertitudes structurées</i>	<i>108</i>
<i>IV.2.6.2. Incertitudes non-structurées.....</i>	<i>108</i>
<i>IV.2.6.3. Représentation non-structurée.....</i>	<i>109</i>
IV.2.6.4. Choix de la représentation en fonction de l'incertitude	109
<i>a. Représentation additive.....</i>	<i>110</i>
<i>b. Représentation multiplicative en sortie.....</i>	<i>110</i>
<i>c. Représentation multiplicative en entrée.....</i>	<i>110</i>
IV.2.7. Norme H_∞ et analyse de la stabilité.....	110
<i>IV.2.7.1. Stabilité interne.....</i>	<i>110</i>
<i>IV.2.7.2. Stabilité nominale.....</i>	<i>110</i>
<i>IV.2.7.3. Stabilité robuste</i>	<i>110</i>
IV.3.RESOLUTION DU PROBLEME PSS-H_∞ PAR L'ALGORITHME GLOVER-DOYLE.....	111
III.4.APPLICATION DU STABILISATEUR PSS-H_∞ POUR L'AMELIORATION DE LA ROBUSTESSE DE STABILITE D'UN SYSTEME « SMIB ».....	113

IV.4.1 Résultats de Simulation des PSS-PID et PSS-H_{∞}	114
IV.4.2. Analyse des résultats obtenus avec PSS-PID et PSS-H_{∞}	115
IV.5.ETUDES COMPARATIVES ENTRE LES DIFFERENTS TYPES DE PSS	118
IV.5.1. Résultats de Simulation et Interprétations	119
<i>IV.5.1.1.Etude de la stabilité</i>	<i>119</i>
<i>IV.5.1.2. Etude de la robustesse</i>	<i>121</i>
IV.6.CONCLUSION	123
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	124
BIBLIOGRAPHIE	127
ANNEXE A	134
ANNEXE B	136
ANNEXE C	137
ANNEXE D	140
RESUME	141

1.LISTE DES ABREVIATIONS

Abréviation	Signification
AVR	Automatic Voltage Regulator (régulateur automatique de tension)
AVR à FA	Automatic Voltage Regulator (régulateur automatique de tension) à forte action
IEEE	Institut of Electrical and Electronics Engineering
PSS	Power System Stabilizer (amortisseur d'oscillations de puissance électromécaniques d'une machine)
MS	Machine Synchrone
PID	Correcteur à action Proportionnelle, Intégrale et Dérivée
LMI	Linear Matrix Inequality
LTI	Linéaire Time Invariant (Système Linéaire Stationnaire)
LFT	Linear Fractional Transform
LTR	Loop Transfert Recovery
MIMO	Multi Input Multi Output (système à plusieurs entrées et plusieurs sorties)
SISO	Single Input Single Output (une seule entrée et une seule sortie)
LQG	Linear Quadratique Gaussian
SEE	Systèmes Electro – Energétiques.
SMIB	Single Machine Infinity Bus (Système Standard IEEE - MS relié à un Réseau de Puissance Infinie).
SE	Système d'Excitation.
GS	Générateurs Synchrones.
H_{∞}	Commande robuste infini
H2	Commande Linéaire Quadratique Gaussienne avec Filtre de Kalman
HTA	Haute Tension Classe « A »
HTB	Haute tension classe « B »
FP	Méthode des Facteurs de Participation

II. NOMENCLATURE

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

X_{sfd} : Réactance inductive shunt du circuit d'amortissement sur l'axe directe

X_{sf1q}/X_{sf2q} : Réactance inductive shunt du premier / seconde amortisseur sur l'axe en quadrature

R_a/R_f : Résistance active statorique / circuit d'excitation (rotor)

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

R_{1q}/R_{2q} : Résistance active du premier/seconde 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)

MF : Inductance mutuelle entre le circuit rotorique et statorique

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

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

MR : Inductance mutuelle entre les circuits rotoriques

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

[S] : Secondes

J : moment d'inertie de la machine

Ω : vitesse de rotation

C_m : couple moteur délivré par la machine

C_e : couple résistant opposé à l'alternateur par le réseau

S : puissance apparente

V_s : tension de source

V_r : tension de récepteur

Z : impédance de ligne

V_{pss} : tension de PSS

K_{pss} : gain de PSS

ω_0 : pulsation de référence

P_M : puissance mécanique

P_E : puissance électrique

V_{ref} : tension de référence

V_m : tension mesurée

**CHAPITRE I
COMMANDE DES SYSTEMES D'ENERGIE ELECTRIQUE –ETAT DE L'ART**

Figure I.1.	Les différents niveaux d'un SEE.....	6
Figure I.2.	Schéma bloc des taches d'un SEE.....	7
Figure I.3.	Classification des différents types de la stabilité des SEE.....	8
Figure I.4.	Schéma fonctionnel de contrôle de la turbine.....	10
Figure I.5	Configuration de base d'un groupe Turbo- Alternateur dans une centrale thermique.....	10
Figure I.6	Configuration de base d'un groupe Turboalternateur dans une centrale hydraulique.....	10
Figure I.7.	Plan coupe d'un turboalternateur de grande puissance.....	11
Figure I.8.	Les alternateurs synchrones à pôles lisses et pôles saillants.....	12
Figure I.9.	Câble cylindrique utilisé dans le Power former.....	15
Figure I.10.	Turbine hydraulique.....	16
Figure I.11.	Turbine à vapeur	16
Figure I.12.	Vue en coupe d'un alternateur triphasé avec excitatrice classique et excitatrice pilote.....	17
Figure I.13.a.	Système de commande robuste d'excitation de la MS.....	21
Figure I.13.b.	Structure de base de la MS avec le contrôleur robuste.....	22

**CHAPITRE II. « MODELISATION MATHEMATIQUE ET COMMANDE
CONVENTIONNELLE TYPE « PID »**

Figure II.1.	La configuration de base du système d'étude type SMIB.....	31
Figure II.2.	Principe de fonctionnement d'un AVR	32
Figure II.3.	Schéma fonctionnel du système de commande d'excitation par l'AVR-PSS.....	35
Figure II.4.	Branchement de l'AVR et du PSS dans le SEE.....	36
Figure II.5.	Représentation de la machine synchrone dans le repère biphasé (d, q).....	38
Figure II.6.	Diagramme vectoriel de la machine synchrone dans le repère de Park.....	38
Figure II. 7.	Schémas équivalents simplifié de la machine synchrone avec les circuits amortisseurs	48
Figure II.8.	Machine synchrone connectée à un réseau bus infini.....	50
Figure II.9.	Schéma du circuit d'excitation de tension (AVR) « IEEE » type -5.....	52
Figure II. 10.	Schéma du circuit d'excitation AVR simplifié.....	53
Figure II.11.	Schéma fonctionnel du stabilisateur de réseau PSS.....	54
Figure II.12.	Schéma block d'un Alternateur avec AVR équipé d'un PSS.....	54

Figure II.13.	Schéma fonctionnel du PSS.....	55
Figure II.14.	Réponses de l'angle de charge « Delta » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne longue.....	59
Figure II.15.	Réponses de la puissance électromagnétique « Pe » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par : Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne longue.....	59
Figure II.16.	Réponses de la tension statorique « Ug » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne longue.....	59
Figure II.17.	Réponses de l'angle de charge « Delta » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne moyenne.....	60
Figure II.18.	Réponses de la puissance électromagnétique « Pe » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne moyenne.....	60
Figure II.19.	Réponses de la tension statorique « Ug » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne moyenne.....	60
Figure II.20.	Réponses de l'angle de charge « Delta » en BO et BF du « SMIB » en régime nominal et ligne courte par Park (a) et Park-Gariov (b).....	61
Figure II.21.	Réponses de la puissance électromagnétique « Pe » en BO et BF du « SMIB » en régime nominal et ligne courte par Park (a) et Park-Gariov (b).....	61
Figure II.22.	Réponses de la tension statorique « Ug » en BO et BF du « SMIB » en régime nominal et ligne courte par Park (a) et Park-Gariov (b).....	61
Figure II.23.	Réponses de l'angle de charge (a) et la puissance électromagnétique (b) avec PSS-Park et PSS-Park-Gariov face à une variation paramétriques électriques à t=4s en régime sous excité et ligne longue.....	64
Figure II.24.	Réponses de l'angle de charge (a) et la puissance électromagnétique (b) avec PSS-Park et PSS-Park-Gariov face à une variation paramétriques électriques à t=4s en régime sous excité et ligne moyenne.....	64
Figure II.25.	Réponses de l'angle de charge (a) et la puissance électromagnétique (b) avec PSS-Park et PSS-Park-Gariov face à une variation paramétriques électriques à t=4s en régime sous excité et ligne courte.....	64
Figure II.26.	Les réponses du système en régime sous-excité et avec une ligne longue lors du 1 ^{er} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique à 100%).....	66
Figure II. 27.	Les réponses du système en régime sous-excité et avec une ligne longue lors du 2 ^{em} test de robustesse (minoration du couple d'inertie à 25 %).....	67
Figure II.28.	Les réponses du système en régime sous-excité et avec une ligne longue lors du 2 ^{em} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique à 100%)	67
Figure II.29.	Les réponses du système en régime sur- excité avec une ligne courte lors du 1 ^{er} test de robustesse (minoration du couple d'inertie à 25%).....	67
Figure II.30.	Les réponses de « Delta » et « Pe » en régime sur- excité et avec une ligne moyenne lors du 2 ^{em} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique ...	68
Figure II.31.	Les réponses de « Delta » et « Pe » en régime nominal et avec une ligne courte lors du 1 ^{er} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique.....	68

CHAPITRE III.COMMANDE ROBUSTE H2 APPLIQUEE AUX SYSTEMES

AVR-PSS

Figure III.1.	Problème standard H_2	83
Figure III.2.	Représentation du système augmenté	85
Figure III.3.	Choix des fonctions de pondérations	89
Figure III.4.	Algorithme de synthèse du stabilisateur quadratique robuste H_2 (Sous MATLAB/SIMULINK).....	90
Figure III.5.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et Robuste PSS-H2, sous le régime nominal et ligne courte et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	92
Figure III.6.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte , avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste ,sous le régime nominal et ligne moyenne et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	92
Figure III.7.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste , sous le régime nominal et ligne longue et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	92
Figure III.8.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sous-excité et ligne courte et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	93
Figure III.9.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sous-excité et ligne moyenne et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	93
Figure III.10.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sous-excité et ligne longue et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	93
Figure III.11.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sur-excité et ligne courte et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	94
Figure III.12.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sur-excité et ligne moyenne et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	94
Figure III.13.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sur-excité et ligne longue et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.....	94

CHAPITRE IV. APPLICATION DES PSS- H_∞ ROBUSTES PAR LOOP-SHAPING POUR L'AMELIORATION DE STABILITE

Figure IV.1.	L'apparition de la commande moderne et la commande H_∞	97
Figure IV.2.	George Zames Fondateur de la commande H_∞	97
Figure IV.3.	Valeurs singulières et norme H_∞ d'une matrice de transfert.....	100
Figure IV.4.	Forme standard.....	101
Figure IV.5.	Système bouclé.....	105

Figure IV.6	Représentations d'incertitudes non-structurées: (a) Multiplicatives en entrée (b) Additives, (c) Multiplicatives en sortie, (d) Multiplicatives en sortie inverse.....	109
Figure IV.7	Algorithme de synthèse du stabilisateur PSS- ∞ à base de Glover-Doyle.....	113
Figure IV.8.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime nominale et ligne courte face à deux variations paramétriques à t=4 sec.....	115
Figure IV.9.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime nominale et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à t=4 sec...	116
Figure IV.10.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime nominale et ligne longue face à deux variations paramétrique à t=4 sec.....	116
Figure IV.11.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime sous-excité et ligne courte face à deux variation paramétrique à t=4sec....	116
Figure IV.12.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétrique à t=4sec.....	117
Figure IV.13.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime sous-excité et ligne longue face à deux variations paramétrique à t=4sec.....	117
Figure IV.14.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime sur-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à t=4 sec	117
Figure IV.15.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime sur-excité et ligne longue face à deux variations paramétriques à t=4 sec...	118
Figure IV.16.	Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID PSS-H ∞ et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à t=4sec.....	120
Figure IV.17.	Réponse de la puissance électromagnétique « Pem» en Boucle Ouverte, avec PSS-PID PSS-H ∞ et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à t=4 sec.....	120
Figure IV.18.	réponse du glissement « g» en Boucle Ouverte, avec PSS-PID PSS-H ∞ et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à t=4 sec.....	120
Figure IV.19.	réponse de l'angle de charge « Delta» en Boucle Ouverte ,avec PSS-PID PSS-H ∞ et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à t=4 sec.....	121
Figure IV.20.	Réponse de la tension terminale « Ug »avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime sur-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à t=sec....	121

CHAPITRE I.

COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRO-ENERGETIQUES –ETAT DE L’ART

Tableau I.1. *Gamme de puissances des Alternateurs du constructeur Alstom Power , General Electric ,et Siemens-Westinghouse.....* **Page 13**

CHAPITRE II.

MODELISATION MATHEMATIQUE ET COMMANDE CONVENTIONNELLE TYPE « PID »

Tableau II.1. *Le calcul des performances dynamiques (α : coefficient d’amortissement ,et $\varepsilon\%$:erreur statique) du système SMIB avec le modèle de Park en Boucle Ouverte et Boucle fermée.....* **62**

Tableau II.2. *Performances du système (α coefficient d’amortissement, $\varepsilon\%$ erreur statique) du SMIB avec le modèle de Park-Gariov en BO et BF (AVR et AVR-FA).....* **62**

CHAPITRE III.COMMANDE ROBUSTE H2 APPLIQUEE AUX SYSTEMES AVR-PSS

Tableau III.1 *Coefficients d’amortissements du système SMIB Avec les contrôleurs AVR-H2 et PSS-H2* **91**

CHAPITRE IV.APPLICATION DES PSS-H ∞ ROBUSTES PAR LOOP-SHAPING POUR L’AMELIORATION DE STABILITE

Tableau IV.1. *Calcul des performances dynamiques du SMIB en Boucle Ouverte(BO) et en boucle fermée avec PSS-PID, PSS-H2 et PSS-H ∞* **122**

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis une vingtaine d'années, les systèmes Electro-Energetiques –appelés aussi systèmes de puissance - doivent faire face à des défis très importants. La libération du marché de l'électricité crée des scénarios de fonctionnement beaucoup plus complexes que par le passé. L'augmentation permanente de la dépendance électrique de la société moderne implique un fonctionnement des systèmes de puissance à 100% de leur capacité et une sûreté maximale. En outre, la qualité de la puissance électrique est devenue actuellement un grand souci pour les consommateurs et les fournisseurs. Par conséquent, des critères rigoureux de développement et de fonctionnement sont de plus en plus exigés. Dans ces conditions, la stabilité des systèmes de puissance devient une des préoccupations majeures pour les fournisseurs d'électricité. Ces systèmes doivent rester stables pour toutes les petites variations au voisinage des points de fonctionnement ainsi que pour des conditions sévères. Les nouvelles méthodes et les nouvelles technologies permettant d'améliorer la stabilité des systèmes font par conséquent l'objet de travaux de recherche extrêmement important. Compte tenu de la variété des conditions de fonctionnement et de la sévérité des incidents, les équipements de commande installés actuellement sur les réseaux peuvent s'avérer trop limités ou insuffisants pour répondre efficacement aux diverses perturbations. En conséquence, les opérateurs de réseaux cherchent à en optimiser leur fonctionnement tout en maintenant un niveau de sécurité satisfaisant.

Un système de puissance est un système hautement non-linéaire qui fonctionne dans un environnement en évolution continue : charges, puissance de génération, topologie du réseau,... . Le système peut aussi être soumis à des perturbations ; l'occurrence des n'importe quelles contingences ou perturbations telles que les court-circuit causés par les coups de foudre, les variations brusques des charges, les pertes dans lignes et les pertes d'ouvrage (lignes, générateurs, transformateurs, etc.) peuvent mener à une situation critique commençant par des oscillations électromécaniques souvent mal amorties suivies de la perte de synchronisme et d'instabilité de système. Ces oscillations électromécaniques de faibles fréquences sont associées à l'angle de rotor des machines synchrones fonctionnant dans un système les reliant ensemble par des lignes de transmission longues avec d'autres groupes des machines. Celles-ci limitent la capacité de transfert des systèmes de puissance et continuent à se développer entraînant la perte de synchronisme et la séparation du système si aucune réponse adéquate n'est rapidement prise.[105], alors le système électro-énergétique doit être apte à "répondre" de façon satisfaisante aux besoins de la charge, comme il doit également être capable de résister à toute perturbation qu'elle soit faible ou importante .

Si l'automatique se distingue par une approche qui suppose souvent de ne pas remettre en cause la constitution du processus étudié mais plutôt œuvrer principalement sur les modèles mathématiques afin d'analyser et de modifier son comportement. Le calcul de la loi de commande alternera donc deux étapes : la synthèse du correcteur, et l'analyse des propriétés du système commandé, jusqu'à ce que les résultats obtenus soient jugés satisfaisants.

La synthèse d'une loi de commande permettant de réaliser l'asservissement d'un processus quelconque, passe par l'utilisation des modèles mathématiques. Ceux-ci sont issus de la description des phénomènes physiques, ou d'expériences permettant de caractériser son comportement entrée-sortie. On peut tout de suite noter que ces modèles ne représentent qu'imparfaitement la réalité : il y aura toujours des incertitudes et des erreurs de modélisations, du fait que les phénomènes physiques ne peuvent être qu'imparfaitement traduits par des modèles mathématiques, que les paramètres de ces modèles ne sont connus qu'avec une certaine précision, et aussi qu'il ne sert à rien (et qu'il serait même nuisible) de travailler avec des modèles très précis et donc très complexes.

Sur la base d'un modèle imparfait, on va donc concevoir une loi de commande pour assurer la stabilité, les marges de stabilité, la précision, et autres performances dynamiques ...

Notant qu'il est rare que tous les objectifs d'un cahier des charges puissent être pris en compte explicitement lors de la synthèse. Ceux-ci seront donc vérifiés *a posteriori*, en utilisant en général, un modèle plus précis que celui utilisé pour calculer la loi de sa commande.

Par ailleurs, puisqu'on travaille sur des modèles dont la validité est limitée, il faudra se préoccuper de la *robustesse* de la loi de commande obtenue.

Robustesse : que signifie-t-on ce terme ?

Linguistiquement, le terme « *robuste* » désigne tout ce qui est solide comme « le chêne Rouvre » [1], et le mot « *robustesse* » a comme valeurs : la solidité, la force, la résistance et l'endurance. En Automatique, la robustesse n'a plus cette connotation de résistance; et à la différence de ce qui est attendu du chêne, les systèmes automatisés ne sont plus évalués sur la dureté de leurs composants, mais plutôt sur deux propriétés qui sont : *La stabilité et les performances*.

Un système est dit *robustement stable*, ou bien *robuste en stabilité*, quand la stabilité n'est pas altérée par des incertitudes sur le modèle.

Un système est dit *robustement performant*, ou bien *robuste en performance*, s'il sera capable de garder ses performances malgré les aléas et les perturbations pouvant l'affecter [2].

L'IEEE définit la robustesse comme "*le degré selon lequel un système, ou un composant, peut fonctionner correctement en présence d'entrées invalides ou de conditions environnementales stressantes*" (IEEE Std 610.12-1990).

Historiquement, l'approche de commande robuste est née d'essais de prise en compte à priori d'objectifs de robustesse lors d'une synthèse [3]. Cette vision s'est trouvée rapidement limitée à des descriptions grossières d'incertitudes de modèle qui ne permettent pas de prendre en compte la nature physique des incertitudes. Une vision plus réaliste est de considérer cette approche comme une façon particulière de calculer un correcteur, sans que toutes les demandes de robustesses et de performances soient prises en compte à *Priori*.

Cette présente thèse tente à modéliser mathématiquement un système électro énergétique dit « Simple Standard IEEE-SMIB », qui est composé, d'un turboalternateur de type TBB 1000, d'un Régulateur Automatique de la Tension d'excitation « AVR » et d'un Système Stabilisateur de Puissance « PSS », ces deux derniers dispositifs sont réalisés en primo par une technique de commande classique « stabilisateur conventionnel de type PID », puis par les techniques fréquentielles avancées et robustes à savoir la norme Quadratique Gaussienne H_2 , et la commande H_∞ par la méthode de formation de boucle (*Loop-Shaping*).

Tout en gardant à l'esprit le souci de clarté, et de l'enchaînement chronologique, il nous a paru utile de structurer cette présente thèse en quatre chapitres.

Le premier chapitre sert à citer les travaux antérieurs réalisés dans le domaine de la commande robuste des machines électriques (l'état de l'art), et de présenter par la suite l'apport de la thèse qui répond à la problématique soulevée.

Le deuxième chapitre traitera la modélisation mathématique du système SMIB ; où nous avons fait une étude comparative entre deux types de modèles : le premier est analogique « *Park* » et l'autre analogique-numérique par « Réseaux des Perméances » dit « *PARK-GARIV* ». Nous introduisons par l'occasion les résultats de simulation de la commande classique du SEE, via des contrôleurs d'excitation conventionnels du système *AVR-PSS* (d'architecture type *PID*) pour justifier et valider le choix de notre modèle mathématique.

Dans le troisième chapitre, nous adoptons une stratégie de commande robuste basée sur la technique fréquentielle avancée quadratique H_2 : réinterprétation du problème d'optimisation LQG (Linéaire Quadratique Gaussienne) et plus généralement « LQG » à pondérations fréquentielles en tant que problème d'optimisation dans l'espace de Hardy « H_2 » avec association du filtre de *Kalman*, ce qui va nous permettre d'analyser en profondeur la réponse transitoire du SEE, ainsi que sa robustesse de stabilité.

Le dernier chapitre, présente une autre technique de commande fréquentielle avancée : c'est la méthode d'optimisation H_∞ en vue de synthétiser des PSS- H_∞ robustes par l'approche de Formation de Boucle (*Loop-Shaping*). Il récolte ainsi tous les résultats précédents, les analyser, les comparer et les discuter.

Enfin, la conclusion générale tient lieu à la fois d'une synthèse et d'un appel d'aller plus loin dans le même axe de recherche en commande robuste , sur la base des techniques fréquentielles avancées appliquées aux machines synchrones, vu les résultats spectaculaires qu'elles apportent.

CHAPITRE I.

COMMANDE DES SYSTEMES ELECTROENERGETIQUES -ETAT DE L'ART

I.1. INTRODUCTION

La complexité des réseaux d'interconnexions et leur soumission à plusieurs contraintes économiques, écologiques et techniques ont amené les fournisseurs d'énergie électrique à faire fonctionner les réseaux à pleine capacité pour avoir un équilibre entre l'augmentation de la consommation et la production, et ce dans des conditions de plus en plus proche des limites de la stabilité.

En outre, la conversion électromécanique consiste à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique et réciproquement via des machines électriques, ces dernières ont bénéficié depuis de nombreuses années, d'une attention particulière de la part des chercheurs et surtout des industriels qui ont porté un intérêt constant pour les machines électriques en général et pour la machine synchrone en particulier. Cette dernière, au-delà de ses utilisations classiques dans des domaines tels que la traction ferroviaire, la production de l'électricité dans les centrales nucléaires, hydrauliques, et les groupes électrogènes, elle est de plus en plus utilisée dans les TGV (Train à très Grande Vitesse) et les systèmes embarqués tels que les navires à propulsion électrique [4].

Les génératrices synchrone appelées aussi très souvent alternateur ou Turboalternateur (lorsqu'il s'agit d'une très grande vitesse) triphasés sont la source primaire de toute l'énergie électrique que nous consommons, ces machines constituent les plus gros convertisseurs au monde, elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique avec des puissances allant jusqu'à 2000 MW [5]. C'est une machine composée principalement de deux parties, à savoir « un Inducteur » généralement au rotor et d'« un Induit » au stator. Le bobinage inducteur, grâce à une alimentation appropriée, permet de générer un champ électromagnétique ayant pour conséquence d'induire dans le bobinage induit, une tension triphasée récupérable via les bornes de la machine. Plusieurs technologies d'alimentation de cet inducteur ont été développées depuis plusieurs années afin d'améliorer les performances de ces machines et le choix de l'une ou de l'autre de ces technologies dépend généralement de l'application que l'on souhaite faire à ces machines et surtout des contraintes de fonctionnement de ces dernières. La particularité de la génératrice synchrone, comme son nom l'indique, est de produire des tensions de sortie dont la fréquence est rigoureusement liée à celle du champ tournant (Champ inducteur). Ainsi, il devient aisé de fixer cette fréquence grâce à une régulation adéquate de la vitesse de rotation de l'arbre d'entraînement de la génératrice.

Pour expliquer les zones sombres, et les besoins industriels constatés dans cet axe de recherche d'une part, et démontrer que nous avons fouillé une large piste bibliographique des travaux antérieurs d'autre part, nous nous efforçons à brosser un état de l'art des systèmes électro-énergétique en générale, et la commande des Turboalternateurs synchrones en particulier.

I.2. LES SYSTEMES ELECTRO-ENERGETIQUES (SEE)

L'énergie électrique c'est le type d'énergie qui possède des avantages considérables et indéniables : avant tout sa transformation est facile, son transport éloigné est rapide et économique, elle possède une

divisibilité illimitée, comme elle peut être réglée d'une manière automatisée, outre son aptitude aux différents processus technologiques. L'objectif central de la production de l'énergie électrique est bien l'alimentation des consommateurs avec une énergie à quantité suffisante et à qualité déterminée.

I.2.1. Principe de fonctionnement d'un SEE

Le Système Electro-Energétique (appelé aussi réseau d'énergie électrique ou système de puissance) est un ensemble d'éléments liés aux régimes communs ayant des objectifs communs mais dont les propriétés et les objectifs diffèrent de ceux de ses éléments, il se compose d'éléments (générateurs, transformateurs, lignes,...), plus ou moins nombreux selon la taille du réseau, interconnectés, formant un système complexe capable de générer, de transmettre et de distribuer l'énergie électrique à travers de vastes étendues géographiques. Le SEE est un système ouvert, hiérarchisé, et de gestion [6] :

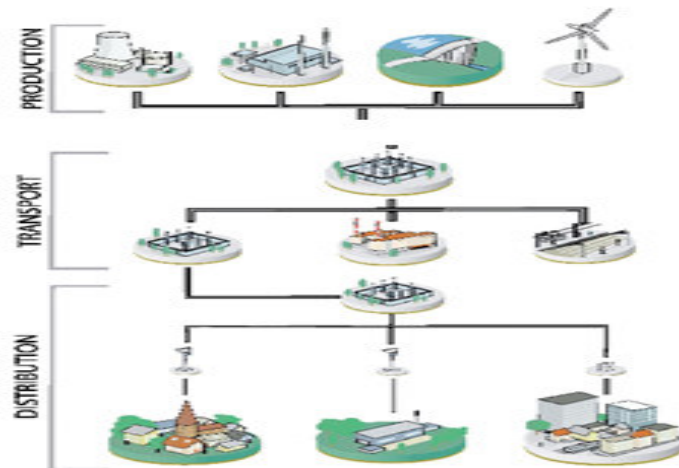


Figure I.1. Les différents niveaux d'un SEE

La gestion du SEE doit assurer un fonctionnement fiable de ses éléments, car c'est cette fiabilité qui détermine l'organisation de l'entretien et des essais préventifs de l'équipement ainsi que l'exécution des différentes mesures pour éviter les avaries, sans oublier la maintenance courante de l'équipement qui consiste à régler et contrôler les paramètres des processus.

I.2.2. L'analyse fonctionnelle d'un SEE

Dans une centrale de production de l'énergie électrique, le SEE est un processus à deux entrées qui sont l'énergie cinétique et le courant d'excitation [7]. Une fois l'alternateur est convenablement excité en courant continu, il produit un couple électromagnétique à partir de l'énergie cinétique qu'il reçoit de la turbine. Ce couple électromagnétique est fourni au réseau de transport sous forme de puissance active et réactive ; à son tour, le réseau de transport fournit aux pertes près, la puissance développée par l'alternateur via les postes de transformation Haute et Moyenne tension (HTA/HTB)

aux consommateurs conformément aux trois tâches suivantes qui sont la production, le transport et la transformation.

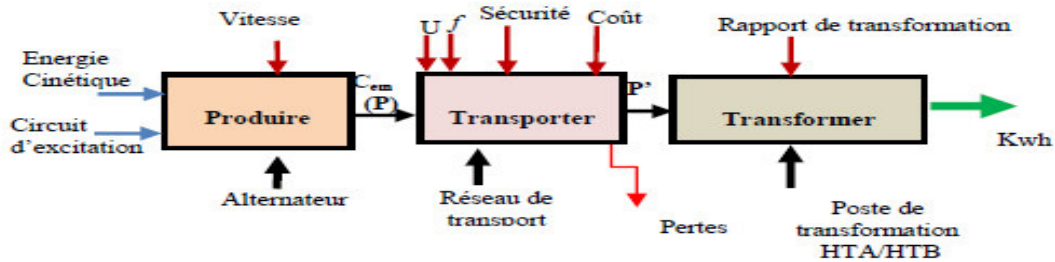


Figure I.2 Schéma bloc des tâches d'un SEE

I.3. LA STABILITE DES RESEAUX D'ENERGIE ELECTRIQUE

D'un point de vue physique, la stabilité est définie comme un état d'équilibre de forces opposées. Dans le cas des réseaux électriques, ces forces sont liées à l'interaction de machines connectées aux réseaux électriques. Le groupe de travail IEEE / CIGRE a proposé une définition de la stabilité des réseaux électriques [100]:

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

L'instabilité peut prendre plusieurs formes dépendamment des conditions d'opération et de la configuration du réseau mais le maintien du synchronisme sur le réseau demeure un but primordial. Il faut donc suivre la dynamique des générateurs à travers les angles du rotor et les puissances.

I.3.1. Différents types de stabilité

L'instabilité d'un réseau électrique peut être causée par de nombreux facteurs, l'analyse des problèmes de stabilité et l'identification des facteurs contribuant à l'atteinte de stabilité ont permis d'améliorer la stabilité des réseaux électriques et de la classer en fonction de leur nature. La classification suivante est basée sur :

- la nature physique de l'instabilité ;
- l'amplitude de perturbations ;
- la plage de temps des phénomènes ;
- les méthodes de calcul et prédiction utilisée pour étudier la stabilité.

La figure (I.3) adoptée de [100] et [105] classe bien les problèmes de stabilité en tenant compte de tous ces paramètres.

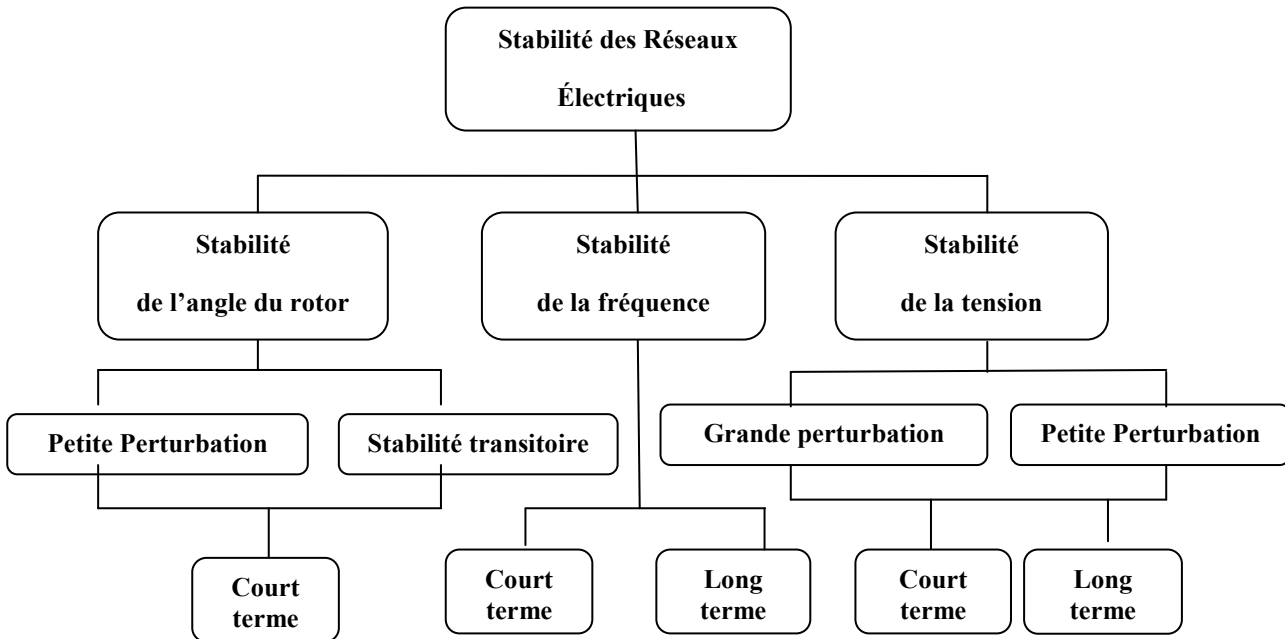


Figure I.3. Classification des différents types de la stabilité des systèmes de puissance.

1.3.1.1. Stabilité de l'angle du rotor

La stabilité de l'angle de rotor concerne la capacité des machines synchrones d'un système de puissance interconnecté de rester en synchronisme suite à une perturbation. Elle dépend de la capacité de maintenir/restaurer l'équilibre entre les couples électromagnétique et mécanique agissant sur le rotor de chaque machine synchrone du système. L'instabilité qui peut résulter se produit sous forme d'augmentation des oscillations angulaires de certains générateurs pouvant conduire à une perte de synchronisme avec d'autres générateurs [100,102]. Suivant l'amplitude de la perturbation, nous pouvons caractériser la stabilité de l'angle de rotor en deux sous-catégories :

- **Stabilité angulaire aux petites perturbations (stabilité statique)**

Elle est définie par la capacité du système de puissance de maintenir le synchronisme en présence des petites perturbations. Les perturbations sont considérées comme suffisamment petites pour que la linéarisation des équations du système soit permise aux fins de l'analyse. L'instabilité résultante se manifeste sous forme d'un écart croissant, oscillatoire ou non-oscillatoire, entre les angles de rotor.

- **Stabilité angulaire aux grandes perturbations (stabilité transitoire)**

Elle concerne la capacité du système de puissance de maintenir le synchronisme après avoir subi une perturbation sévère transitoire tel qu'un court-circuit sur une ligne de transmission ou une perte d'une partie importante de la charge ou de la génération. La réponse du système implique de grandes

variations des angles de rotor. Elle dépend de la relation non-linéaire couples-angles. La stabilité transitoire dépend non seulement de l'amplitude des perturbations et du point de fonctionnement initial mais elle dépend également des caractéristiques dynamiques du système. Elle se manifeste à court terme sous forme d'un écart croissant de façon aperiodique de certains angles de rotor. Si l'instabilité se manifeste directement suite à la perturbation (plus précisément dans la première seconde qui suit l'élimination du défaut), elle est appelée instabilité de première oscillation (First Swing Instability), et elle s'étend sur 3 à 5 secondes.

L'instabilité transitoire peut aussi se manifester autrement, elle peut résulter de la superposition des effets de plusieurs modes d'oscillation lents excités par la perturbation, provoquant ainsi une variation importante de l'angle de rotor au-delà de la première oscillation (instabilité de multi-oscillations). La gamme de temps associée va de 10 à 20 secondes.

1.3.1.2. Stabilité de tension

La stabilité de tension, par définition, se rapporte à la capacité d'un système de puissance- pour une condition de fonctionnement initiale donnée- de maintenir des valeurs de tensions acceptables à tous les nœuds du système après avoir subi une perturbation. La stabilité de tension dépend donc de la capacité de maintenir/restaurer l'équilibre entre la demande de la charge et la fourniture de la puissance à la charge. L'instabilité résultante se produit très souvent sous forme de décroissance progressive de la tension à quelques nœuds.

1.3.1.3. Stabilité de fréquence

La stabilité de la fréquence d'un système de puissance se définit par la capacité du système de maintenir sa fréquence proche de la valeur nominale suite à une perturbation sévère menant par conséquent à un important déséquilibre, entre les puissances produites et consommées.

I.4. ETUDE DES GROUPES TURBO - ALTERNATEURS

Le groupe Turboalternateur est un système électro-énergétique destiné à la production de l'énergie électrique, cette dernière résulte de diverses transformations. Par exemple, celle d'origine mécanique est basée principalement sur la transformation de l'énergie primaire sous forme potentielle par des turbines hydrauliques, et calorifique par les turbines à vapeur en une énergie électrique. Cette transformation comporte trois sous transformations fondamentales qui sont :

- la transformation du combustible dans la chaudière en énergie calorifique ;
- la transformation de l'énergie calorifique en énergie cinétique via la turbine ;
- la transformation de l'énergie cinétique en énergie électrique dans l'alternateur.

L'énergie obtenue à la sortie de l'alternateur est transmise aux consommateurs.

Selon la demande d'énergie, la production est contrôlée moyennant le réglage de l'énergie primaire et ce en actionnant les vannes d'admission principales de la turbine.

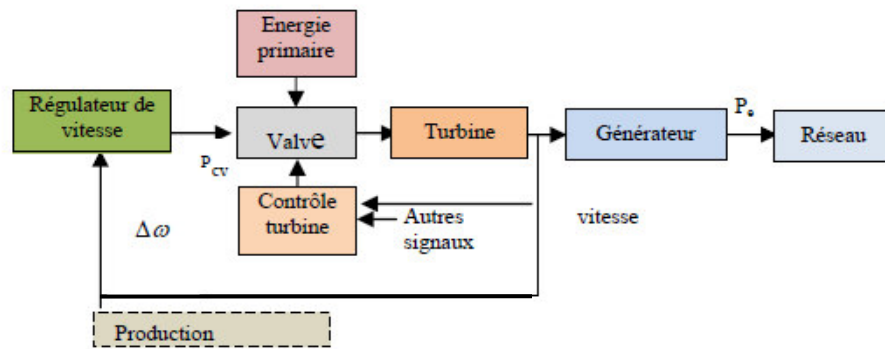


Figure I.4. Schéma fonctionnel de contrôle de la turbine

Au sein des centrales, d’une façon générale la configuration de base d’un groupe Turbo-alternateur synchrone est représentée dans la figure ci-dessous. Elle comprend trois boucles de régulation :

- Une boucle de régulation du débit calorifique du fuel ;
- Une boucle de régulation de la vitesse de la turbine par un gouvernail ;
- Une boucle de régulation de la tension d’excitation des alternateurs synchrones.

En ajustant le débit (de la puissance calorifique du fuel dans le cas d’une centrale thermique et le débit d’eau dans le cas d’une centrale hydraulique) qui entre à la turbine, le gouvernail contrôle la puissance mécanique que délivre la turbine, Ce contrôle permet d’assurer la stabilité du système par rapport aux variations de la demande.

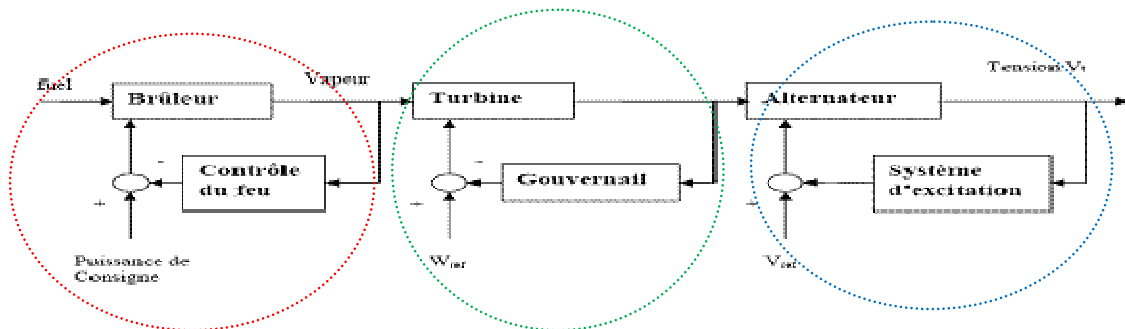


Figure I.5. Configuration de base d’un groupe Turbo-Alternateur dans une centrale thermique

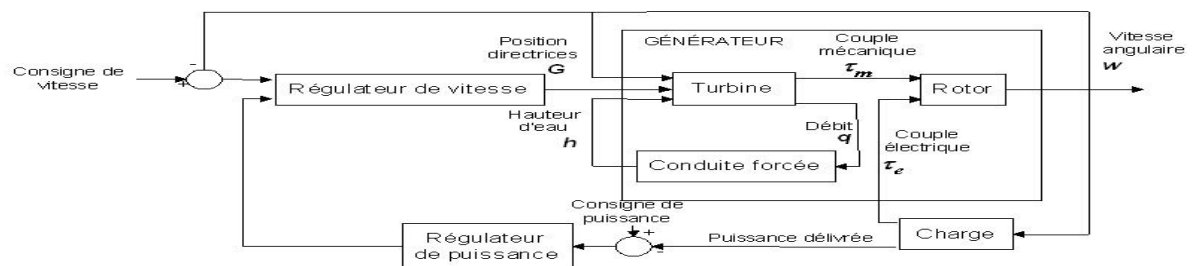


Figure I.6. Configuration de base d’un groupe Turbo- Alternateur dans une centrale hydraulique

Depuis de nombreuses années, les électrotechniciens se sont intéressés à l'amélioration des performances des machines électriques, c'est ainsi que des travaux importants ont été réalisés sur la structure des machines afin de les optimiser. Grâce à ces optimisations, les quantités de cuivre utilisées pour le bobinage des machines sont de plus en plus réduites conduisant à des tailles de machine plus faibles en restant performantes [5].

I.4.1. Avancée technologiques des groupes Turbo- alternateurs

Dans un premier temps, une présentation générale des alternateurs et leurs évolutions -suivies des principaux constructeurs et de leurs gammes de puissances- est présentée.

I.4.1.1. Historique et Principe de fonctionnement

En 1886, *William Stanley* démontra pour la première fois l'efficacité de la distribution d'électricité dans le cadre de l'utilisation à des fins d'éclairage de la ville de Great Barrington dans le Massachusetts (les Etats Unies). Ce système était en alternatif monophasé et utilisait pour la première fois le transformateur comme élément élévateur puis abaisseur pour la distribution de l'énergie [1]. Une machine électrique tournante transforme l'énergie mécanique en énergie électrique (génératrice ou alternateur) ou inversement (moteur). L'essentielle de la production d'électricité est issue d'alternateurs de type synchrone, c'est-à-dire de machines dont la vitesse de rotation est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Cette machine se compose de deux parties : l'une fixe est le stator et l'autre pouvant tourner autour de son axe est le rotor. Ces deux parties cylindriques sont séparées par un entrefer de faible dimension.

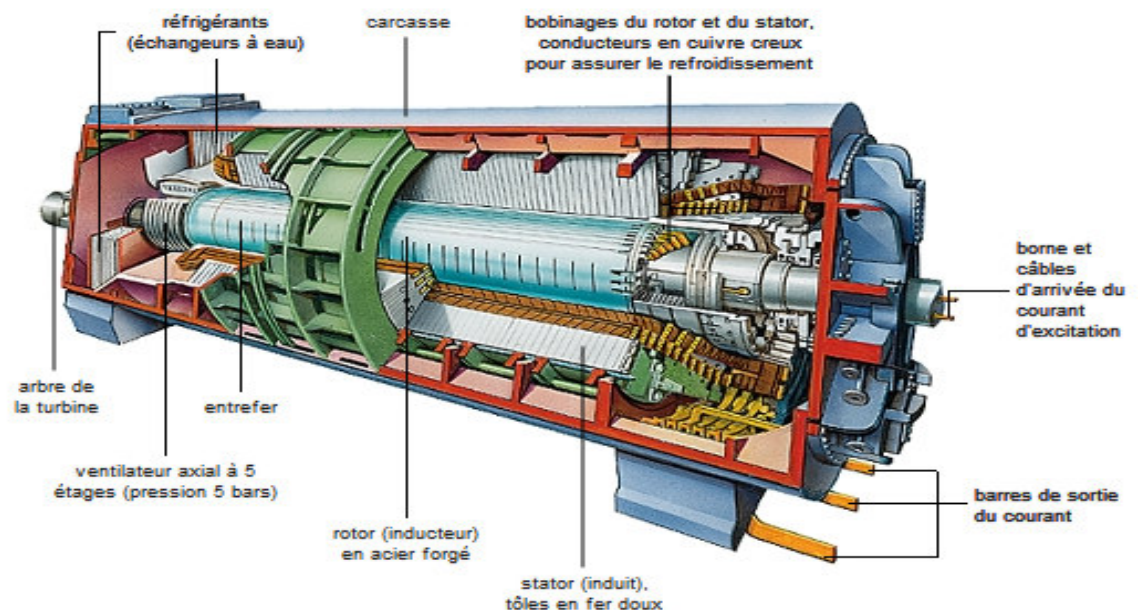


Figure I.7 . Plan coupe d'un turboalternateur de grande puissance

La machine nécessite également des systèmes annexes tels que les systèmes d'excitation, les circuits de refroidissement, ... etc., pour assurer le bon fonctionnement de celle-ci, ces alternateurs se répartissent en grandes catégories liées :

- à la turbine (à vapeur ou à eau) : dans les centrales : nucléaires, thermiques et hydrauliques ;
- au système de refroidissement du stator : fluide de refroidissement : air, hydrogène, hydrogène et/ou eau, mode de refroidissement des parties actives : direct/indirect, type de ventilation axiale, axialo-radiale...
- au système d'excitation : systèmes à diodes tournantes ou systèmes à bague-balais dits statiques,...etc.

Les alternateurs se différencient également par les choix technologiques tels que :

- le nombre de paires de pôles ;
- la conception du stator (circuit magnétique, bobinage statorique, développantes, ...etc.);
- la conception du rotor :
 - pôles lisses : utilisées essentiellement dans les centrales thermiques ou nucléaires
 - pôles saillants, enroulement rotorique, frettes,...etc.

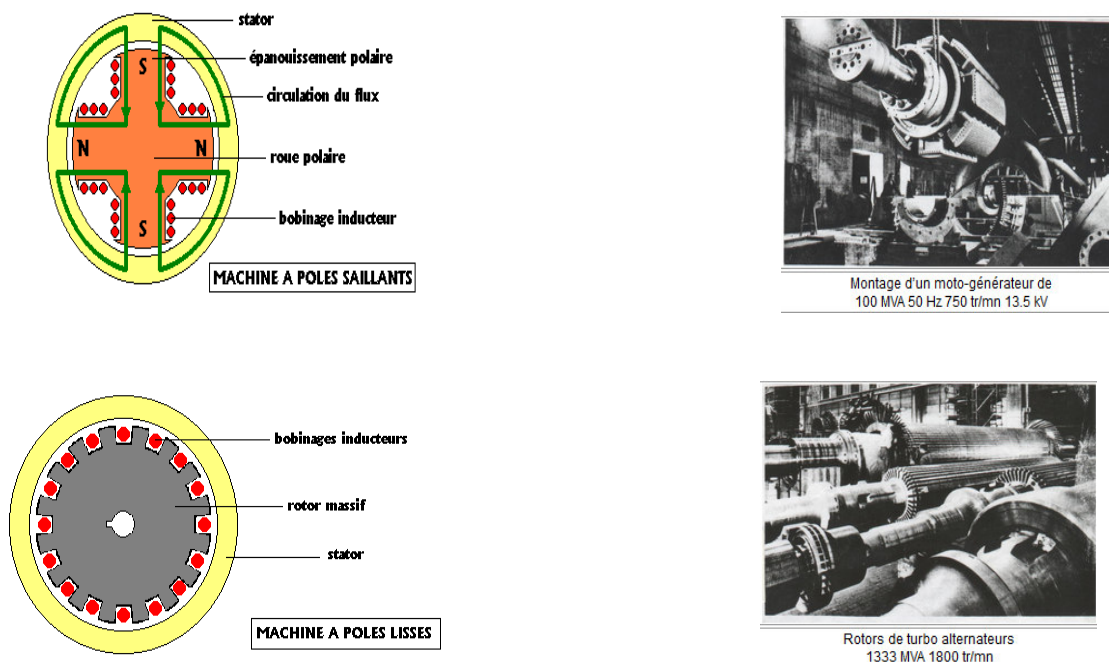


Figure I.8. Les alternateurs synchrones à pôles lisses et pôles saillants

1.4.1.2. Principaux constructeurs d'alternateur et leur gamme de puissance

Les principaux acteurs (constructeurs d'alternateurs) sont les suivants [7], [8] et [9] :

- General Electric Power Systems (USA) ;

- Alstom Power : créer par la mise en commun des activités dans la production d’électricité des groupes ABB (Suisse, Allemagne, Finlande) et Alstom (France et Grande Bretagne) ;
- Siemens (Allemagne) / Westinghouse (USA) ;
- Mitsubishi Heavy Industries Power Systems (Japon) ;
- Toshiba Corporation Power Systmes & Services Company (Japon) ;
- Hitachi Power & Industrial Systems Group (Japon) ;
- Ansaldo Energia (Italie) sous licence d’autres fabricants ;
- VA Tech Elin (Autriche),...etc.

L’analyse du parc de production installé (centrales : hydrauliques, thermiques classiques et nucléaires, turbines à gaz) par les constructeurs montre la prédominance de trois constructeurs qui sont :

- Alstom Power, General Electric Power Systems et Siemens.

Les gammes de puissance annoncées par les constructeurs ainsi que le (ou les) fluide (s) de refroidissement des structures de la machine sont données dans le tableau ci-dessous :

Mode de refroidissement	Gamme de puissance en S (MVA)		
	Alstom Power	General Electric	Siemens – Westinghouse
Air	40-500	35-190	25-325
Hydrogène (H2)	300-550	240-530	200-1000
Hydrogène (H2) et eau (H2O)	400-1750	500-1540	450-2000

Tableau I-1. Gamme de puissances des Alternateurs du constructeur Alstom Power, General Electric, et de Siemens –Westinghouse

Globalement, la gamme de puissances des alternateurs se décline en fonction du mode de refroidissement (fluide et système) de la manière suivante :

- machine refroidie à air de l’ordre de 25 à 300 MVA ;
- machine refroidie à hydrogène de l’ordre de 300 à 550 MVA ;
- machine refroidie à hydrogène/eau pour des puissances de l’ordre de 300 à 12000 MVA (2 pôles) et jusqu’à 2000 MVA pour une machine 4 pôles.

1.4.1.3 Evolution des puissances des Alternateurs et progrès actuels

Les années 70 ont été marquées par le développement d’alternateurs de forte puissance dû à l’accroissement de la demande, à la capacité des réseaux électriques et à l’intérêt économique des

grands groupes de production (alternateurs de forte puissance). En effet, l'emploi de turboalternateur de grande puissance est plus économique au niveau capitalisation des pertes (rendement global plus élevé) et le prix d'investissement au kilowatt est plus faible. En 1970, des alternateurs de centrales nucléaires, de puissance unitaire 1200 MVA, ont été installés aux USA et en 1977, la première mise en service d'alternateur de 1000 MVA à 1500 tr/mn (Fessenheim) en France, etc. La réalisation de machines de forte puissance n'a été possible que par des développements dans le domaine des matériaux (diélectriques, aciers, techniques de forage,...) et des procédés de refroidissement des structures internes des machines afin de ne pas diminuer les marges de sécurité thermique et mécanique des organes.

La déréglementation récente du marché (marché très concurrentiel et nouvelles lois) de l'électricité a profondément bouleversé le marché des machines électriques tournantes (alternateurs). En effet, l'évolution mondiale du marché des machines électriques tournantes est passée d'unités de forte ou très forte puissance (> 600 MW) pour des turbines à vapeur (thermique et nucléaire) à des alternateurs de moyenne puissance de l'ordre de 250 à 400 MW pour des applications de turbine à gaz et des unités à cycle combiné. Ces turbines à combustion fossile sont utilisées pour fournir un complément de puissance (répondre à des pointes hivernales de consommation, participer à la reconstitution du réseau) et alimenter désistés isolés [12]. Par conséquent, les principales activités de recherche dans la production d'électricité se font dans le domaine des turbines à gaz, notamment des alternateurs de puissances < 500 MVA refroidis par air pour bénéficier des avantages techniques et économiques liés à ce fluide de refroidissement (construction simple, pas d'auxiliaires : H₂, CO₂, huile, ..., coûts d'exploitation réduits). A titre d'exemple, le constructeur Alstom Power propose sous l'appellation TOPAIR, toute une gamme de machines allant de quelques MVA à 500 MVA [10] et [11]. Ces alternateurs ont nécessité un mode de construction plus élaboré, en particulier le système de refroidissement du rotor et du stator. Par ailleurs, l'utilisation d'isolation de classe H (180°C) développé par Alstom Power permet l'exploitation des alternateurs avec des échauffements de base en classe F (155°C), soit une marge d'échauffement par rapport aux systèmes d'isolation classe B/F actuels ou une augmentation de puissance de l'ordre de 10% sans modification des dimensions de la machine.

1.4.1.4. Innovation dans le domaine des Turboalternateurs

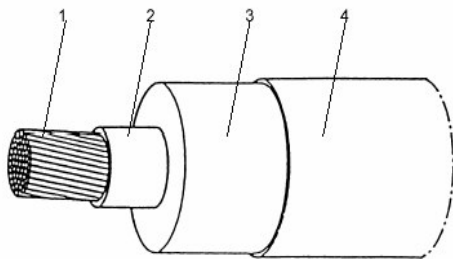
Le développement des outils de simulation a permis un meilleur dimensionnement par l'estimation des grandeurs mécaniques, thermiques et électromagnétiques. Ainsi des simulations réalisées en 2D, voire même en 3D permettent de connaître le couple sur l'arbre en cas de court-circuit, l'élévation de température des têtes de bobines, la saturation du circuit magnétique,...etc.

Pour les constructeurs, la connaissance de ces contraintes (efforts électromagnétiques, échauffements des structures, ...) permet une standardisation de leurs gammes de produit en fonction de la fréquence du réseau (50 ou 60 Hz) et de la puissance de la machine S (MVA) ou P (MW) [104].

La recherche et le développement menés dans le domaine des alternateurs par les constructeurs ont permis l'émergence de nouveaux produits, dont les principaux sont les suivants :

1.4.1.5. Powerformer (40 à 200 MW) d'Alstom Power

C'est un turboalternateur à liaison directe au réseau haute tension, il s'agit d'un alternateur synchrone connecté directement au réseau haute tension, sans l'intermédiaire d'un transformateur élévateur. Dans cette technologie proposée par Alstom Power (initialement développé par ABB en 1998), les barres conductrices statoriques sont remplacées par des câbles à haute tension (voir figure 1.8 ci-dessous) [6]. Le rotor est de conception conventionnelle, refroidi par air.



- 1-câble cylindrique (conducteur)
- 2-couche semi-conductrice intérieure
- 3-isolant
- 4-couche semi-conductrice extérieure

Figure I.9. Câble cylindrique utilisé dans le Powerformer

Ce type de câble peut être utilisé à des tensions de l'ordre de la centaine de KV supprimant ainsi le transformateur élévateur de connexion au réseau.

1.4.1.6. Alternateur supraconducteur

Dans cette technologie, l'enroulement rotorique est un supraconducteur, l'enroulement statorique restant de conception conventionnelle [103].

1.4.2 Avancées technologiques des Turbines

Hormis dans les centrales photovoltaïques (encore peu répandues...), la génération d'électricité est assurée par un alternateur entraîné en rotation par une turbine (dans quelques cas rares par un moteur Diesel stationnaire). Le type de turbine définit alors le type de la centrale électrique:

On distingue :

- La turbine à vapeur, dans une centrale thermique (à combustible fossile ou nucléaire) ;
- une turbine à combustion (communément, mais improprement appelée turbine à gaz) dans une centrale thermique ;
- Une turbine hydraulique, dans une centrale hydroélectrique ou une centrale Marémotrice ;
- Une éolienne est aussi une sorte de turbine.

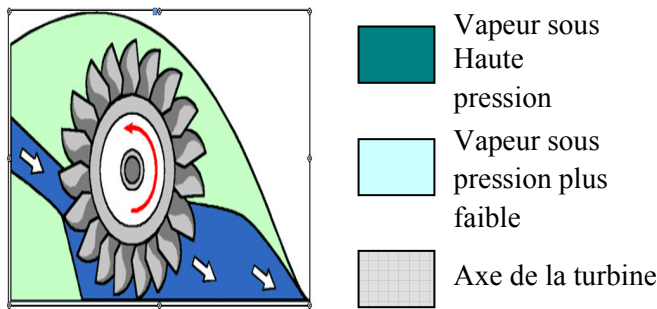


Figure I.10. Turbine hydraulique

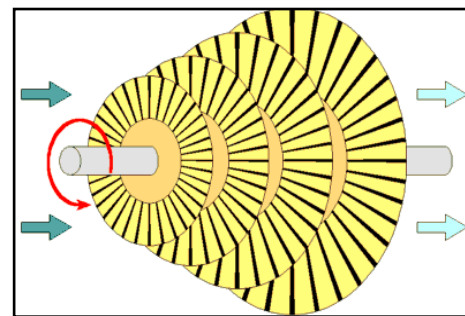


Figure I.11. Turbine à vapeur

L'entraînement le plus courant pour les grandes puissances est la turbine à vapeur. La turbine est généralement prévue pour entraîner directement le turboalternateur à sa vitesse synchrone sans réducteur de vitesse interposé. La puissance unitaire des turbines à vapeur va de quelques Mégawatts à environ 1800 MW pour les plus gros groupes nucléaires, au stade actuel du développement.

La turbine à combustion (ou turbine à gaz) a eu ces dernières années une expansion considérable liée à sa facilité de mise en service et à ses faibles coûts d'investissement. De plus, sa localisation en unités de puissance moyenne s'adapte aux besoins locaux des réseaux, à certaines contraintes locales d'installation telles que l'absence d'eau de refroidissement ou l'utilisation, par une industrie complémentaire, des gaz d'échappement dans des chaudières de récupération. Elle s'intègre de plus en plus fréquemment dans des installations dites à cycle combiné, où les gaz chauds d'échappement servent à réchauffer l'eau d'alimentation d'une turbine à vapeur, améliorant le rendement thermodynamique de l'ensemble qui atteint des valeurs dépassant 50 %. La puissance unitaire des turbines à combustion est couramment de quelques dizaines de mégawatts et peut atteindre environ 200 à 300 MW au stade actuel du développement. La vitesse de la turbine à combustion, qui est très élevée pour des puissances de quelques mégawatts utilisées pour des propulsions, reste supérieure à la vitesse synchrone dans la zone 40 à 80 MW. Pour les puissances de l'ordre de 200 à 300 MW, l'impossibilité de réaliser un réducteur de vitesse impose l'accouplement direct à des alternateurs à 50 ou 60 Hz, la turbine tourne alors à 3000 ou 3600 tr/min

Les centrales thermiques englobent :

- les centrales nucléaires ;
- les centrales géothermiques ;
- les centrales à flamme qui elles-mêmes comprennent : les centrales conventionnelles dans lesquelles un combustible fossile (charbon, fuel, gaz naturel,...) est brûlé dans une chaudière pour produire la vapeur surchauffée alimentant la turbine.

I.4.3. Systèmes d'excitations des Turbo-Alternateurs

Les systèmes de génération du champ tournant des machines ont fait l'objet également d'attention particulière. Plusieurs structures aient été développées dans les industries et celle la plus utilisée

intègre une génératrice inversée (inducteur au stator et induit au rotor). Ce type d'excitation comprenant une génératrice synchrone inversée couplée sur le même arbre que la génératrice synchrone principale, alimente l'inducteur de cette dernière à travers d'un pont redresseur à diodes. Finalement, grâce à un correcteur de type « PID », la commande en tension de la génératrice s'effectue par l'ajustement de l'excitatrice de la tension d'inducteur de l'excitatrice.

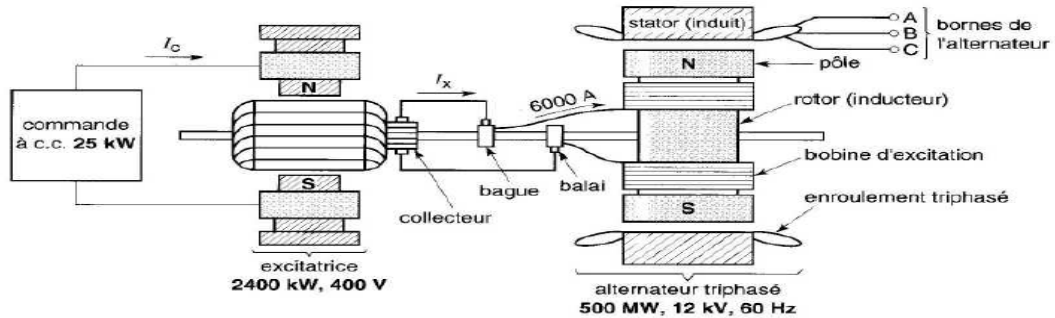


Figure I.12. *Vue en coupe d'un alternateur triphasé avec excitatrice classique et excitatrice pilote*

La société EMG-EMCO est spécialisée dans les systèmes d'excitation *Brushless* d'alternateurs de centrales et réalise des machines de 600mm à plus de 2400 mm de diamètre couvrant la totalité des besoins du marché.

Les excitateurs qu'elles proposent sont prévus pour être montés directement sur l'arbre de l'alternateur principal sans modification de celui-ci. Ils sont équipés d'un redresseur tournant à diodes et sont adaptés à chaque alternateur (caractéristiques électriques, diamètre de l'arbre, interfaces mécaniques). De plus, ils peuvent être mis en place sur des générateurs existants en remplacement d'excitatrice à collecteur ou de systèmes bagues et balais.

Les excitatrices conçues par la société leader EMG-EMCO se composent de:

- Un rotor qui est monté directement sur l'arbre de l'alternateur principal, celui-ci est réalisé en tôles magnétiques vernies double-faces, recevant les bobinages en fils émaillés ou en barre de cuivre.
- Un stator qui peut être fabriqué soit en tôle feuilletées magnétiques massif .le nombre de pôles définit la fréquence de sortie (entre 4 et 80 pôles, suivant la vitesse de rotation) :
 - Les basses vitesses allant de 100 à 1800 tr/min pour les applications hydrauliques ou diesels ;
 - Les hautes vitesses allant de 3000 à 3600 tr/min pour les Turbo- Alternateurs.

1.4.3.1. Les excitateurs associés au plateau de diodes

Le courant généré par l'excitateur doit être redressé pour être injecté dans la roue polaire de l'alternateur principal, c'est le rôle du plateau de diodes ou redresseur tournant, il est constitué de 6 diodes au moins et peut être équipé de fusibles, sur-tenseurs ou autres dispositifs de protection.

L'expérience nous montre que la fiabilité optimale est obtenue avec des plateaux uniquement équipés de diodes sans fusible ni autre système. L'important étant la définition des diodes : courant et

tension inverse. Le stator de l’excitateur est alimenté par un régulateur qui assure la précision de tension.

I.5. LA COMMANDE DES TURBO-ALTERNATEURS

I.5.1. Etat de l’art

Les Turbo- Alternateurs synchrones ont suscité une attention particulière auprès des industriels et des chercheurs, un alternateur permet la transformation à grande échelle de puissance mécanique en puissance électrique. Cette puissance est ensuite acheminée vers le consommateur par l’intermédiaire du réseau électrique.

L’alternateur est un système non linéaire dont l’environnement est mal connu et perturbé ; la foudre peut s’abattre sur une ligne haute tension, le court-circuit qui s’ensuit chahute alors violemment l’alternateur. Par ailleurs, celui-ci doit continuellement adapter sa production à la consommation [13].

Dans un article publié en 2005 par la revue « Newnes Electrical Power Engeneer’s Handbook » [14], les deux principaux types des alternateurs synchrones sont présentés, le premier est le « Turbo » ou à rotor-cylindrique (utilisé en grande vitesse),et le deuxième est l’alternateur « à pôles saillants » (utilisé en petite et moyenne vitesse) l’auteur a fait une étude à la fois descriptive et comparative entre les deux types ,en se basant sur leurs constructions (matériaux utilisés),et leurs applications à l’industrie (générateurs publiques, de pointes, de secours des lieux sensibles tel que les hôpitaux et les réserves d’eau, alternateurs portables...etc).

Dans le papier [15] une nouvelle forme du « régulateur-excitateur » de l’alternateur synchrone est introduite. Ce dispositif est connecté à une charge commandée par un thyristor ; cette méthode appelée « Excitation linéaire et non linéaire »utilise une combinaison d’un pont de thyristor et d’un amplificateur magnétique, ce dernier fonctionne en régime linéaire ou non- linéaire à l’état statique et dynamique de l’alternateur. Le fonctionnement en régime linéaire correspond à la forme conventionnelle du système d’excitation de « Goldington », en revanche, le régulateur proposé fonctionnant uniquement en régime non-linéaire a amélioré amplement les performances transitoires de l’alternateur étudié.

En 1988, le comportement dynamique d’un alternateur synchrone relié à un réseau triphasé déséquilibré est étudié .Cet alternateur a été soumis à un défaut de type « Shunt » à un endroit, et des fusibles gonflés ou des conducteurs ouverts dans un autre endroit. La méthode utilisée ici consiste à représenter l’image de la phase de la ligne du réseau, le déséquilibre créé par les grandes charges monophasées, les lignes non-transposées et les faisceaux des conducteurs, etc..., se reflètent dans les matrices d’impédance polyphasée. En conséquence, le déplacement de la ligne, les ajouts et changement des impédances, l’ouverture des conducteurs ou phase défectueuses peuvent être simulées sur la base des conditions aux limites, ainsi, cette technique proposée permet d’étudier la stabilité de l’alternateur synchrone avec n’importe quelle combinaison de simple ou multiple défauts

asymétrique survenant à n'importe quelle place du système. Les résultats de plusieurs cas étudiés sont présentés [16].

Un résultat très significatif mérite d'être souligné ici : certains défauts provoquent l'alternateur synchrone à perdre son synchronisme seulement après plusieurs cycles de la courbe d'oscillation de l'angle rotorique, dans ce cas, il ne faut pas juger la stabilité du système uniquement sur le « 1^{er} cycle » de l'angle rotorique.

Une idée séduisante pour la régulation de l'alternateur est celle de la linéarisation par bouclage [17]. Cette approche permet de déterminer une loi de commande non linéaire qui confère au système asservi le comportement d'un système linéaire choisi. L'inconvénient de cette méthode réside dans son caractère essentiellement algébrique ; si elle permet de traiter le cas de non linéarités parfaitement connues, les résultats de robustesse font défaut lorsque les paramètres du modèle sont incertains, ou en présence de perturbations. Le problème est crucial en ce qui concerne l'alternateur dont l'environnement est méconnu, de plus, les paramètres du modèle non linéaire dépendent notamment des caractéristiques du réseau, variables et inconnues. Alors cette stratégie de commande n'a donc pas été retenue, mais une telle approche n'est pas à exclure définitivement, si l'on parvient à isoler une partie du modèle qui n'est pas ou moins sensible aux incertitudes environnementales, la voie peut être intéressante [17].

Un régulateur de tension intégré et un système stabilisateur de puissance basé sur une prédiction d'une phase en avance sont présentés dans l'article [18] en 1995, contrairement à l'AVR-PSS conventionnels (Régulateur Automatique de la Tension + Système Stabilisateur de Puissance), dont le défaut majeur est l'incapacité à s'adapter à des changements brusques des conditions de fonctionnement -ce qui mène à la perte de stabilité- le modèle de cette commande prédictive à paramètres fixes s'avère capable de fournir une tension adéquate, et contribue à amortir les oscillations du système à réguler dans plusieurs conditions de fonctionnement et même dans les configurations anti-système (face aux perturbations).

Un autre article publié [19], propose une technique prédictive des caractéristiques de la charge (d'excitation, externe ou composée des deux), du rotor cylindrique du turbo-alternateur synchrone. Cette technique est basée sur le diagramme de phase de la machine, et utilise une formule simple pour l'approximation de la courbe d'aimantation, ce qui engendre des caractéristiques de la charge d'excitation sous une forme close, tandis que pour celles des charges externes, la solution de leurs équations est effectuée facilement, en utilisant un processus d'itération simple. La validité de l'approche est vérifiée par des tests.

Dans le chapitre de [20], une technique de retour d'état basée sur la commande des valeurs propres est appliquée à un turboalternateur dont le modèle est un système linéaire à temps invariable à deux entrées et deux sorties (LTI MIMO), puis un contrôleur d'excitation est synthétisé dans le but

d'améliorer la stabilité et la réponse dynamique, les résultats de simulation montrent une amélioration significative de la stabilité et des performances dynamiques du turboalternateur en boucle fermée .

Pour les contrôleurs multi-variables du T.A, le travail présenté en [21] décrit une étude d'investigation sur les commandes modernes utilisées pour synthétiser des contrôleurs multi-variable visant à améliorer les performances dynamiques des Turbo- Alternateurs. Les auteurs ont pu déduire un modèle mathématique linéarisé à partir d'un modèle non linéaire, grâce à l'application simultanée de la matrice inverse du *Nyquist* et la théorie de la commande optimale ,ce qui permet d'engendrer deux régimes de commande alternatifs, ces derniers, sont ensuite mis en œuvre sur le modèle non – linéaire pour une éventuelle simulation numérique. Enfin, les résultats de simulation de ces contrôleurs modernes sont comparés à ceux classique obtenus par un réglage automatique de la vitesse et de la tension d'un T.A [21].

Encore une fois, un contrôleur d'excitation ,prédicatif et non linéaire du 1^{er} ordre est développé dans [22] où les auteurs ont exploré l'approche de la « tension de profils »,pour réduire l'erreur de la tension terminale au borne du T.A à un certain nombre d'échantillon (et donc réduire la bande passante) d'une part, et permettre l'utilisation d'un modèle du 1^{er} ordre pour des fins de prédiction d'autre part .leurs résultats ont montré que ce type de contrôleur est capable de fournir une commande consistante de la tension terminale du turboalternateurs synchrone sur un large éventail de condition de fonctionnement .

Souvent, lors du choix d'une fonction de transfert adéquate des régulateurs de tension des Turbo- Alternateurs, les concepteurs des lois de commande négligent l'effet de la boucle des gouvernails (contrôleurs de la puissance mécanique délivrée par la turbine en amont de la boucle de régulation de la tension). Les auteurs de [23] ont revendiqué cette négligence, disant que cela pourrait conduire dans le cas des gouvernails modernes -à action rapide- à des interférences et des oscillations inter-boucles qui sont indésirables. Alors, dans cet article , ils se sont intéressés par la stabilité statique et transitoire des deux boucles du Turbo- Alternateur muni d'un gouvernail analogique et d'un régulateur de tension, semblables à ceux trouvés dans les grosses machines (de 30 à 75 MW), ils ont proposé une technique d'optimisation des gains des deux boucles sur la base de la stabilité statique maximale, ils sont même arrivés à élaborer «une micro- machine spéciale de laboratoire» pour prélever des mesures de simulation numérique . Ces mesures concordent étroitement avec celles prévues et calculées par la « théorie des deux axes »bien connues dans les machines synchrones.

Pour analyser le comportement des gouvernails et leur entrainement, une simulation de la turbine a été réalisée en [24], l'objectif était d'obtenir une boucle fermée de réglage de la vitesse autour du gouvernail réel et ses vannes d'admissions grâce à un simulateur en temps réel. La turbine réelle étant à l'arrêt. A partir de la position réelle de la vanne, et selon les équations de Park, nous calculons les deux couples mécanique et électrique pour formuler l'équation de l'inertie, cette dernière

doit être capable de réaliser les calculs dans les applications à temps réel. La simulation en ligne (10 ms) de la ligne de la machine, de la turbine ainsi que du générateur couplé à un réseau infini, a été réalisé par un ordinateur HP 1000-900 .

En 2011, l'approche H_∞ est introduite dans l'article de [25], où ils sont traités la synthèse et l'évaluation d'un régulateur de tension de type H_∞ à une seule entrée et une seule sortie (SISO). L'approche H_∞ proposée est basée sur l'optimisation du modèle du système, dans le but d'obtenir un contrôleur à la fois robuste et très performant, la méthodologie suivie est basée sur cinq étapes :

1. La modélisation de l'excitatrice, de l'alternateur synchrone, et du pont de diode tournant (le redresseur) ;
2. La linéarisation du système d'excitation ;
3. L'utilisation d'un condensateur triphasé pour représenter la charge variable de l'alternateur synchrone, celle-ci joue le rôle d'entrée exogène du système ;
4. La linéarisation du retour d'état de la commande en utilisant un contrôleur de type « SISO » ;
5. L'application de la méthode de commande « H_∞ » associée a été évaluée par des essais expérimentaux sous plusieurs points de fonctionnement des générateurs synchrones ;en outre, la comparaison avec un contrôleur standard industriel nous permettra de mettre en évidence l'efficacité de l'approche de conception proposée .

Dans [26], un système AVR-PSS est synthétisé par les algorithmes génétiques, puis les mêmes auteurs ont comparés deux catégories des PSS's, un classique conventionnel de type PID (Proportionnel- Intégral- Dérivé) et l'autre robuste de type H_∞ .

I.5.2. Structure de base du Turbo-alternateur avec le Contrôleur Robuste

On utilise la structure de base du système de commande d'un Turbo-Alternateur synchrone avec le contrôleur robuste illustré sur les figures I.13. (a et b) :

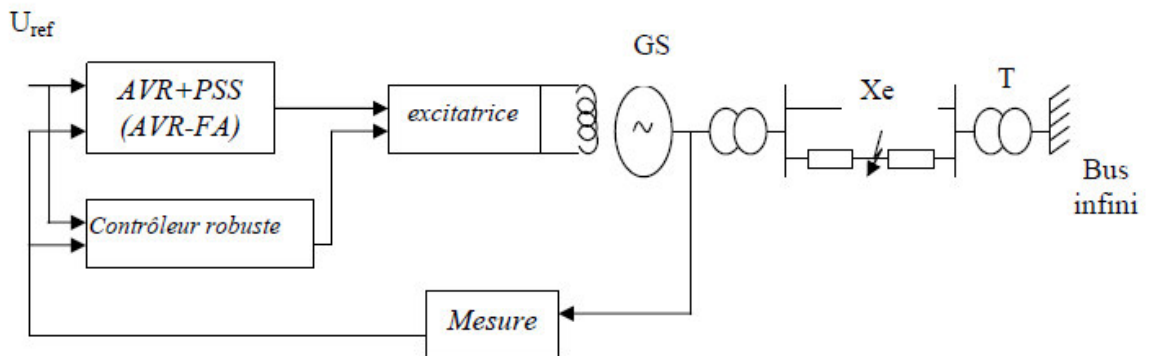


Figure I.13.a. Système de commande robuste d'excitation de la MS

- a. le circuit extérieur de l'objet de commande est constitué d'un système stabilisateur robuste (Contrôleur Robuste), pour améliorer les performances statiques et dynamiques et la robustesse de stabilité du système sous différents conditions et régimes de fonctionnements de la station

(régimes nominale, sous- excité et sur- excité) et des configurations du réseau électrique extérieur (types et natures des lignes de transport, distances...etc.)

- b. Comme objet de commande on a le Générateur Synchrone GS (Turbo-Alternateur) avec les stabilisateur conventionnel AVR – PSS type PID (dit AVR-FA : à Forte Action dans ce travail), un Système d'Excitation SE (excitatrice), et un Bloc d'Information et de Mesure (BIM) des paramètres de sortie (signaux) du système à commander (courant de charge, tension terminale de l'alternateur, fréquence, courant d'excitation...etc.).

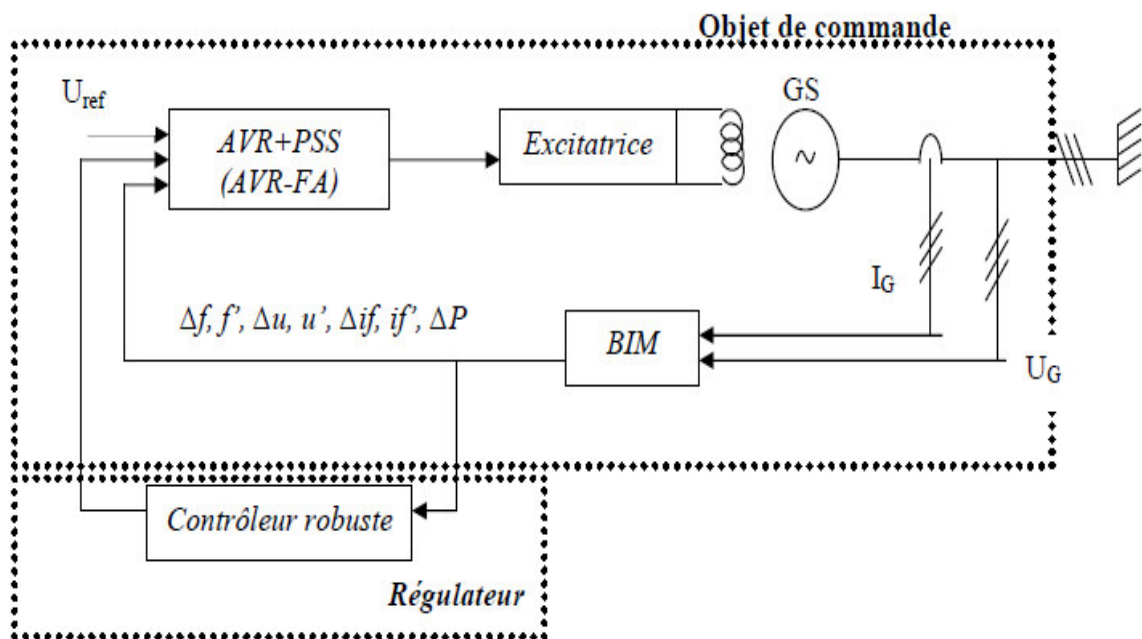


Figure I.13.b. Structure de base de la MS avec le contrôleur robuste

I.6. PROBLEMATIQUE INDUSTRIELLE DE LA ROBUSTESSE

Les systèmes d'alimentation de l'inducteur dont nous parlons précédemment (l'excitation) sont élaborés en accord avec les exigences des cahiers des charges. Pour ce faire, on utilise des correcteurs en vue de contrôler les tensions de sortie des alternateurs. En effet, l'amplitude de ces tensions dépend intégralement du champ tournant principal ; l'idée est donc, en fonction de l'état de la machine, d'adapter le champ inducteur pour garder une amplitude constante en sortie. Pour cela, la principale contrainte est généralement son immunité vis-à-vis des perturbations extérieures (charge, délestage) et intérieures (variations des paramètres). Plusieurs structures de commande sont utilisées dans les applications industrielles et malgré le développement des techniques d'automatique et des performances des calculateurs, le correcteur le plus utilisé reste sans conteste le traditionnel « PID » (Proportionnel, Intégral et Dérivateur). Le reproche qu'on fait souvent à ce type de correcteur, n'est

pas tant ses performances, qui peuvent être quelques fois excellentes, mais surtout et généralement son mode de réglage non standardise qui reste empirique surtout dans le domaine industriel.

L'objectif majeur de cette thèse est de contribuer aux stratégies de commande robuste H_2 et H_∞ , avec lesquelles nous voulons synthétiser des Systèmes Stabilisateurs de Puissance (PSS), dans le but de stabiliser la tension d'excitation des systèmes Electro-Energétiques (SEE) et par conséquent maintenir cette tension au borne du réseau électrique de transport, nous voulons vivement arriver à synthétiser des contrôleurs robustes en stabilité (amortissement des oscillations électromécaniques) et en performances (rapidité, bonne précision, dépassement réduit, bon rejet de perturbation...etc).

Par définition :

Un système est dit robustement stable, ou bien robuste en stabilité, quand la stabilité n'est pas altérée par des incertitudes sur le modèle ;

Un système est dit robustement performant, ou bien robuste en performance, s'il sera capable de garder ses performances malgré les aléas et les perturbations pouvant l'affecter.

Alors, inspirée de cette définition, nous projetons synthétiser tout d'abord un Système Stabilisateur de Puissance (PSS) conventionnel de type PID qui sert d'une base de comparaison, puis exploiter les deux techniques fréquentielles avancées et robuste H_2 et H_∞ pour synthétiser deux contrôleurs robustes PSS- H_2 et PSS- H_∞ . Les trois contrôleurs élaborés: PSS-PID, PSS- H_2 et PSS- H_∞ sont tout d'abord appliqués à un SEE, ensuite, nous injectons à ce dernier des variations paramétriques électriques et mécaniques pour mettre en évidence leurs robustesses en stabilité et en performances face aux problèmes incertains, à la fin une étude comparative est faite.

1.7. CONTEXTE DE L'ETUDE ET OBJECTIFS DE LA THESE

Cette thèse s'intéresse par la robustesse d'un système Electro-Energétique de type « SMIB » (Single Machine Infinite Bus), c'est le modèle Standard Simple IEEE d'une seule machine connectée à un réseau de puissance infinie, face aux perturbations extérieures, et aux incertitudes paramétriques (problèmes incertains) qui peuvent solliciter ce système, pour cette fin, nous étions obligés de choisir tout d'abord le type du système électro-énergétique étudié, puis opter pour une méthode de modélisation mathématique précise, assez fidèle et représentative des phénomènes physiques dynamiques à modélisés, afin d'identifier chaque élément constitutif du SMIB.

Une fois le modèle mathématique simplifié est obtenu, nous basculons vers la simulation numérique du système SMIB en boucle ouverte (sans aucun régulateur), puis à synthétiser des contrôleurs de la tension d'excitation des Turbo-Alternateurs, à savoir : les régulateurs automatique de tension « AVR » et les Systèmes Stabilisateurs de Puissances « PSS », ces deux contrôleurs sont conventionnels d'architectures classiques type « PI » ou « PID ».

Le point fort de l'architecture conventionnelle "PID" est indéniablement sa structure simple et d'ordre restreint, d'ailleurs le régulateur PID est la première solution envisagée lors d'une commande

automatique [27], en plus il est toujours le plus adopté dans l'industrie. Devant cette force attribuée à ce régulateur, il nous semble légitime de se poser les questions suivantes:

une telle architecture est-elle suffisante pour commander la tension d'excitation des Turboalternateurs? Les systems AVR-PSS classiques sont-ils robustes face aux différentes perturbations pouvant affecter le SEE auxquels ils sont insérés ?

Pour répondre à ces questions, nous avons l'idée d'effectuer des « tests de robustesses », en injectant à un instant donné une variation paramétrique ou plusieurs incertitudes simultanément de même natures et/ou de natures différents (électriques, mécaniques, magnétique...etc.).

L'analyse des résultats de simulation obtenus lors des tests de robustesse nous a conduits à réfléchir à l'exploitation des techniques de commande avancées d'architectures adaptatives et robustes pour profiter de leurs avantages.

Avant d'étudier l'opportunité de tel ou tel choix méthodologique, il importe de déterminer parmi les commandes avancées linéaires ou non linéaires, adaptative, optimales et robustes celle qui est la mieux adaptée à la résolution de notre problème, en fait, il ne s'agit pas d'opposer un type de commande à un autre mais bien de déterminer quelle stratégie a le plus de chances de succès pour notre application .

La régulation de la tension d'excitation d'un turbo-alternateur fait l'objet de cette thèse, nous rappelons que ce convertisseur synchrone est un système non-linéaire dont le comportement dépend de son régime de fonctionnement d'une part, et des caractéristiques du réseau sur lequel il débite sa puissance d'autre part. Alors face à cet environnement inconnu, l'alternateur doit continuellement adapter sa production à la consommation.

L'objectif majeur de cette thèse se résume bien à « la stabilisation robuste de la tension terminale du turbo-alternateur », par ce qu'une centrale qui « déclenche » par suite d'une mauvaise régulation voit sa durée de vie réduite et l'équilibre énergétique global est fragilisé.

Pour atteindre notre but qui est bien : la robustesse en stabilité et en performance du « SMIB » dont nous avons parlé précédemment, et après de longues et sérieuses de réflexions, basées sur les travaux antérieurs déjà réalisés dans le domaine de la commande robuste des machines synchrones : les deux techniques fréquentielles avancées et robustes « H2 » et « H ∞ » nous ont semblées séduisantes en termes de stabilité, performances et surtout de robustesse.

En [28], nous nous sommes interrogés à propos des AVR-PSS classiques de type PID, plus tard, en [29], nous avons exploité la commande robuste « H2 » pour synthétiser des contrôleurs robuste H2 (types AVR-PSS-H2), basés sur la commande optimale LQG associé à un observateur stochastique qui est dans notre thèse le filtre de *KALMAN*, et les appliqués au système « SMIB », en [30], nous avons élaboré une étude comparative le système SMIB modélisé par la méthode « Park », et d'autre part par un modèle par Réseaux de Perméances (plus simplifié que le modèle numérique mais plus précis que

le modèle de Park) , appelé modèle « *Park-Gariv* », et prouver son efficacité surtout lors de l'implémentation et le test des lois de commande utilisées.

Dans l'article [31], nous avons essayé de comparer la réponse dynamique en terme de stabilité et de robustesse du système « SMIB », muni de deux contrôleurs robustes basé sur les techniques fréquentielles avancées H2 et H ∞ (PSS-H2 et PSS-H ∞).

I.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons brossé un état de l'art des techniques de la commande de la machine synchrone en générale, et le Turboalternateur synchrone en particulier, où nous avons mettre en évidence l'importance cruciale de la notion de robustesse des SEE visant à assurer la continuité et la qualité de l'énergie électrique produite.

Ensuite, parmi les techniques de commande discernées par la littérature, nous avons justifié notre choix des approches H2 et H ∞ pour synthétiser des PSS robustes, et à la même occasion fixé les objectifs à atteindre de cette thèse.

Du fait qu'un modèle mathématique d'un système électroénergétique ne reflète que de façon imparfaite le système réel .L'idée sous- jacente est la suivante. L'information dont on dispose en général sur un système peut se traduire par la définition d'un ensemble de modèles : tout ce que l'on sait c'est que le système est modélisé par un élément de cet ensemble. Mais on ne sait pas lequel. Actuellement, avec le développement de l'informatique, l'utilisation d'un modèle mathématique pour analyser un système (par exemple un circuit électronique) s'est devenu cruciale.

La première étape, lorsqu'on veut analyser et commander un SEE, consiste à trouver un "bon" modèle mathématique. Généralement, un modèle, dans l'analyse des systèmes, est un ensemble d'équations ou de relations, qui décrit convenablement les interactions entre les différentes variables étudiées, dans la gamme de temps considérée et avec la précision désirée, pour un élément ou un système. Par conséquent selon le but de l'analyse, un élément ou un même système physique, peut donner lieu à des modèles différents.

Dans de nombreux cas, le choix du modèle correct est souvent la partie la plus difficile de l'étude. Le point essentiel est de trouver le "bon modèle" qui réalise un compromis entre la fidélité du comportement qualitatif et quantitatif et la simplicité de mise en œuvre à des fins d'analyse et de synthèse. Les modèles complexes ont généralement besoin d'un nombre plus important de paramètres. En outre, l'obtention de valeurs fiables pour ces paramètres exige un travail important. Enfin si des méthodes trop complexes sont utilisées, l'analyse et les calculs sont inutilement "volumineux" et l'interprétation du résultat exige également un travail très important.

Au chapitre suivant, nous allons entreprendre l'aventure de la modélisation mathématique du système « IEEE-SMIB » par deux approches différentes.

CHAPITRE. II

MODELISATION MATHEMATIQUE ET COMMANDE CONVENTIONNELLE TYPE « PID »DU SYSTEME « SMIB »

II.1. INTRODUCTION

L'étude et l'analyse du comportement des Systèmes Electro-Energétiques (SEE), nécessitent une bonne connaissance de leurs modèles dynamiques. Ceci permet de prédire convenablement, par simulation numérique, leurs comportements dans différents régimes envisagés. De plus, la connaissance et la compréhension du fonctionnement des machines et de leurs caractéristiques se révèlent d'une importance capitale afin de développer des lois de commandes de plus en plus performantes.

Ainsi, il apparaît fondamental et crucial d'entamer la phase « modélisation » en vue de disposer d'un modèle mathématique assez précis pour le système « SMIB ». Celui-ci doit être suffisamment représentatif du système physique afin de permettre une conception convenable des contrôleurs d'une part et d'effectuer des simulations fiables d'autre part.

Le choix du modèle et de son degré de complexité s'avère d'une grande importance. Nous notons que plusieurs modèles peuvent être établis, le choix s'articule essentiellement sur les phénomènes à mettre en évidence et il s'effectue également en fonction de la difficulté de mise en œuvre, à savoir le temps de calcul, la taille mémoire requise, ... etc.

Dans ce chapitre, nous allons modéliser mathématiquement le système « SMIB », non pas uniquement par une seule méthode, mais plutôt par deux méthodes différentes, la première est purement analytique (analogique) avec le modèle de « Park », et la deuxième est analogique – numérique par « Réseaux des Perméances » et le modèle « Park-Garivov » [56].

II.2. MODELISATION MATHEMATIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES

II.2.1. Notions de modélisation mathématique

Dans les études menées des machines électriques, après l'observation, la théorie et l'expérience, il est venu s'ajouter un nouvel outil scientifique : *la modélisation*. Celle-ci a pleinement acquis ses lettres de noblesse avec l'avènement de *l'informatique*. La simulation informatique a malheureusement commencé sa brillante carrière avec la mise au point de la première bombe atomique à *Los Alamos* pendant la Seconde Guerre Mondiale. Elle s'est depuis imposée comme un outil indispensable à la pratique de la science, trouvant sa place entre l'observation, la théorie, l'expérience, et interagissant avec elles.

Un modèle est une simplification du monde. On isole une classe de phénomènes et on essaie d'en rendre compte à l'aide d'un certain nombre d'hypothèses et de règles, à ce titre, une théorie est une forme de modèle.

Un modèle est un filet jeté sur le monde qui permet d'attraper certains poissons mais en laisse échapper d'autres trop petits pour ses mailles. La théorie de Newton est un très beau modèle de la gravitation mais ne permet pas de rendre compte de façon satisfaisante de certains phénomènes dont la

théorie de la Relativité Générale rend compte aisément. Aucun modèle, aucune théorie ne peut rendre compte de la totalité du monde. Etant une simplification, tout modèle a ses limites, son domaine de validité. Il est indispensable que l'utilisateur d'un modèle soit conscient de cela, qu'il connaisse ce domaine de validité et qu'il reste critique vis-à-vis des résultats. Sinon, c'est la porte ouverte à tous les abus. Le modèle n'est pas la réalité : en dehors de ses limites, ses résultats ne collent plus à la réalité ; ils ne traduisent alors que les propriétés du modèle. On ne peut pas affirmer qu'un modèle est vrai ou faux. Un marteau n'est ni vrai ni faux, c'est un outil qui peut servir entre autres à enfoncer un clou, mais qui sera peu efficace avec une vis. On peut juste affirmer que le bricoleur qui l'utilise pour une vis le fait à mauvais escient. Un modèle est un outil qui fournit simplement des résultats plus ou moins valables dans un domaine plus ou moins étendu : il peut être utilisé à bon ou à mauvais escient. La responsabilité en incombe à l'utilisateur.

Un bon modèle doit être prédictif, c'est-à-dire qu'il doit permettre de prévoir dans une certaine mesure le résultat d'une expérience. Cette prédictibilité peut avoir un caractère qualitatif ou quantitatif selon que le modèle se contente de prévoir un certain comportement ou qu'il permet de prédire la valeur de telle ou telle grandeur mesurable.

Comment utilise-t-on un modèle ?

Si l'on dispose de différents modèles, il s'agit d'abord de choisir avec pertinence un de ces modèles en fonction de leur adéquation, de la précision que l'on souhaite, de leur lourdeur, des moyens dont on dispose, etc.

Par exemple, si l'on sait qu'un modèle à une dimension (1D) suffira, il est inutile de commencer avec un modèle 2D ou 3D qui sera beaucoup plus lourd à mettre en œuvre et beaucoup plus gourmand en temps de calcul. Inutile d'utiliser un marteau-pilon pour écraser une mouche.

Dans certains cas, il peut être intéressant d'utiliser des modèles différents, correspondant à différents points de vue. De plus, la comparaison des résultats fournis par différents modèles est généralement très instructive sur les modèles et les phénomènes modélisés. Un point crucial est le choix des valeurs des paramètres du modèle (paramètres physiques, conditions initiales...), la validité des résultats en dépendra fortement. Après l'utilisation du modèle mathématique, on effectuera une comparaison théorie/ expérience. Un désaccord entre les deux permettra de mettre en cause la validité des paramètres introduits ou la validité du modèle (l'a-t-on utilisé dans son domaine de validité, a-t-on pris en compte tous les phénomènes nécessaires...), mais peut-être aussi la façon dont a été menée l'expérience !

Cette comparaison pourra amener l'utilisateur à adapter les paramètres du modèle afin d'améliorer les résultats des futures modélisations. Il s'instaure donc un système d'aller-retour entre la simulation et l'expérience.

II.2.2. Différents types de modélisation

Avant d'entamer la présentation des types de modélisation, une clarification concernant la terminologie utilisée dans la littérature dédiée à la modélisation des machines électriques doit être apportée. En effet, quelle que soit la méthode de modélisation adoptée, il est à noter que toutes les démarches de dimensionnement optimal requièrent un traitement numérique, que ce soit au niveau de la méthode de modélisation elle-même ou au niveau de l'algorithme d'optimisation.

Cependant, une différenciation est généralement faite entre les méthodes de modélisation pour lesquelles la solution des équations régissant les phénomènes physiques que l'on désire étudier (équations de Maxwell, si l'on désire se limiter à l'étude des phénomènes électromagnétiques) est établie de manière analytique formelle (modélisation analytique), ou de manière numérique en discrétisant l'espace d'étude (modélisation numérique). Il est à noter que la méthode des Réseaux de Perméances, qui s'apparente plus à une modélisation numérique, est souvent désignée comme étant une méthode de modélisation semi-numérique. Cela est dû au fait que passée l'étape de discrétisation de l'espace d'étude, le calcul des valeurs des réluctances (Perméances) des différentes parties de la machine (tubes de flux) est souvent basé sur des formules analytiques. Il est à noter que la constitution d'un réseau de réluctances est souvent précédée par des calculs à l'aide de la méthode des éléments finis (méthode numérique). Nous adopterons la terminologie suivante pour classer les méthodes de modélisation présentées :

La littérature nous discerne trois types de modélisation :

- Méthodes numériques ;
- Méthodes analytiques (appelées aussi analogiques);
- Méthodes semi-numériques (appelées aussi analogiques-numériques).

II.2.2.1. Les méthodes analytiques (analogiques)

Ce type de modèle est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell dans les régions à faible perméabilité [35]- [36]. Dans la référence [37], l'auteur a présenté une méthode de dimensionnement optimal d'une machine à flux radial, à aimants permanents montés en surface et basée sur un modèle analytique issu de la résolution des équations de Maxwell, dans l'entrefer et les aimants permanents. Depuis, plusieurs modélisations analytiques ont été développées. Certaines concernent les machines rotatives [36]- [40] et d'autres les machines linéaires [38,39]. Une évolution vers la prise en compte plus fine des structures des machines étudiées est également observable [38 - 42].

Les méthodes analytiques permettent de réduire le temps de calcul par rapport aux méthodes numériques. Elles ne peuvent cependant être appliquées qu'à des géométries relativement simples. L'inconvénient majeur de ce type de modèle est la non-prise en compte de la saturation magnétique. Dans [35] et [43], les auteurs proposent des modèles où la saturation magnétique est prise en compte à

travers un couplage faible du modèle basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell avec un réseau de réductances qui permet d'adapter l'épaisseur de l'entrefer selon l'état magnétique de la machine. Cependant, cette manière de faire ne permet de tenir compte de la saturation magnétique que de manière globale. Les effets localisés de la saturation magnétique ne sont pas considérés. Pour la prise en compte de la saturation magnétique locale deux approches sont présentées dans la littérature scientifique :

- Couplage des modèles analytiques avec la méthode des éléments finis [44, 45] ;
- Couplage des modèles analytiques avec la méthode des réseaux de réductances [46, 47].

II.2.2.2. Méthodes Semi-Numériques (Analytique - Numérique)

L'exemple le plus utilisé est bien, la méthode des réseaux de perméances (réductances) qui est basée sur le découpage de la structure de la machine électrique en un certain nombre d'éléments constituant, ce que l'on appelle des tubes d'induction ou tubes de flux [48, 50]. Plus le nombre de réductances est élevé, plus le modèle sera précis au détriment du temps d'exécution. Ce type de modèle permet la prise en compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques par une résolution itérative.

Cette méthode constitue un bon compromis entre les méthodes numériques relativement gourmandes en temps de calcul et les modèles analytiques qui ne sont applicables que pour des géométries simples, et qui considèrent que les matériaux ferromagnétiques sont idéaux, et elles sont les plus adaptées pour tester les algorithmes de commande synthétisés. L'inconvénient majeur de ce type de modèles réside dans la faible généralité de la méthode.

En effet, le réseau des perméances qui permet de modéliser une structure donnée, doit être adapté si les dimensions géométriques varient de manière significative. Même si les dimensions géométriques sont fixées, certaines structures requièrent plusieurs réseaux de réductances pour tenir compte du mouvement. Chaque réseau étant valable sur une certaine plage de variation de position de la partie mobile par rapport à la partie fixe (stator).

II.2.2.3. Les méthodes numériques

Les principales méthodes numériques utilisées pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques sont [32] :

- La méthode des différences finis ;
- La méthode des éléments finis ;
- La méthode des équations intégrales de frontières.

Parmi ces différentes méthodes, c'est la Méthode des Éléments Finis (MEF) qui est la plus utilisée pour la modélisation des machines électriques, dans les laboratoires de recherche académiques et les bureaux d'études et de développements en industrie. Il faut cependant citer le code de calcul DIFIMEDI (Différences Finies Méthode Directe) développé dans Laboratoire LAPLACE, et qui est basé sur la méthode des différences finis [33]. Les logiciels commerciaux de calcul de champ basés sur

la méthode MEF font partie de la panoplie de l'ingénieur de conception et sont, de ce fait, couramment utilisées en bureau d'études.

Les méthodes numériques permettent de modéliser les géométries les plus simples comme les plus complexes, qu'elles soient bi ou tridimensionnelles de manière générique. Les méthodes numériques permettent également de tenir compte des phénomènes physiques non-linéaires comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, et des anisotropies des milieux constituant le domaine d'étude (dispositifs à modéliser). De plus, elles sont reconnues pour être très précises.

Par ailleurs, en relation avec leur très grande précision, les méthodes numériques sont souvent bien adaptées pour la modélisation multi-physique nécessitant la prise en compte de tout ou partie des phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du dispositif à modéliser dans son environnement. La modélisation multi-physique se fait à travers des couplages qui peuvent être forts ou faibles. Il faut cependant noter un inconvénient lié au temps de calcul [34], lors de l'utilisation des méthodes numériques, qui peut être très important et ceci en particulier pour les géométries tridimensionnelles.

II.2.3. Modélisation de la MS par Réseaux de Perméances

La méthode des réseaux de Perméances (ou de réluctances) est une des méthodes les plus anciennes utilisée pour la modélisation et l'analyse des dispositifs électromagnétiques. Son utilisation dans le domaine de l'électrotechnique est par exemple antérieure à celle des éléments finis. Cependant, de nos jours, son manque de généralité a limité son utilisation en comparaison avec la modélisation par la méthode des éléments finis.

Du point de vue outils logiciels d'aide à la conception, bien que la plupart des logiciels, ayant une large distribution dans le monde académique et industriel, sont basés sur la méthode des éléments finis, il faut cependant noter l'existence de codes basés sur la méthode des réseaux de perméances. A titre d'exemple, nous pouvons citer les logiciels commerciaux, « RMxprt », développé par la société ANSOFT/ANSYS, et « SPEED », développé par le SPEED Laboratory de l'Université de Glasgow (Grande Bretagne). On peut également citer des codes à la diffusion moins large tels que Reluctool [51], développé par le laboratoire G2Elab de Grenoble, et TURBO-TCM, développé par le Laboratoire L2EP de Lille [52].

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 [56], qui sera exploité 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 [4].

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.

II.3. CHOIX DU SYSTEME DE PUISSANCE D'ETUDE

La littérature nous discerne plusieurs exemples types des SEE, on note entre autre :

- Le système Multi-Machine « Kundur » [101] ;
- Le système « ANTARIO » [28],[29],[30],[31] ;
- Le système simple « SMIB » [12] .

Le système test Simple Standard - IEEE dit «SMIB » (de l'anglais Single Machine Infinity Bus) a suscité une attention particulière de plusieurs chercheurs, et ce qu'ont adopté pour la réalisation de notre présente contribution. Il s'agit d'une machine reliée à un réseau de puissance infini, il est composé d'une Génératrice Synchronne (GS), d'un Régulateur automatique de la tension d'excitation (AVR), d'un Système Stabilisateur de Puissance (PSS), d'une excitatrice, et une ligne du réseau infini limitée par deux transformateurs élévateurs ,et accrochée au réseau de transport (figure II. 1).

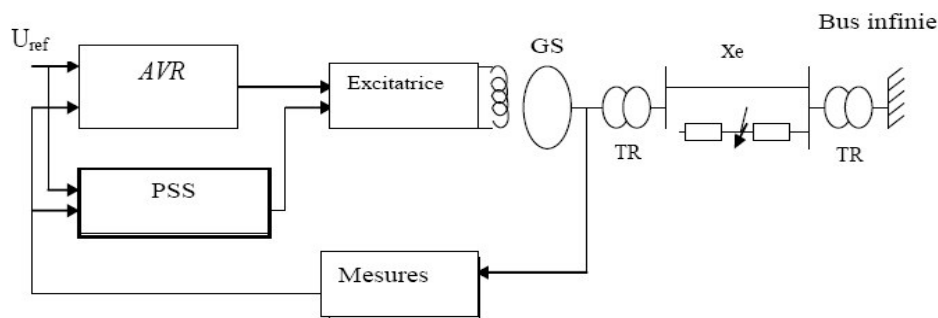


Figure II.1. La configuration de base du système d'étude type SMIB

II.4. LES CONTROLEURS D'EXCITATION DES TURBO ALTERNATEURS

La stabilité des systèmes de puissance devient une des préoccupations majeures pour les fournisseurs d'électricité. Ces systèmes doivent rester stables pour toutes les petites variations au voisinage des points de fonctionnement ainsi que pour des conditions sévères. Les nouvelles méthodes et les nouvelles technologies permettant d'améliorer la stabilité des systèmes font par conséquent l'objet de travaux de recherche extrêmement important.

Compte tenu de la variété des conditions de fonctionnement et de la sévérité des incidents, les équipements de commande installés actuellement sur les réseaux peuvent s'avérer trop limités ou insuffisants pour répondre efficacement aux diverses perturbations. En conséquence, les opérateurs de réseaux cherchent à en optimiser leur fonctionnement tout en maintenant un niveau de sécurité satisfaisant.

Plusieurs points considérés comme évidents à cette époque restent toujours valables : les oscillations à faible fréquence (entre 0.2 et 2 Hz) se produisent dans les systèmes de puissance à cause

de l'insuffisance des couples d'amortissement agissant sur les rotors des générateurs ;elles apparaissent principalement dans le système sous deux formes :

- les oscillations des modes locaux, associées principalement à un générateur et ses contrôleurs ;
- les oscillations des modes interrégionaux, associées à un groupe de générateurs et aux propriétés du système (configuration de son réseau de transport, écoulement de puissance, ...).
- Les oscillations des rotors des générateurs entraînent des fluctuations sur des variables électriques (tensions, puissances actives et réactives, fréquence,...), d'où l'origine de leur nom: oscillations électromécaniques.

Le régulateur de tension AVR (de l'anglais Automatic Voltage Regulator), est pratiquement la seule source responsable d'oscillations dans le système.

II.4.1. Régulateurs Automatiques de tensions des Turbo-Alternateurs

Le Régulateur Automatique de tension d'un Turbo-alternateur communément appelé AVR, est un dispositif électrique bien qu'il incluse des composants d'électronique de puissance tel que les Diodes, les résistances de puissance...etc.

Son principe de fonctionnement est basé sur la mesure de l'écart entre la tension de référence et la tension de sortie de l'alternateur.

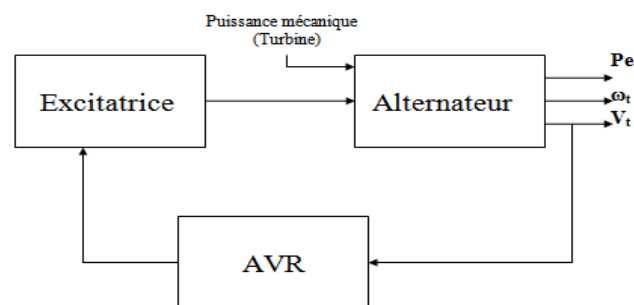


Figure II.2. Principe de fonctionnement d'un AVR

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

- dans le cas d'une sur - excitation (over-excited) lors d'une chute de tension ou / et pendant les régimes de repos de la MS (renvoi de l'énergie réactive du réseau vers la machine);
- Ou bien dans le cas d'une sous-excitation (under-excited) si on a une élévation de tension, dans le cas des heures des pointes par exemple.

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.

II.4.2. Inconvénients des AVR

L'utilisation d'AVR caractérisée par des réponses rapides et des gains élevés (nécessaires pour améliorer la stabilité transitoire) augmentent la potentialité d'amortissement négatif :

- Les enroulements amortisseurs ne sont plus suffisamment efficaces dans les systèmes interconnectés à cause de la haute impédance extérieure du réseau vue de ces systèmes ;
- L'augmentation du nombre des contrôleurs automatiques mis en service dans les systèmes augmente la probabilité d'interactions néfastes entre les contrôleurs ;
- Les petites oscillations produites dans chaque générateur, éventuellement non- significatives à titre individuel, peuvent accroître l'impact négatif des oscillations des lignes d'interconnexion étendant sur le système ;
- Les oscillations électromécaniques entraînent des contraintes mécaniques importantes, voire dangereuses, sur les masses tournantes des générateurs.

Dans ces nouvelles conditions, les oscillations représentent un problème important des grands systèmes de puissance. Le problème de ces oscillations est ainsi redéfini par leur rôle important dans la stabilité de l'angle de rotor aux petites perturbations (appelée stabilité dynamique) pouvant conduire à la perte de synchronisme et à une restriction de la puissance transmissible dans le système.

Ainsi, l'amélioration de la stabilité aux petites perturbations, en particulier l'amortissement des oscillations interrégionales, devient très importante.

Pour surmonter le problème des oscillations électromécaniques et améliorer l'amortissement du système, des signaux supplémentaires stabilisateurs sont introduits dans le système d'excitation via son régulateur de tension.

Ces signaux stabilisateurs vont produire des couples en phase avec la variation de vitesse de générateur pour compenser le retard de phase introduit par le système d'excitation. Les systèmes Stabilisateurs des Puissances (de l'anglais Power System Stabiliser 'PSS'), grâce à leurs avantages en terme de coût économique et d'efficacité, sont les moyens habituels, non seulement pour éliminer les effets négatifs des AVR, mais aussi pour amortir suffisamment les oscillations électromécaniques et assurer la stabilité globale du système de puissance.

II.4.3. Système Stabilisateur des Puissances (PSS)

Le PSS permet d'ajouter un signal de tension proportionnel à la variation de vitesse de rotor dans l'entrée du régulateur de tension (AVR) du générateur, un couple électrique en phase avec la variation de vitesse de rotor est ainsi produit dans le générateur. Par conséquent, avec un système d'excitation rapide et fort.

L'avantage présenté par un couple synchronisant important est toujours assuré et le problème de la décroissance du couple d'amortissement est corrigé.

Le PSS va s'opposer à toutes les faibles oscillations en forçant le système d'excitation à varier au plus juste et au bon moment. Par conséquent, l'ensemble du système de contrôle d'excitation (AVR et PSS) doit assurer les points suivants:

- supporter les premières oscillations faisant suite à une grande perturbation ; c.-à-d. assurer la stabilité transitoire du système ;
- maximiser l'amortissement des oscillations électromécaniques associées aux modes locaux ainsi qu'aux modes interrégionaux sans effets négatifs sur les autres modes.
- minimiser la probabilité d'effets défavorables, à savoir :
 - les interactions avec les phénomènes de hautes fréquences dans le système de puissance telle que la résonance dans le réseau de transport.
 - les instabilités locales dans la bande de l'action désirée du système de contrôle.
 - être suffisamment robuste pour permettre au système de contrôle d'assurer ses objectifs pour divers points de fonctionnement probables du système de puissance.

Le choix du signal d'entrée de PSS représente une étape critique dans la conception du PSS. Plusieurs considérations interviennent dans ce choix, telles :

- la sensibilité du signal d'entrée aux oscillations électromécaniques (autrement dit, les modes oscillatoires doivent être "observables" dans le signal choisi).
- l'insensibilité du signal d'entrée du PSS à son propre signal de sortie. D'une façon similaire, la sensibilité doit être très la plus faible possible pour les signaux de sortie d'autres PSSs.

Conventionnellement, pour régler les paramètres du PSS, les équations du modèle non-linéaire du système sont linéarisées autour du point de fonctionnement et les techniques de contrôle linéaire sont ensuite appliquées. Les paramètres du PSS sont alors fixés à certaines valeurs correspondant à des conditions de fonctionnement données .

Il est important de se rappeler que les paramètres du générateur varient avec la charge : le comportement dynamique de la machine variant suivant les points de fonctionnement. Les PSS's doivent donc être réglés et coordonnés de sorte que la stabilité globale du système soit garantie pour une grande variété de points de fonctionnement.

En outre du problème de réglage des PSS's, le choix de leur emplacement représente un facteur critique pour obtenir une performance optimale de stabilisation. Un PSS peut être "bien" réglé pour améliorer l'amortissement d'un mode, mais il peut produire des effets nuisibles pour d'autres modes. En outre, des emplacements différents entraînent des oscillations différentes selon les points de fonctionnement.

Dans de nombreuses recherches, l'emplacement des PSSs est choisi avant d'aborder l'analyse des méthodes possibles de réglage. La méthode des Facteurs de Participation (FP) était intensivement utilisée pour identifier les endroits de placement possibles des PSSs .

En général, un nombre trop important ou un mauvais positionnement des PSSs peut entraîner un dysfonctionnement du système. Il est donc essentiel de "bien localiser" et de choisir un nombre adéquat de PSSs pour réduire ces effets indésirables. Schéma fonctionnelle du PSS est donné par la figure suivante (figure II.3)

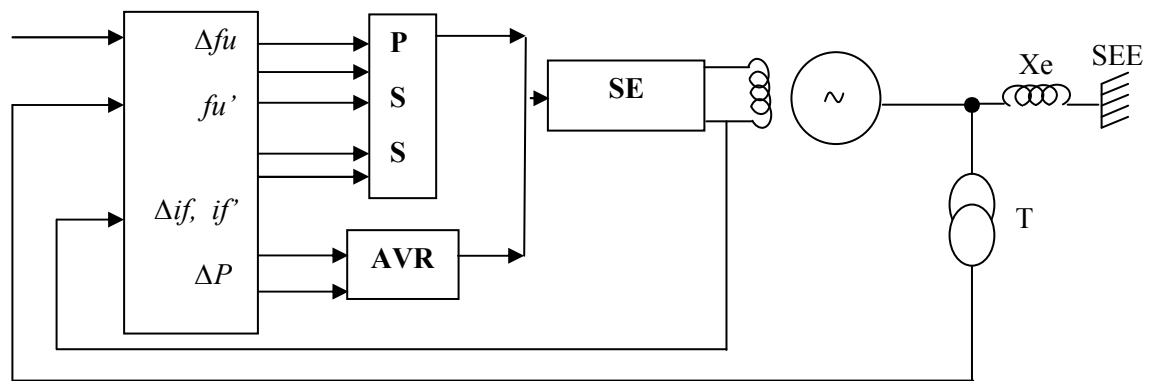


Figure II.3. Schéma fonctionnelle du système de commande d'excitation par l'AVR-PSS

II.4.4. Amélioration de stabilité des systèmes de puissances par PSS

La stabilité des systèmes électriques représente la propriété de fonctionner dans un état stable et de retrouver un autre état d'équilibre après une perturbation fugitive ou permanente. Autrement dit, la machine synchrone présente dans le réseau électrique trouve un autre point de fonctionnement, sans perdre le synchronisme. Il existe trois grandes catégories de stabilité : la stabilité de fréquence, la stabilité de tension et la stabilité des angles rotoriques des générateurs synchrones [3].

- La stabilité de fréquence est généralement compromise lors de grandes perturbations. L'instabilité de fréquence apparaît à cause des non corrélations entre production et consommation ou bien à cause d'un réglage de fréquence non performant. Pour les grands réseaux électriques, lorsqu'il y a instabilité de fréquence, on sépare le réseau en plusieurs sous réseaux (îlotage volontaire selon un plan de défense) et on stabilise chaque sous – réseau avant de les reconnecter entre eux. Le contrôle de

- performance en termes de stabilité et de fréquence est donc lié directement aux performances des producteurs fonctionnant en régime ilote et participant à la reconstruction du réseau.
- L'instabilité de tension apparaît comme une diminution progressive de la tension consécutive à une augmentation de consommation qui dépasse la capacité de production et de transport du système. Le système électrique est alors incapable d'assurer l'équilibre de puissance. En matière de stabilité de tension, le contrôle des performances concerne le réglage de tension et de puissance réactive, c'est à dire les régulateurs de tension installés sur les générateurs qui participent au service système de réglage de tension.
- La stabilité de l'angle rotorique est liée à la capacité de chaque générateur du système à maintenir ou à reprendre le synchronisme entre ses couples électromagnétique et mécanique. L'instabilité se manifeste par des augmentations d'amplitude des oscillations angulaires pour certains générateurs, ce qui conduit à la perte de synchronisme avec le système. Le comportement reste le même pour des groupes de générateurs situés dans une même zone, même si le synchronisme persiste à l'intérieur d'un groupe. Pour éviter l'apparition des phénomènes oscillatoires électromécaniques, on installe dans le réseau des équipements spécialisés pour amortir les oscillations de puissance à basse fréquence (0.1 – 2.5 Hz) qui apparaissent entre des régions de production et entre divers générateurs. Ces équipements sont des boucles de retour (correcteurs) qui sont insérées dans les régulateurs de tension des machines. Ils ont pour but de fournir un couple opposé aux modes oscillatoires qui se manifestent sur les arbres des machines. Les grandeurs des machines les plus sensibles aux oscillations sont souvent incorporées dans cette boucle comme signaux d'entrée : angle interne, vitesse, puissance électrique, puissance mécanique, fréquence, etc... Un de ces équipements est le stabilisateur d'oscillations de puissance ou PSS. Le schéma de principe du branchement du PSS est présenté sur la figure suivante.

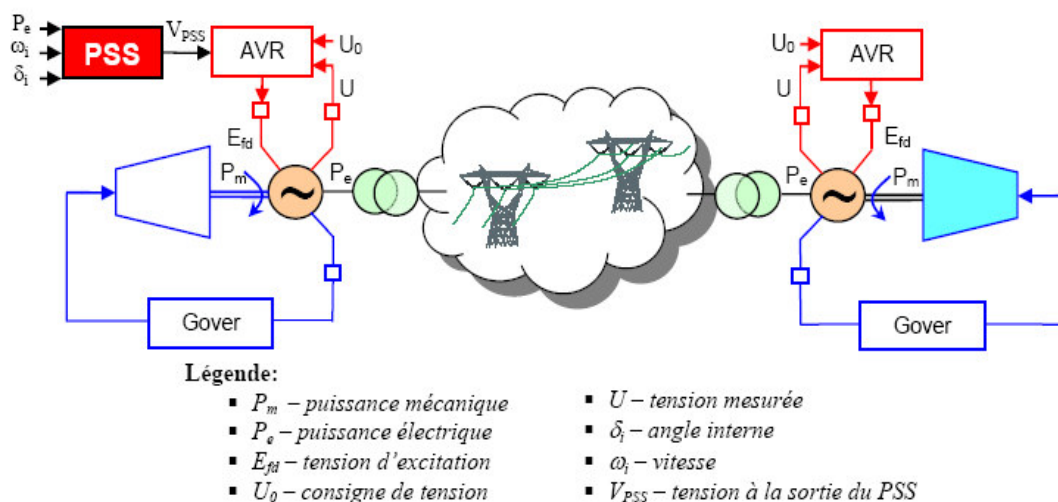


Figure II.4 - Branchement de l'AVR et du PSS dans le SEE

Les signaux d'entrée d'un PSS peuvent être composés de signaux locaux (qui proviennent de la machine où il est installé), et de signaux lointains, qui proviennent d'autres machines du système. Le paramètre fondamental introduit par la nouvelle boucle de réglage est le taux d'amortissement du PSS. Lors de certains régimes de fonctionnement, la valeur de ce paramètre peut être modifiée par le producteur sans l'avis de l'opérateur du système. Même si localement la modification peut agir positivement, la stabilité globale du réseau peut être endommagée. La modification de la valeur de l'amortissement du PSS est très nocive en ce qui concerne la sécurité dynamique du réseau. La diminution de la valeur prévue conduit à l'apparition de modes oscillatoires peu amortis et l'augmentation de cette valeur peut apporter de nouveaux modes d'oscillation entre les dispositifs de réglage.

II.5. CHOIX DU MODELE MATHEMATIQUE DU SYSTEME ETUDIE

Les générateurs synchrones participent de façon extrêmement importante aux phénomènes dynamiques et à la qualité globale de l'alimentation en énergie. Il est donc nécessaire de développer des modèles pratiques et réalistes des machines synchrones. Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord modéliser notre machine synchrone analytiquement par le modèle de « Park », puis élaborer un deuxième modèle semi-numérique dit « Park-Gariov » utilisant l'approche des « Réseaux des Perméances ».

La comparaison des résultats de simulation du Système « SMIB » modélisé par ces deux approches permet de valider notre choix du meilleur modèle, et de l'adopter pour la continuité de notre contribution.

II.5.1 Modélisation Analogique « PARK » des Machines Synchrones

II.5.1.1. Modèle de la MS dans le repère biphasé de Park

Dans la machine idéale, le stator est muni de trois enroulements repérés a , b et c , décalés de 120 degrés. Le rotor comporte un certain nombre d'enroulements, répartis sur deux axes: l'axe- d , (axe direct) qui coïncide avec celui de l'enroulement d'excitation et l'axe- q (axe quadratique) situé en quadrature avance par rapport à l'axe direct. Pour supprimer la non-linéarité entre les grandeurs du stator et celles du rotor, les enroulements de la machine doivent être ordonnés selon deux axes perpendiculaires, chaque machine est modélisée dans sa référence locale ($d-q$) tournant avec son rotor. Pour formaliser le couplage entre les équations du système et établir les équations décrivant le comportement du système global, toutes les tensions et courants doivent être représentés dans une seule référence commune à toutes les machines. Une référence tournante à la vitesse du synchron sert de référence commune. Une telle approche peut être réalisée par la transformation de Park.

La figure II.5 montre schématiquement le modèle équivalent dans le repère de Park ($d-q$).

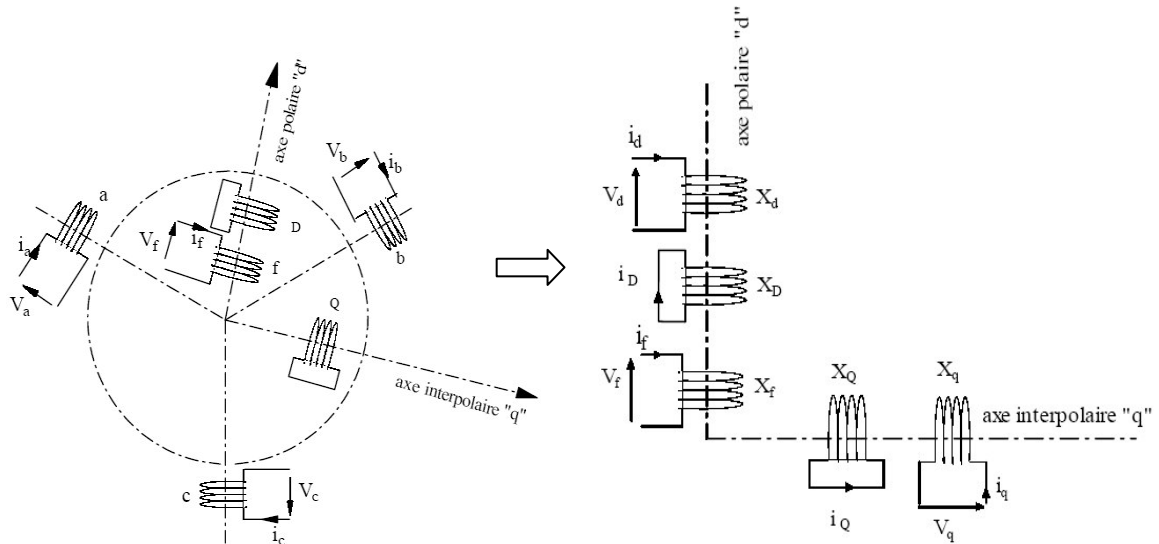


Figure II.5. Représentation de la machine synchrone dans le repère biphasé (d, q)

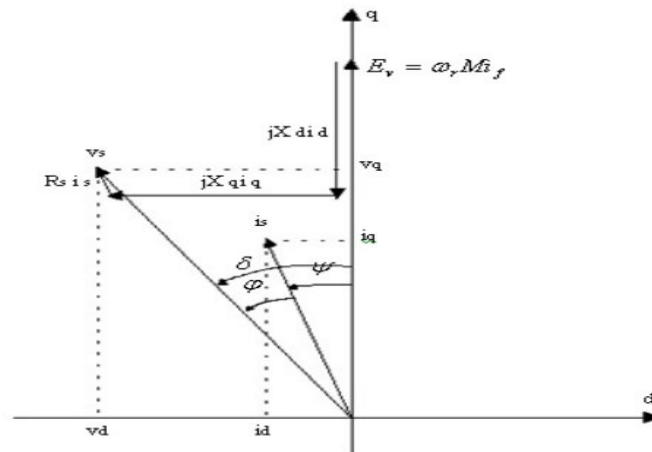


Figure II.6. Diagramme vectoriel de la machine synchrone dans le repère de Park

II.5.1.2. Hypothèses simplificatrices sur le modèle

Le modèle du générateur synchrone et de ses contrôleurs se limite habituellement aux équations différentielles ordinaires couplées entre elles via les équations algébriques du réseau de transport. Chaque équation différentielle exprime la dérivée d'une variable d'état (tels l'angle de rotor, la tension d'excitation,...etc.) en fonction d'autres variables d'état et variables algébriques. Le nombre d'équations différentielles décrivant le modèle du générateur définit l'ordre du modèle. Il existe plusieurs modèles, allant du plus simple, le modèle classique représentant seulement les caractéristiques électromécaniques du générateur, au plus complexe, à savoir le modèle du huitième ordre tenant compte de tous les circuits de rotor, de stator, d'amortissement et de champ de saturation (Anderson *et al.*, 2003). Dans les études des oscillations électromécaniques, le modèle du générateur doit

représenter deux caractéristiques fondamentales : les caractéristiques électriques des enroulements d'excitation et les caractéristiques mécaniques de l'arbre du générateur.

Les hypothèses considérées pour établir le modèle de Park sont basées en négligeant l'influence :

- des résistances rotoriques et statoriques ;
- des enroulements amortisseurs ;
- du champ de saturation ;
- des phénomènes transitoires dans le stator ;
- de la variation de vitesse dans les équations de tensions du stator (ainsi, $\dot{u}_r = \dot{u}_o = 1$ [p.u]), cette

supposition est faite pour compenser l'effet de l'annulation des phénomènes transitoires dans le stator.

Ce modèle néglige également l'amortissement produit par les courants de Foucault dans le corps du rotor (on suppose que la *f.é.m.* transitoire suivant l'axe *d*, à savoir *E'd*, est constante).

II.5.1.3. Modèle Park de la MS

Dans ce qui va suivre, on s'intéresse par la machine synchrone à inducteur bobiné et à pôles saillants sans amortisseurs [53]. Elle présente l'avantage de disposer d'un degré de liberté supplémentaire par rapport à la machine asynchrone et la machine synchrone à aimants. En effet, un circuit inducteur permet le réglage du flux d'excitation. Si ce modèle à paramètres fixes est adapté à l'établissement d'algorithmes de commande, il en est tout autrement si l'on s'intéresse à l'optimisation énergétique. Par conséquent, si l'objectif est de développer des algorithmes d'optimisation énergétique, il est impératif d'élaborer « un modèle de Park à paramètres variables » et intégrant « les pertes fer de la machine ainsi que le phénomène de saturation du circuit magnétique ».

En écrivant les équations de tensions en grandeurs de phase de la machine synchrone, on peut constater que le système d'équations n'est pas linéaire car certaines matrices d'inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de *Concordia* est utilisée pour obtenir une formulation algébrique plus simple. Ainsi, les enroulements statoriques sont transformés en enroulements orthogonaux. Le repère de Park ainsi construit est un repère lié au rotor.

Une machine synchrone se compose d'un inducteur alimenté en continu, et d'un induit généralement triphasé. L'induit est fixe et l'inducteur tournant. Le bobinage de l'inducteur peut être concentré autour des noyaux, c'est le cas des machines à pôles saillants. Il peut être réparti dans des encoches fraisées dans la masse du rotor cylindrique, la machine est dite alors à rotor lisse ou à pôles lisses. Dans la machine à pôles lisses, c'est la partie massive du fer rotorique qui joue le rôle d'amortisseurs. La machine idéalisée comporte donc :

- au stator : les bobinages A, B, C des trois phases décalés deux à deux de 120° électriques ;
- au rotor : suivant l'axe direct, le bobinage inducteur F et l'amortisseur direct D ;
- au rotor : suivant l'axe en quadrature, l'amortisseur Q.

On présentera les différentes équations des tensions, des flux, et du couple électromagnétique issues de la modélisation de Park :

• **Equations des tensions**

$$v_d = R_s i_s + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \quad (\text{II.1})$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \omega_r \phi_d \quad (\text{II.2})$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{II.3})$$

• **Equations des flux**

$$\phi_d = L_d i_d \quad (\text{II.4})$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (\text{II.5})$$

$$\phi_f = L_f i_f + M i_d \quad (\text{II.6})$$

• **Equation du couple électromagnétique**

$$C_{em} = p \{ \phi_d i_q - \phi_q i_d \} = p i_d i_q (L_d - L_q) + M p i_q i_f \quad (\text{II.7})$$

• **Equation mécanique**

$$f \Omega_r + J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \quad (\text{II.8})$$

Dans ce cas, le frottement sec est négligé.

II.5.1.4. Modèle de Park avec la prise en compte du phénomène de la saturation

Le modèle de Park ne prend pas en compte la saturation du circuit magnétique. Or, dans la plupart des cas, la machine fonctionne en régime saturé. Il nous a paru nécessaire de prendre en compte ce phénomène dans le modèle afin d'accroître sa précision [56]. La saturation du circuit magnétique intervient sur les inductances synchrones longitudinales et transversales L_d, L_q , sur l'inductance propre rotorique L_f et sur la mutuelle stator - rotor M .

Dans un premier temps, pour prendre en compte la saturation du circuit magnétique, le flux propre d'un enroulement peut être considéré comme la superposition d'un flux de fuite se refermant dans l'air et d'un flux utile parcourant le circuit magnétique. On fait généralement comme première hypothèse que les inductances de fuites stator et rotor sont constantes. Ceci implique que seuls les flux mutuels sont sujets à la saturation du circuit magnétique.

Une deuxième étape peut être franchie en introduisant le phénomène de saturation croisée qui

traduit que dans les pôles de la machine, les flux ϕ_d et ϕ_q participent tous les deux à la saturation et pas seulement ϕ_d . Le flux magnétisant d'axe « d » dépend du courant magnétisant d'axe « q » et vice versa. Ce type de formulation est utilisé également pour la modélisation des machines à réluctance variable. Dans la littérature, certains auteurs se sont intéressés à un concept d'inductances et de flux généralisés en régime saturé. Dans certains cas, il peut être intéressant d'utiliser dans le modèle une formulation introduisant la saturation du circuit magnétique de manière plus aisée.

Pour déduire un état magnétique optimal en régime stationnaire, on peut supposer en première approximation que l'inductance propre rotorique L_f est constante. Par conséquent, d'autres études sont concentrées sur les variations des paramètres L_d , L_q et M . Dans ce cas, il n'aura pas accès aux coefficients représentant les rapports d'équivalences entre le stator et le rotor, et on pose une première approximation.

Elle consiste à considérer la mutuelle variante en fonction du courant d'excitation i_f et les inductances statoriques variant en fonction du courant stator i_s . Dans ce cas, la réaction d'induit n'est pas incluse.

Des fonctions polynomiales ont été utilisées car elles sont relativement bien adaptées à plusieurs problèmes :

$$M = f(i_f) = \sum_{i=0}^n m_i i_f^i \quad (\text{II.8})$$

$$L_d = f(i_s) = \sum_{i=0}^n l_d i_s^i \quad (\text{II.9})$$

$$L_q = f(i_s) = \sum_{i=0}^n l_q i_s^i \quad (\text{II.10})$$

II.5.1.5. Modèle de Park avec la prise en compte du phénomène de la saturation et des pertes Fer

La complexité des phénomènes liés aux pertes par hystérésis et courants de Foucault n'autorise pas une formulation analytique précise des pertes fer. La formulation des pertes dans le modèle de Park doit pouvoir s'exprimer au niveau du bilan de puissance.

Reprenons les équations de tensions (II.1), (II.2) et (II.3), et multiplions le premier et le deuxième membre de chaque équation par le courant axial respectif. Ainsi, nous obtenons le bilan de puissance :

$$p_e = P_{js} + P_{jr} + P_{magn} + P_{em} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$p_e = v_d i_d + v_q i_q + v_f i_f \quad (\text{II.12})$$

$$p_{js} = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (\text{II.13})$$

$$p_{jr} = R_f i_f^2 \quad (\text{II.14})$$

$$p_{magn} = i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} + i_f \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{II.15})$$

$$p_{em} = \omega_r (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (\text{II.16})$$

On peut constater que les pertes fer ne sont pas prises en compte dans la modélisation de Park. Afin de tenir compte de ce phénomène, il existe deux approches :

- Modifier le schéma équivalent de la machine synchrone.
- Reporter les pertes fer dans l'équation mécanique.

Dans les deux approches, on utilise des lois empiriques [56]. Cette approche garantit l'aspect statique. En revanche, la prise en compte approchée des pertes fer n'a pas le degré suffisant de pertinence pour prendre en compte les régimes dynamiques.

a. Modification du schéma équivalent de la génératrice synchrone à inducteur bobiné

Classiquement, la plupart des auteurs modifient le schéma équivalent de la machine électrique. Parmi les modifications usuelles, l'approche conventionnelle consiste à placer une résistance équivalente fer en parallèle sur la mutuelle. Egalement, certains auteurs proposent de placer une résistance équivalente fer en série de celle-ci [56]. Le modèle de pertes fer couramment utilisé est le suivant :

$$p_{fer} = \beta \phi^2 = \{k_h \omega_r + k_e \omega_r^2\} [\phi_d^2 + \phi_q^2] \quad (\text{II.17})$$

k_h : Coefficient relatif aux pertes par hystérésis.

k_e : Coefficient relatif aux pertes par courants de Foucault.

ω_r : Pulsation électrique (rad/s).

Dans une première partie, nous présenterons le schéma équivalent de la machine synchrone à inducteur bobiné sans amortisseurs ramené au stator. Par la suite, une modification sera apportée à celui-ci en introduisant une résistance équivalent fer placé en série à la mutuelle.

Les grandeurs rotoriques sont exprimées en fonction du coefficient d'équivalence stator - rotor m . De ce fait, nous définissons les différentes grandeurs ramenées au stator telles que les inductances de fuites, les inductances propres, les résistances, les tensions et les courants :

$$L_{\sigma q} = L_d - M' \quad (\text{II.18})$$

$$L_{\sigma q} = L_q - M' \quad (\text{II.19})$$

$$L_{\sigma f} = L_f - m^2 M' \quad (\text{II.20})$$

$$M' = \frac{M}{m} \quad (\text{II.21})$$

$$v_f' = \frac{v_f}{m} \quad (\text{II.22})$$

$$i_f' = m i_f \quad (\text{II.23})$$

$$R_f' = \frac{R_f}{m^2} \quad (\text{II.24})$$

$$L_{\sigma f}' = \frac{L_{\sigma f}}{m^2} \quad (\text{II.25})$$

Les équations des mailles peuvent être écrites. Ainsi, les équations en tension du modèle de Park présentées précédemment peuvent être retrouvées.

- **Axe direct :**

$$v_d = R_s i_d - \omega_r \phi_q + L_{\sigma d} \frac{di_d}{dt} + M' \frac{d(i_d + i_f')}{dt} \quad (\text{II.26})$$

En introduisant les grandeurs définies précédemment, l'équation (II.1) est déduite :

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \quad (\text{II.27})$$

- **Axe en quadrature :**

$$v_q = R_s i_q + \omega_r \phi_d + L_{\sigma q} \frac{di_q}{dt} + M' \frac{di_q}{dt} \quad (\text{II.28})$$

La même procédure est suivie pour l'axe en quadrature. Ainsi, l'équation (II.2) est déduite

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \quad (\text{II.29})$$

- **Axe au niveau du rotor :**

$$v_f' = R_f' i_f' + L_{\sigma f}' \frac{di_f'}{dt} + M' \frac{d(i_f + i_f')}{dt} \quad (\text{II.30})$$

La même procédure est suivie pour l'équation en tension du rotor, et l'équation (II.3) est déduite :

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{II.31})$$

Maintenant on propose d'introduire une résistance équivalente fer en série à la mutuelle. Les pertes fer seront prises en compte dans le modèle de Park et le bilan des puissances sera respecté.

En plaçant une résistance équivalente relative aux pertes fer en série avec la mutuelle, le schéma équivalent obtenu permettra de respecter le bilan des puissances. La figure ci-dessous représente le schéma de la machine synchrone à inducteur bobiné où une résistance équivalente fer a été placée en

série avec la mutuelle [56]:

L'écriture de l'équation liée au schéma équivalent ci-dessus nous permet d'obtenir les équations suivantes :

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q + R_{Fe} (i_d + i_f') \quad (\text{II.32})$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d + R_{Fe} i_q \quad (\text{II.33})$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} - \omega_r \phi_q + R_{Fe} (i_d + i_f') \quad (\text{II.34})$$

A présent, un terme lié aux pertes est ajouté sur les différentes équations de tension. En écrivant le bilan des puissances, l'expression des pertes fer en fonction de la résistance équivalente R_{Fe} est obtenue. L'équation (II.13) devient :

$$P_e = P_{Js} + P_{Jr} + P_{fer} + P_{magn} + P_{em} \quad (\text{II.35})$$

Les pertes fer sont exprimées comme suit :

$$P_{fer} = R_{Fe} \cdot \{ (i_d + i_f)(i_d + i_f') + i_q^2 \} \quad (\text{II.36})$$

Par conséquent, la résistance équivalente fer R_{Fe} est calculée à l'aide du modèle des pertes fer utilisé :

$$R_{Fe} = \frac{P_{fer}}{(i_d + i_f)(i_d + i_f') + i_q^2} \quad (\text{II.37})$$

En choisissant un modèle de pertes fer en fonction du flux élevé au carré, l'expression de la résistance équivalente fer est la suivante :

$$R_{Fe} = \frac{\beta \{ (L_d i_d + M_{if})^2 + L_q i_q^2 \}}{(i_d + i_f)(i_d + i_f') + i_q^2} \quad (\text{II.38})$$

b. Les Pertes fer reportées dans l'équation mécanique

La méthode précédente revenait à formuler les pertes fer comme des pertes joule. Ici, nous considérons que ces pertes diminuent le couple électromagnétique et peuvent être assimilées à des pertes mécaniques. Reprenons l'équation mécanique :

$$J \Omega_r + J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{II.40})$$

Ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

J : Inertie do rotor ($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m. s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Lorsque les pertes fer sont reportées dans l'équation mécanique, ceci engendre un couple de perte supplémentaire dépendant des pertes fer de la vitesse de rotation de la machine électrique.

$$C_{fer} = \frac{P_{fer}}{\Omega_r} \quad (\text{II.41})$$

En prenant en compte ce phénomène dans l'équation mécanique, nous obtenons :

$$f\Omega_r + J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_{fer} \quad (\text{II.42})$$

-La structure globale de la MS modélisée par la méthode de PARK avec le contrôleur d'excitation élaborée sous SIMULINK / Matlab est donnée en annexe A (figure A.1).

II.6. MODELISATION SEMI-NUMERIQUE « PARK-GARIOV » DE LA MS

Dans ce qui va suivre, nous allons présenter le modèle Semi-numérique (ou analogique-numérique) du générateur synchrone, par l'intermédiaire d'un système d'équations plus détaillés dit « *PARK-GARIOV* », réalisé avec l'utilisation des coordonnées relatives mutuelles (système "*Xad*"), qui est définit par les équations suivantes [57]: Par exploitation de la modélisation de PARK, on peut écrire:

$$\begin{cases} P \Phi_d / \omega_s + (1 + s) \Phi_q + r_a i_d = -U_d \\ P \Phi_q / \omega_s + (1 + s) \Phi_d - r_a i_q = -U_q \\ P \Phi_f / \omega_s = -U_f + r_f i_f \\ P \Phi_{1d} / \omega_s = -r_{1d} i_{1d} \\ P \Phi_{1q} / \omega_s = -r_{1q} i_{1q} \\ P \Phi_{2q} / \omega_s = -r_{2q} i_{2q} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

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

$$\begin{aligned} \Phi_d &= L_d \cdot i_d + M_d \cdot i_f + M_d \cdot i_D \\ \Phi_q &= L_q \cdot i_q + M_q \cdot i_Q \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

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

$$\begin{cases} \Phi_d = X_d \cdot i_d + X_{ad} \cdot i_f + X_{ad} \sum_{K=1}^n i_{Kd} \\ \Phi_q = X_q \cdot i_q + X_{aq} \cdot \sum_{l=1}^m i_{lq} \\ \Phi_f = X_{ad} \cdot i_d + X_{fd} \cdot i_f + X_{ad} \sum_{K=1}^n i_{Kd} \\ \Phi_{1d} = X_{ad} \cdot i_d + X_{ad} \cdot i_f + X_{1d} \cdot i_{1d} + X_{ad} \sum_{K=2}^n i_{Kd} \\ \Phi_{nd} = X_{ad} \cdot i_d + X_{ad} \cdot i_f + X_{nd} \cdot i_{nd} + X_{ad} \sum_{K=2}^n i_{Kd} \\ \Phi_{1q} = X_{aq} \cdot i_q + X_{1q} \cdot i_{1q} + X_{aq} \sum_{l=2}^m i_{lq} \\ \Phi_{mq} = X_q \cdot i_q + X_{mq} \cdot i_{mq} + X_{aq} \sum_{l=1}^m i_{lq} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

$$X_d = \omega_s L_d \quad X_q = \omega_s L_q \quad X_{ad} = \omega_s M_d \quad X_{aq} = \omega_s M_q \quad (\text{II.46})$$

Les flux à effets mutuelles sont définis par :

$$\begin{aligned} \Phi_{ad} &= X_{ad} \left(i_d + i_f + \sum_{K=1}^n i_{Kd} \right) \\ \Phi_{aq} &= X_{aq} \left(i_q + \sum_{l=1}^m i_{lq} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.47})$$

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

$$X_q < X_d$$

$$X_d = X_{ad} + X_s \quad X_q = X_{aq} + X_s \quad X_f = X_{ad} + X_s \quad (\text{II.48})$$

Des équations (II.47) et (II.48), les équations de flux seront :

$$\begin{aligned} \Phi_f &= X_{sf} i_f + \Phi_{ad} & \Phi_{nd} &= X_{Snd} i_{nd} + \Phi_{ad} \\ \Phi_q &= X_s i_q + \Phi_{aq} & \Phi_{mq} &= X_{Smq} i_{mq} + \Phi_{aq} \\ \Phi_f &= X_{sf} i_f + \Phi_{ad} \end{aligned} \quad (\text{II.49})$$

Maintenant, on peut déduire les équations de courant des circuits :

$$\begin{aligned} I_d &= (\Phi_d - \Phi_{ad}) / X_s \\ I_f &= (\Phi_f - \Phi_{ad}) / X_s \\ I_{Kq} &= (\Phi_{Kq} - \Phi_{aq}) / X_{sKq} \\ I_{Kd} &= (\Phi_{Kd} - \Phi_{ad}) / X_{sKd} \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

Remplaçant (II.50) dans (II.49) on obtient:

$$\Phi_{ad} / X_{ad} = (\Phi_d - \Phi_{ad}) / X_s + (\Phi_f - \Phi_{ad}) / X_{sf} + \sum_{K=1}^n (\Phi_{Kd} - \Phi_{ad}) / X_{sKd} \quad (\text{II.51})$$

Et on aura :

$$\Phi_{ad} = \left(\Phi_d / X_s + \Phi_f / X_{sf} + \sum_{k=1}^n \Phi_{kd} / X_{skd} \right) / \left(1 / X_{ad} + 1 / X_s + 1 / X_{sf} + \sum_{k=1}^n 1 / X_{skd} \right) \quad (\text{II.52})$$

De même pour le flux mutuel transversal :

$$\Phi_{aq} = \left(\Phi_q / X_s + \sum_{l=1}^n \Phi_{lq} / X_{slq} \right) / \left(1 / X_{aq} + 1 / X_s + \sum_{l=1}^n 1 / X_{slq} \right) \quad (\text{II.53})$$

Remarque : Pour la modélisation des Turbo-alternateurs séries « TBB », il suffit de modéliser un seul circuit amortisseur sur l'axe d (n = 1), et deux circuits amortisseurs sur l'axe q (m = 2). Les paramètres des Turbo Alternateurs utilisés sont donnés en annexe B.

- La réactance inductive transitoire longitudinale est calculée comme suit:

$$X'_d = X_s + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}}} = X_s + \frac{X_{sf} \cdot X_{ad}}{X_{sf} + X_{ad}} \quad (\text{II.54})$$

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

$$X''_d = X_s + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}} + \frac{1}{X_{sfd}}} \quad X''_q = X_s + \frac{1}{\frac{1}{X_{aq}} + \frac{1}{X_{sfq}}} \quad (\text{II.55})$$

- Les constantes du temps du circuit d'excitation :

$$T_f = \frac{L_f}{r_f} = \frac{X_f}{r_f \cdot \omega_s} \quad T_f = 5 \dots\dots 10 \text{ sec} \quad (\text{II.56})$$

- La constante du temps transitoire du circuit d'excitation :

$$T'_f = (X'_d / X_d) T_f \quad T'_f = 1 \dots\dots 2 \text{ sec} \quad (\text{II.57})$$

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

$$X''_{eq} = X_{sf} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}} + \frac{1}{X_{sfd}}} \quad (\text{II.58})$$

a - Si le circuit stator est ouvert :

$$T''_d = \frac{X_{eq}}{r_{fd} \cdot X_s}; T''_d = 0.03 \dots 0.1 \text{ sec} \quad (\text{II.59})$$

b - Si le circuit stator est fermé :

$$X''_{eq} = X_{sf} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sfd}}} \quad (\text{II.60})$$

$$T''_{d0} = \frac{X_{eq}}{r_{fd} \cdot X_s}; T''_{d0} = 0.03 \dots 0.1 \text{ sec}$$

- Les constants de temps des circuits amortisseurs :

$$X_{fd} = X_{sfd} + X_{ad} \quad ; \quad X_{fq} = X_{sfq} + X_{aq} \quad ; \quad T_{fd} = \frac{X_{fd}}{\omega_s \cdot r_{fd}} \quad ; \quad T_{fq} = \frac{X_{fq}}{\omega_s \cdot r_{fq}} \quad (\text{II.61})$$

- Les équations des Forces Électromotrices sont :

- F.e.m. statorique créée par le courant rotorique à la fréquence synchrone :

$$\begin{aligned} E_q &= \omega_s M_d i_d \\ E_{fq} &= \omega_s M_d i_{fd} \\ E_{fd} &= -\omega_s M_q i_{fq} \end{aligned} \quad (\text{II.62})$$

- F.e.m. synchrone en relation avec courants des circuits d'amortisseurs/ q) :

$$E'_q = \omega_s \cdot M_d / L_f \cdot \Phi_f \quad ; \quad E'_{fq} = \omega_s \cdot M_d / L_{fd} \cdot \Phi_{fd} \quad ; \quad E'_{fd} = \omega_s \cdot M_q / L_{fq} \cdot \Phi_{fq} \quad (II.63)$$

Dans les coordonnées relatives on aura :

$$\Phi_d = X_d \cdot i_d + E_q + E_{fq} \quad (II.64)$$

$$\Phi_q = X_q \cdot i_q - E_{fd} \quad (II.65)$$

- 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 :

$$\frac{dE'_d}{dt} = \frac{1}{T_f} \cdot (E_f - E_q) \quad (II.66)$$

E_f : Tension relatif à la borne du rotor

E_q : f.e.m statorique

II.6.1 Schémas équivalents du modèle Park-Gariov de la Machine Synchrone

On utilisera les équations de PARK - GARIOV suivantes [56]:

$$\frac{X_f}{X_{ad}} \cdot E_q = \Phi_{ad} + X_{sf} \frac{E_q}{X_{ad}} \quad \Phi_{ad} = X_{ad} i_d + E_q + E_{fq} \quad (II.67)$$

Avec:

$$\begin{cases} E'_q = \frac{X_{ad}^2}{X_f} i_d + E_q + \frac{X_d}{X_f} E_{fq} \\ E'_{fq} = \frac{X_{ad}^2}{X_{fd}} i_d + E_q + \frac{X_d}{X_{fd}} E_{fq} \\ \frac{dE'_{fq}}{dt} = \frac{1}{T_{fd}} E_{fq} \end{cases} \quad (II.68)$$

$$\begin{cases} (1 + s) \Phi_d - \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{d\Phi_q}{dt} - r i_q = u_q \\ (1 + s) \Phi_q - \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{d\Phi_d}{dt} - r i_d = -u_d \end{cases} \quad (II.69)$$

Les schémas équivalents simplifiés sont données par la figure suivante (Figure II. 7):

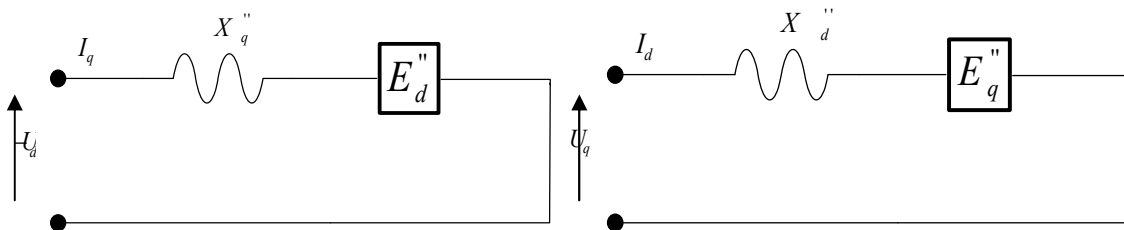


Figure II. 7. Schémas équivalents simplifié de la machine synchrone avec circuits d'amortisseurs

En réutilisant les f.e.m. (E_d'' et E_q'') pour le calcul des variables du régime perturbé de la machine synchrone :

$$I_d'' = \frac{E_q''}{X_d''} \quad \text{si la f.e.m. globale} \quad E'' = \sqrt{E_d''^2 + E_q''^2} \quad \text{et} \quad I'' = \frac{E''}{X''}$$

Avec :

$$E_d'' = \frac{1 / \left(X_{sfq} \cdot \frac{X_{fq}}{X_{aq}} E_{fd}' \right)}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sfq}}} \quad (\text{II.70})$$

$$E_q'' = \frac{1 / \left(X_{sf} \cdot \frac{X_f}{X_{ad}} E_q' + 1 / \left(X_{sfd} \cdot \frac{X_{fd}}{X_{ad}} E_{fq}' \right) \right)}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}} + \frac{1}{X_{sfd}}} \quad (\text{II.71})$$

Les équations du circuit statorique de la machine synchrone seront :

Pour la machine synchrone avec circuits amortisseurs :

$$\begin{cases} X_q'' I_q + E_d'' + r I_d = -U_d \\ X_d'' I_d + E_q'' - r I_q = U_q \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

Pour la machine synchrone sans circuits amortisseurs :

$$\begin{cases} X_q' I_q + r I_d = -U_d \\ X_d' I_d + E_q' - r I_q = U_q \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

II.6.2. Mise en équation de la machine synchrone avec le modèle *Park-Gariov*

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

- *Système d'équations des courants*

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{U_q - E_q''}{X_d''} & ; & \quad I_q = \frac{-(U_d - E_d'')}{X_q''} & ; & \quad I_f = \frac{\Phi_f - \Phi_{ad}}{X_{sr}} \\ I_{1d} &= \frac{\Phi_{1d} - \Phi_{ad}}{X_{srd}} & ; & \quad I_{1q} = \frac{\Phi_{1q} - \Phi_{aq}}{X_{sr1q}} & ; & \quad I_{2q} = \frac{\Phi_{2q} - \Phi_{aq}}{X_{sr2q}} \end{aligned} \quad (\text{II.74})$$

- *Système d'équations des flux*

$$\begin{aligned} \Phi_{ad} &= E_q'' + (X_d'' - X_s) I_d & ; & \quad \Phi_{aq} = E_d'' + (X_q'' - X_s) I_q & ; & \quad \Phi_f = \omega_s \int_0^{\Phi_f} (-R_f I_f + U_{f0}) dt \\ \Phi_{1d} &= \omega_s \int_0^{\Phi_{1d}} (-R_{1d} I_{1d}) dt & ; & \quad \Phi_{1q} = \omega_s \int_0^{\Phi_{1q}} (-R_{1q} I_{1q}) dt & ; & \quad \Phi_{2q} = \omega_s \int_0^{\Phi_{2q}} (-R_{2q} I_{2q}) dt \end{aligned} \quad (\text{II.75})$$

- Equations du mouvement du rotor de la machine (mécanique)

$$d\delta = (\omega - \omega_s)dt \quad ; \quad \text{avec } s = \frac{\omega - \omega_s}{\omega_s} \quad ; \quad \text{donc: } d\delta / dt = \omega_s \cdot s \quad (\text{II.76})$$

- Les moments des couples de la machine synchrone :

$$M_T + M_j + M_e = 0 \quad \text{avec } M_j: \text{moment d'inertie} \quad \left(M_j = -j \frac{d\omega}{dt} \right) \quad (\text{II.77})$$

$$\left(M_e = \frac{-P_e}{\omega_s} \right) \quad (\text{II.78})$$

M_T : moment de turbine = constant ; M_e : moment électromagnétique

$$j \frac{d\omega}{dt} + \frac{P_e}{\omega_s} = M_T \quad (\text{II.79})$$

$$\text{On aura : } T_j \frac{d}{dt} S + (\Phi_{ad} I_q - \Phi_{aq} I_d) = M_T \quad ; \quad \text{ou } T_j \frac{d}{dt} S = M_T - M_e \quad (\text{II.80})$$

-Le schéma block fonctionnel de la machine synchrone (modèle *PARK-GARIOV*) avec le contrôleur d'excitation, élaboré sous SIMULINK /Matlab est donnée en annexe A, figure A.2.

II.7. MODELE DE LA MS RACCORDEE AU RESEAU DE PUISSANCE INFINI

Considérons le système de la figure suivante, 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 [58].

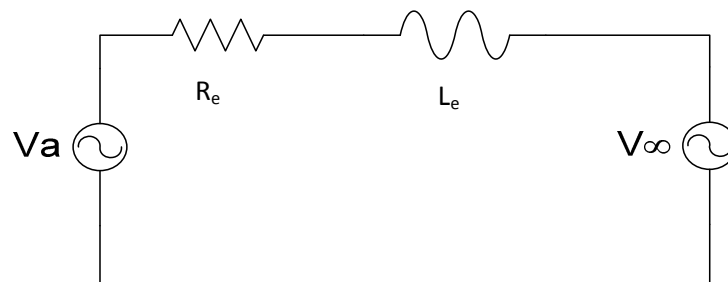


Figure II.8. Machine synchrone connectée à un réseau bus infini

De la figure (II.8) nous pouvons écrire :

$$V_a = V_{a\infty} + R_e i_a + L_e \frac{di_a}{dt} \quad (\text{II.81})$$

Ainsi pour les 3 phases on aura :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\infty a} \\ V_{\infty b} \\ V_{\infty c} \end{bmatrix} + R_e \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + L_e \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.82})$$

Le système décrit par (II-82) peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$V_{abc} = V_{\infty abc} + R_e i_{abc} + L_e \frac{di_{abc}}{dt} \quad (\text{II.83})$$

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

$$\begin{aligned} V_{odq} &= P \cdot V_{abc} = P \left(V_{\infty abc} + R_e i_{odq} + L_e \dot{i}_{abc} \right) \\ V_{odq} &= P V_{\infty abc} + R_e i_{odq} + L_e P \dot{i}_{abc} \end{aligned} \quad (\text{II.84})$$

Sachant que :

$$V_{\infty abc} = \sqrt{2} V \begin{bmatrix} \cos(\omega_R t + \alpha) \\ \cos\left(\omega_R t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_R t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.85})$$

On aura alors :

$$V_{\infty odq} = P V_{\infty abc} = \sqrt{2} V_{\infty} \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.86})$$

Pour le dernier terme à droite :

$$P \dot{i}_{abc} = \dot{i}'_{odq} - P' \dot{i}_{abc} = \dot{i}'_{odq} - P' \cdot P^{-1} \dot{i}_{odq} \quad (\text{II.87})$$

On peut enfin écrire le système d'équation comme suite:

$$V_{\infty odq} = P V_{\infty abc} = \sqrt{2} V_{\infty} \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} + R_e I_{odq} + L_e I'_{odq} + \omega_e L_e \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (\text{II.88})$$

En négligeant la résistance R_c de la ligne devant sa réactance X_e = Le on aura :

$$V_{\infty odq} = P V_{\infty abc} = \sqrt{2} V_{\infty} \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} + L_e I'_{odq} + X_e \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (\text{II.89})$$

II.8. MODELE DU SYSTEME D'EXCITATION AVEC AVR

La machine synchrone est équipée par un régulateur de tension modèle « IEEE » type -5 [55], représenté par la figure suivante (Figure II.9):

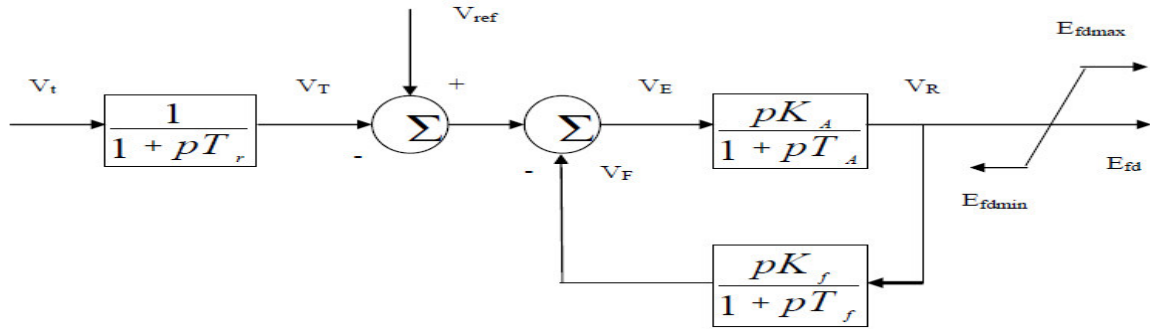


Figure II.9 : Schéma du circuit d'excitation de tension (AVR) « IEEE » type -5

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}

$$V_T = \frac{V_t - V_{T_r}}{T_R}; V_F = \frac{K_F V_R - V_F}{T_F}; V_R = \frac{K_A V_E - V_R}{T_A}; V_E = V_{ref} - V_F - V_1 \quad (II.90)$$

$$E_{fd} = \begin{cases} E_{fd \max} & \text{si } V_R \geq E_{fd \max} \\ E_{fd} = V_R & \text{si } E_{fd \max} > V_R > E_{fd \min} \\ E_{fd \min} & \text{si } V_R \leq E_{fd \min} \end{cases} \quad (II.91)$$

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

$$\frac{pK_F}{1 + pT_F} : \text{ Fonction de transfert du circuit d'amortissement ;} \quad (II.92)$$

$$\frac{pK_A}{1 + pT_A} : \text{ Fonction de transfert de l'amplificateur du régulateur ;} \quad (II.93)$$

$$\frac{1}{1 + pT_R} : \text{ Fonction de transfert du filtre.} \quad (II.94)$$

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

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.

Le schéma du circuit d'excitation (AVR) se réduit à la forme suivante (Figure II.10).

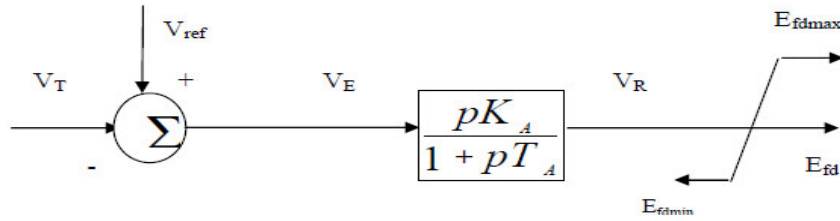


Figure II.10 : Schéma du circuit d'excitation AVR simplifié

$$\dot{V}_R = \frac{K_A V_E - V_R}{T_A} ; V_E = V_{ref} - V_F \quad (II.95)$$

$$E_{fd} = \begin{cases} E_{fd \max} & \text{si } V_R \geq E_{fd \max} \\ E_{fd} = V_R & \text{si } E_{fd \max} > V_R > E_{fd \min} \\ E_{fd \min} & \text{si } V_R \leq E_{fd \min} \end{cases} \quad (II.96)$$

II.9. STABILISATEURS DE PUISSANCES - ETUDE ET APPLICATION D'UN PSS CONVENTIONNEL TYPE PID

Dès les années cinquante, une grande attention été portée sur les effets des systèmes d'excitation et leurs régulateurs sur la stabilité des systèmes de puissance, vue que le régulateur a gain très élevé affectent nettement la stabilité en engendrant certain modes oscillations nuisibles (auto-oscillations).

Pour remédier à ces problèmes, plusieurs techniques ont été développées, dont le principe fondamental est d'introduire un signal additif « V_{pss} » 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, par exemples:

- 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 [60] ont l'idée d'appliquer un signal additionnel afin de maintenir la stabilité du système.

La figure (II.11) représente le principe d'un stabilisateur des systèmes de puissance.

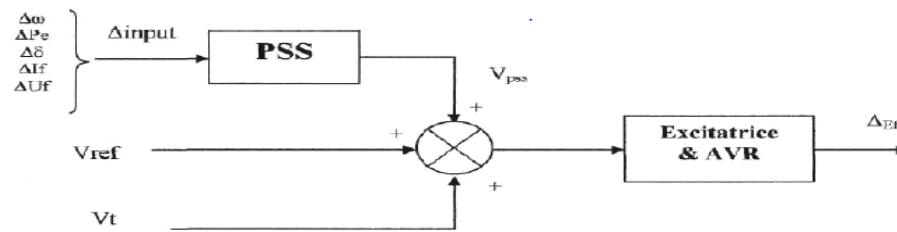


Figure II.11. Schéma fonctionnel du stabilisateur de réseau PSS

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.

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 (II.12).

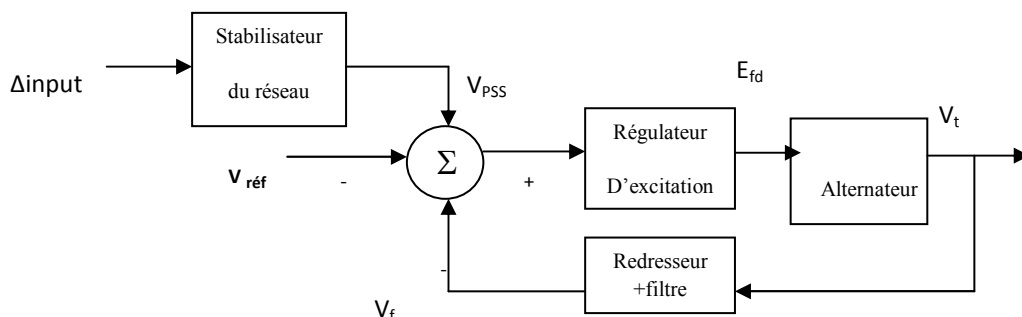


Figure II.12. Schéma block d'un Alternateur avec AVR équipé d'un PSS

La fonction de transfert est :

$$V_{PSS} = K_{PSS} \frac{PT_w}{1 + PT_w} \cdot \left(\frac{1 + PT_1}{1 + PT_2} \right) \left(\frac{1 + PT_3}{1 + PT_4} \right) \Delta input \quad (II.97)$$

$$V_{PSS} = \begin{cases} V_{PSS \max} & \text{si } V_4 \geq V_{PSS \max} \\ V_4 & \text{si } V_{PSS \max} > V_4 > V_{PSS \min} \\ V_{PSS \min} & \text{si } V_4 \leq V_{PSS \min} \end{cases} \quad (II.98)$$

$$\dot{V}_4 = \frac{V_3 - V_4}{T_4} + \frac{T_3}{T_4} \dot{V}_3 \quad ; \quad \dot{V}_3 = \frac{V_2 - V_3}{T_3} + \frac{T_2}{T_3} \dot{V}_2 \quad ; \quad \dot{V}_2 = \frac{V_2}{T_w} \dot{V}_1 \quad ; \quad \dot{V}_1 = K_{PSS} \cdot \Delta input \quad (II.99)$$

Avec :

$$\Delta input = \begin{cases} \Delta P, \int p \\ \text{ou} \\ \Delta \omega = \omega_{mach} - \omega_0 \\ \text{et} \\ \Delta I_f = I_f - I_{f0} \\ \text{et} \\ \Delta U_f = U_f - U_{f0} \end{cases} \quad (II.100)$$

K_{PSS} : Gain du PSS.

$\frac{PT_w}{1 + PT_w}$: Fonction du transfert du correcteur. (II.101)

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

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

$$V_{PSS} = K_{PSS} \frac{PT_w}{1 + PT_w} \left(\frac{1 + PT_1}{1 + PT_2} \right) \quad (II.102)$$

Dans ce cas le schéma fonctionnel du PSS est représenté à la figure II.13 suivante:

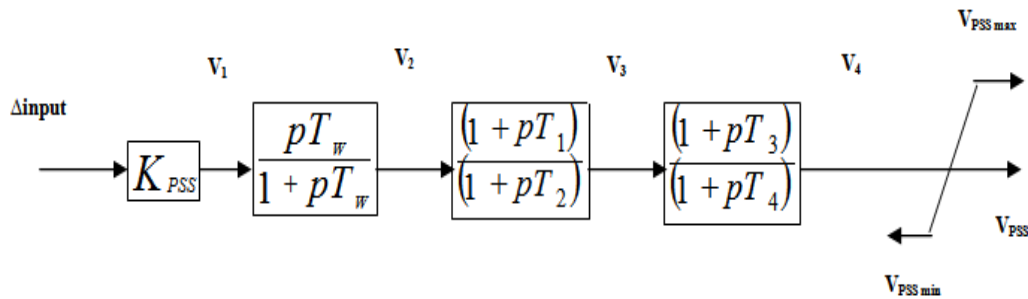


Figure II.13. Schéma fonctionnel du PSS

Il comporte trois principaux blocks :

- Le gain du stabilisateur K_{PSS} : détermine la quantité d'atténuation présentée par le PSS.
- Le block correcteur (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 block de compensation de phase : qui compense le retard de phase entre l'entrée d'excitateur et le Couple électrique de générateur.

Cette figure montre le bloc de premier ordre simple, qui peut être employé pour réaliser la compensation désirée de phase.

II.9.1. Signal d'entrée du PSS

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 cette étude, nous avons utilisé comme paramètres d'entrées au PSS :

- (Δ_{input}) : Variation de la tension terminale;
- $\Delta\omega$ (et ω') : variation et dérivée de la pulsation (vitesse);
- Δi_f (et i_f') : variation et dérivée du courant d'excitation;
- ΔU_f (et U_f') : variation et dérivée de la tension d'excitation.

II.9.2. Signal de sortie du PSS

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

Remarque : Dans cette étude, nous avons utilisé un stabilisateur de puissance de structure conventionnel type PID (PSS-PID), dit AVR à Forte Action (AVR-FA).

II.9.3. Modèle mathématique d'un PSS-PID Conventionnel (AVR – FA)

Le stabilisateur AVR - FA d'architecture PID (PSS-PID), est un système multi - canaux, parmi les fonctions technologiques accomplies par ce contrôleur d'excitation [61]:

- 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) ;
- limiter les valeurs minimales et maximales du courant d'excitation (problèmes de saturation)... et d'autres fonctions.... etc.

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

- Canal de l'écart de la tension :

$$K_{ou}(p) = k_{ou} \quad (\text{Amplificateur idéal}) \quad (\text{II.103})$$

Où : kou - coefficient de régulateur par déviation de la tension (entre 15,25 et 50).

- Canal de dérivée de la tension :

$$W_{lu}(p) = K_{lu} \cdot W_{\Delta lu}(p) = K_{lu}(p) / (1 + pT_{lu}) \quad (\text{II.104})$$

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

- Block de fréquence:

$$W_{bf}(p) = p / (1 + pT_{bf}) \quad (\text{II.105})$$

Où : 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):

$$W_{0\omega}(p) = K_{0\omega} \cdot W_{\Delta 0\omega}(p) = K_{0\omega} \cdot \frac{p}{1 + pT_{0\omega}} \quad (\text{II.106})$$

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

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

- Canal de dérivé de la vitesse :

$$W_{1\omega}(p) = K_{1\omega} \cdot W_{\Delta 1\omega}(p) = K_{1\omega} \cdot \frac{p}{1 + pT_{1\omega}} \quad (\text{II.107})$$

Où : $K_{1\omega}$ - gain de canal (valeur max = 5.5 unité exct./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 :

$$W_{if}(p) = K_{if} \cdot W_{\Delta if}(p) = K_{if} \cdot \frac{p}{1 + pT_{if}} \quad (\text{II.108})$$

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

$$W_{uf}(p) = K_{uf} \cdot W_{\Delta uf}(p) = K_{uf} \cdot \frac{p}{1 + pT_{uf}} \quad (\text{II.109})$$

- 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 :

$$W(p) = \frac{1}{1 + pT_e} \quad (\text{II.110})$$

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

- La forme finale du stabilisateur AVR-FA est donnée par :

$$\Delta E_f = \omega(p) [(\omega_{0u}(p) + \omega_{1u}(p)) \Delta U(p) + (\omega_{0\omega}(p) + \omega_{1\omega}(p)) \omega_{bf}(p) \cdot \Delta \omega_u(p) + \omega_{if}(p) \cdot \Delta i_f(p) + \omega_{uf}(p) \cdot \Delta u_f(p)] \quad (\text{II.111})$$

On considère ainsi les limites suivantes (sur la saturation du système d'excitation) :

$$\begin{cases} E_{\min} < E_{fd0} < E_{\max} \\ E_{\min} = -1.5E_{fd0} & \text{tension d'excitation minimale} \\ E_{\max} = 3E_{fd0} & \text{tension d'excitation maximale} \end{cases} \quad (\text{II.112})$$

Avec :

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

- La structure de base du modèle réduit du stabilisateur de réseau AVR-FA sous Simulink/Matlab est représentée en annexe A à la figure A.4.
- Les paramètres des régulateurs utilisés AVR et AVR-FA sont données à l'annexe B.

II.10. SIMULATION DU SYSTEME « SMIB »

Le Système Electro- Energétique étudié (type SMIB) modélisé par les deux approches « Park » et « Park-Garivon » respectivement a été simulé sous Matlab / Simulink, dans les trois cas suivants :

- Système en Boucle Ouverte (sans régulation) ;
- Système en Boucle Fermé avec le régulateur AVR seul ;
- Système en Boucle Fermé avec le stabilisateur PSS (AVR-FA).

La figure A.3 dans l'annexe « A » fait l'objet du bloc Simulink du système SMIB complet.

Suite à des perturbations par variation brusque du couple de la turbine à 15% de ΔT_m à l'instant $t=0.2$ s, avec variations des paramètres du réseau extérieur (variation de X_L):

- pour une ligne longue avec $L > 120$ Km ($X_L = 0.5$ pu);
- pour une ligne moyenne de longueur 80 Km $< L < 120$ km ($X_L = 0.4$ pu et $X_L = 0.3$ pu);
- pour une ligne courte de longueur $L < 80$ Km ($X_L = 0.2$ pu et $X_L = 0.1$ pu).

Les figures suivantes (figures II-16 jusqu'à II-24) représentent quelques exemples des résultats de simulation en régime nominal de :

- l'angle de charge « Delta » ;
- la puissance électromagnétique (P_e) ;
- et la tension statorique (U_g) .

LIGNE DE TRANSMISSION LONGUE ($L > 120\text{km}$ ET $X_E = 0.5 \text{ PU}$), $P_G = 0.85$ ET $Q_G = 0.1896 \text{ (P.U)}$

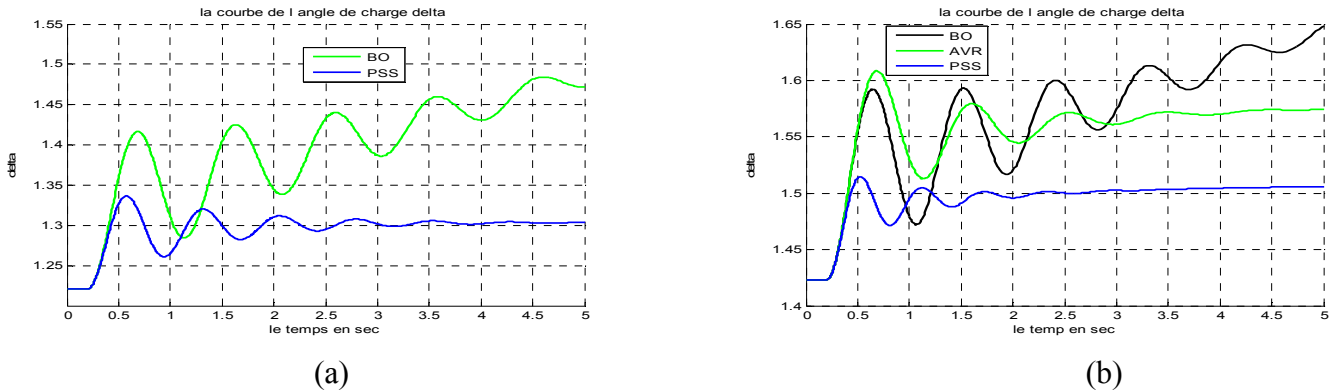


Figure II.14. Réponses de l'angle de charge « Delta » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne longue

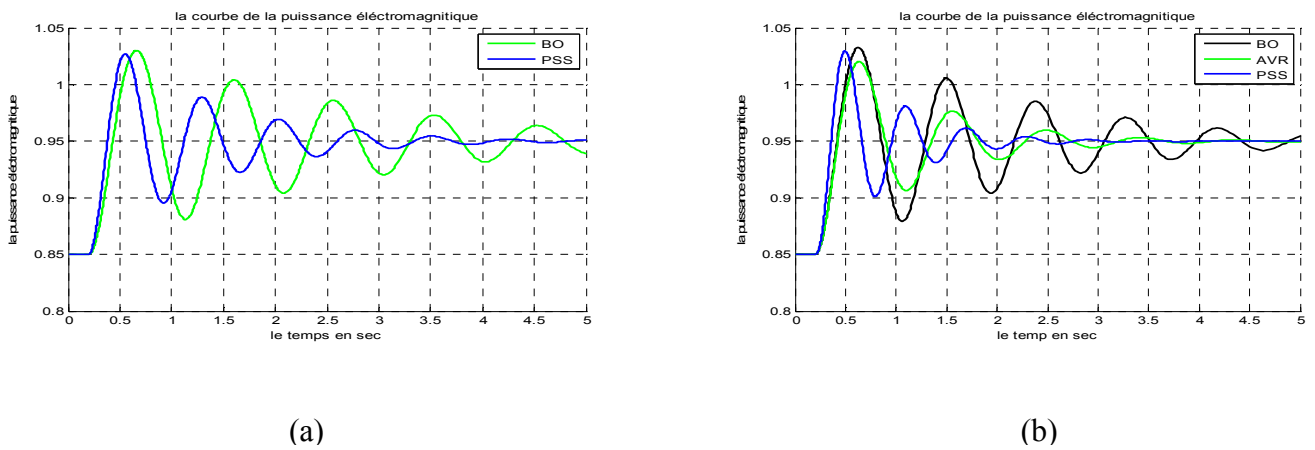


Figure II.15. Réponses de la puissance électromagnétique « P_e » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par : Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne longue

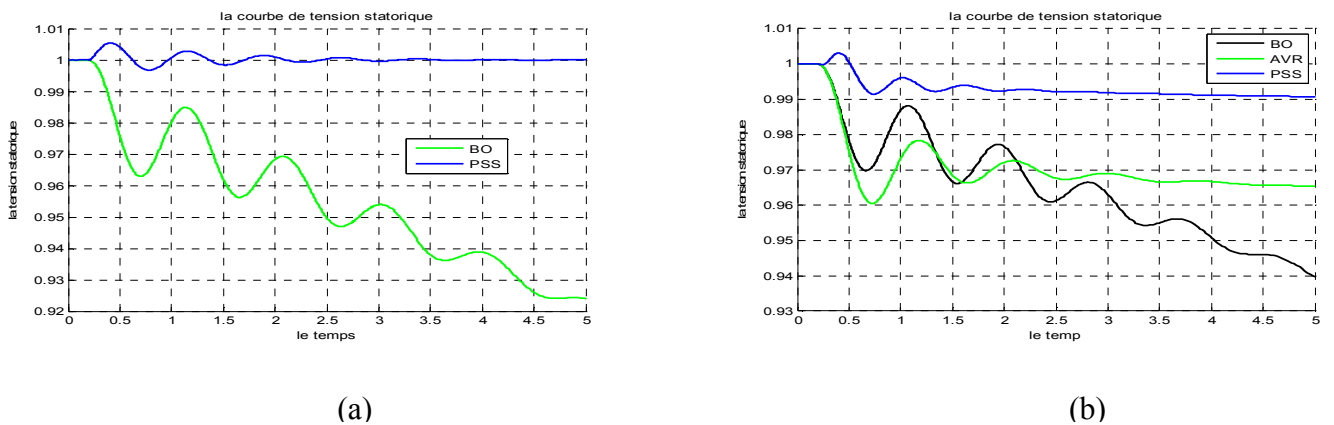


Figure II.16. Réponses de la tension statorique « U_g » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Gariov (b) en régime nominal et ligne longue

LIGNE DE TRANSMISSION MOYENNE (80KM<L<120KM, ET XL=0. 3), PG= 0.85 QG=0.1489 (pu)

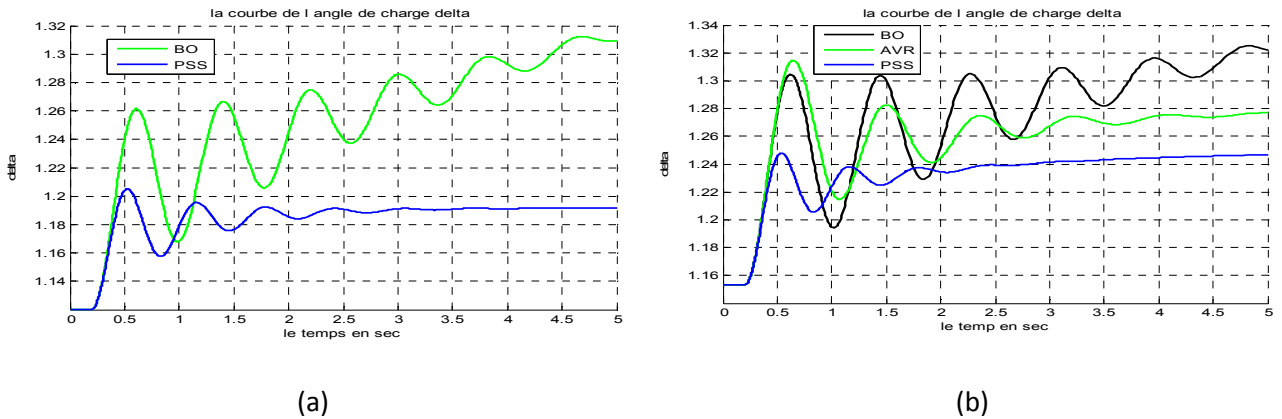


Figure II.17. Réponses de l'angle de charge « Delta » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Garivov (b) en régime nominal et ligne moyenne

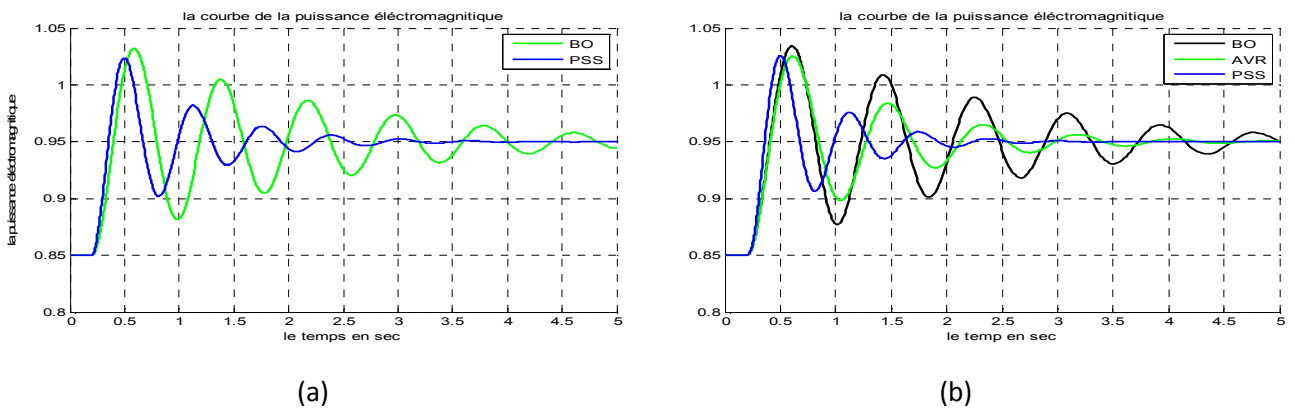


Figure II.18. Réponses de la puissance électromagnétique « P_e » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Garivov (b) en régime nominal et ligne moyenne

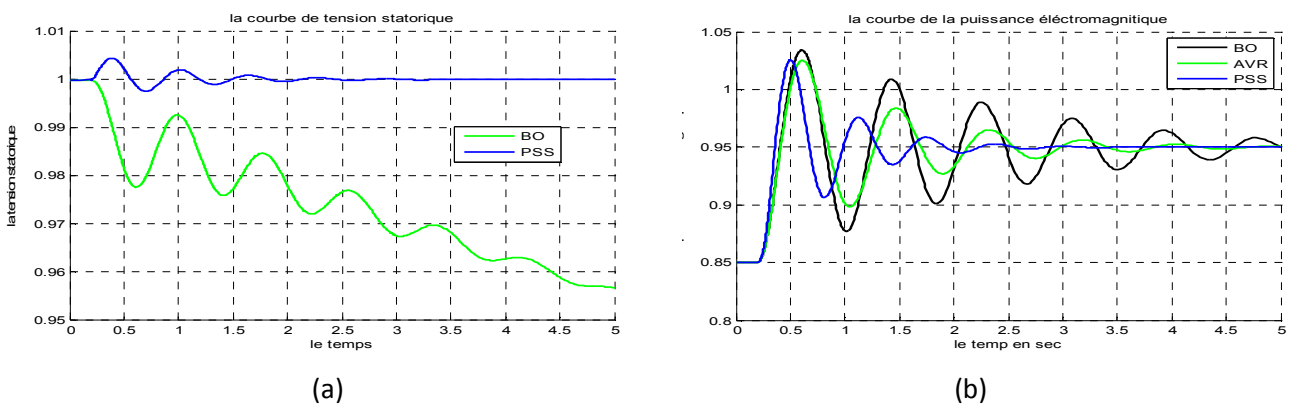


Figure II.19. Réponses de la tension statorique « U_g » en BO et avec AVR-FA du « SMIB » modélisé par Park (a) et Park-Garivov (b) en régime nominal et ligne moyenne

LIGNE DE TRANSMISSION COURTE (L < 80KM, ET XL=0.3), PG= 0.85 QG=0.2779 (PU)

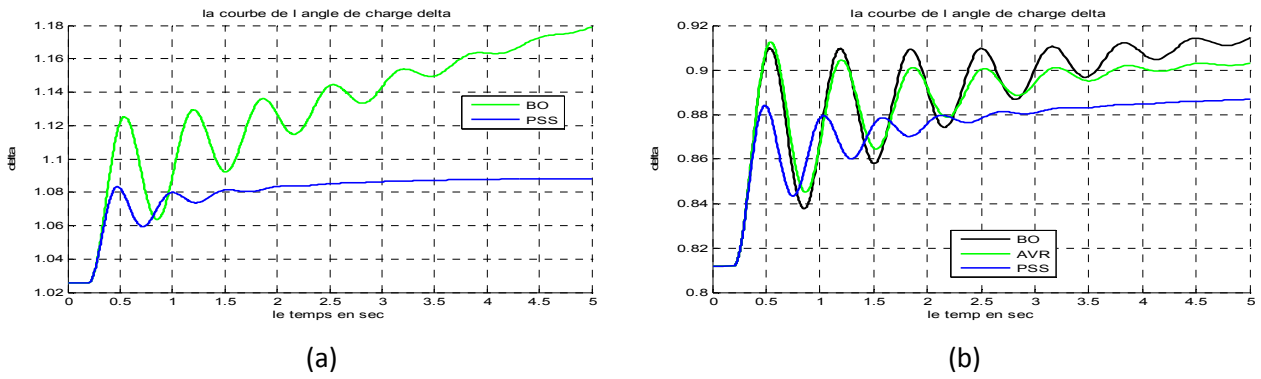


Figure II.20. Réponses de l'angle de charge « Delta » en BO et BF du « SMIB » en régime nominal et ligne courte par Park (a) et Park-Garivov (b)

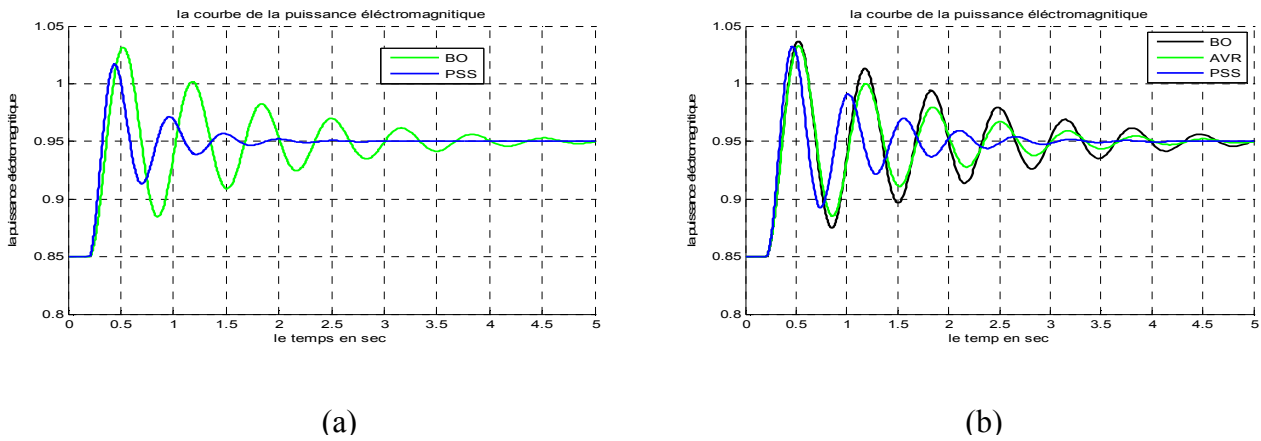


Figure II.21. Réponses de la puissance électromagnétique « Pe » en BO et BF du « SMIB » en régime nominal et ligne courte par Park (a) et Park-Garivov(b)

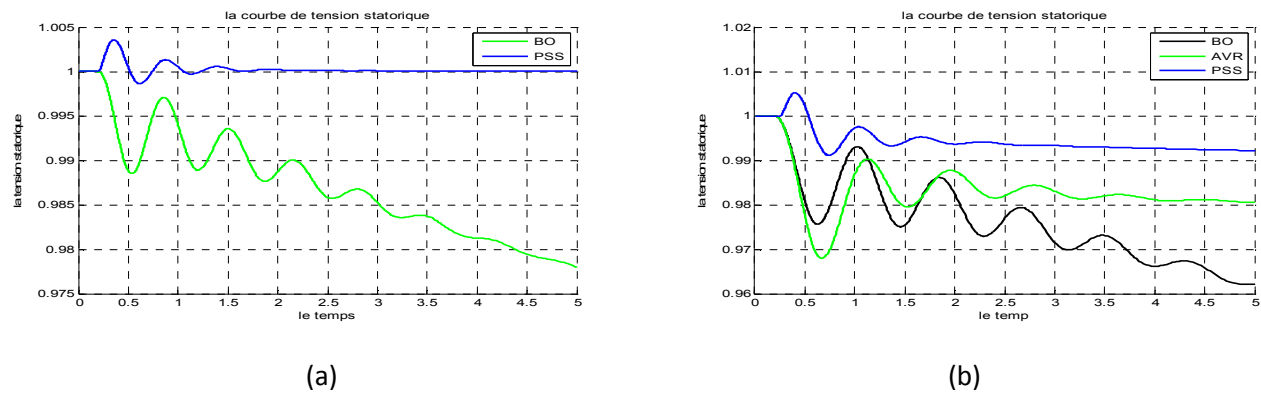


Figure II.22. Réponses de la tension statorique « Ug » en BO et BF du « SMIB » en Régime nominal et ligne courte (a) Park et (b) Park-Garivov

Les deux tableaux suivants (II.1 et II.2) présentent les performances dynamiques (les coefficients d'amortissement et les erreurs statiques) du SMIB modélisé par Park et Park-Gariov respectivement.

<i>ligne de transmission longue ($L > 120 \text{ km}, Xl = 0.5$)</i>				
Q_g (pu)	α_{BO}	$\varepsilon\%$	α_{PSS}	$\varepsilon\%_{PSS}$
0.1896	-0.2453	5.123	-1.065	2.456
<i>ligne de transmission moyenne ($80 \text{ km} < L < 120 \text{ km}, Xl = 0.3$)</i>				
Q_g	α_{BO}	$\varepsilon\%$	α_{PSS}	$\varepsilon\%_{PSS}$
0.1489	-0.3322	5.652	-1.123	2.217
<i>ligne de transmission courte ($L < 80 \text{ km}, Xl = 0.1$)</i>				
Q_g	α_{BO}	$\varepsilon\%$	α_{PSS}	$\varepsilon\%_{PSS}$
0.2779	-0.443	5.243	-1.355	2.322

Tableau II.1. Performances du système (α coefficient d'amortissement, $\varepsilon\%$ erreur statique) du SMIB avec le modèle de Park en BO et BF (AVR et AVR-FA)

<i>ligne de transmission longue ($L > 200 \text{ km}, Xl = 0.5$)</i>						
Q_g (pu)	α_{BO}	$\varepsilon\%$	α_{AVR}	$\varepsilon\%_{AVR}$	α_{PSS}	$\varepsilon\%_{PSS}$
0.1896	-0.2442	5.038	-0.791	2.269	-1.855	1.487
<i>ligne de transmission moyenne ($80 \text{ km} < L < 120 \text{ km}, Xl = 0.3$)</i>						
Q_g	α_{BO}	$\varepsilon\%$	α_{AVR}	$\varepsilon\%_{AVR}$	α_{PSS}	$\varepsilon\%_{PSS}$
0.1489	-0.2860	4.852	-0.737	2.033	-1.895	1.343
<i>ligne de transmission courte ($L < 80 \text{ km}, Xl = 0.1$)</i>						
Q_g	α_{BO}	$\varepsilon\%$	α_{AVR}	$\varepsilon\%_{AVR}$	α_{PSS}	$\varepsilon\%_{PSS}$
0.2779	-0.4240	4.206	-0.516	1.304	-1.721	0.993

Tableau II.2. Performances du système (α coefficient d'amortissement, $\varepsilon\%$ erreur statique) du SMIB avec le modèle de Park-Gariov en BO et BF (AVR et AVR-FA)

II.10.1. Etude Comparative de la stabilité du système SMIB

D'après les résultats de simulations obtenus dans les figures (II-14) à (II-22), ainsi que les calculs des deux tableaux ci-dessus (tableaux II. 1 et II.2), nous constatons que :

- Quelque soit la longueur de la ligne du réseau, et avec les deux types de modèles mathématiques « PARK » ou « PARK-GARIOV » le système « SMIB » en boucle ouverte est complètement instable,

ce qui met en évidence la nécessité cruciale de la régulation, et l'utilisation des contrôleurs de la tension d'excitation tels que l'AVR et le PSS.

- les AVR et les PSS (AVR -FA) utilisés ont amélioré considérablement les performances statiques et dynamiques du système « SMIB », le coefficient d'amortissement résultant de l'insertion du PSS est meilleur que celui de l'AVR, et ce dernier est meilleur que celui de la boucle ouverte, de même pour l'erreur statique qui reflète la précision, le PSS apporte la meilleure précision au Système SMIB.

II.10.2. Etude comparative de la robustesse avec les deux modèles Park et Park-Gariv

Les paramètres des Turbo-alternateurs ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. *D'où viennent ces incertitudes ?*

Ces incertitudes ont plusieurs origines, on note entre autre :

- la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre,
- les évaluations des valeurs lors du fonctionnement ;
- les méthodes utilisées pour l'identification des machines...

En outre, plusieurs phénomènes physiques provoquent des variations des paramètres de la machine synchrone. Entre autres, on cite :

- une évaluation de température qui augmente les valeurs des résistances ;
- l'effet de peau du aux fréquences des courants ;
- le type de ventilation de la machine ;
- l'erreur d'identification de ces paramètres. Un Système mal identifié ou défini il est donc mal modélisé (erreurs de modélisation).

Nous nous intéressons dans cette partie à l'étude des effets des incertitudes des paramètres électriques des turbo – alternateurs. Nous limitons notre étude à La variation de la résistance statorique « R » comme paramètre électrique.

Les marges d'incertitudes ont été choisit délibérément grandes devant la réalité physique de ces incertitudes pour vérifier les performances et la stabilité des turbo- Alternateurs dans les cas extrêmes (pire des cas).

- Dans un premier temps on fait étude des variations paramétriques électriques en supposant que les paramètres mécaniques sont connus (constants). Nous limitons notre étude au cas où des incertitudes constantes sur la résistance statorique avec une augmentation de deux fois sa valeur nominale (majoration de 100% de R).

- Le temps de la simulation est évalué cette fois-ci à 8 secondes, et à l'instant $t = 4 \text{ s}$, nous perturbons le SMIB par une majoration de la résistance statorique. (Perturbation incertaine)

Les figures suivantes représentent quelques exemples des résultats de simulation du SMIB modélisé par Park et Park-Gariov en régime sous-excité (le régime le plus critique) et avec trois longueurs de la ligne (longue, moyenne et courte) où Delta et Pe ont été simulés.

TURBOALTERNATEUR TBB - 200: PG= 0.85 PU, XE=0.5 PU (LIGNE LONGUE) , QG = - 0.1801 P.U

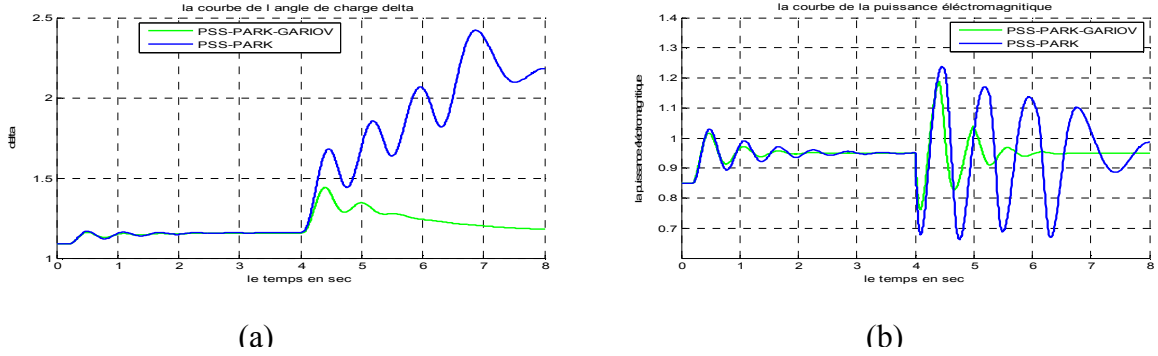


Figure II.23 : Réponses de l'angle de charge (a) et la puissance électromagnétique (b) avec PSS-Park et PSS-Park-Gariov face à une variation paramétriques électriques à t=4s en régime sous excité et ligne longue

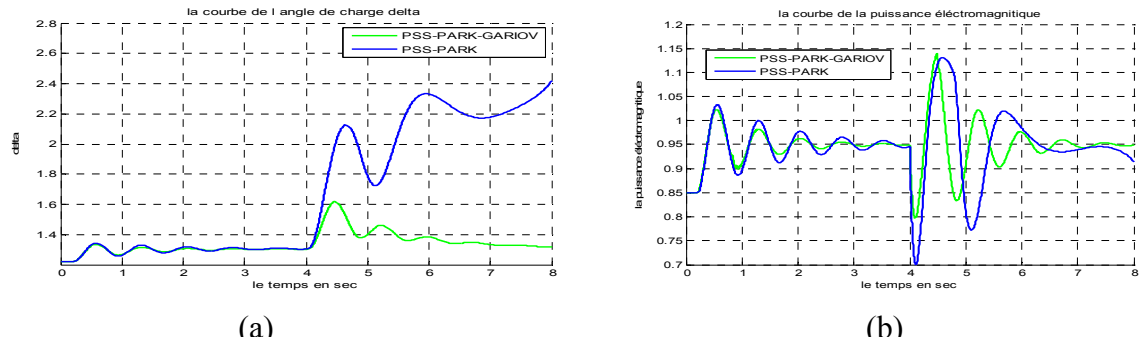


Figure II. 24. Réponses de l'angle de charge (a) et la puissance électromagnétique (b) avec PSS-Park et PSS-Park-Gariov face à une variation paramétriques électriques à t=4s en régime sous excité et ligne moyenne

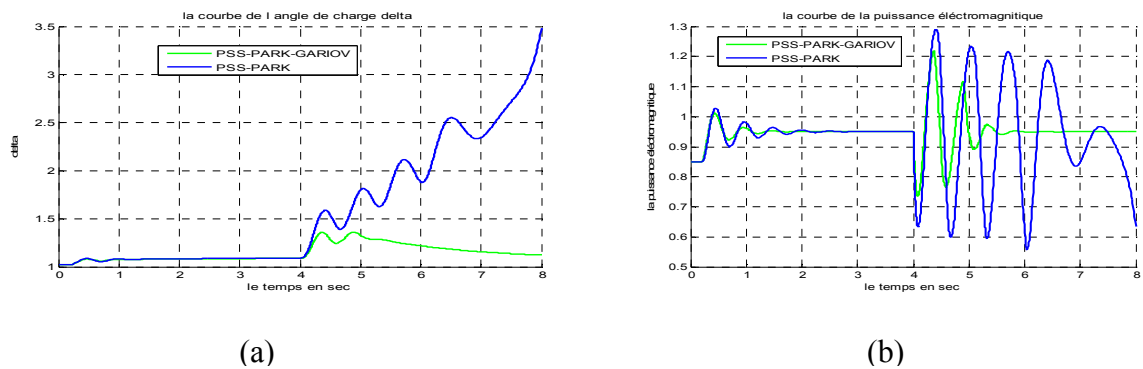


Figure II.25. Réponses de l'angle de charge (a) et la puissance électromagnétique (b) avec PSS-Park et PSS-Park-Gariov face à une variation paramétriques électriques à t=4s en régime sous excité et ligne courte

D'après les résultats des figures II- 23 jusqu'à II-25, nous constatons que :

- une certaine robustesse vis-à-vis la variation paramétrique à l'instant $t=4s$ obtenu par l'utilisation du contrôleur d'excitation (AVR-FA) avec le modèle de *PARK-GARIOV*, en comparaison avec celui modélisé par PARK qui paraît fragile ;
- des améliorations considérables dans les performances dynamiques (meilleur amortissement des oscillations électromécaniques) du système modélisé par PARK –GARIOV, par rapport au modèle de PARK.

A partir de ces deux constats, et du fait que cette thèse s'intéresse par l'application des techniques de commande robuste aux PSS, et par un souci de robustesse des réponses transitoire du système SMIB, nous allons opter pour le modèle mathématique analogique-numérique de « PARK-GARIOV » avec l'approche des réseaux des perméances, au lieu du modèle analogique ordinaire de Park, et ce pour étudier le comportement du SMIB face aux variations paramétriques et les incertitudes.

II.10.3. Tests de robustesse du stabilisateur AVR-FA

Une tension très basse en un point du réseau du transport électrique (régime sous-excité) peut conduire à l'incapacité de fournir aux consommateurs d'électricité la puissance requise, de même dans le cas d'une tension très élevée (régime surexcité).

Pour anticiper ces cas critiques, la tension terminale aux bornes d'un Turbo-Alternateur (T.A) synchrone doit être régulée efficacement, malheureusement le problème de cette régulation est aussi délicat qu'il est crucial [13].

Le Turbo-alternateur est un système non-linéaire, dont le comportement dépend fortement de la topologie du réseau électrique auquel il est connecté; il est également sujet à une grande variété de perturbations (chute de fréquence du réseau, court-circuit, oscillations électromécaniques des rotors...etc.); celles-ci affectent nettement la stabilité du réseau et diminuent les performances du système.

Les systèmes AVR-PSS sont donc des dispositifs électriques insérés sur les excitatrices des T.A pour réguler automatiquement la tension d'excitation, de ce fait maintenir la tension aux bornes de l'induit, et par conséquent, celle du réseau du transport.

Le point fort d'un stabilisateur d'architecture conventionnel est indéniablement sa structure simple et d'ordre restreint, d'ailleurs le régulateur PID est la première solution envisagée lors d'une commande automatique.

Devant toute cette force attribuée à ce régulateur, il est légitime de se poser les questions suivantes: une telle architecture est-elle suffisante pour commander la tension d'excitation des T.A? Les systèmes AVR-PSS classiques sont-ils robustes face aux différentes perturbations pouvant affecter le SEE auquel ils sont insérés?

Pour répondre à ces questions, nous avons effectués deux testes de robustesse pour confirmer l'efficacité des régulateurs AVR et du stabilisateur PSS-PID (AVR-FA):

- Le premier test de robustesse consiste à une variation d'un paramètre mécanique par une minoration du moment d'inertie J à 25 % de sa valeur nominale à l'instant $t= 4$ seconde.
- le deuxième test consiste à une variation d'un paramètre électrique par une majoration de la résistance rotorique (R_f) à 100% de sa valeur nominale à l'instant $t= 4$ secondes. la méthode d'effectuer ces deux tests de robustesse est présenté à la figure B.1 et B.2 dans l'annexe B.
- les figures suivantes (de la figure II.28 Jusqu'à II.34) représentent quelques résultats de la réponse du SMIB avec le Turbo-alternateurs type TBB-1000 .les sorties simulés sont ,l'angle de charge Delta et la Puissance électromagnétique (P_e).

II.10.4. Interprétation des résultats des deux tests de robustesse

- D'après les résultats de simulations obtenus, on constate qu'à partir de l'instant $t=4$ seconde et face aux variations paramétriques électriques et mécaniques d'une part ,et le changement du régime de fonctionnement et la longueur de ligne de transmission d'autre part le SMIB doté seulement d'un AVR conventionnel de type PID se comporte comme une boucle ouverte (sans régulation).
- En outre, le PSS (AVR -FA) conventionnel de type PID n'a pas pu résister face à ces variations paramétriques, et surtout lors du régime sous-excité qui est le plus critique pour toute l'installation électrique.
- Les performances dynamiques du SMIB avec le PSS-PID sont entièrement dégradés (faible amortissement, dépassement maximale....). Donc on peut conclure que face au variations paramétriques et d'éventuelles perturbation, et du fait que ses paramètres sont inchangeables le Système Stabilisateur de Puissance classique de type PID devient inefficace, fragile, non robuste et donc inutile pour la commande de la tension d'excitation des Turbo-alternateurs synchrones.

TURBOALTERNATEUR TBB 1000 AVEC: $P_G= 0.85, X_E=0.5, Q_1=-0.2041$ (PU)

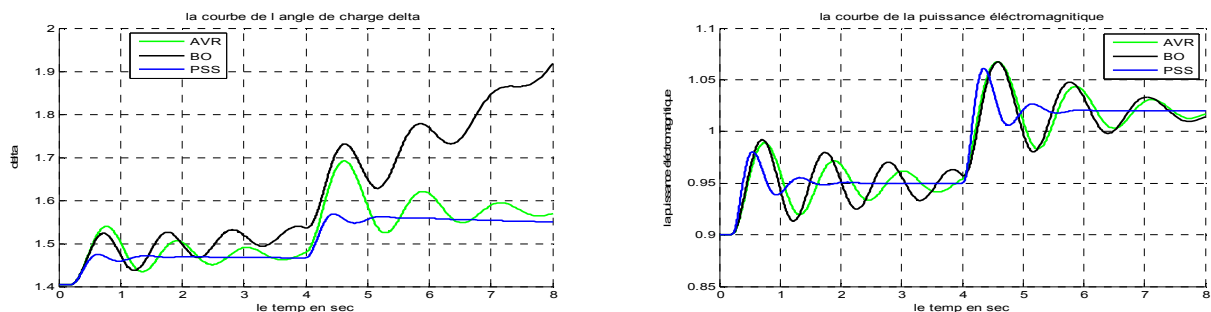


Figure II.26. Les réponses du système en régime sous excité et avec une ligne longue lors du 1^{er} test de robustesse (minoration du couple d'inertie à 25 %)

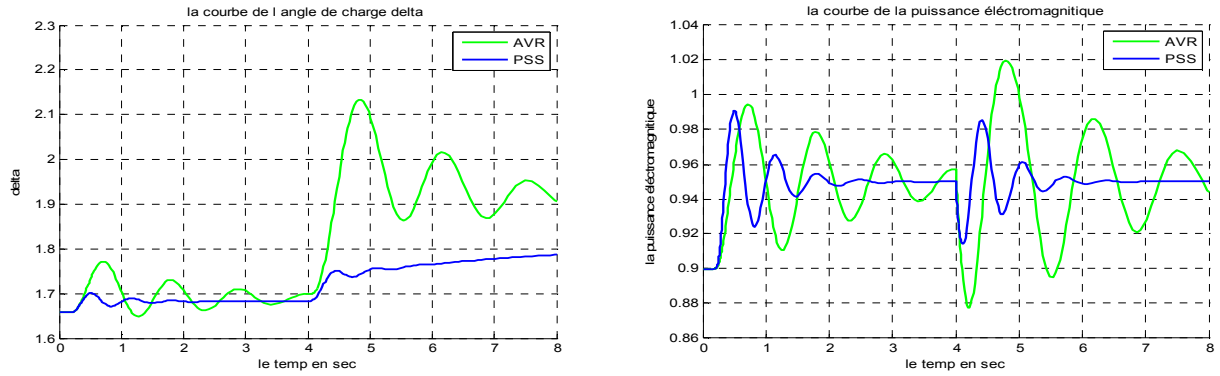


Figure II.27. Les réponses du système en régime sous excité et avec une ligne longue lors du 2^{em} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique à 100%)

TURBOALTERNATEUR TBB 1000 : $P_G=0.85, X_E=0.1, Q_1=0.6539$ (P.U)

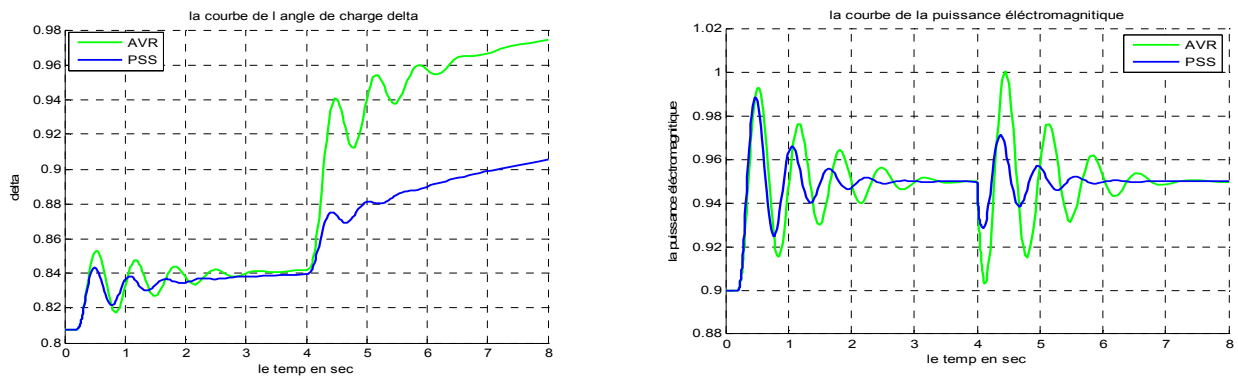


Figure II.28 : Les réponses du système en régime sur- excité avec une ligne courte lors du 1^{er} test de robustesse (minoration du couple d'inertie à 25 %)

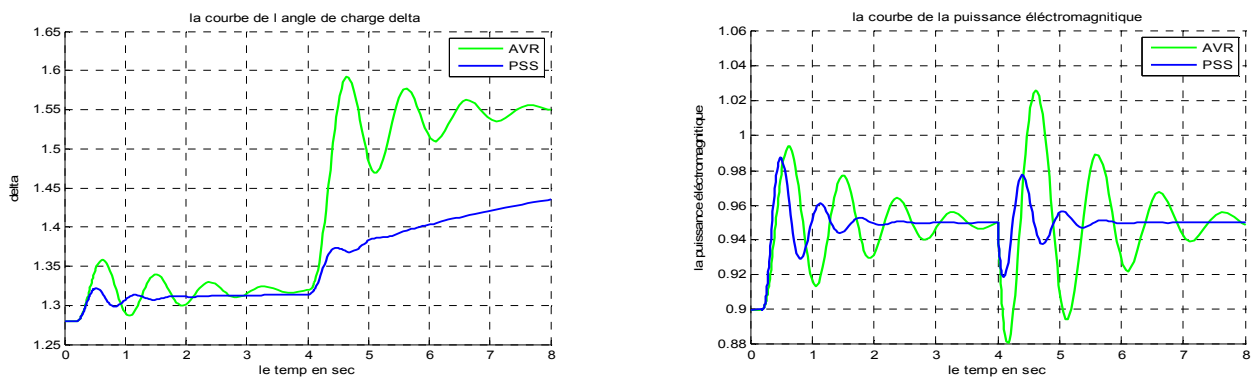


Figure II.29. La réponse de « Delta » et « Pe » en régime sur- excité et avec une ligne courte lors du 2^{em} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique à 100%)

TURBOALTERNATEUR TBB1000 : $P_G=0.85, X_E=0.3, Q_1=0.1676$ (P.U)

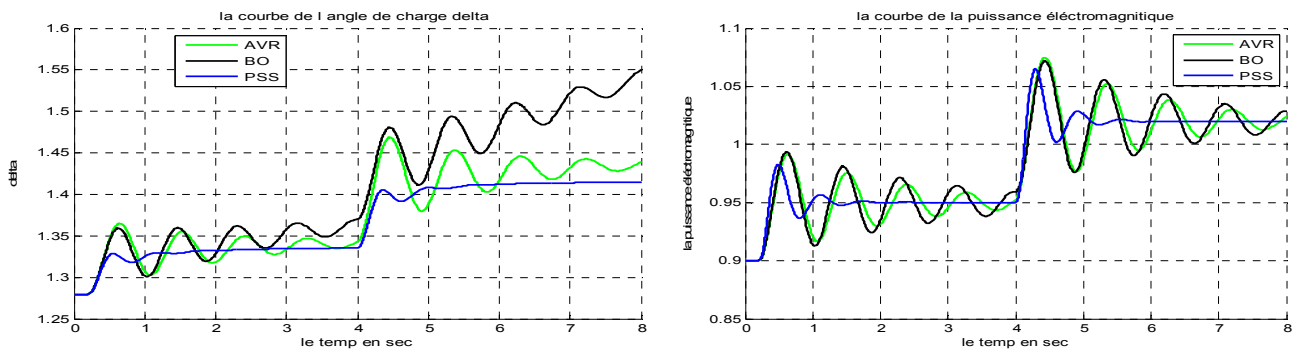


Figure II.30. La réponse de « Delta » et « Pe » en régime nominal et avec une ligne moyenne lors du 1^{er} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique)

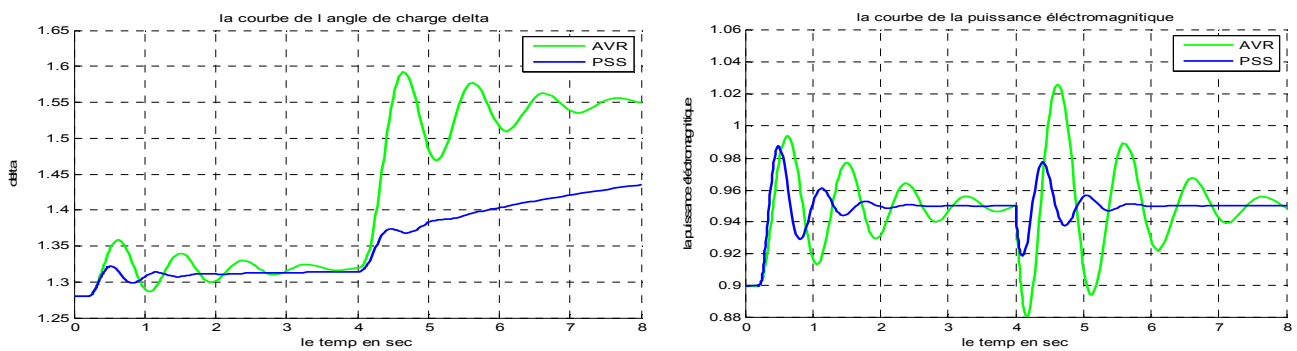


Figure II.31 : La réponse de « Delta » et « Pe » en régime nominal et avec une ligne moyenne lors du 2^{em} test de robustesse (majoration de la résistance rotorique).

II.11. CONCLUSION

Dans ce chapitre, notre attention s’est focalisé sur la modélisation mathématique du système électro-énergétique étudié type simple standard IEEE-SMIB, dans le but d’arriver à un modèle, précis, fiable, robuste et assez représentatif des phénomènes physique réels.

En fait, et après avoir présenté les différents types de modélisations que la littérature nous discerne, nous avons élaboré deux modèles mathématique de la machine synchrone reliée à un réseau de puissance infini. Le premier modèle est purement analogique celui de « PARK », tandis que le 2^{ème} modèle est semi-numérique (aussi appelé Analogique-Numérique) de « PARK-GARIOV » par réseaux des perméances. Les résultats de simulations avec Matlab-Simulink nous ont permis de confirmer certains aspects liés à l’utilisation de ces deux modèles, et de montrer que le 2^{ème} modèle (PARK-GARIOV) est plus robuste que le 1^{er} modèle, car il a apporté des améliorations considérables aux performances dynamiques du système SMIB d’une part, comme il a résisté devant des variations

paramétriques brusques d'autre part , ce qui confirme sa robustesse et surtout dans l'analyse et la synthèse de nos algorithmes de commande conventionnels et avancées.

On a élaboré par la suite, un modèle mathématique complet de la machine synchrone reliée à un réseau de puissance infini par l'intermédiaire d'une réactance X_e , ce qui permet de faire une étude plus concrète et plus proche de la réalité du comportement statique et dynamique du système électro-énergétique et de sa robustesse de stabilité.

On a présenté aussi les modèles mathématiques des régulateurs AVR avec un système stabilisateur PSS conventionnel type PID (AVR-FA).

On peut constater, que les modèles élaborés sont très utiles et très performants, les précisions des résultats obtenus et la rapidité des calculs sont meilleures.

Par conséquent, la commande d'excitation du TA avec le contrôleur conventionnel PSS-PID (AVR-FA), lors des incertitudes paramétriques montre qu'elle est relativement stable, et très sensible aux variations paramétriques de la machine et surtout électriques, donc il est peut et parfois pas robuste.

Afin d'améliorer les performances d'un tel contrôleur d'excitation, et d'assurer beaucoup plus de fiabilité et de robustesse, nous allons introduire dans le chapitre suivant la technique de commande fréquentielle avancée et robuste H2 appliquée aux systèmes de régulations AVR-PSS.

CHAPITRE .III

COMMANDE ROBUSTE H2 APPLIQUEE AUX SYSTEMES AVR-PSS

III.1. INTRODUCTION

En générale, la théorie de la Commande « *Robuste* » des systèmes linéaires a connue un essor remarquable durant ces dix dernières années, sa popularité gagne aujourd'hui le milieu industriel où elle se révèle un outil précieux pour l'analyse et la conception des systèmes asservis. Cette percée rapide tient lieu à deux aspects majeurs [3]:

- Son caractère appliqué et son adéquation aux problèmes pratiques de l'ingénieur praticien ;
- Sa contribution au processus de l'automatisation d'un processus de synthèse d'un asservissement.

Pour apprécier l'originalité et l'intérêt des outils de commande robuste rappelant qu'un asservissement a deux fonctions essentielles :

- façonner la réponse d'un système asservi pour lui imprimer le comportement désiré ;
- maintenir ce comportement face aux aléas et fluctuations qui affectent le système pendant son fonctionnement (rafale de vent pour un avion, usure pour un système mécanique, changement de configuration pour un robot, etc.).

Cette seconde exigeante est qualifiée de « *robustesse à l'incertitude* ». Elle revêt une importance critique pour la fiabilité du système asservi. En effet, l'asservissement est typiquement conçu à partir d'un modèle idéalisé et simplifié du système réel(chapitre II) .Pour fonctionner correctement, il doit donc être robuste aux imperfections du modèle, c'est-à-dire aux écarts entre le modèle et le système réel, aux dérives des paramètres physiques, et aux perturbations externes.

L'avantage majeur des techniques de commande robuste est de générer des lois de commande qui satisfont à la double exigence mentionnée ci-dessus. Plus précisément, étant donné une spécification fréquentielle du comportement désiré et une estimation de l'ordre de grandeur de l'incertitude, la théorie de commande robuste évalue la faisabilité, produit une loi de commande adaptée, et fournit une garantie sur le domaine de validité de cette loi de commande (robustesse); cette démarche de synthèse est systématique et très générale, en particulier, elle est directement applicable aux systèmes à plusieurs entrées/sorties (MIMO).

Dans une certaine mesure, la théorie de la Commande Robuste réconcilie l'Automatique Classique à domaine fréquentielle (Bode, Niquist, P.I.D) et l'Automatique Moderne à dominante variable d'état (Commande Linéaire Quadratique, Kalman). Elle combine en effet le meilleur des deux approches [3]. De l'automatique classique, elle empreinte la richesse de l'analyse fréquentielle des systèmes, ce cadre est particulièrement favorable à la spécification des objectifs de performance (qualité du suivi ou de la régulation), de bande passante (domaine d'action de l'asservissement) et de la robustesse.

De l'automatique moderne, elle hérite la simplicité et la puissance des méthodes de synthèse par variables d'état des asservissements, grâce à ces outils systématique de synthèse, l'ingénieur peut désormais imposer des spécifications fréquentielles complexes et obtenir directement un diagnostic de

faisabilité et une loi de commande appropriée. Il peut ainsi se concentrer sur la recherche du meilleur compromis et analyser les limites de son système.

Les problèmes de la commande optimale se rencontrent dans la vie de tous les jours : comment arriver à destination le plus rapidement possible, comment minimiser sa consommation...etc. Pour un système dynamique donné dont les équations sont connues, le problème de ce type de commande consiste alors à trouver la commande minimisant un critère donné. C'est sous cette forme que la commande optimale a été étudiée le XIX^{ème} siècle avec le calcul des variations [3]. Notons néanmoins que les difficultés soulevées par ce genre de problème sont loin d'être complètement résolues comme en témoignent les sessions dédiées à la commande optimale dans les conférences d'automatique. La commande optimale reste donc un sujet de recherche de grande actualité.

Dans ce chapitre, on s'intéresse dans une première partie à la commande optimale des systèmes linéaires dans le cas d'un critère Quadratique, connu sous le nom de commande Linéaire Quadratique (LQ), ce qui est en fait un retour d'état. On s'intéressera ensuite à la commande Linéaire Quadratique Gaussienne (LQG) permettant de synthétiser un correcteur dynamique pour un système dont l'état n'est pas mesuré. On verra au paragraphe suivant comment la commande LQG peut se formaliser comme la synthèse d'un correcteur minimisant une norme matricielle (norme quadratique H2) entre des signaux particuliers. Finalement, on s'intéressera à la présentation de l'algorithme de synthèse et de résolution de problème de commande quadratique robuste types H2 des PSS pour la machine synchrone, par association de la commande LQG avec un filtre de Kalman afin d'obtenir des correcteurs robustes avec analyses des résultats obtenus sous logiciel MATLAB / SIMULINK.

III.2. THEORIES DE LA COMMANDE QUADRATIQUE ROBUSTE H2

Le système soumis à son environnement doit pouvoir s'acquitter de la tâche demandée, du moins à une certaine tolérance près. L'action de l'environnement est modélisée sous forme de signaux perturbateurs « w ». Leur influence sur le système est évaluée sur des signaux de sortie « z » à l'aide d'un critère de coût. Les critères les plus fréquemment rencontrés sont exprimés à l'aide des normes $H2$ et $H\infty$.

Historiquement, l'utilisation de la norme $H2$ à des fins de performance, est apparue dans les années 1960 avec la théorie de la Commande Linéaire Quadratique Gaussienne (LQG). La norme $H2$ d'un transfert $w2 \rightarrow z2$ est une mesure précise de la puissance du signal de sortie $z2$ pour un bruit blanc unitaire en entrées.

Il s'agit d'un critère qui mesure la performance d'atténuation de la puissance des perturbations [3]

III.2.1. Commande LQ à horizon fini [62, 63]

Soit le problème de commande optimale d'un système linéaire:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (\text{Système équation d'état}) \text{ et :}$$

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u \tag{III.1}$$

Avec :

A : la matrice d'état ;

B : la matrice d'observabilité ;

X : le vecteur d'état ;

u : le vecteur de commande ;

Le critère de performance donné par [62]:

$$J(x_0, u) = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} \frac{1}{2} (x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t)) dt \tag{III.2}$$

Les matrices Q et R étant symétrique avec : $Q \geq 0$ et $R \geq 0$, le Lagrangien s'écrit alors:

$$L(x, u, p, t) = p^T A(t)x + p^T B(t)u + \frac{1}{2} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) \tag{III.3}$$

Le principe du maximum donne les conditions suivantes:

$$\frac{\partial l}{\partial u} = B^T(t)p + R(t)u = 0 \tag{III.4}$$

$$\dot{p} = -\frac{\partial l}{\partial x} = -A^T(t)p - Q(t)x \tag{III.5}$$

$$p(t_f) = Sx(t_f) \tag{III.6}$$

De l'équation (III.4), on déduit :

$$u(t) = -R^{-1}(t)B^T(t)p(t) \tag{III.7}$$

Alors l'équation dynamique du système s'écrit:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)p(t) \tag{III.8}$$

Les équations (III.5) et (III.8) peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel appelé "Système Hamiltonien" :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x(t) \\ p(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) & -B(t)R^{-1}(t)B^T(t) \\ -Q(t) & -A^T(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ p(t) \end{bmatrix} \tag{III.9}$$

Ecrivons: $p(t) = P(t)x(t)$, comme nous y incite (III.6), avec comme condition finale

$$P(t_f) = S.$$

L'équation (III.5) s'écrit alors:

$$\dot{p}(t) = -(A^T(t)P(t) + Q(t))x(t) \tag{III.10}$$

Avec $\dot{p}(t) = \dot{P}(t)x(t) + P(t)\dot{x}(t)$ et l'équation d'état (III.1) du système, l'équation s'écrit (en omettant la référence au temps afin d'alléger les notations):

$$(\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad (III.11)$$

La solution est alors obtenue en résolvant l'équation (différentielle) de *RICCATTI* suivante:

$$\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (III.12)$$

Avec la condition finale $P(t_f) = S$

Remarquons que la condition :

$$x^T (\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad (III.13)$$

S'écrit aussi :

$$\frac{d}{dt}(x^T P x) + x^T Q x + u^T R u = 0 \quad (III.14)$$

En intégrant cette relation entre τ et t_f , on obtient :

$$\frac{1}{2} x_f^T P(t_f) x_f = J_0(\tau, x_\tau, u) \quad (III.15)$$

Où : $J_0(\tau, x_\tau, u)$ est le critère évalué à partir $\tau \in [t_0, t_f]$ (au lieu de t_0) et avec la condition initiale

$$x(\tau) = x_\tau$$

$$J_0(\tau, x_\tau, u) = \frac{1}{2} x_f^T P(t_f) x_f + \int_\tau^{t_f} \frac{1}{2} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt \quad (III.16)$$

Le minimum du critère est donc:

$$J(x_0) = J_0(t_0, x_0, u) = \frac{1}{2} x_0^T P(t_0) x_0 \quad (III.17)$$

Il est intéressant de noter que la commande optimale obtenue s'écrit comme un retour d'état

$$u(t) = -K(t)x(t) \quad (III.18)$$

$$\text{Avec : } K = -R^{-1}B^T P \quad (III.19)$$

Néanmoins, n'oublions pas que dans le cas présent, K varie en fonction du temps, même dans le cas d'un système et d'un critère à temps invariant (c'est – à – dire si les matrices A, B, Q et R ne dépendent pas du temps). En effet, la matrice $P(t)$ reste dépendante au temps dans le cas d'un critère à temps fini.

III.2.2. Commande LQ à horizon infini

Intéressons-nous ici au cas du système LTV (Linéaire à Temps Variant) où :

$$J(x_0, u) = \int_{t_0}^{\infty} \frac{1}{2} (x^T(t)Q(t)x(t) + u^T(t)R(t)u(t)) dt \quad (III.20)$$

Ce critère est fini si le système est stabilisable en tout instant « t », (c'est-à-dire qu'à chaque instant, il existe un $K(t)$ tel que les valeurs propres de $(A - BK)$ soient à partie réelle négative). Remarquons par ailleurs que la partie du critère concernant l'état finale n'est plus pertinente car sur un horizon infini, l'état tend vers zéro si le système bouclé est stable.

Dans le cas d'un problème LTI (système Linéaire à Temps Invariant), la commande optimale est un retour d'état constant :

$$u(t) = -Kx(t)$$

Où : K est exprimé par l'équation (III.19) et P vérifie l'équation algébrique de Riccati :

$$P A + (A^T P) - P B R^{-1} B^T P - Q = 0 \quad (III.21)$$

La résolution de l'équation algébrique de Riccati (III.21) est disponible dans les Toolbox's du logiciel Matlab [61, 65].

III.2.3. Robustesse de la commande LQ [62,63, 65]

III.2.3.1. Différence de retour :

A partir de l'équation de RICATTI, faisons apparaître les termes $sI - A$ en ajoutant $P sI - sI P$ où I est la matrice unité [65]:

$$P(sI - A) + (-sI - A^T)P + PBR^{-1}B^T P = Q \quad (III.22)$$

Multiplions à droite par $(sI - A)^{-1} B$ et à gauche par $B^T (-sI - A^T)^{-1}$

$$\begin{aligned} & B^T (-sI - A^T)^{-1} P B + B^T P (sI - A)^{-1} B \\ & + B^T (-sI - A^T)^{-1} P B R^{-1} B^T P (sI - A)^{-1} B \\ & = B^T (-sI - A^T)^{-1} Q (sI - A)^{-1} B \end{aligned}$$

Sachant que d'après (III.19), on a $B^T P = R K$ et $P B = K^T R$, alors on obtient :

$$\begin{aligned} & B^T (-sI - A^T)^{-1} K^T R + R K (sI - A)^{-1} B \\ & + B^T (-sI - A^T)^{-1} P B R^{-1} B^T P (sI - A)^{-1} B \\ = & B^T (-sI - A^T)^{-1} Q (sI - A)^{-1} B \end{aligned} \quad (III.23)$$

Le premier membre de l'égalité s'écrit :

$$(I + B^T (-sI - A^T)^{-1} K^T) R (I + K (sI - A)^{-1} B) - R \quad (III.24)$$

On obtient finalement l'équation de la différence de retour :

$$\begin{aligned} & (I + B^T (-sI - A^T)^{-1} K^T) R (I + K (sI - A)^{-1} B) \\ & = R + B^T (-sI - A^T)^{-1} Q (sI - A)^{-1} B \end{aligned} \quad (III.25)$$

III.2.3.2. Marge de stabilité :

Reprenons l'équation de la différence de retour en fréquentiel avec $s = j\omega$, et notant :

$$H(j\omega) = (j\omega I - A)^{-1} B \quad (III.26)$$

On obtient alors pour tout ω :

$$(I + K H(j\omega))^H R (I + K H(j\omega)) = R + H^H(j\omega) Q H(j\omega) \quad (III.27)$$

Où : M^H est le *Hermicien* de M (conjugué transposé). On déduit alors l'égalité de *Kalman* :

$$(1 + KH(j\omega))^H R (1 + KH(j\omega)) \leq R \quad (III.28)$$

Restreignons-nous au cas où : $R = \rho I$ et factorisons Q en $Q = L^T L$. (toujours possible car $Q \geq 0$)

L'égalité (III.28) s'écrit alors :

$$1 + KH(j\omega)^H (1 + KH(j\omega)) = 1 + \frac{1}{\rho} [(LH(j\omega))^H (LH(j\omega))] \quad (III.29)$$

Donc on déduit les valeurs singulières de $1 + H(j\omega)k$:

$$\begin{aligned} \sigma_1(1 + KH(j\omega)) &= \sqrt{\lambda_i((1 + K(j\omega))^H (1 + KH(j\omega)))} \\ &= \sqrt{\lambda_i(1 + \frac{1}{\rho} (LH(j\omega))^H (LH(j\omega)))} \\ &= \sqrt{1 + \frac{1}{\rho} \sigma_i^2(LH(j\omega))} \geq 1 \end{aligned} \quad (III.30)$$

Où : λ_i représente la $i^{\text{ème}}$ valeur propre (en utilisant les propriétés $\sigma_i^2(M) = \lambda_i(M^H M)$ et $\lambda_i(I + M) = 1 + \lambda_i(M)$). (III.31)

En mono-variable, ce résultat s'interprète facilement sur le lieu de *Nyquist*. Comme le fait que la distance au point -1 est toujours supérieure à 1. Ainsi la commande LQ présente la propriété de robustesse suivante : sa marge de module est égale à 1. On en déduit ainsi les intervalles dans lesquels le gain et la phase peuvent varier :

- Marge de gain : $]0.5; +\infty]$ et Marge de phase : $] -60^\circ, 60^\circ]$.

III.2.4. Structure des régulateurs

Lorsque des signaux de consigne y^* sont donnés pour certaines composantes y de x , comment les intégrer à la loi de commande ? Imaginons que les consignes concernent les premières composantes de x , et décomposons x et K ainsi :

$$Kx = [K_y \ K_z] \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \quad (III.32)$$

Alors la loi de commande sera ;

$$u = K_y(y^* - y) - K_z \quad (III.33)$$

Si " y " est donné par une loi de type équation de sortie : $y = Bx$, On pourra effectuer un changement d'état de sorte que le nouveau vecteur d'état contient " y ", par exemple en utilisant la forme canonique d'observabilité.

La commande LQ est de type proportionnel. Dans le but d'améliorer les performances en régulation en présence de perturbations constante, il est souhaitable d'ajouter un effet intégral. Imaginons, à titre d'exemple, que la première composante x_1 de x doit être asservie à x_1^* sans erreur statique. Construisons l'état supplémentaire :

$$I = \int_0^t (x_1(\tau) - x_1^*(\tau)) d\tau \quad (III.34)$$

Avec l'équation correspondante :

$$\dot{I}_1(t) = x_1(t) - x_1^*(t) \quad (III.35)$$

En considérant x_1^* comme une perturbation constante donc, en ne l'intégrant pas dans le modèle, l'équation d'état du système augmenté de son nouvel état I_1 s'écrit :

$$\dot{x}_s(t) = A_s(t)x_s(t) - B_s(t)u(t) \quad (III.36)$$

Où le vecteur d'état augmenté est :

$$x_s = \begin{bmatrix} x \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

Et les matrices d'état sont :

$$A_s = \begin{bmatrix} A & 0_{n \times 1} \\ [1 \ 0_{1 \times n-1}] & 0 \end{bmatrix} \quad (III.38)$$

$$B_s = \begin{bmatrix} B \\ 0_{1 \times m} \end{bmatrix} \quad (III.39)$$

(La matrice $0_{k \times l}$ représente la matrice nulle de dimension $k \times l$) ; sur ce modèle, un régulateur $K_e \in R^{m \times n+1}$ de type L peut être synthétisé.

Décomposons K_e selon :

$$K_e x_c = [K \ K_1] \begin{bmatrix} x \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (III.40)$$

Le régulateur obtenu, d'entrées x et x_1^* et de sortie est un système dynamique d'ordre 1 du modèle d'état :

$$\begin{cases} \dot{I}_1(t) = x_1 - x_1^*(t) \\ u = -K_1 I_1 - K \end{cases} \quad (III.41)$$

La consigne x_1^* peut aussi être retranchée à x_1 , d'autres consignes peuvent être intégrées de la même manière en retranchant leur valeur à l'état correspondant. Si une commande en boucle ouverte (feed - forward) est disponible, elle peut être également intégrée ; la commande sera alors la somme de la commande en boucle fermée et la commande en boucle ouverte.

III.2.5. Choix des pondérations

Il est intéressant de remarquer d'abord que la multiplication des pondérations Q et R par un même scalaire laisse inchangé le gain K .

En effet, soit P solution de (III.22) et soit le nouveau problème basé sur les pondérations :

$$\tilde{P} = \lambda P \text{ et } \tilde{Q} = \lambda Q. \quad (III.42)$$

On vérifie que $P = \lambda P$ est solution de l'équation de Riccati correspondante. Alors :

$$\tilde{K} = -\tilde{R}^{-1} B^T \tilde{P} = -R^{-1} B^T P = K \quad (III.43)$$

Sans restriction, les pondérations peuvent être choisies symétriques. Elles sont généralement choisies diagonales. Ainsi, ceci nous ramène au choix de « n » scalaires pour l'état et de « p scalaires » pour la commande.

Voici une méthode simple du choix et de modification des pondérations en vue d'aboutir à un correcteur satisfaisant :

- 1 - Au départ, on choisit généralement de pondérations égales aux matrices identité ;
- 2 - Dans une seconde étape, on accélère ou décélère globalement le système en multipliant la matrice Q par un scalaire λ (accélération avec ($\lambda > 1$) et décélération avec ($\lambda < 1$), jusqu'à l'obtention d'une dynamique moyenne adaptée ;
- 3 - Dans le cas où certains états auraient des dynamiques trop lentes par rapport à d'autres, on peut choisir d'augmenter la pondération de Q correspondant aux premiers.
- 4 - Dans le cas où certains actionneurs seraient trop sollicités par rapport à d'autres, on peut choisir d'augmenter la pondération de R leur correspondant. Les étapes 2, 3, 4 peuvent être répétées dans l'ordre souhaité jusqu'à obtenir un correcteur satisfaisant au cahier des charges.

III.3. COMMANDE LINEAIRE QUADRATIQUE GAUSSIENNE (LQG)

Par rapport à la commande LQ, la commande LQG présente l'intérêt de s'appliquer à des systèmes dont l'état n'est pas mesuré. Développée au début de la seconde moitié du 20ème siècle et appliquée lors du programme spatial Apollo pour la stabilisation des lanceurs, elle est apparue comme la première méthode générale pour l'asservissement des systèmes multi variable. De ce fait, elle a connu un grand succès comme en témoigne les nombreuses publications sur le sujet. Depuis la fin du 20ème siècle, la commande H_∞ apparaît comme un sérieux concurrent pour l'asservissement robuste des systèmes multi variables. Néanmoins, la commande LQG n'en demeure pas moins un standard industriel [19].

III.3.1. Formulation

Soit le système dynamique stochastique d'équation d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + v(t) \\ y(t) = Cx(t) + w(t) \end{cases} \quad (III.44)$$

Où le bruit d'état « v » et le bruit de mesure « w » sont des bruits blancs centrés de variances :

$$E \{v^T v\} = V \geq 0 \text{ et } E \{w^T w\} = W > 0. \quad (III.45)$$

Le problème LQG consiste en la minimisation du critère:

$$J(x_0, u) = \lim_{t_f \rightarrow \infty} E \left\{ \frac{1}{t_f} \int_{t_0}^{t_f} (0)^T Qx(t) + (u(t))^T Ru(t) dt \right\}$$

Où : $Q \geq 0$ et $R \geq 0$.

Du fait que les entrées « v » et « w » sont des bruits, les grandeurs $u(t)$ et $x(t)$ soient des grandeurs stochastiques. Comme critère, il est ainsi naturel de s'intéresser à « l'espérance d'une intégrale » .comme pour la commande LQ, il est possible de considérer des critères à temps fini.

III.3.2. Théorème de séparation

La solution d'un problème de commande optimale de processus stochastique est bien connue sous le nom « théorème de séparation ». Il énonce que la solution du problème est composée deux parties :

- Un observateur de *Kalman* émettant de donner l'estimée \hat{x} de x qui est non biaisé et a variance minimale [19] ;

-La commande par retour d'état $u(t) = -K\hat{x}(t)$ à appliquer à \hat{x} où K est calculé en considérant le problème LQ correspondant (en enlevant u et w de l'équation d'état et E dans le critère).

Ce théorème est intéressant dans la mesure où il donne une solution complète au problème comme étant la réunion de deux solutions séparées des deux problèmes plus simples et déjà résolus: celui de la commande LQ et celui de l'estimation de *Kalman*, la démonstration de ce théorème est présentée dans [61, 67].

III.3.3. Structure de la commande LQG

L'estimée optimal \hat{x} est donne par l'observateur de l'équation d'état:

$$\dot{\hat{x}}(t) = Ax(t) + Bu(t) + L(w(t) - x(t)) \quad (III.46)$$

Où le gain de *Kalman* est :

$$L = \Sigma C^T W^{-1} \quad (III.47)$$

Avec Σ la solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$\Sigma A^T + A \Sigma - \Sigma C^T W^{-1} C + v = 0 \quad (III.48)$$

La commande étant donnée par :

$$u(t) = -K\hat{x}(t)$$

On peut réécrire les équations de la commande d'entrée y et u :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = (A - BK - LC)\hat{x}(t) + Ly(t) \\ u(t) = -K\hat{x}(t) \end{cases} \quad (III.49)$$

Le suivi d'une consigne y^* se fera par la loi de commande $u = C(s)(y^* - y)$ ou la fonction de transfert du correcteur est :

$$C(s) = K(sI - A + BK + LC)^{-1}L \quad (III.50)$$

Ses équations état sont :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = (A - BK - LC)x(t) + L\epsilon(t) \\ u(t) = K\hat{x}(t) \end{cases} \quad (III.51)$$

Où: $\epsilon = y^* - y$. Notons que ce correcteur LTI a le même ordre que le processus.

III.3.4. Choix des pondérations

III.3.4.1. Généralités

Le réglage du correcteur LQG nécessite la donnée de quatre matrices de pondération: Q et R pour le retour d'état; V et W pour l'estimateur. La méthode de réglage la plus simple repose sur un réglage séparé:

- régler V et W de sorte que l'état soit 'bien' reconstruit ;
- régler Q et R pour avoir un 'bon' retour d'état.

Si les dynamiques de la régulation sont relativement lentes devant celles de l'observation, on peut supposer que l'état est parfaitement connu du point de vue du retour d'état et la commande sera robuste (marge de module égale à 1).

Si cette hypothèse n'est pas respectée, et ce sera le cas dès qu'on souhaite obtenir un régulateur avec des dynamiques élevées, la robustesse n'est plus assurée. La méthode de réglage des pondérations Q et R du retour d'état vue au paragraphe précédent reste valable.

Avant de présenter les méthodes de recouvrement du gain destinées à robustifier la commande LQG, abordons la question du réglage de l'estimateur.

III.3.4.2. Réglage de l'estimateur d'état

L'estimateur d'état s'appuie sur la commande u , et sur la mesure y du système pour donner l'estimée de l'état la plus possible, compte tenu des incertitudes et des bruits affectant le modèle et la mesure.

Une première approche du réglage du filtre concerne le cas où l'hypothèse de départ sur le modèle est respectée; c'est-à-dire que le seul défaut du modèle est d'être affecté par des signaux stochastiques blancs, Dans ce cas, le réglage se fera directement par une évaluation des variances des bruits, Evaluer le bruit de mesure u , en observant y est direct; ce qui n'est pas le cas du bruit d'état v , Ce bruit peut , être attribué à la commande u en choisissant $V = BV_u B^T$ avec V_u la variance du bruit de mesure.

Pendant, la principale source du bruit d'état d'un modèle provient généralement des erreurs de modélisation qui sont déterministes et non stochastiques, néanmoins ces erreurs de modélisation sont généralement mal connues et il n'est pas aberrant d'en tenir compte globalement grâce à un terme stochastique, La validation du filtre de *Kalman* peut alors se faire en simulation en introduisant des erreurs sur le modèle telles que des variations sur ses paramètres.

III.3.4.3. Loop Transfer Recovery (LTR) [63]

La présence d'un observateur fait que les propriétés de robustesse du correcteur LQ ne sont plus valables. La méthode de recouvrement du transfert de la boucle (de l'anglais LTR- Loop Transfert Recovery) consiste à modifier les conditions de la synthèse afin de se rapprocher au transfert qui serait obtenu avec un retour d'état LQ. Si ce transfert est obtenu, la robustesse est alors assurée.

Depuis les premiers travaux de Doyle et Stein en 1981, de nombreux travaux ont été menés sur ce sujet. C'est cette première approche qui est présentée ici; elle a l'inconvénient de ne pas convenir deux systèmes à déphasage non-minimal. Des travaux ultérieurs se sont attachés à ce type de système.

La méthode de recouvrement repose sur l'écriture, de la matrice covariance V de la forme:

$$V = V_0 + q^2 B B^T \quad (III.52)$$

On montre que le gain de la boucle ouverte $C(S)$ tend vers $K (sI-A)^{-1} B$, celui du régulateur LQ, lorsque q tend vers l'infini.

Ainsi, à partir d'un correcteur reposant sur les pondération V_0 et W on augmente: petit-à-petit q

jusqu'à obtenir la robustesse suffisante.

Une approche duale consiste à retoucher le gain du retour d'état en choisissant la matrice de pondération Q de la forme:

$$Q = Q_0 + q^2 C^T \tag{III.53}$$

La méthode reste la même: on augmente q jusqu'à obtenir la robustesse désirée. Dans tous les cas, l'augmentation de la robustesse se fait au détriment des performances et un compromis doit être trouvé.

III.3.5. COMMANDE LQG A TEMPS DISCRET

A l'image de la commande LQG à temps continu, la version à temps discrète consiste en la combinaison d'un filtre de *Kalman* à temps discret et d'un retour d'état. La méthode LTR s'applique également.

III.4. COMMANDE QUADRATIQUE ROBUSTE H₂

Les commandes LQ et LQG peuvent se mettre sous une forme particulière dite forme standard. Il s'agit alors de synthétiser un correcteur minimisant une norme sur les signaux de transfert.

III.4.1. Norme H₂

La présentation de la norme H2 reprend celle de [64] (Voir annexe C).

III.4.1.1. Définition

Soit $G(s)$ le système LTI multi variable défini par:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ z(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \tag{III.54}$$

Avec $D=0$ (système strictement propre), cette restriction est nécessaire pour que la norme du système soit finie.

On définit la norme H₂ de ce système par:

$$\|G\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{tr}[G^H(j\omega)G(j\omega)]d\omega} \tag{III.55}$$

III.4.1.2. Propriétés

Soit $g(t)$ la réponse impulsionnelle du système, dans le cas des systèmes monovariables, le théorème de *Parseval* donne une forme équivalente (rappelons ici que la fonction de transfert est « la transformée en z » de la réponse impulsionnelle):

$$\|G\|_2^2 = \int_0^{\infty} g^T(t)g(t)dt \tag{III.56}$$

Dans le cas mono variable (SISO), la norme H₂ du système est égale à l'énergie de la réponse impulsionnelle.

Supposons maintenant que $v(t)$ est un bruit blanc gaussien vérifiant:

$$E\{v(t)v^T(\tau)\} = I\delta(t-\tau) \text{ et calculons la puissance de sortie:}$$

$$E\{z^T(t)z(t)\} = \text{tr}\{E\{z(t)z^T(t)\}\}$$

$$\begin{aligned}
 &= \text{tr}[E\{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t-\tau_1)u(\tau_1)x^T(\tau_2)g^T(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2\}] \\
 &= \text{tr}[\{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t-\tau_1)E\{u(\tau_1)x^T(\tau_2)\}g^T(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 \\
 &= \text{tr}[\{\int_{-\infty}^{+\infty} g(t-\tau)g^T(t-\tau)d\tau \\
 &= \text{tr}[\int_{-\infty}^{+\infty} g(t)g^T(\tau)d\tau] \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \text{tr}[g^T(\tau)g(\tau)]d\tau \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{tr}[G^H(j\omega)G(j\omega)]d\omega \\
 &= \|G\|_2
 \end{aligned}$$

Ainsi, la norme H₂ est la puissance de sortie lorsque le système est alimenté par un bruit blanc gaussien unitaire.

III.4.1.3. Calcul de la norme H2

La norme H₂ peut être calculée pour tous ces systèmes strictement propres (D=0) et strictement stables.

En effet, elle peut s'écrire ainsi:

$$\begin{aligned}
 \|G\|_2^2 &= \int_0^{\infty} \text{tr}[g^T(t)g(t)]dt \\
 &= \text{tr} \int_0^{\infty} (B^T \exp(A^T t) C^T (C \exp(At) B) dt \\
 &= \text{tr}[B^T \int_0^{\infty} \exp(A^T t) C^T C \exp(At) dt B]
 \end{aligned} \tag{III.57}$$

Ou encore:

$$\begin{aligned}
 \|G\|_2^2 &= \int_0^{\infty} \text{tr}[g(t)g^T(t)]dt \\
 &= \text{tr} \int_0^{\infty} (C \exp(At) B)(B^T \exp(A^T t) C^T) dt \\
 &= \text{tr}[C \int_0^{\infty} \exp(At) B B^T \exp(A^T t) dt C^T]
 \end{aligned} \tag{III.58}$$

Soit :

$$\|G\|_2^2 = \text{tr}[B^T W_0 B] = \text{tr}[C W_c C^T] \tag{III.59}$$

Où : W₀ et W_c sont les Grammiens d'observabilité et de commandabilité respectivement:

$$W_0 = \int_0^{\infty} \exp(At) B B^T \exp(A^T t) dt \tag{III.60}$$

$$W_c = \int_0^{\infty} \exp(A^T t) C^T C \exp(At) dt \tag{III.61}$$

Ils peuvent être obtenus comme les solutions des équations de Lyapunov suivantes :

$$A W_c + W_c A^T + B B^T = 0 \tag{III.62}$$

$$A^T W_0 + W_0 A + C^T C = 0 \tag{III.63}$$

En effet, partons de :

$$\frac{d}{dt} [\exp(At) B B^T \exp(A^T t)] = A \exp(At) B B^T \exp(A^T t) + \exp(At) B B^T \exp(A^T t) A^T$$

En notant que pour un système stable:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \exp(At) = 0 \quad (III.64)$$

Et en intégrant sur l'intervalle $[0, \infty]$, on obtient directement les deux équations de Lyapunov. C'est cette méthode qui est utilisée dans les Toolbox's de Matlab pour le calcul de la norme quadratique H_2 [61].

III.4.1.4. Formulation LMI

Les Inégalités Matricielles Affines (de l'anglais Linear Matriciel Inequality LMI) sont devenues un outil classique de l'automatique moderne. Ils sont la base de nombreuses méthodes innovantes et généralement les méthodes classiques ont une formulation LMI.

Soit S_0 la solution de l'équation de Lyapunov, c'est-à-dire vérifiant:

$$AS_0 + S_0A^T + BB^T = 0 \quad (III.65)$$

Avec $S_0 = S_0^T \geq 0$, alors toute matrice S vérifiant.

$$AS + SA^T + BB^T < 0 \quad (III.66)$$

Vérifie aussi $S > S_0$.

Le système $G(s)$ stable avec $D=0$, vérifie $\|G\|_2^2 < v$ si et seulement s'il existe une matrice symétrique positive.

$$S > 0. \quad (III.67)$$

$$\text{tr}[CSC^T] < v \quad (III.68)$$

L'ensemble des inégalités (III.71- III.73) constitue un système LMI et peut se résoudre avec les solveurs disponibles (Matlab Control system Toolbox par exemple).

III.4.2. Problème standard:

Soit le système dynamique LTI d'équation d'état:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ z(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (III.69)$$

Qui peut aussi s'écrire sous forme de fonction de transfert:

$$\begin{bmatrix} z(s) \\ u(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(s) \\ u(s) \end{bmatrix} \quad (III.70)$$

Avec :

$$\begin{aligned} G_{11}(s) &= D_{11} + C_1(sI - A)^{-1}B_1 \\ G_{12}(s) &= D_{12} + C_1(sI - A)^{-1}B_2 \\ G_{21}(s) &= D_{21} + C_2(sI - A)^{-1}B_1 \\ G_{22}(s) &= D_{22} + C_2(sI - A)^{-1}B_2 \end{aligned} \quad (III.71)$$

On applique le problème standard le problème consiste à trouver la loi de commande:

$$u(s) = K(s)y(s)$$

Tel que le transfert T_{zw} entre w et z , du système bouclé, minimise une norme matricielle donnée.

III.4.3. Equivalence H₂ et LQG:

Considérons d'abord le cas de la commande LQ avec le critère:

$$J = \int_0^{\infty} (x^T(t) Q x(t) + u^T(t) R u(t)) dt \quad (III.72)$$

Ce critère peut s'écrire :

$$J = \int_0^{\infty} z^T(t) z(t) dt \quad (III.73)$$

Avec :

$$z = \begin{pmatrix} Q^{1/2} x \\ R^{1/2} u \end{pmatrix} \quad (III.74)$$

En utilisant le théorème de Parseval, on obtient:

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} Z^H(j\omega) Z(j\omega) d\omega \quad (III.75)$$

Où : $Z(s)$ est la transformée de Laplace de $z(t)$. en boucle fermée et en absence de signal exogène, $z(t)$ ne dépend que de la condition initiale et on a $Z(s) = M(s) x_0$. On a alors :

$$\begin{aligned} J &= \text{tr} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x_0^T M^H(j\omega) M(j\omega) x_0 d\omega \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{tr} [M^H(j\omega) M(j\omega)] d\omega x_0^T x_0 \\ &= \| G \|_2^2 x_0^2 \end{aligned} \quad (III.76)$$

La commande LQ est alors la commande minimisant la norme H₂ du transfert entre x_0 et z

Considérons désormais la commande LQG et posons :

$$u = L\xi \quad \text{Et} \quad \omega = N\eta \quad (III.77)$$

Où : ξ et η sont des bruits blancs de variance unitaire. On montre alors que le correcteur LQG est équivalent au correcteur H₂ minimisant le transfert entre $[\xi^T \eta^T]^T$ et $z = [x^T Q^{1/2} U^T R^{1/2}]^T$.

III. 5. SYNTHÈSE DU CORRECTEUR H₂ : [14, 15,23]

Considérant le problème H₂ standard qui est défini de la manière suivante (figure III.1) : Etant donné un système augmenté P_a et un régulateur stabilisant K tel que : $J(K) = \|T_{zw}\|_2 < 1$

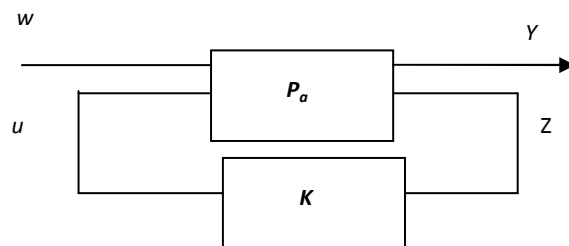


Figure III.1 Problème standard H₂

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

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 H2 de la matrice de transfert en boucle fermé de w vers z .

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

Le système augmenté peut être partitionné comme ainsi :

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}$$

Ainsi le schéma de la figure III.1 peut être décrit comme suit :

$$\begin{cases} z = P_{11} \cdot w + P_{12} u \\ y = P_{21} w + P_{22} u \\ u = K \cdot y \end{cases}$$

D'où l'on déduit :

$$z = [P_{11} + P_{12} \cdot K \cdot (I - P_{22} \cdot K)^{-1} \cdot P_{21}] w$$

Pour souci de simplicité on va noter :

$$T(P, K) = [P_{11} + P_{12} \cdot K \cdot (I - P_{22} \cdot K)^{-1} \cdot P_{21}] \quad (\text{III.78})$$

Sachant que le système à une réalisation minimale :

$$P(s) = [A, B, C, D] \quad (\text{III.79})$$

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

$$B = [B_1 \ B_2] \quad (\text{III.80})$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.81})$$

$$D = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.82})$$

$P(s)$ Vérifie:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax + B_1 w + B_2 u \\ z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{cases} \quad (\text{III.83})$$

Avec l'étude de l'approche de la sensibilité mixte on peut donc construire le système représenté à la figure III.2.

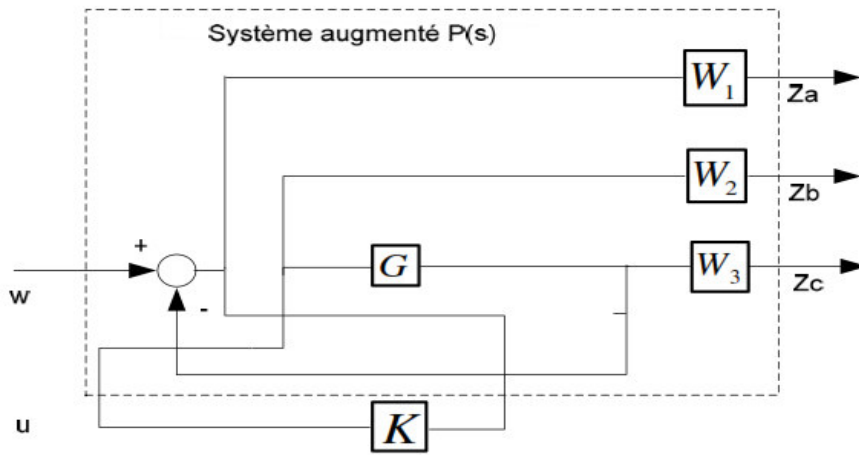


Figure III.2. Représentation du système augmenté.

Le système augmenté s'écrit alors:

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_1 & -W_1 \cdot G \\ 0 & W_2 \\ 0 & W_3 \cdot G \\ 1 & -G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (III.84)$$

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

$$G(s) = [A_G, B_G, C_G, D_G] \quad (III.85)$$

$$W_1(s) = [AW_1, BW_1, CW_1, DW_1] \quad (III.86)$$

$$W_2(s) = [AW_2, BW_2, CW_2, DW_2] \quad (III.87)$$

$$W_3(s) = [AW_3, BW_3, CW_3, DW_3] \quad (III.88)$$

$P(S)$ a la réalisation suivante [21]

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (III.89)$$

Ou bien alors :

$$P(s) = \begin{bmatrix} A_G & 0 & 0 & 0 & 0 & B_G \\ -BW_1C_G & AW_1 & 0 & 0 & BW_1 & -BW_1D_G \\ 0 & 0 & AW_2 & 0 & 0 & BW_2 \\ BW_3C_G & 0 & 0 & AW_3 & 0 & BW_3D_G \\ -DW_1C_G & CW_1 & 0 & 0 & DW_1 & DW_1D_G \\ 0 & 0 & CW_2 & 0 & 0 & DW_2 \\ DW_3C_G & 0 & 0 & CW_3 & 0 & DW_3D_G \\ C & 0 & 0 & 0 & 1 & D_G \end{bmatrix} \quad (III.90)$$

III. 6. RESOLUTION DU PROBLEME H₂ PAR L'ALGORITHME DE GLOVER – DOYLE

La recherche d'un contrôleur stabilisant $K(S)$, est obtenue par résolution du [13]:

- Problème Standard : $\text{Find}_{K(s)\text{stabilising}} \|T_{ZW}\|_2 \leq \gamma$ (III.91)

- Problème Optimal : $\text{Min}_{K(s)\text{stabilising}} \|T_{ZW}\|_2$ (III.92)

Pour résoudre le problème optimal, la procédure γ -itération (voir annexe 'D'), consiste de varier la valeur de γ pour avoir des solutions dite *sous optimal* qui correspond à $\|T_{ZW}\|_2 \leq \gamma$

γ : Valeur constante positive - niveau d'optimisation.

Considérons le problème standard de la figure III-1, la représentation d'état du système $P(s)$ décrite dans la Figure III-2, sera sous la forme :

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

Avec : $w \in \mathfrak{R}^{m_1}$; $u \in \mathfrak{R}^{m_2}$; $e \in \mathfrak{R}^{p_1}$; $y \in \mathfrak{R}^{p_2}$; $x \in \mathfrak{R}^{m_n}$

Pour résoudre le problème H₂ standard, les hypothèses suivantes doivent être satisfaites:

(H₁) (A, B_2) est stabilisable et (C_2, A) est détectable.

(H₂) $\text{rang}(D_{12}) = m_2$ et $\text{rang}(D_{21}) = p_2$.

(H₃) $\forall w \in \mathfrak{R} \quad \text{rang} \begin{pmatrix} A - j\omega I_n & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{pmatrix} = n + m_2$ (III.93)

(H₄) $\forall w \in \mathfrak{R} \quad \text{rang} \begin{pmatrix} A - j\omega I_n & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{pmatrix} = n + p_2$

Nous ajouterons les conditions suivantes :

$D_{11} = 0 \quad D_{12}^T (C_1 \quad D_{12}) = (0 \quad I_{n_2})$ (III.94)

$D_{22} = 0$

$\begin{pmatrix} B_1 \\ D_{21} \end{pmatrix} \cdot D_{12}^T = \begin{pmatrix} 0 \\ I_{p_2} \end{pmatrix}$

Ces conditions ne sont pas nécessaires à la résolution du problème. *Safonov* (et autres) présentent un algorithme qui peut satisfaire ces conditions [15,18].

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

Théorie 1 : Le système décrit par (III-98) et vérifiant les hypothèses H₁ - H₄ avec les conditions (III-99) peut être stabilisé par un correcteur $K(s)$ assurant $\|f^i(p, K)\|_2 < \gamma$ si et seulement si :

i) La matrice $H_\infty = \begin{bmatrix} A^T & -\gamma^2 B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1^T C_1 & -A^T \end{bmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe

imaginaire, et il existe une unique matrice $X_\infty = R(H_\infty) \geq 0$. (III.95)

ii) La matrice $J_\infty = \begin{pmatrix} A^T & -\gamma^2 C_1 C_1^T - C_2 C_2^T \\ B_1 B_1^T & -A \end{pmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire,

et il existe une unique matrice $Y_2 = R(J_2) \geq 0$.

Avec : H et J - deux matrices de HAMILTHON

iii) $\rho(X_2, Y_2) < \gamma$ (ou $\rho(\cdot)$ désigne le module de la plus grande valeur propre ou rayon spectral).

Théorie 2 : Sous les conditions du théorème 1 l'ensemble de tous les correcteurs rationnels $K(s)$ stabilisant le système et satisfaisant $\|f_i(p, K)\|_2 < \gamma$ est donné par:

$$K = f_p(K_a, \vartheta)$$

Où : $\vartheta(s)$ est une matrice de transfert $(m_2 \times p_2)$ propre et stable arbitraire vérifiant :

$\|\vartheta\|_2 < \gamma$ et $K_a(s)$ admet la représentation d'état suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_a(t) \\ U(t) \\ \dot{Y}_a(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & Z_2 Y_2 C_2^T & Z_2 B_2 \\ -B_2^T & 0 & I_{m_2} \\ -C_2 & I_{p_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(t) \\ U(t) \\ Y_a(t) \end{bmatrix} \quad (III.96)$$

Avec : $\bar{A} = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_2 - B_2 B_2^T X_2 - Z_2 Y_2 C_2^T C_2$

$$Z_2 = (I_n - \gamma^2 Y_2 X_2)^{-1}$$

On peut distinguer un correcteur appelé correcteur centralisé avec la condition suivante

$$\vartheta = 0 \text{ définit par : } \begin{bmatrix} \dot{X}_a(t) \\ U(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_\infty & Z_\infty Y_\infty C_2^T \\ -B_2^T X_\infty & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(t) \\ U(t) \end{bmatrix}$$

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

Remarque : On peut calculer K par :

$$K(S) = -F_2 [(SI - A_2)^{-1}] Z_2 L_2 \quad (III.97)$$

Avec : $A_2 = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_2 - B_2 B_2^T X_2 - Z_2 Y_2 C_2^T C_2$; $F_2 = -B_2^T X_2$;

$$L_2 = -\gamma_2 C_2^T ; Z_2 = (I_n - \gamma^2 Y_2 X_2)^{-1}$$

III.7. SYNTHÈSE DES CONTRÔLEURS D'EXCITATION ROBUSTES AVR-H2 ET PSS-H2

Après avoir exposé les théories et les principes de base de la commande Quadratique Robuste par l'approche fréquentielle avancée H₂, ainsi que le calcul d'un correcteur robuste par les méthodes de

sensibilité mixte, garantissant le compromis Performance / Robustesse, et en tenant compte des variations incertaines de l'objet de commande (incertitude sur le système). Nous nous intéressons maintenant par la synthèse des contrôleurs d'excitation robuste de type AVR-H2 et PSS-H2, dans le but de les appliquer par la suite à notre système électro-énergétique choisit type «SMIB» afin de garantir la robustesse de stabilité et de performance

III.7.1. Etablissement d'un algorithme de synthèse d'un stabilisateur PSS-H₂ par l'algorithme GLOVER-DOYLE

III.7.1.1. Choix des fonctions de pondération pour la synthèse quadratique Robuste H₂

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 mesures variées de performance dans le domaine fréquentiel, comme ils sont aussi utilisées pour satisfaire les conditions de rang. D'où les pondérations sont des paramètres a spécifié par le concepteur lui-même.

La procédure de choix des fonctions de pondération W_i ($i = 1..3$), est comme suit [71] :

1- Détermination de la fréquence de coupure du système w_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: $w_c \approx 3$ Hz .

2- Le choix de la fonction $W_1(s)$ dans le langage des caractéristiques logarithmiques d'amplitudes et par phases (CLA et CLP) du système ouvert, représenté sur la Figure III -3:

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

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

$$G_0: \text{objet initial, Où } L = 20 \lg \bar{\sigma} (G_0 K) \quad (\text{pour les systèmes MIMO})$$

Le choix de la déviation du CLA de W_1 entre les deux fréquences w_1 et w_2 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 : $w_2 \leq (0.3 \div 0.6) w_c$ (w_2 ne doit pas très rapprocher au voisinage de w_c).

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

3- le choix de W_3 correspondant aux caractéristiques logarithmiques par amplitudes du système ouvert en moyenne et haute fréquence.

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

On peut recommander de choisir w_3 analogiquement ou choix de w_2 : $w_3 \geq (1.3 \div 1.6) w_c$ Et W_3 a

pour forme :
$$W_3(s) = \frac{(T_3 s + 1)^k}{(T_4 s + 1)^l}, k \leq l, k, l \geq 1$$

L'union des 2 graphes (Figure III-3) donne le schéma complet pour le choix de W_1 et W_3 .

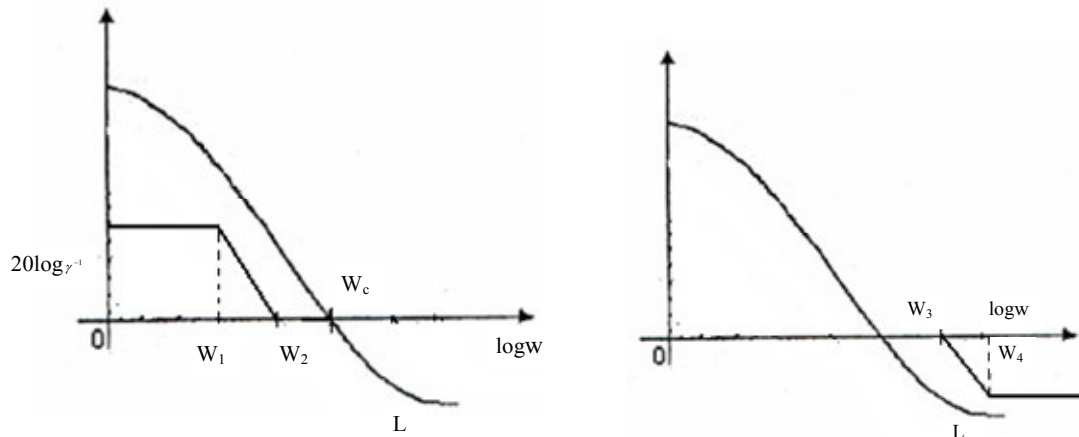


Figure III. 3. Choix des fonctions de pondération

Remarque :

1) Il faut mentionner que la zone $[w_2, w_3]$ est “Technologiquement” très importante pour la construction du régulateur robuste H_2 (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 ε [72].

III.7.1.2. Algorithme de synthèse du correcteur Robuste H_2 -PSS

Nous proposons dans ce qui suit, une méthode de résolution du problème de commande robuste H_2 (standard et/ou optimale) :

1. Calcule du Régime Permanent établi (RP) ;
2. Linéarisation du système initial G_0 (l’obtention des matrices $[A_0, B_0, C_0, D_0]$) ;
3. Le problème principal dans la commande robuste H_2 , est la définition de l’objet de commande du système augmenté $P(s)$ par les fonctions W_i ($i = 1..3$) en espace d’état :
 - 3-1 Choix des fonctions de pondérations: W_1, W_2, W_3 (selon la procédure proposée précédemment);
 - 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 construction d’un objet MIMO (deux entrées / deux sorties). Sous le langage ‘Robust Control Toolbox’ du logiciel MATLAB on utilise tout simplement la fonction ‘augtf.m’ ;
4. Vérifier si toutes les conditions aux rangs des matrices sont satisfaites ; si non on change dans les structures 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 HAMILTHON « H et J »;

7. Si toutes les conditions sont vérifiées, on fait diminuer la valeur de γ , si non on augmente γ , et refaire les étapes 4 et 5 jusqu' au l'obtention d'une solution optimale satisfaisante (une valeur optimale γ_{\min});

8. Réduction de l'ordre du régulateur si c'est nécessaire, et si ça n'a été pas faite avant (Sous le langage RCT on utilise la commande 'Schbal.m' par exemple);

9. Par l'obtention des valeurs optimales et deux solutions d'équations de *RICCATI* on obtient la structure du régulateur robuste ainsi que les racines du système en boucle fermée avec le contrôleur H_2 ;

10. Les paramètres du régulateur robuste H_2 sous forme Linéaire à Temps Invariant '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. Simulation du système électro - énergétique SMIB, et réaliser l'étude de la stabilité et sa robustesse avec changements des conditions de fonctionnements (déterministes et incertains).

L'algorithme proposé pour la synthèse des correcteurs robustes H_2 pour les systèmes AVR - PSS est schématisé par la figure III - 4.

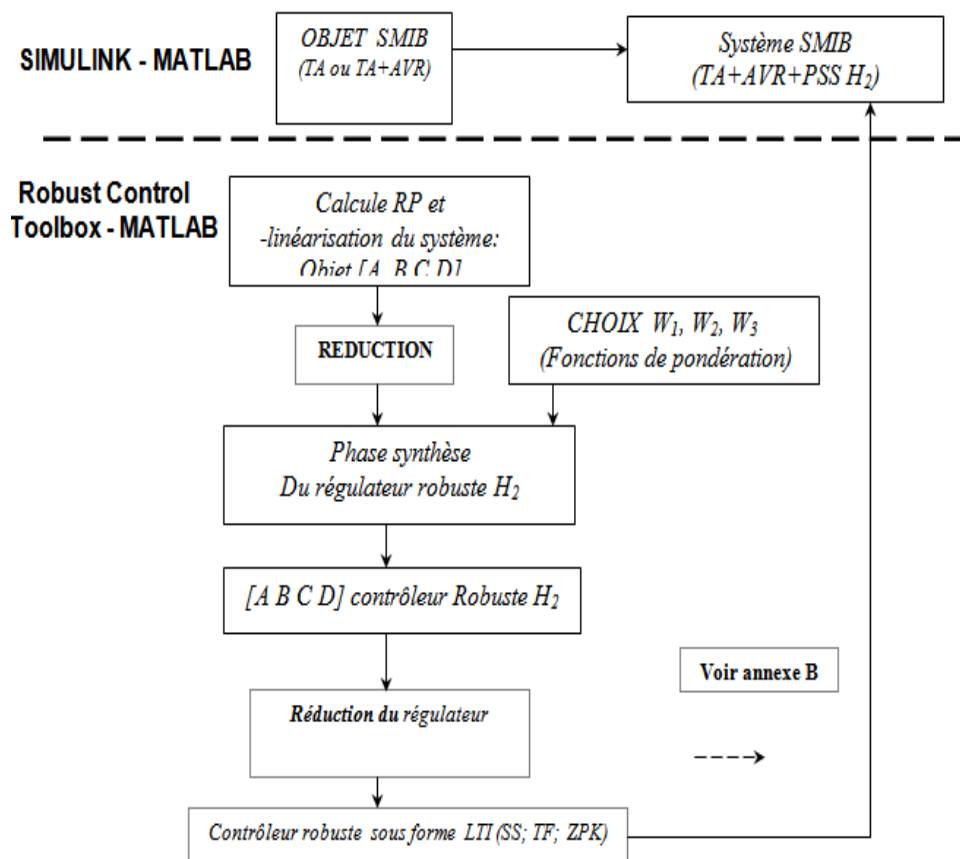


Figure III.4. Algorithme de synthèse du stabilisateur quadratique robuste H_2
(Sous MATLAB/SIMULINK)

La commande basée sur l'approche H₂ a été appliquée pour le système Turbo-Alternateur type TBB – 1000 (les paramètres du TA font l'objet de l'Annexe B).

III.8. RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS

Pour évaluer les performances du système SMIB muni d'un contrôleur robuste H₂, on l'a simulé pour divers modes et régimes de fonctionnements de la machine synchrone (nominal, sur excité, et sous excité), et pour différentes valeurs de la réactance « Xe » du réseau extérieur (configurations de la ligne de transport).

Le tableau III.1.suivant présente les valeurs des coefficients d'amortissements obtenus avec l'utilisation de l'AVR optimisé par la technique H₂ (AVR-H₂) ' α_{AVR-H_2} ', puis d'un PSS-PID (AVR-FA) optimisé aussi par la technique H₂ (PSS-H₂) ' α_{PSS-H_2} ', pour différentes conditions de fonctionnements (régimes station / configurations réseau).

Xe (p.u)	Pg (p.u)	Qg (p.u)	$\alpha_{AVR H_2}$	$\alpha_{PSS H_2}$
0.5	0.85	0.1896	-1.6598	-2.3660
0.5	0.85	0.6356	-1.3268	-1.8510
0.5	0.85	-0.2444	-1.4274	-2.1501
0.5	1	0.2679	-1.6598	-2.3560
0.4	0.85	0.1489	-1.6492	-2.2450
0.4	0.85	0.5914	-1.3864	-1.8710
0.4	0.85	-0.2465	-1.3666	-1.9620
0.4	1	0.2087	-1.6192	-2.2150
0.3	0.85	0.1760	-1.5481	-2.0130
0.3	0.85	0.6283	-1.1249	-1.6590
0.3	0.85	-0.2335	-1.3563	-1.7500
0.3	1	0.2184	-1.4277	-2.0140
0.2	0.85	0.1733	-1.3865	-1.860
0.2	0.85	0.6161	-1.1644	-1.4770
0.2	0.85	-0.1807	-1.1447	-1.6590
0.2	1	0.2010	-1.3260	-1.7900

Tableau III.1. Coefficients d'amortissements du système SMIB Avec les contrôleurs AVR-H2 et PSS-

H

Les figures de III.5 jusqu'à III.13 présentent les réponses dynamiques de la tension statorique « Ug » avec un test de robustesse à l'instant t=4 second ,où nous avons perturbé le SMIB par une majoration à 100% de la résistance rotorique et une minoration du couple d'inertie à 25 % de sa valeur nominale.

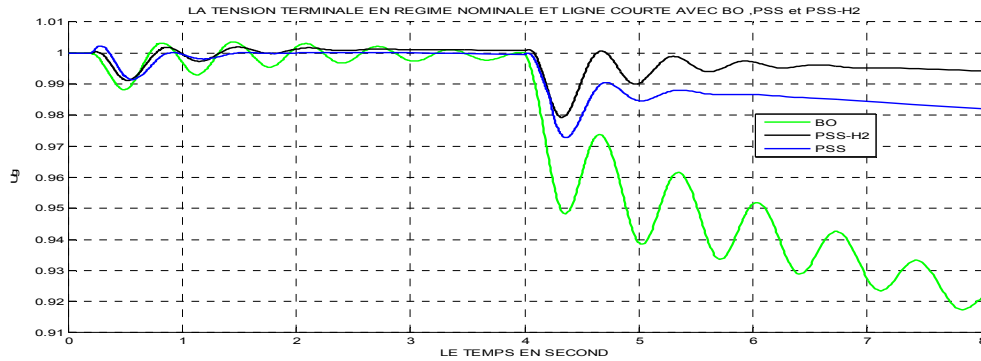


Figure III.5. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et Robuste PSS-H2, sous le régime nominal et ligne courte et avec deux variations paramétriques à t=4 sec

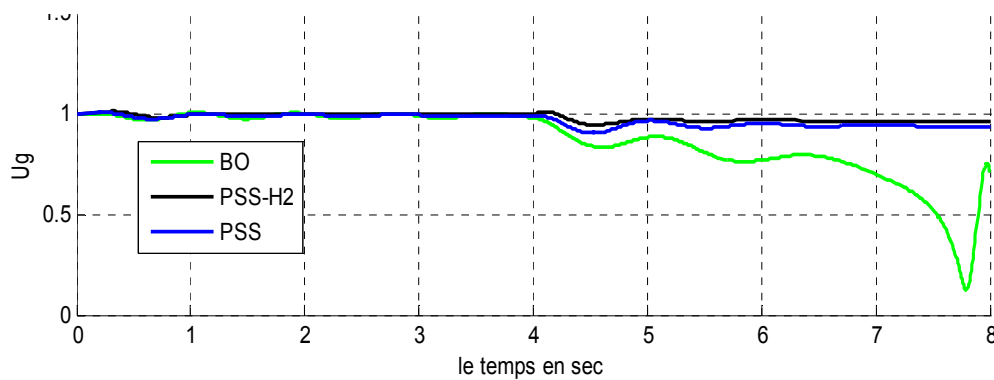


Figure III.6. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et Robuste PSS-H2, sous le régime nominal et ligne moyenne et avec deux variations paramétriques à t=4 sec

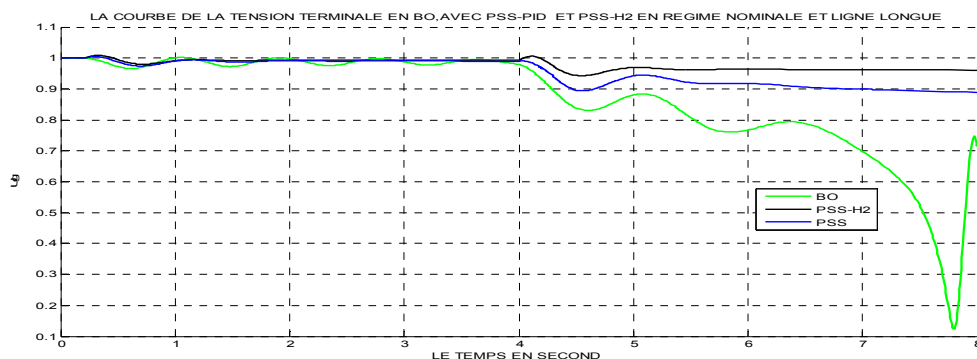


Figure III.7. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte , avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste ,sous le régime nominal et ligne longue et avec deux variations paramétriques à t=4 sec

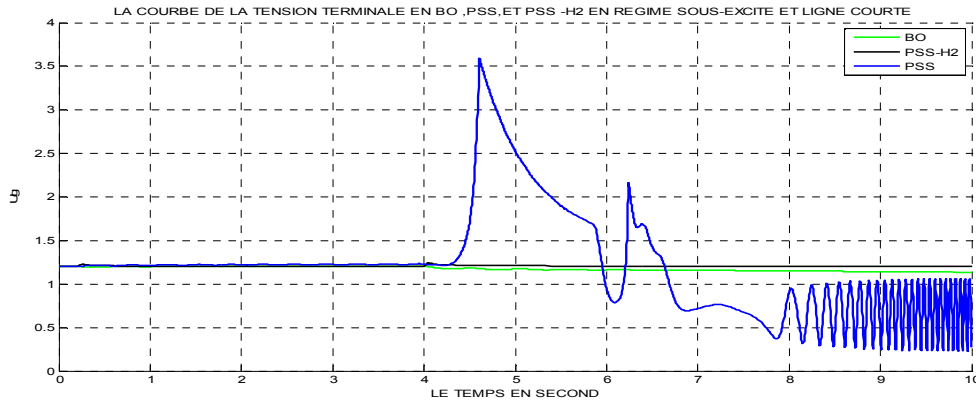


Figure III.8. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sous-excité et ligne courte et avec deux variations paramétriques à t=4 sec

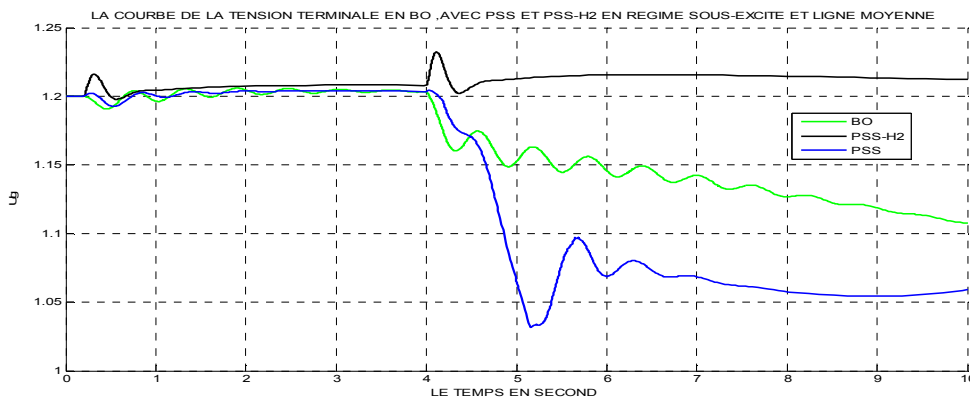


Figure III.9. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste, sous le régime sous-excité et ligne moyenne et avec deux variations paramétriques à t=4sec

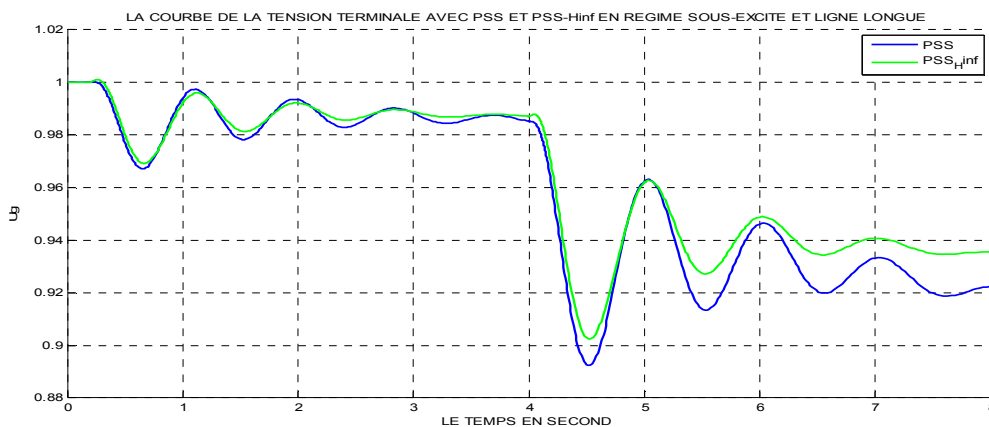


Figure III.10. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte, avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste sous le régime sous-excité et ligne longue et avec deux variations paramétriques à t=4 sec

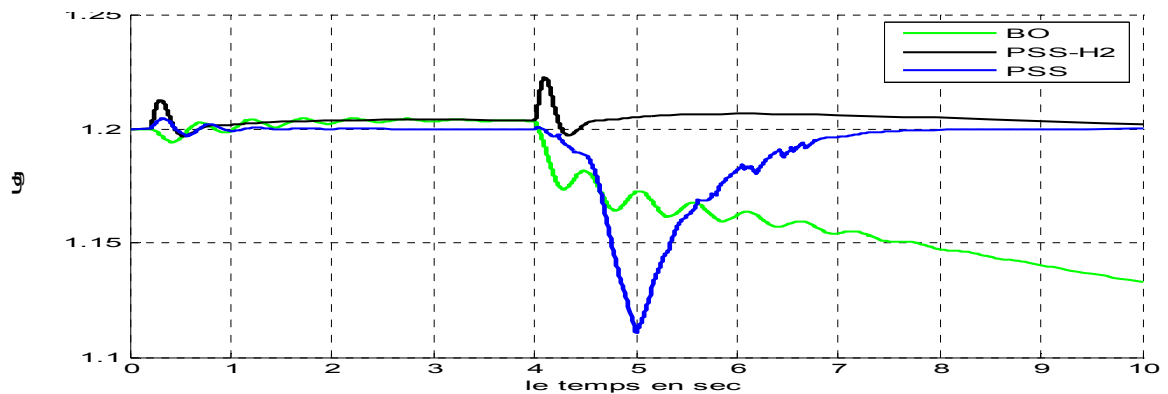


Figure III.11. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte , avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste ,sous le régime sur-excité et ligne courte et avec deux variations paramétriques à t=4 sec

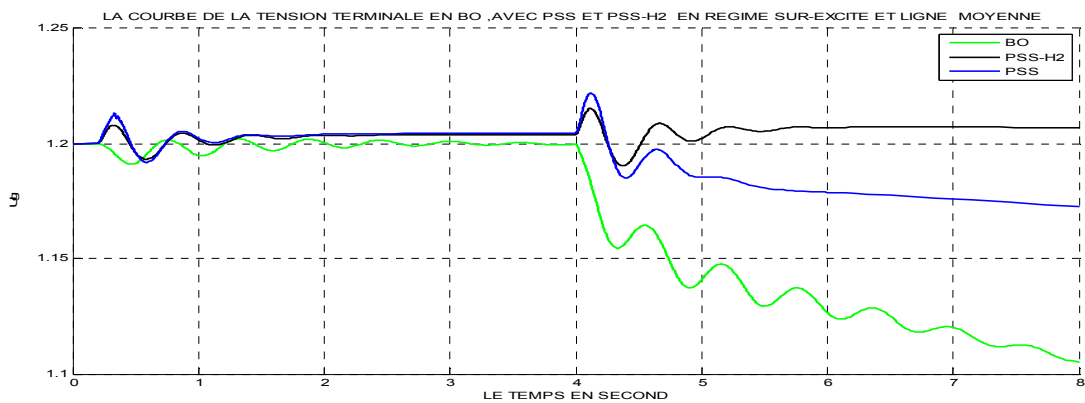


Figure III.12. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte , avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste ,sous le régime sur-excité et ligne moyenne et avec deux variations paramétriques à t=4 sec

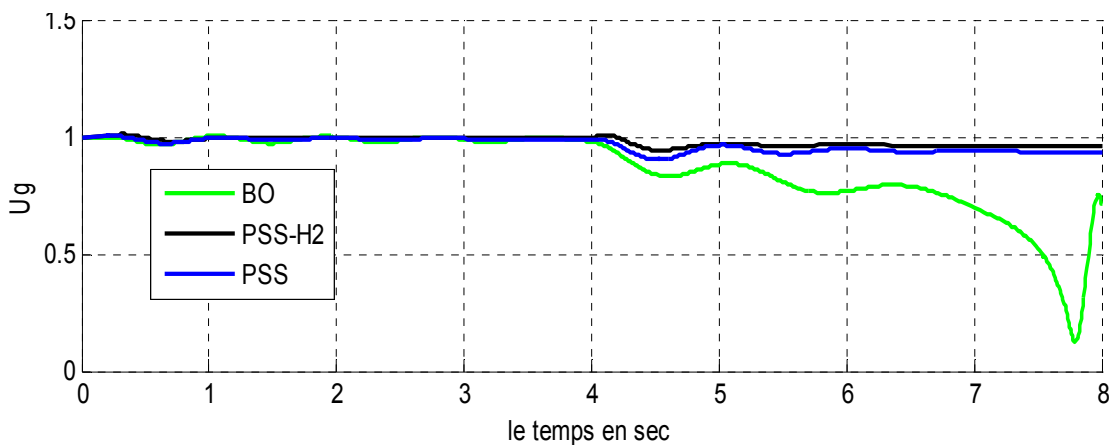


Figure III.13. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte , avec PSS-PID et PSS-H2 Robuste ,sous le régime sur-excité et ligne longue et avec deux variations paramétriques à t=4 sec.

III.8.1. Analyse et Interprétation des résultats obtenus

-En comparant les coefficients d'amortissements ' α ' obtenus dans le tableau III.1, suite à une variation brusque du couple (15% de $\Delta T_{m_{ref}}$), avec l'utilisation du PSS conventionnel type PID (AVR-FA) et robuste type PSS-H2, on peut directement constater des améliorations considérables des performances du système SMIB obtenus avec le contrôleur robuste PSS-H2, ce dernier présente un bon amortissement des oscillations électromécanique dans les trois régimes de fonctionnement de la station électrique : nominal, sous-excité et sur-excité

-Le temps de montée et d'établissement sont réduits certes par rapport au cas du PSS-PID, mais lors du régime sous-excité, le système SMIB est un peu lent.

-Le dépassement maximal a été réduit avec l'utilisation du PSS-H2 robuste par rapport au PSS-PID, mais lors des régimes critiques (sous-excité et sur-excité), il n'est pas tellement satisfaisant.

- un moment donné et après (8 sec de simulation), on remarque l'apparence de propriétés non-linéaires réelles du système SMIB, et on constate que le stabilisateur robuste PSS-H2 perd progressivement son efficacité avec le temps et face aux variations paramétriques, donc le système devient instable. Ce qui affirme qu'il n'est pas très robuste.

III.9.CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les théories de la commande Quadratique Linéaire Gaussienne associée au filtre de Kalman, ce qui formule la commande fréquentielle robuste type « H2 ». Puis nous avons réussi à synthétiser des contrôleurs d'excitation robustes de type H2 (à savoir un AVR-H2 et un PSS-H2) par l'algorithme GLOVER-DOYEL, et enfin les appliquer au système SMIB pour que ce dernier soit robuste en stabilité et en performance.

Les principales améliorations et avantages apportés par le contrôleur robuste sont :

- Une amplitude maximale (dépassement) plus faible de signal de commande tout en ayant les mêmes performances des boucles de régulation ;

-Un niveau de bruit plus faible sur les grandeurs régulées et de commande ;

-Une meilleure robustesse de la sortie à régulée (signal d'excitation) vis-à-vis des variations paramétriques et des changements des régimes de fonctionnement de la station électrique.

-Parmi les faiblesses majeures de cette technique, on souligne son aspect linéaire à horizon fini vis-à-vis un système de commande purement non-linéaire, ce qui provoque un moment donné (après apparence des propriétés non-linéaires réelles du système SMIB) une inefficacité et un grand handicap face aux problèmes incertains (il est non robuste aux grandes variations paramétriques par exemples), et donc l'instabilité du système universel.

Dans le chapitre suivant, nous allons exploiter une autre technique fréquentielle avancée à horizon infini appelé « H_∞ » afin de synthétiser un PSS plus robuste, et on terminera avec des études comparatives entre les trois PSS : PID, H2 et H_∞ .

CHAPITRE .IV

APPLICATION DES PSS- H^∞ ROBUSTES PAR LOOP-SHAPING POUR L'AMELIORATION DE STABILITE

IV.1. INTRODUCTION

La modélisation analytique de la génératrice synchrone fait souvent appel à de nombreuses hypothèses simplificatrices (Chapitre II). Le modèle ainsi obtenu est un modèle réduit (phénomènes physiques non considérés, dynamiques négligées, ...). Si on lui rajoute des incertitudes qui peuvent accompagner l'opération d'identification de ces paramètres, ce modèle ne représente qu'imparfaitement le comportement dynamique du système physique réel. En effet, le problème de la réduction de modèles pour la synthèse d'une loi de commande et le problème de la synthèse de cette loi proprement dite sont des problèmes fortement couplés. D'où il est donc nécessaire d'adjoindre au modèle *LTI* un modèle mathématique de l'incertitude représentant l'écart entre la réalité physique et le modèle mathématique simplifié. Ceci permet d'élaborer une loi de commande visant un objectif plus ambitieux en termes de performances/robustesse.

Dans la commande des machines, il est devenu vraiment difficile de satisfaire aisément toutes les spécifications des cahiers de charges, de plus en plus contraignants, avec des lois de contrôle utilisant des correcteurs classiques. Quoique ces lois classiques sont encore largement utilisées dans le monde industriel, de part une bonne compréhension de leur fonctionnement et de leur architecture simple, elles doivent satisfaire des contraintes de performance et de robustesse de plus en plus strictes sur l'ensemble des systèmes. Il est alors intéressant d'élaborer des lois de commande en utilisant les avantages des techniques modernes, telles que la synthèse H_∞ , pour fournir des correcteurs performants et robustes. Par ailleurs, puisqu'on travaille sur un modèle dont la représentativité est limitée, il faudra se préoccuper davantage de la robustesse de la loi de commande obtenue, c'est-à-dire être capable de garantir les performances et la stabilité face aux incertitudes des systèmes [73].

En effet, le problème de la commande robuste consiste en la synthèse robuste de lois de commande qui réalisent le maintien de la réponse d'un système ainsi que des signaux internes (erreur, commande) à l'intérieur d'un écart de tolérance prédéfini, en dépit d'incertitudes sur le système commandé. Cependant, cette synthèse robuste s'effectue impérativement par le biais d'un outil permettant de quantifier la robustesse de la propriété étudiée vis-à-vis des perturbations ou incertitudes considérées. Parmi les concepts permettant cette quantification, on trouve l'étude de la réponse fréquentielle des valeurs singulières d'un système ainsi que sa norme H_∞ qui est la plus couramment utilisée actuellement [74].

Pour ce faire, la synthèse de correcteurs faisant intervenir ces concepts s'applique sur un ensemble de modèles construit autour d'un modèle nominal par le biais de critères définissant les éventuels écarts de modélisation possibles.

Le présent chapitre développera de façon simple, les éléments de base de la théorie de commande robuste H_∞ du «théorème de sensibilité mixte» jusqu'au «problème standard», aboutissant à la présentation de l'algorithme de synthèse du correcteur robuste PSS- H_∞ de «Glover-Doyle» [70].

IV.2. THEORIES DE LA COMMANDE ROBUSTE H_∞

L'objectif de la commande H_∞ est de concevoir une commande assurant la stabilité asymptotique du système bouclé ainsi qu'un certain taux d'atténuation de l'influence des entrées exogènes sur les sorties du système augmenté, composé essentiellement du système dont on désire contrôler et des filtres de pondération (en anglais: weighting filters). En revanche, les entrées sont constituées des signaux de consignes et éventuellement des perturbations liées à l'environnement du système. On attend donc que la synthèse H_∞ fournisse une commande robuste vis-à-vis de ces perturbations. De plus, si les filtres de pondération ont pris en compte les incertitudes du modèle du système, la commande H_∞ est également robuste vis-à-vis de ces incertitudes [75].

IV.2.1. Problème de la commande H_∞

Les années 80 ont vu émerger une théorie de la robustesse des systèmes linéaires stationnaires à partir des résultats de l'analyse des systèmes non linéaires par l'approche entrée-sortie, comme par exemple le théorème du petit gain ou le lemme de Kalman Yakubovich Popov [78]. Ce n'est qu'au tournant des années 80 avec les interrogations concernant les propriétés de robustesse du régulateur *LQG* (paradigme moderne de la commande optimale en boucle fermée), que les bases du cadre de travail H_∞ ont été posées [79 - 81] donnant naissance à la μ analyse [82]. Face aux insuffisances de la théorie de *Wiener-Hopf-Kalman*, la nécessité d'une théorie de la commande optimale incluant a priori les questions relatives aux incertitudes de modélisation et à celles liées aux perturbations externes s'est fait rapidement sentir.

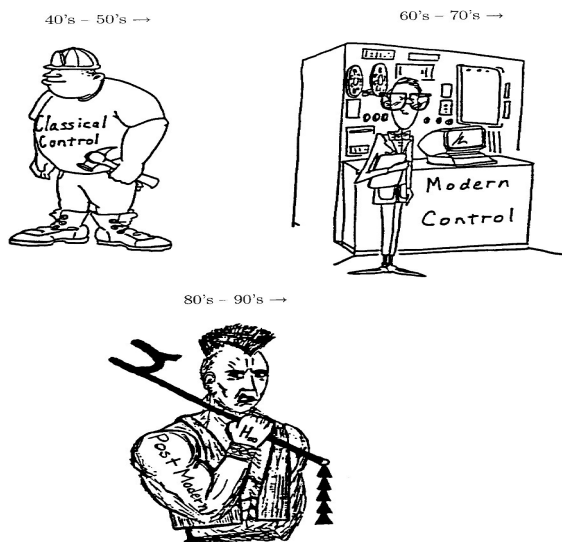


Figure IV.1. l'apparition de la commande moderne et la commande H_∞



Figure IV.2. George Zames
Fondateur de la commande H_∞

En rendant de nouvelles centrales la notion d'incertitude décrite dans le domaine fréquentiel, G. Zames [78] a alors introduit la norme H_∞ qui sert d'outil fondamental pour la spécification de l'amplitude d'incertitude acceptée et conjointement pour la spécification du niveau de performance entrée-sortie. Ce qui est remarquable, c'est qu'au delà de la formalisation des spécifications de robustesse, ce cadre propose aussi une formalisation pertinente des spécifications de performance, formalisation respectant les concepts de base de l'automatique fréquentielle classique.

En l'occurrence, cette commande possède plusieurs avantages qui font d'elle une approche particulièrement intéressante. Elle permet en fait de prendre en compte, a priori et explicitement, des spécifications fréquentielles et temporelles du cahier des charges, simplifiant ainsi la synthèse. Notons que la synthèse H_∞ prend naturellement en compte les spécifications fréquentielles. Quant aux spécifications temporelles classiques à savoir, (temps de montée, rejection de perturbations, atténuation de bruit, découplage, erreur statique, dépassement), elles peuvent être facilement interprétées dans le domaine fréquentiel [76]. On retrouve un autre avantage méthodologique car le critère H_∞ est construit directement à partir du cahier des charges. Cette propriété est extrêmement intéressante pour des spécifications nombreuses et complexes. En effet, il est facile de traduire les spécifications en terme de gabarits fréquentiels. Ces gabarits fréquentiels correspondent aux pondérations en entrée et en sortie que l'on retrouve dans la synthèse H_∞ pondérée. Ainsi le choix des gabarits se fait de façon méthodologique. Nous pouvons dire également que la synthèse H_∞ est une continuité de l'automatique fréquentielle classique dont sa mise en œuvre repose, dans une grande partie, sur le savoir faire existant en automatique fréquentielle, d'où le troisième avantage qui est basé sur la représentation fréquentielle. Or cette représentation fréquentielle est à la base de l'analyse de la robustesse en faisant appel au théorème du petit gain et son extension à la μ analyse. La synthèse H_∞ permet de synthétiser des correcteurs robustes en prenant en compte explicitement des incertitudes dynamiques. De plus cette approche peut être étendue à la désensibilisation de la boucle fermée, aux incertitudes paramétriques et aux non linéarités [77]. C'est-à-dire qu'en plus des spécifications de performance, la synthèse H_∞ permet d'inclure également les spécifications de robustesse [76].

IV.2.2 Valeurs singulières et norme H_∞

Nous présentons dans ce qui suit les principaux outils qu'on utilisera essentiellement dans la synthèse des correcteurs robustes pour la commande de la tension d'excitation du Turbo-alternateur. En effet, les valeurs singulières d'une matrice de transfert permettent de généraliser la notion de gain aux systèmes multi-variables. Elles permettent également de définir la norme H_∞ d'un système linéaire [73].

IV.2.2.1 Valeurs singulières d'une matrice

Dans ce paragraphe, on s'intéresse à une norme de matrice, à savoir la norme-2, ou norme euclidienne induite ou encore valeur singulière maximale.

Considérons un système LTI possédant un vecteur d'entrée $e(t)$ et un vecteur de sortie $s(t)$ de dimensions respectives m et p . On appelle $G(s)$ sa fonction de transfert; la réponse du système à une excitation harmonique peut s'écrire:

$$s(t) = G(j\omega)Ee^{j\omega t} \quad (IV.1)$$

Pour un système monovariante, on définit à partir de cette relation le gain du système à la pulsation ω par le module $|G(j\omega)|$. Dans le cas multivariante, on utilise la notion de valeurs singulières, définies comme les racines carrées des valeurs propres de $G(j\omega)$ multipliée par sa trans-conjuguée:

$$\sigma_i(G(j\omega)) = \sqrt{\lambda_i(G(j\omega)G(-j\omega)^T)} = \sqrt{\lambda_i(G(-j\omega)^T G(j\omega))} \quad (IV.2)$$

$i = 1, \min(m, p)$

Remarque 1: Le produit $G(j\omega)G(-j\omega)^T$ et $G(-j\omega)^T G(j\omega)$ sont des matrices Hermitiennes¹ semi-définies positives, dont les valeurs propres sont par conséquent réelles positives ou nulles, d'où l'utilisation de la racine carrée. (Une matrice Hermitienne est égale à sa transposée conjuguée).

Les valeurs singulières étant des nombres réels positifs ou nuls dont on notera $\bar{\sigma}(G)$ la plus grande valeur singulière et $\underline{\sigma}(G)$ la plus petite:

$$\bar{\sigma}(G) = \sigma_1(G) \geq \sigma_2(G) \geq \dots \geq \underline{\sigma}(G) \geq 0 \quad (IV.3)$$

Il est à noter que toute matrice complexe M de dimension $p \times m$ admet une décomposition en valeurs singulières: $M = U\Sigma W$

U et W sont unitaires: $UU^* = I_p, WW^* = I_m$

$$\text{Avec: } \begin{cases} \Sigma = \text{diag}\{\sigma_1, \dots, \sigma_m\} & \text{si } p = m \\ \Sigma = (\text{diag}\{\sigma_1, \dots, \sigma_p\} \mathbf{0}_{p \times (m-p)}) & \text{si } p < m \\ \Sigma = \begin{pmatrix} \text{diag}\{\sigma_1, \dots, \sigma_p\} \\ \mathbf{0}_{(p-m) \times p} \end{pmatrix} & \text{si } p > m \end{cases} \quad (IV.4)$$

Remarque 2: Les valeurs singulières sont égales aux racines carrées des valeurs propres de MM^* (si $p \leq m$) et/ou celles de M^*M (si $m \leq p$). Si M est Hermitienne, alors ses valeurs singulières sont égales aux valeurs absolues de ses valeurs propres (qui sont elles-mêmes réelles).

La valeur singulière maximale est aussi appelée norme-2, norme \mathfrak{F}_2 ou norme spectrale. En effet, elle est définie par:

$$\bar{\sigma}(G) = \|G\|_\infty = \max \frac{\|GEe^{j\omega t}\|_\infty}{\|Ee^{j\omega t}\|_\infty} \quad (IV.5)$$

Cette dernière équation nous montre que la valeur singulière maximale est une norme matricielle (avec les propriétés de toute norme) induite par la norme vectorielle euclidienne. On a aussi :

$$\underline{\sigma}(G) \leq \frac{\|GEe^{j\omega t}\|_\infty}{\|Ee^{j\omega t}\|_\infty} \leq \overline{\sigma}(G) \quad (IV.6)$$

En d'autres termes, "l'amplification" entre la norme euclidienne de l'entrée E et celle de $GEe^{j\omega t}$ est au minimum de $\underline{\sigma}(G)$ et au maximum de $\overline{\sigma}(G)$.

Remarque3: Les valeurs singulières $\sigma_i(G(j\omega))$ constituent une généralisation aux systèmes multivariables de notion de gain. Elles peuvent être représentées dans le plan de Bode (Figure 4.1). Pour un système multivariable, le gain à une fréquence donnée dépend donc du vecteur complexe E , et sera compris entre les valeurs singulières inférieure et supérieure.

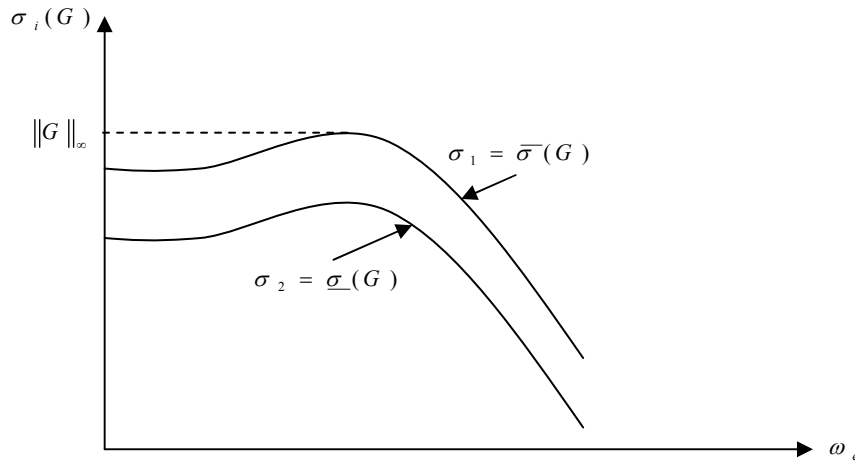


Figure IV.3: Valeurs singulières et norme H_∞ d'une matrice de transfert.

IV.2.3 Norme H_∞ d'une matrice de transfert

Soit $G(s)$ une fonction de transfert asymptotiquement stable (la définition d'une fonction de transfert asymptotiquement stable est donnée dans [83], [84]). La norme H_∞ de cette fonction de transfert est donnée par:

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_{\omega \in R} \overline{\sigma}(G(j\omega)) = \sup_{U(s) \neq 0 \in L_2} \frac{\|Y(s)\|_2}{\|U(s)\|_2} \quad (IV.7)$$

Nous rappelons que $\overline{\sigma}$ représente la valeur singulière maximale.

À titre de comparaison, la norme H_2 de cette fonction de transfert est donnée par:

$$\|G(s)\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Trace}(G(-j\omega)^T G(j\omega)) d\omega} \quad (\text{IV.8})$$

Cette norme correspond à la valeur maximale de la plus grande des valeurs singulières du transfert entre Y et U sur l'ensemble des fréquences ω , donc au gain maximal de la réponse fréquentielle $G(j\omega)$ [85].

La norme H_∞ cherche en réalité, contrairement à la norme H_2 , la fréquence pour laquelle la puissance transmise lors du transfert entre u et y sera la plus grande possible. Autrement dit, la fréquence la plus défavorable. Ainsi, la norme H_∞ permettant de garantir un certain niveau de performance pour la fréquence la plus défavorable, elle le garantit a fortiori pour les autres fréquences [74].

IV.2.4 Synthèse de loi de commande par une approche H_∞

En manipulant des concepts fréquentiels, la synthèse H_∞ fournit un cadre général pour le calcul d'un correcteur robuste. En effet, elle permet de prendre en considération des objectifs de stabilité, de marges de stabilité et de modelage de différents transferts. Dans cette partie, on expose la notion de problème standard, ainsi que la mise en œuvre par l'introduction de pondérations fréquentielles.

IV.2.4.1 Forme standard

La synthèse H_∞ utilise la notion de problème standard. L'objectif principal d'une telle représentation (forme standard) est d'apporter une facilité méthodologique à la résolution des problèmes de type H_∞ . En effet, elle permet d'apporter une certaine clarté de formulation puisqu'elle contient à la fois le système à commander et le cahier des charges associé caractérisé par des filtres de pondération. La représentation est illustrée dans la Figure (IV.4).

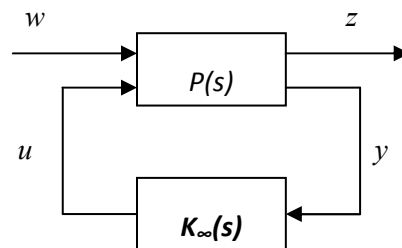


Figure IV.4: Forme standard.

Dans cette Figure, $P(s)$ représente le modèle de synthèse augmenté des pondérations traduisant les objectifs de performance et de robustesse et $K(s)$ le correcteur. La matrice de transfert $P(s)$ modélise les interactions dynamiques entre deux ensembles d'entrées w , u et deux ensembles de sorties z , y . Elle est formée des quatre transferts multivariables existants entre les entrées u (commande du système) et w (entrées exogènes : consignes, perturbations, bruits...) et les sorties y (mesures pour élaborer la commande) et z (sorties régulées, ou grandeurs à surveiller).

Le schéma standard prend toute son importance dans un cadre de travail de linéarisation où les interconnexions entre les signaux d'entrée et de sortie mises en œuvre par le modèle et le correcteur sont supposées linéaires. [75].

IV.2.4.2. Hypothèses

- Le modèle généralisé P est un modèle linéaire invariant dans le temps et en dimension finie (LTI) ;
- Le correcteur généralisé K est un modèle invariant dans le temps et en dimension finie (LTI).

Ces hypothèses sont évidemment restrictives mais elles sont souvent faites en pratique. En effet, de nombreux systèmes non linéaires (machines électriques) peuvent être correctement approximés par des modèles linéaires en faisant appel à des approches de linéarisation. On obtient par la suite des modèles LTI qui représentent des objets mathématiques bien caractérisés, simples à manipuler. Néanmoins, cette simplicité n'est toutefois pas sans conséquences sur la précision relative de ce modèle et sur sa représentativité du système physique réel. Il est donc judicieux d'adjoindre au modèle LTI un modèle mathématique de l'incertitude représentant l'écart entre la réalité physique et le modèle mathématique simplifié définissant ainsi une problématique nouvelle en Automatique.

Nous avons donc:

$$\begin{bmatrix} Z(s) \\ Y(s) \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} W(s) \\ U(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W(s) \\ U(s) \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

On calcul aisément la matrice de transfert entre w et z du système bouclé. Par ailleurs, pour une loi de commande $u = Ky$ connue, G_{zw} peut se calculer de la façon suivante :

$$G_{zw}(s) = F_l(P(s), K(s)) = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s)(I - P_{22}(s)K(s))^{-1}P_{21}(s) \quad (IV.10)$$

L'expression (IV.10) est appelée Transformation Fractionnaire Linéaire inférieure [SP96] (Linear Fractional Transform (LFT) en anglais). Rappelons en outre, que $P_{22}(s) = G(s)$, où $G(s)$ est la fonction de transfert du système.

Le calcul d'un correcteur robuste H_∞ de la forme standard (Figure IV.2) peut se ramener d'une part à un problème de stabilisation du système bouclé et de rejet de perturbations, d'autre part à un problème de minimisation [99]. D'après la section (IV.2.3), il est clair que la minimisation de la norme H_∞ sera nécessaire pour toute optimisation éventuelle du rejet de perturbation et le suivi de consignes.

La synthèse H_∞ consiste à déterminer le correcteur $K(s)$, stabilisant le système bouclé de la Figure (IV.2), qui maximise la stabilité face à une perturbation non structurée de modèle. Elle cherche à assurer:

$$\|F_l(P(s), K(s))\|_\infty < \gamma \quad (IV.11)$$

En résumé, le problème H_∞ consiste à:

i) $F_l(P, K)$ soit stable,

Trouver le correcteur $K(s)$ tel que:

ii) $\|F_l(P, K)\|_\infty < \gamma$ soit minimal.

IV.2.4.3. Optimisation H_∞

Le problème H_∞ optimal est un problème d'optimisation où l'objectif est de trouver un minimum global. Ce problème n'a pas de solution directe. En revanche, une résolution itérative sur un problème H_∞ sous-optimal est effectuée et γ minimum est noté γ_{opt} .

En se référant au théorème du petit gain (qu'on citera ci-après) et plus généralement à la μ -analyse, on peut constater que la boucle fermée est d'autant plus robuste que la norme H_∞ de chaque transfert en boucle fermée est faible. Néanmoins la détermination du γ_{opt} sous la contrainte (4.11) est un peu délicate. Par contre en fixant γ , le problème est soluble et convexe. Le problème admet une solution s'il existe un $K(s)$ qui satisfait $\|F_l(P(s), K(s))\|_\infty < \gamma$. Plus précisément on prend un γ_{sup} qui admet une

solution et un γ_{inf} qui n'en admet pas. Puis la moyenne arithmétique $\gamma = \frac{\gamma_{sup} + \gamma_{inf}}{2}$ est prise, ensuite γ devient alors γ_{sup} s'il existe une solution, sinon il devient γ_{inf} s'il n'en existe pas. La minimisation de $\|F_l(P, K)\|_\infty$ se fait en itérant le problème par valeurs décroissantes de γ en vue de se rapprocher le plus possible de la solution optimale. Les algorithmes de synthèse [86] et [87] de correcteurs H_∞ existants dans la littérature permettent de trouver, s'il existe, un correcteur respectant les contraintes de stabilité et de performance [85].

Cette approche dichotomique permet d'obtenir avec suffisamment d'itérations un γ proche du γ_{opt} : c'est la γ itération (voir Annexe D).

La synthèse H_∞ pondérée est basée sur deux propriétés [88]:

Propriété 1 : Soit un transfert $T_{e \rightarrow s}(s)$ entre les entrées représentées par le vecteur e et les sorties par le vecteur s , et le sous transfert $T_{e_i \rightarrow s_j}(s)$ de $T_{e \rightarrow s}(s)$, si:

$$\|T_{e \rightarrow s}(s)\|_\infty \leq \gamma \tag{IV. 12}$$

Alors on a:

$$\|T_{e_i \rightarrow s_j}(s)\|_\infty \leq \gamma \tag{IV. 13}$$

Il est important de noter que la réciproque n'est pas vraie. En effet, cette propriété signifie que si on assure la contrainte H_∞ pour un transfert MIMO, alors chacun des sous transferts respectera cette contrainte de norme.

Propriété 2 : *Considérons une pondération SISO en entrée $W_e(s)$ et une pondération en sorties $W_s(s)$ et un transfert MIMO $T_{e \rightarrow s}(s)$.*

$$\text{Supposons } \left\| \text{diag}(W_e(s), W_e(s), \dots, W_e(s)) T_{e \rightarrow s}(s) \text{diag}(W_s(s), W_s(s), \dots, W_s(s)) \right\|_\infty \leq \gamma$$

alors on a:

$$\forall \quad |W_e(j\omega)| \overline{\sigma}(T_{e \rightarrow s}(j\omega)) |W_s(j\omega)| \leq \gamma \quad (\text{IV.14})$$

Cette propriété est à la base de la synthèse H_∞ car les pondérations en entrées et en sorties peuvent être interprétées comme des gabarits fréquentiels: $\overline{\sigma}(T_{e \rightarrow s}(j\omega)) \leq \frac{\gamma}{|W_e(j\omega)W_s(j\omega)|}$.

Où $|W_e(j\omega)W_s(j\omega)|^{-1}$ représente simplement le gabarit fréquentiel que le transfert $|T_{e \rightarrow s}(j\omega)|$ doit satisfaire.

En reprenant la forme standard représentée par la Figure (IV.2), on a:

$$z = W_o T_{e \rightarrow s} W_i w = F_l(P, K)w = T_{w \rightarrow z} w \quad (\text{IV.15})$$

où $T_{e \rightarrow s}$ représente la matrice de transfert en boucle fermée entre le vecteur d'entrée e de la boucle fermée (référence, bruit, perturbations) et le vecteur de sortie s de cette même boucle fermée, W_e et W_s sont respectivement les matrices contenant l'ensemble des pondérations en entrée et en sortie.

Soit le transfert en boucle fermée $T_{e_n \rightarrow s_m}$ entre la $n^{\text{ième}}$ entrée et la $m^{\text{ième}}$ sortie, alors on a:

$$\begin{aligned} e_n &= W_{e_n} w_n \\ z_m &= W_{s_m} s_m = W_{s_m} T_{e_n \rightarrow s_m} W_{e_n} w_n \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

Remarque 4: *La minimisation de la norme H_∞ de $F_l(P;K)$ conduit à la minimisation des transferts entre e et s . La minimisation du transfert entre $e(t)$ et $s(t)$ peut s'interpréter comme la minimisation de la réponse de $s(t)$ à l'entrée $e(t)$.*

Comme on l'a mentionné déjà, la synthèse H_∞ est une approche qui permet de prendre, a priori, en compte des spécifications de performance et de robustesse. Plus précisément $F_l(P;K)$ contient l'ensemble des transferts en boucle fermée construits à partir des entrées sorties $e(t)$ et $s(t)$, augmenté des pondérations servant de gabarits à ces transferts. Il est important de remarquer qu'un grand nombre de spécifications d'un cahier des charges peut être traduit sous la forme de contraintes fréquentielles. Il s'agit, bien évidemment, des spécifications fréquentielles. Notons que des spécifications temporelles

relativement courantes comme le temps de montée, le temps de réjection, la limitation de l'amplitude d'un signal peuvent être également prises en charge. La construction du critère H_∞ se fait directement à partir du cahier des charges.

Il apparaît deux étapes qui sont entièrement liées. La première consiste à déterminer les vecteurs d'entrées $e(t)$ et $s(t)$ (ou respectivement $w(t)$ et $z(t)$). Ce choix se fait très naturellement à partir des spécifications du cahier des charges puisque les entrées $e(t)$ correspondent aux entrées de la boucle fermée et les sorties $s(t)$ aux sorties à contrôler. Le choix des pondérations est moins direct. Néanmoins ce choix se fait lui aussi à partir des spécifications car l'inverse des pondérations correspond à des gabarits que les transferts en boucle fermée doivent satisfaire. Or, la forme de ces transferts en boucle fermée est inspirée par le cahier des charges. Il apparaît donc un lien direct entre le choix des pondérations et les spécifications du cahier des charges. A priori on peut penser que l'on a un grand nombre de degrés de liberté pour la synthèse H_∞ . Néanmoins ces degrés de liberté sont directement associés à des spécifications du cahier des charges. Ils ont donc une interprétation physique qui est liée au comportement désiré de la boucle fermée. On peut remarquer que l'ordre du correcteur est égal à l'ordre du modèle plus l'ordre des pondérations. Pour éviter des problèmes numériques dans la résolution de l'optimisation H_∞ , les pondérations sont choisies propres et non strictement propres. Enfin la solution H_∞ est acceptée quand $\gamma \approx 1$.

IV.2.5. Théorie de robustes

ce paragraphe, les outils d'analyse de la robustesse sont brièvement rappelés. Il s'agit seulement de définir les différentes matrices de sensibilité et de redonner les principaux théorèmes tels que le théorème du petit gain et du petit gain pondéré.

Considérons un système en boucle fermée illustré par la Figure (IV.3). Il représente un processus à commander de matrice de transfert nominale $G(s)$ associée à son correcteur $K(s)$.

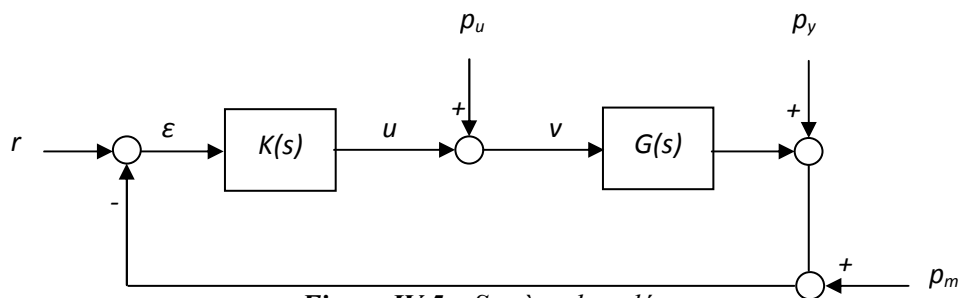


Figure IV.5. Système bouclé.

Dans le schéma précédent, p_w , p_y et p_m représentent des perturbations respectivement sur la commande, sur la sortie et sur la mesure. $G(s)$ représente le modèle et $K(s)$ le correcteur.

La loi de commande doit être synthétisée de sorte que le bouclage de $G(s)$ par le correcteur $K(s)$ assure à la fois la stabilité et la performance du système nominal ainsi que la robustesse, tant en stabilité qu'en performance du système perturbé.

Cependant, une fois les matrices de transfert convenablement choisies, leur analyse permet l'étude de la stabilité et de la performance d'un système perturbé [89] ,[90].

IV.2.5.1. Matrices de sensibilité

En se référant au schéma de commande de la Figure (IV.3), deux matrices de sensibilité peuvent être définies : la matrice de sensibilité en entrée et la matrice de sensibilité en sortie.

a. Matrice de sensibilité en entrée

Cette matrice caractérise en fait le transfert entre la perturbation sur la commande p_u et l'entrée v du processus. En effet, on peut écrire:

$$S_u = \frac{v}{p_u} = (I + KG)^{-1} \quad (IV.17)$$

b. Matrice de sensibilité en sortie

L'effet de la perturbation p_y sur la sortie y du processus peut être modélisé par:

$$S_y = \frac{y}{p_y} = (I + KG)^{-1} \quad (IV.18)$$

Nous démontrerons par la suite que (IV.18) représente également le transfert entre la consigne r et l'erreur ε .

IV.2.5.2. Matrices de sensibilité complémentaires

En considérant toujours le schéma de la Figure (IV.3), deux matrices de sensibilité complémentaires sont définies. Elles sont nommées complémentaires car la somme de chaque matrice de sensibilité avec la matrice de sensibilité complémentaire respective est égale à la matrice identité.

a. Matrices de sensibilité complémentaire en entrée

Cette matrice caractérise le transfert entre la perturbation p_u et la commande u :

$$S_u + T_u = I \quad \text{avec} \quad T_u = -\frac{u}{p_u} = KG(I + KG)^{-1} \quad (IV.19)$$

b. Matrices de sensibilité complémentaire en sortie

Cette matrice nous permet de représenter l'effet du bruit de mesure p_m sur la sortie du système:

$$S_y + T_y = I \quad \text{avec} \quad T_y = -\frac{y}{p_m} = KG(I + KG)^{-1} \quad (IV.20)$$

Remarque 5: Le plus souvent, T_y est appelée matrice de transfert du système bouclé car elle représente l'effet de la consigne r sur la sortie y .

IV.2.5.3 Matrices de sensibilité de commande

Nous pouvons aussi calculer le transfert qui caractérise l'effet du bruit de mesure p_m sur la commande u :

$$R = -\frac{u}{p_m} = S_u K = (I + KG)^{-1} K \quad (\text{IV.21})$$

Remarque 6: La matrice de transfert donnée par (IV.21) représente aussi le transfert entre la référence r et la commande u .

IV.2.5.4 Transferts en boucle fermée des systèmes SISO

Il est intéressant de mentionner que dans le cas SISO la boucle fermée est complètement définie par quatre transferts que l'on désignera respectivement : $S = \frac{\varepsilon}{r}$, $T = \frac{y}{r}$, $R = \frac{u}{p_m}$ et $GS = \frac{\varepsilon}{p_u}$. Ces transferts s'écrivent en fonction de K et de G de la façon suivante:

$$S = \frac{1}{1 + GK} \quad (\text{IV.22})$$

$$T = \frac{KG}{1 + GK} \quad (\text{IV.23})$$

$$R = \frac{K}{1 + GK} \quad (\text{IV.24})$$

$$GS = \frac{G}{1 + GK} \quad (\text{IV.25})$$

On peut toujours constater que $S+T=I$. Il est important de souligner que la fonction de sensibilité est importante car elle est significative de la réponse de la boucle fermée mais aussi de la MM qui est par définition le minimum de $|1+GK|$ sur tout le domaine fréquentiel. Pour avoir une MM supérieure à 6 dB il suffit d'avoir $\|S\|_\infty \leq 6$ dB.

IV.2.5.5. Théorème du petit gain

Le théorème du petit gain présente un résultat extrêmement important pour étudier la stabilité en boucle fermée en se basant sur la notion de norme des systèmes [78] et [89 -91].

Soit le système bouclé montré par la Figure (IV.4), possédant le même nombre d'entrées et de sorties où $G(j\omega)$ représente la matrice de transfert en boucle ouverte. Le théorème du petit gain s'énonce ainsi:

Théorème 1 : si $G(j\omega)$ est stable et $\rho(G(j\omega))$ est son rayon spectral, alors le système en boucle fermée est stable si $\rho(G(j\omega)) < 1, \forall \omega$. En terme de norme, cette condition est équivalente à $\|G(j\omega)\| < 1$.

Rappelons que $\| \cdot \|$ représente une norme matricielle.

Autrement dit, ce théorème fournit une condition suffisante de stabilité qui est une extension aux systèmes multivariables du critère de stabilité de Bode pour les systèmes monovariables. Ainsi, l'emploi de ce théorème permet d'établir des conditions sur la stabilité de système en présence d'incertitudes à partir de l'analyse de ses valeurs singulières.

Il est donc intéressant de montrer dans ce qui suit les familles de modèles (LTI) et les incertitudes associées pouvant les perturber.

IV.2.6. Famille de modèle et incertitudes

Une famille de modèles linéaires à temps invariants (LTI) est un ensemble de modèles construit autour d'un modèle nominal G perturbé par des incertitudes Δ de différentes natures. [89] et [91-93]. La quasi-totalité des perturbations des modèles peut être regroupée en deux grandes classes d'incertitudes [90], [94]:

- Les incertitudes structurées relatives aux variations paramétriques du système,
- Les incertitudes non-structurées généralement associées à des erreurs de modélisation plus globales.

IV.2.6.1. Incertitudes structurées

D'après la référence [92], une incertitude est qualifiée de structurée si elle est relative à un ou plusieurs paramètres d'un modèle. Une telle description de la méconnaissance d'un système conduit à un ensemble de modèles pouvant contenir plusieurs intervalles ou ensembles d'appartenance Δ_i relatifs à chacun des paramètres incertains δ_i du modèle.

IV.2.6.2. Incertitudes non-structurées

L'incertitude non-structurée sur un modèle l'affecte d'une manière globale et non localisée sur un de ces paramètres en regroupant tout un ensemble d'incertitudes différemment localisées sur le processus [94]. Outre, l'état avancé des fondements mathématiques permettant le traitement de ce type d'incertitudes, la modélisation de la méconnaissance d'un système sous cette forme permet de prendre en considération certaines non-linéarités ainsi que les dynamiques négligées, notamment dans les hautes fréquences [99]. Il est important de souligner que la théorie de la commande H_∞ est bien adaptée au traitement de ce type d'incertitudes. Ainsi, l'accent sera mis, dans ce qui suit, sur les différentes façons de les formaliser afin d'analyser et de synthétiser des correcteurs robustes.

IV.2.6.3. Représentation non-structurées

Soit \mathcal{L} un ensemble de modèles $\tilde{G}(s)$ construit autour d'un modèle nominal $G(s)$. La description d'incertitudes non-structurées est essentiellement faite à partir des quatre représentations suivantes [89] [90]: additive (P_a), multiplicative en sortie (P_{ms}), multiplicative en entrée (P_{me}) et multiplicative en sortie inverse (P_{msi}). Le schéma de la Figure (4.5) résume ces représentations.

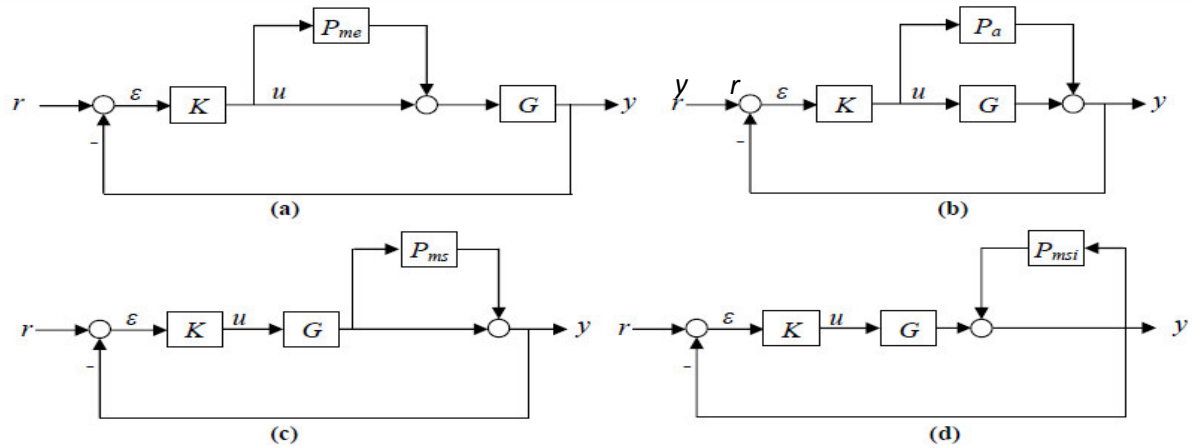


Figure IV.6. Représentations d'incertitudes non-structurées: (a) Multiplicatives en entrée
(b) Additives (c) Multiplicatives en sortie (d) Multiplicatives en sortie inverse.

Les quatre représentations en question peuvent être définies par les équations suivantes:

$$P_{me} = G^{-1}(\tilde{G}(s) - G(s)) \quad (IV.26)$$

$$P_a = \tilde{G}(s) - G(s) \quad (IV.27)$$

$$P_{ms} = (\tilde{G}(s) - G(s))G^{-1} \quad (IV.28)$$

$$P_{msi} = (\tilde{G}(s) - G(s))\tilde{G}^{-1} \quad (IV.29)$$

IV.2.6.4. Choix de la représentation en fonction de l'incertitude

Chacune des représentations vues précédemment permet de prendre en considération différents types d'incertitudes.

a. Représentation additive

La représentation additive des perturbations (équation IV.26) est une modélisation absolue de l'erreur. Cette représentation est particulièrement adaptée pour la modélisation des dynamiques négligées [90].

b. Représentation multiplicative en sortie

D'après l'équation (IV.27), il s'agit d'une représentation relative de l'incertitude. La position du bloc d'incertitude dans le schéma de commande (Schéma (c), Figure IV.5) rend cette forme bien adaptée au traitement des perturbations ayant éventuellement lieu en sortie. On peut citer, par exemple, les erreurs de modélisation des capteurs de courant [95].

c. Représentation multiplicative en entrée

C'est une représentation relative de l'incertitude (équation IV.25). Notons qu'elle est généralement associée à considération des erreurs de modèle sur l'actionneur de la chaîne de commande.

IV.2.7. Norme H_∞ et analyse de la stabilité

Enormément de travaux de recherche ont été consacrés à l'étude de la stabilité des systèmes dynamiques. Cependant, plusieurs types de stabilité peuvent être rencontrés dans la littérature de commande des systèmes.

IV.2.7.1. Stabilité interne

La stabilité des systèmes est très souvent définie au sens de la stabilité de la fonction de transfert entrée-sortie. Cependant, le système peut être instable au sens d'une fonction de transfert perturbation-sortie. De ce fait, un système bouclé doit être stable de manière interne, ainsi, tous les transferts entre une quelconque entrée (r, p_u, p_y, p_m) (voir Figure IV.3) et une quelconque sortie (ε, v, y) doivent être stable [91].

Théorème2 : *Un système bouclé est stable de manière interne si et seulement si les deux conditions suivantes sont remplies:*

- *La fonction de transfert $(I+KG)$ ne possède pas de zéros à partie réelle positive ou nulle ;*
- *Il n'y a pas de simplification de pôles-zéros à partie réelle positive ou nulle lors de la formation du produit KG .*

IV.2.7.2. Stabilité nominale

Le système nominal est représenté par le modèle nominal non perturbé autour duquel est formé l'ensemble des modèles devant être commandés. L'ensemble commandé remplit la condition de stabilité nominale au sens interne si le système bouclé autour du système nominal est stable de manière interne.

IV.2.7.3. Stabilité robuste

Il s'agit ici de traiter la stabilité des systèmes perturbés en présence d'incertitudes non-structurées. En effet, un correcteur robuste $K(s)$ réalise la stabilité robuste d'un ensemble de modèles \mathcal{L} s'il stabilise de manière interne chacun des modèles appartenant à \mathcal{L} [91][96] [97].

Tout système en boucle fermée, dans lequel le processus à commander est représenté par un modèle nominal et une incertitude de type non-structurée, peut être ramené au schéma représentant une structure générale comme indiquée sur la Figure (IV.6). Dans cette structure l'incertitude Δ est isolée et M est un transfert nominal du système en boucle fermée.

IV.3 RESOLUTION DU PROBLEME PSS- H_∞ PAR L'ALGORITHME DE GLOVER- DOYLE

La recherche d'un contrôleur stabilisant $K(S)$, est obtenue par résolution de [4]:

• Problème standard : $Find_{K(s) \text{ stabilisant }} \|T_{ZW}\|_\infty \leq \gamma_{min}$

• Problème standard : $Min_{K(s) \text{ stabilisant }} \|T_{ZW}\|_\infty \leq \gamma_{min}$

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

γ : valeur constante positive appelé niveau d'optimisation.

Considérons le problème standard de la figure IV-7, la représentation d'état du système $P(s)$, sera

sous la forme :

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

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

Pour résoudre le problème H_∞ standard, les hypothèses suivantes doivent être satisfaites :

(H_1) (A, B_2) est stabilisante et (C_2, A) est détectable ;

(H_2) $\text{rang}(D_{12}) = m_2$ et $\text{rang}(D_{21}) = p_2$;

(H_3) $\forall w \in \mathbb{R} \text{ rang} \begin{pmatrix} A - jwI_n & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{pmatrix} = n + m_2$;

(H_4) $\forall w \in \mathbb{R} \text{ rang} \begin{pmatrix} A - jwI_n & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{pmatrix} = n + p_2$;

On rajoute ainsi les conditions suivantes :

- $D_{11} = 0 \quad D_{12}^T (C_1, D_{12}) = (0, I_{n_2})$
- $D_{22} = 0 \quad \begin{pmatrix} B_1 \\ D_{21} \end{pmatrix} D_{21} = \begin{pmatrix} 0 \\ I_{p_2} \end{pmatrix}$ (IV.30)

Remarque: Ces dernières conditions ne sont pas nécessaires à la résolution du problème H_∞ .

M. Safonov (et autres) [13,25], ont présentés un algorithme qui peut satisfaire à ces conditions.

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

Théorie 1 :

Le système décrit par (IV-29) et vérifiant les hypothèses $H_1 - H_4$ avec les conditions (IV-29) peut être stabilisé par un correcteur $K(s)$ assurant $\|f_i(p,k)\|_\infty < \gamma$ si et seulement si :

La matrice $H_\infty = \begin{bmatrix} A^T & -\gamma^2 B_1 B_1^T & -B_2 B_2^T \\ C_1 C_1^T & 0 & -A \end{bmatrix}$ n'admet pas de valeur propre sur l'axe imaginaire, et il existe une unique matrice $X_\infty = R(H_\infty) \geq 0$

1. La matrice $J_\infty = \begin{bmatrix} A^T & -\gamma^2 C_1 C_1^T & C_2 C_2^T \\ B_1 B_1^T & 0 & -A \end{bmatrix}$ n'admet pas de valeur propre sur l'axe imaginaire,

et il existe une unique matrice $Y_\infty = R(J_\infty) \geq 0$ (IV.31)

Avec : H et J - deux matrices de HAMILTHON

2. $P(X_\infty Y_\infty) < \gamma$ 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

$$K = fp(Ka, \varphi) \tag{IV.32}$$

Où $\varphi(s)$ est une matrice de transfert ($m_\infty \times p_\infty$) propre et stable arbitraire vérifiant $\|\varphi_2\|_2 < \gamma$ et $K_a(s)$ admet la représentation d'état suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_a(t) \\ U(t) \\ \dot{Y}_a(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_\infty & Z_\infty Y_\infty C_2^T & Z_\infty B_2 \\ -B_2^T X_\infty & 0 & I_{m2} \\ -C_2 & I_{p1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(t) \\ U(t) \\ Y_a(t) \end{bmatrix} \tag{IV.33}$$

Avec : $\bar{A}_\infty = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty - B_2 B_2^T X_\infty - Z_\infty Y_\infty C_2^T C_2$; $Z_\infty = (I_n - \gamma^2 Y_\infty X_\infty)^{-1}$

On peut distinguer un correcteur centralisé avec la condition suivante $\Phi=0$, définit par :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a(t) \\ U(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_\infty & Z_\infty Y_\infty C_2^T \\ -B_2^T X_\infty & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(t) \\ U(t) \end{bmatrix} \tag{IV.34}$$

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

Remarque :

On peut calculer le contrôleur robuste K par :

$$K(S) = -F_\infty [(SI - A_\infty)]^{-1} Z_\infty L_\infty \tag{IV.35}$$

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

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

L'algorithme de synthèse du stabilisateur robuste PSS-H ∞ proposé dans ce présent travail est clairement schématisé à la figure IV. 7.

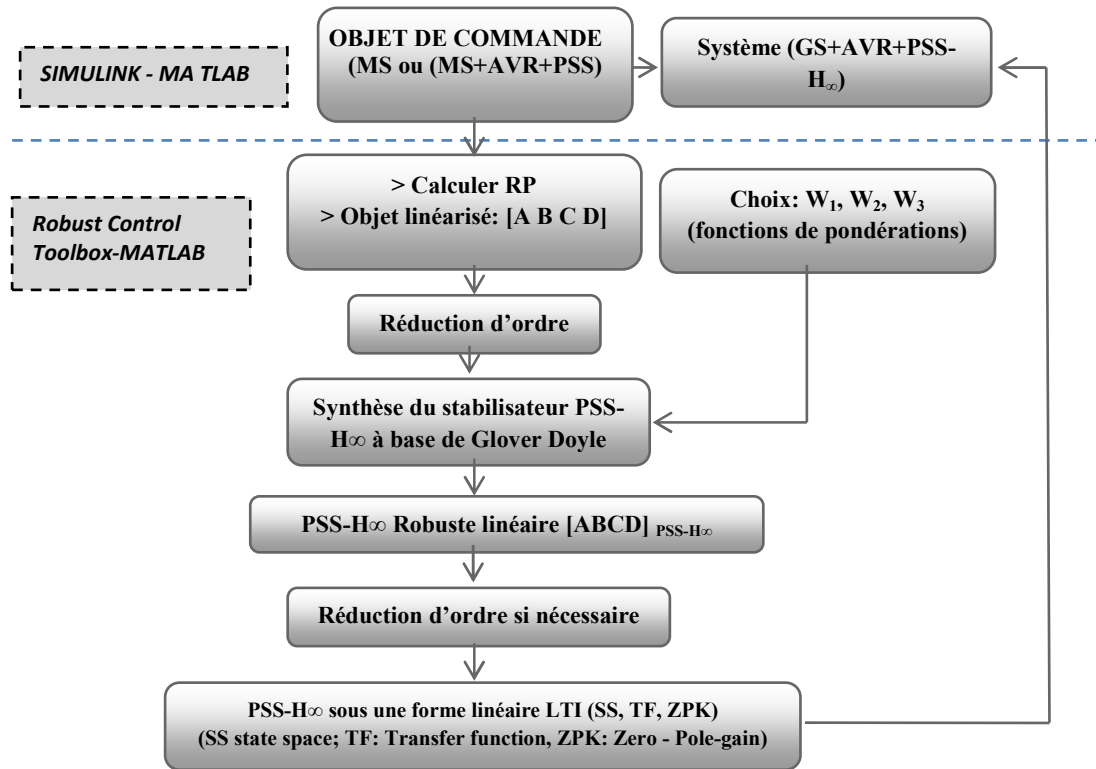


Figure IV.7 Algorithme de synthèse du stabilisateur PSS- ∞ à base de Glover-Doyle

IV.4. APPLICATION DU STABILISATEUR PSS-H ∞ POUR L'AMELIORATION DE ROBUSTESSE DE STABILITE D'UN SYSTEME SMIB

Dans cette partie, et après l'avoir synthétisé, nous allons examiner les performances du contrôleur robuste PSS-H ∞ sur les réponses et l'amélioration, des performances statique et dynamiques du système SMIB, pour divers modes de fonctionnements de la machine synchrone (nominal, sur excité, sous excité), et aussi pour différentes configurations du réseau extérieur (lignes cortés, moyennes ou longues). On va analyser ainsi son influence sur la robustesse de stabilité du SMIB face aux problèmes incertains et différents types d'incertitudes (vis-à-vis des variations paramétriques de la machine synchrone par exemples).

Des études comparatives sont ainsi menées dans cette partie avec les contrôleurs robustes quadratiques abordés au chapitre précédent (PSS- H_2) et le PSS conventionnel type PID (AVR-FA), utilisés ici comme régulateurs tests, et qui seront présentés et exploités pour confirmer et valider notre contribution, par l'analyse de la stabilité et de robustesse des résultats de simulation obtenus sous logiciel matlab / Simulink.

On présente dans cette étude les cas d'études suivants :

- Système en boucle fermée avec AVR-FA: Contrôleur classique AVR-PSS d'architecture Conventionnel type PID ;
- Système en BF avec la boucle (AVR-FA- H_{inf}) : Contrôleur AVR-PSS avec le stabilisateur robuste infini H_{∞} .

Pour évaluer la robustesse de stabilité, à l'instant $t=4$ sec nous avons injecté deux perturbations incertaines types électriques ou / et mécaniques (indépendantes ou simultanément) :

- Une incertitude mécanique par minoration du couple d'inertie à 25 % de sa valeur nominale ;
- Une incertitude électrique par majoration de la résistance rotorique de sa valeur nominale ;
- Deux variations paramétriques (électrique et mécanique) ;

Le temps de simulation cette fois-ci est variant (8 et 10 secondes).

IV.4.1 Résultats de Simulation des PSS-PID et PSS- H_{∞}

Les figures (IV.8) à (IV.15) représentent les réponses du Turbo –Alternateur types TBB- 1000 (paramètres en annexe B), pour différents conditions de fonctionnements : 'régimes station – configurations du réseau extérieur'.

En comparant les résultats obtenus et plus précisément les performances statiques et dynamiques du système étudié avec utilisation du PSS conventionnel (AVR-FA), et par application du contrôleur d'excitation robuste H_{∞} (AVR-FA- H_{inf}), on peut directement constater que, vu l'amélioration du comportement du système avec le régulateur AVR-FA le contrôleur AVR-FA- H_{∞} se voit plus performant en augmentant les valeurs des coefficients d'amortissement et en améliorant la qualité des régimes transitoires établis, toute en réduisant les oscillations électromécaniques des grandeurs (ΔP , $\Delta \delta$, $\Delta \omega$, ΔV_t) et on améliorant les temps d'établissements et les dépassements maximales.

La stabilité transitoire du système est très performante et surtout avec le contrôleur AVR-FA- H_{inf} , on obtient des améliorations considérables dans la qualité des régimes transitoires de tous les paramètres du système, aussi bien dans le cas le plus extrême et dangereux qui représente le régime critique sou excité (ou bien de repos) de la station de production d'énergie électrique intégrée dans le système d'étude type SMIB.

Après quelques petites oscillations le système retrouve son état stable avec une grande rapidité (temps de montés meilleurs), des dépassements maximaux (pics) réduits, des erreurs statiques négligeables et temps d'établissements très court et améliorés (système très stable).

A l'instant $t = 4$ secondes le système est soumis à des perturbations incertaines (dans notre présente étude des incertitudes types variations paramétriques électriques, mécaniques ou bien simultanément avec les deux variations paramétriques).

On constate sur ces mêmes résultats obtenus, et au moment où le PSS-PID conventionnel devient instable, le PSS-H ∞ se montre robuste, maintien la robustesse de stabilité du système, d'où il est très robuste par rapport ces stabilisateurs conventionnels PID.

IV.4.2. Analyse des résultats obtenus avec PSS-PID et PSS-H ∞

D'après l'analyse des résultats des figures IV.8 Jusqu'à IV.15, et surtout à partir de l'instant $t=4$ second, où deux perturbations types incertaines ont été injectées simultanément, nous constatons la différence flagrante entre la tension terminale au borne du stator obtenu par l'utilisation d'un PSS-PID classique (AVR-FA), et celle résultante des PSS-H ∞ robustes, ces derniers ont pu résister face aux variations paramétriques dans les différents régimes de fonctionnements, quelque soit la longueur de la ligne du réseau, en outre, ils ont amélioré considérablement les performances dynamiques du système SMIB auquel ils sont insérés, en engendrant un dépassement maximal réduit, un temps d'établissement court, et un amortissement suffisant des oscillations électromécaniques.

Sous régime sous-excité qui reste toujours le cas critique, le PSS-H ∞ s'est devenu relativement fragile, il l'a fallu un temps d'établissement assez long pour stabiliser la réponse transitoire du système SMIB. Tout a fait normal, puisque c'est la période la plus délicate de n'importe qu'elle station de production d'électricité, le plus important que le PSS-H ∞ c'est montré très fort (robuste) ou il a maintenu la stabilité du système universel, et donc sa continuité de service, d'où l'amélioration du rendement technico-économique.

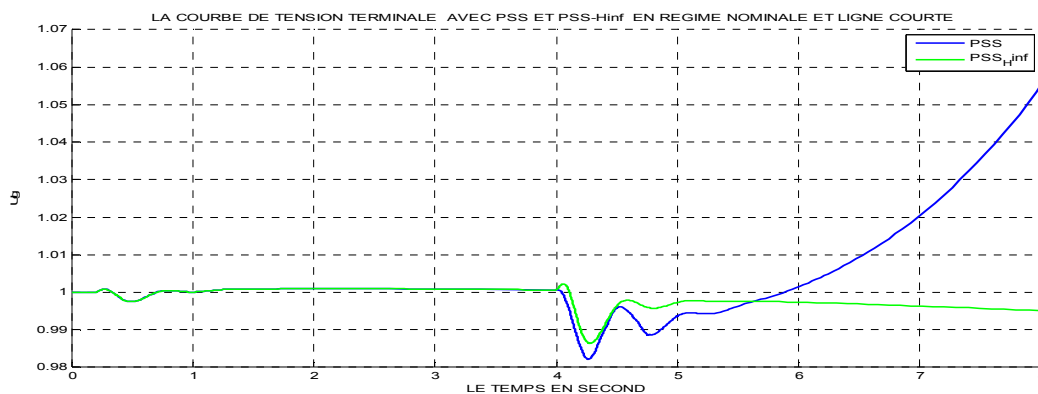


Figure IV.8. Réponse de la tension terminale « U_g » avec PSS-PID et PSS-H ∞ en régime nominale et ligne courte face à deux variations paramétriques à $t=4$ sec

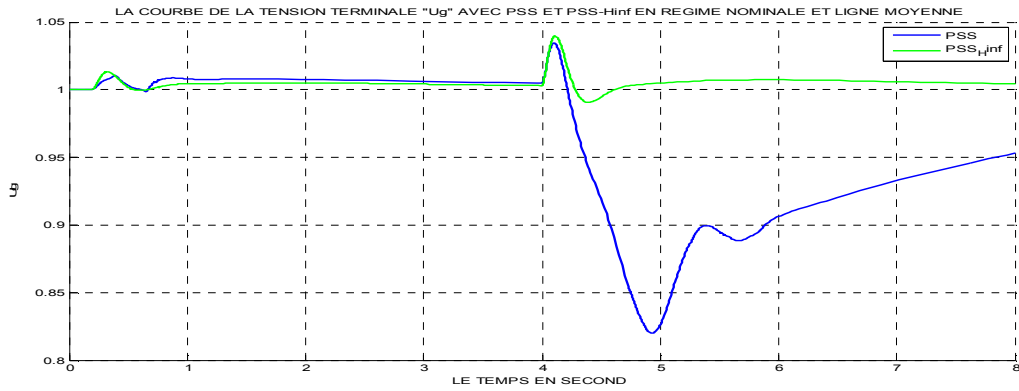


Figure IV.9. Réponse de la tension terminale « Ug » avec PSS-PID et PSS- H_{∞} en régime nominale et ligne moyenne face à deux variations paramétrique à $t=4\text{sec}$

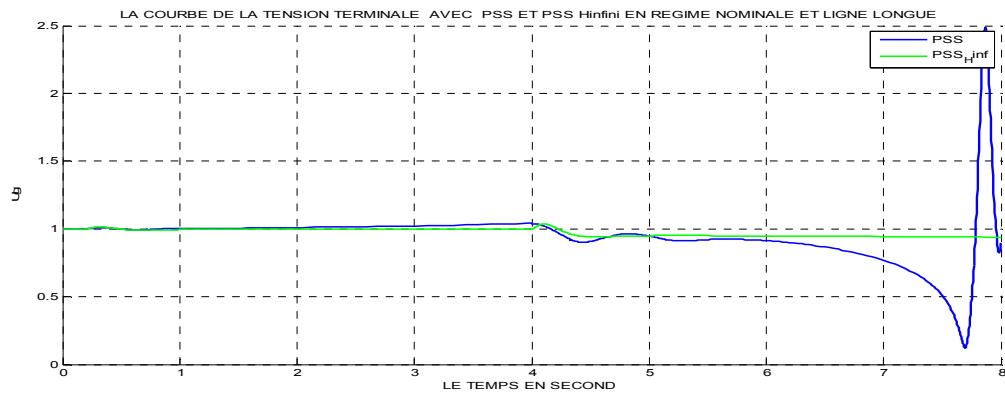


Figure IV.10. Réponse de la tension terminale « Ug » avec PSS-PID et PSS- H_{∞} en régime nominale et ligne longue face à deux variations paramétrique à $t=4\text{sec}$

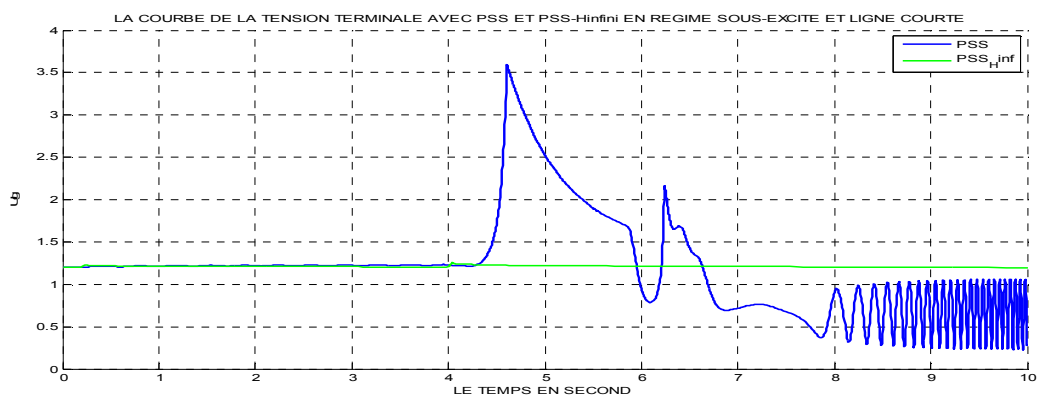


Figure IV.11. Réponse de la tension terminale « Ug » avec PSS-PID et PSS- H_{∞} en régime sous-excité et ligne courte face à deux variations paramétrique à $t=4\text{sec}$

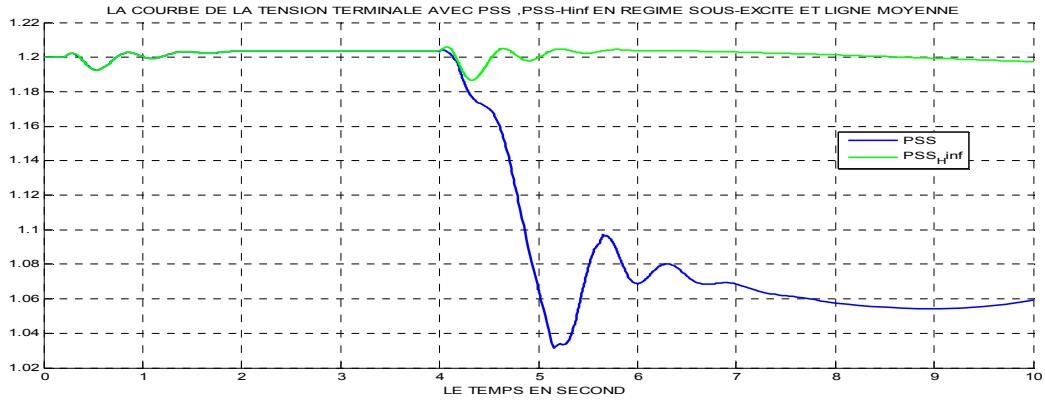


Figure IV.12. Réponse de la tension terminale « Ug » avec PSS-PID et PSS- H_{∞} en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à $t=4\text{sec}$

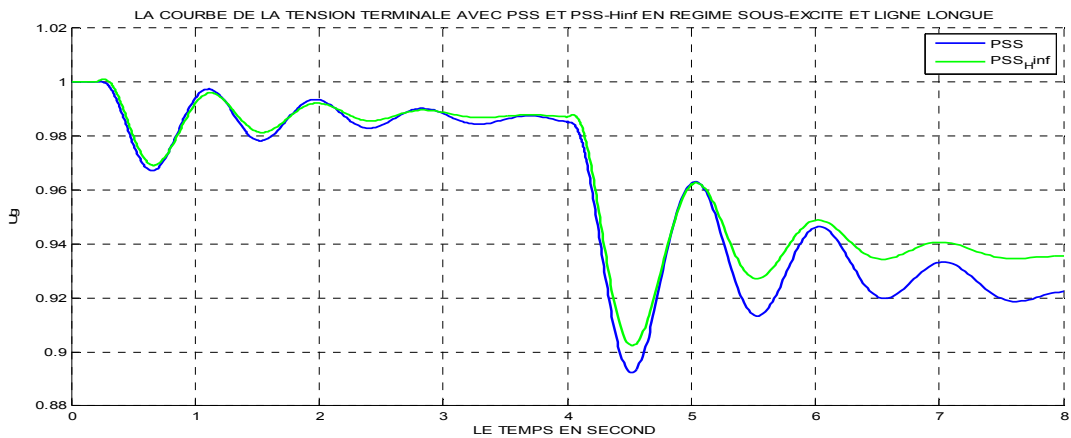


Figure IV.13. Réponse de la tension terminale « Ug » avec PSS-PID et PSS- H_{∞} en régime sous-excité et ligne longue face à deux variations paramétriques à $t=4\text{sec}$

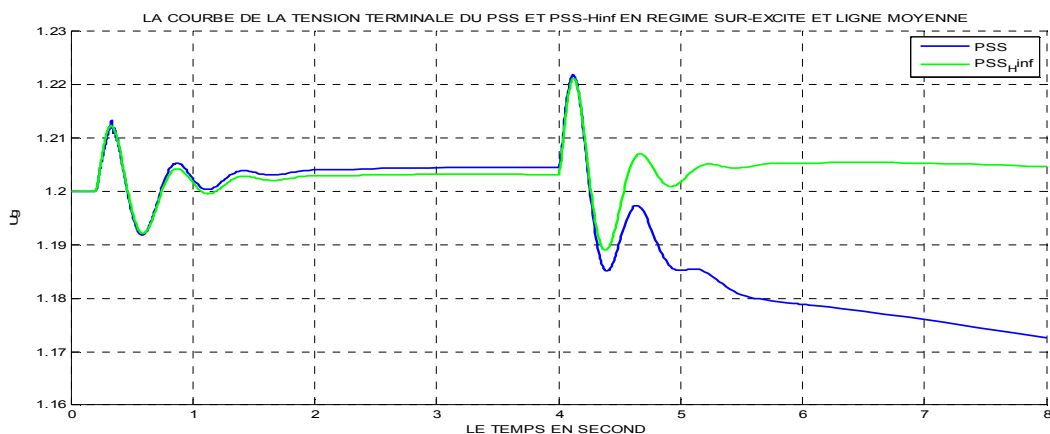


Figure IV.14. Réponse de la tension terminale « Ug » avec PSS-PID et PSS- H_{∞} en régime sur-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à $t=4\text{s}$

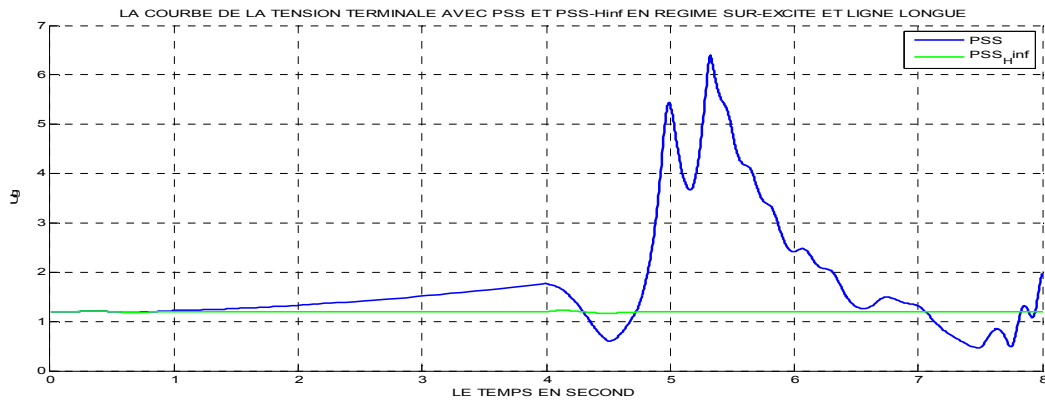


Figure IV.15. Réponse de la tension terminale « U_g » avec PSS-PID et PSS- H_∞ en régime sur-excité et ligne longue face à deux variations paramétriques à $t=4s$

IV.5. ETUDES COMPARATIVES ENTRE LES DIFFERENTS TYPES DE PSS ROBUSTES

Pour confirmer et valider notre travail et la contribution de cette thèse, nous allons effectuer maintenant d'études comparatives entre le PSS-PID classique, le contrôleur robuste quadratique vu au chapitre précédent (PSS- H_2), et le PSS- H_∞ robuste par la méthode loop-shaping.

On présente dans cette étude les cas d'études suivants :

- Système en Boucle ouverte ;
- Système en boucle fermée avec AVR-FA: Contrôleur classique AVR-PSS d'architecture Conventionnel type PID ;
- Système en BF avec la boucle (AVR-FA- H_2) : Contrôleur AVR-PSS avec stabilisateur robuste quadratique H_2 ;
- Système en BF avec la boucle (AVR-FA- H_{inf}) : Contrôleur AVR-PSS avec le stabilisateur robuste infini H_∞ .

Pour évaluer la robustesse de stabilité, à l'instant $t=4$ sec nous avons injecté deux perturbations incertaines indépendantes ou simultanément :

- Une incertitude mécanique par minoration du couple d'inertie à 25 % de sa valeur nominale ;
- Une incertitude électrique par majoration de la résistance rotorique de sa valeur nominale ;
- Deux variations paramétriques (électrique et mécanique) .

Le temps de simulation cette fois-ci est variant (8 et 10 secondes).

Les trois types de PSS sont présentés dans les figures suivantes dans un même référentiel pour bien analyser leurs réponses transitoires et l'étude de stabilité du système SMIB, avec (sur les différentes figures IV.14 à IV.18) :

Ug : tension terminale ; g : glissement de la MS (variation de vitesse)

Pem : Puissance électromagnétique ; Delta : angle de charge .

IV.5.1 Résultats de Simulation et Interprétations

IV.5.1.1 Etude de la stabilité :

D'après les résultats présentés ci-dessus (les figures IV.14 jusqu'à IV.18 et le tableau VI.1), nous constatons que : De 0 à 4second (avant l'injection des variations paramétriques) :

- Le SMIB en Boucle ouverte est instable (normal et logique), il reflète la réalité d'un système sans régulation, ses oscillations sont non amorties, d'où la nécessité flagrante d'utiliser des contrôleurs automatiques d'excitation afin d'amortir les oscillations électromécaniques ; L'utilisation d'un PSS-PID conventionnel a permis relativement d'amortir ces oscillations par rapport au système en boucle ouverte ;
- La synthèse et l'application d'un PSS-H2 robuste au SMIB a amélioré considérablement la réponse transitoire en terme de stabilité de poursuite et de performances dynamiques, on a obtenu un bon amortissement des oscillations et avec un temps d'établissement inférieur à celui du PSS-PID, par exemple ,en régime sous excité ($Q = -0.160$ p.u), T_s (PSS-PID)=1.70 sec , tandis que T_s (PSS-H2) =0.83 sec c.-à-d. que ce dernier a pris presque la moitié du temps d'établissement du PSS-PID (plus stable);
- La synthèse et l'application d'un PSS-H ∞ robuste au SMIB a amélioré fortement et effectivement sa réponse transitoire, il a pu réduire les dépassements maximaux obtenus précédemment en boucle ouverte ,et en boucle fermée avec PSS-PID ,et même avec le PSS-H2, outre son excellent amortissement des oscillations électromécaniques, et sa bonne précision (erreur statique négligeable);il est à souligner ici, que le PSS-H ∞ est relativement plus stable par rapport au PSS-H2, parce que en reprenant l'exemple du régime sous excité ($Q = -0.160$ p.u), on trouve que T_s (PSS-H2) = 0.83 sec tandis que T_s (PSS-H ∞) = 0.21 sec .
- En termes de stabilité et de performances statiques et dynamiques, on peut déduire directement, que le PSS-H ∞ est le meilleur contrôleur d'excitation type linéaire.

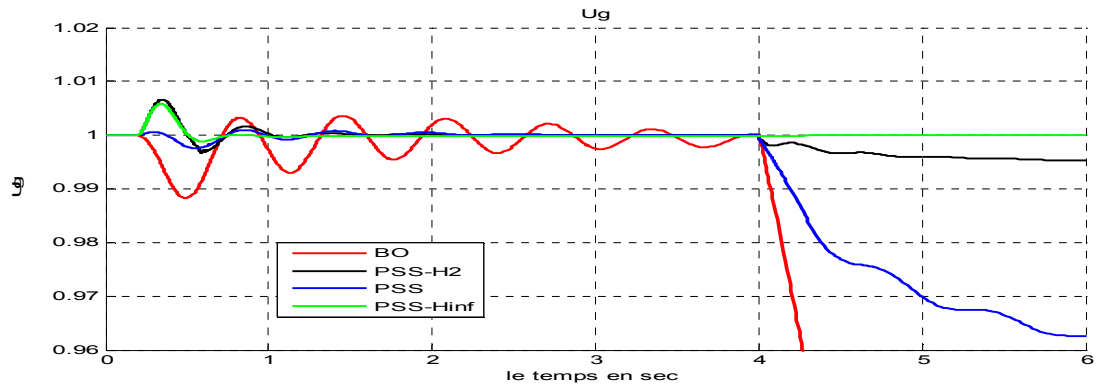


Figure IV.16. Réponse de la tension terminale « U_g » en Boucle Ouverte ,avec PSS-PID PSS- H_{∞} et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à $t=4s$

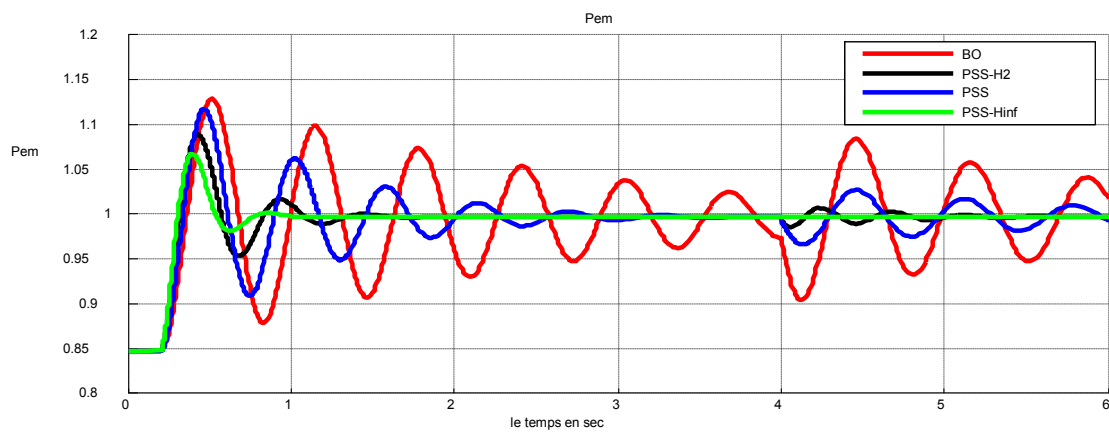


Figure IV.17. Réponse de la puissance électromagnétique « P_{em} » en Boucle Ouverte ,avec PSS-PID PSS- H_{∞} et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à $t=4s$

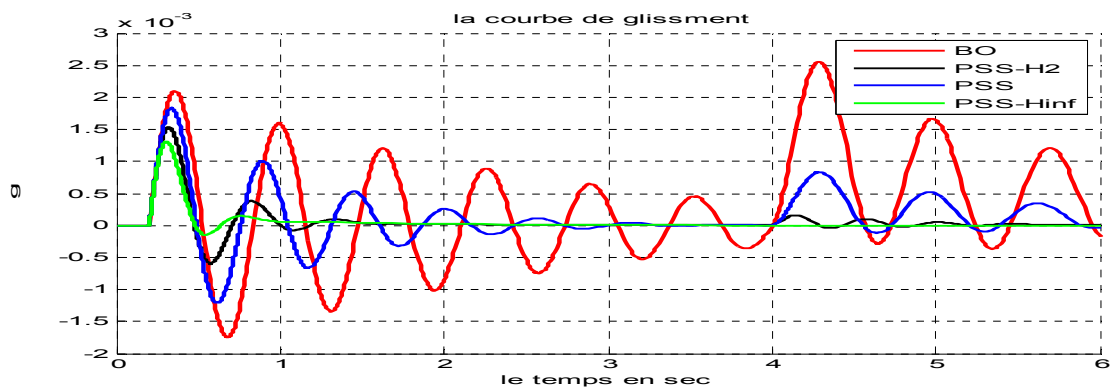


Figure IV.18. Réponse du glissement « g » en Boucle Ouverte , avec PSS-PID PSS- H_{∞} et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à $t=4sec$

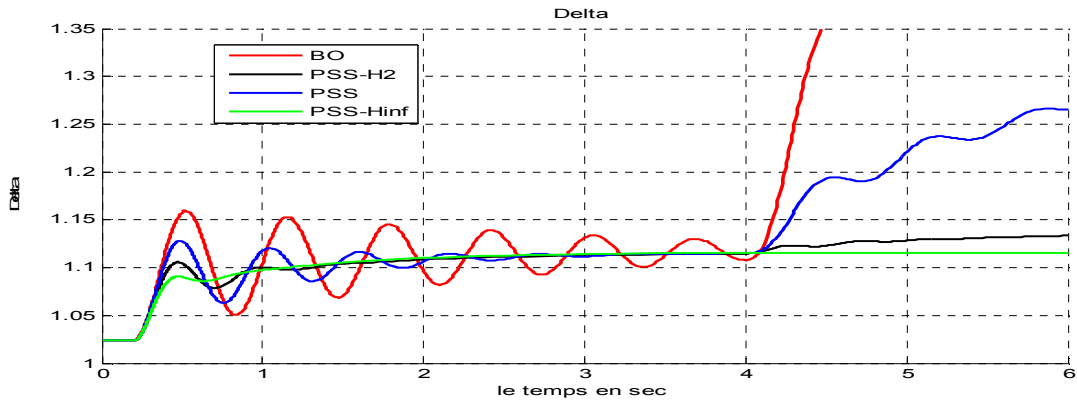


Figure IV.19. Réponse de l'angle de charge « Delta » en Boucle Ouverte ,avec PSS-PID PSS- H_{∞} et PSS-H2 en régime sous-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à $t=4\text{sec}$

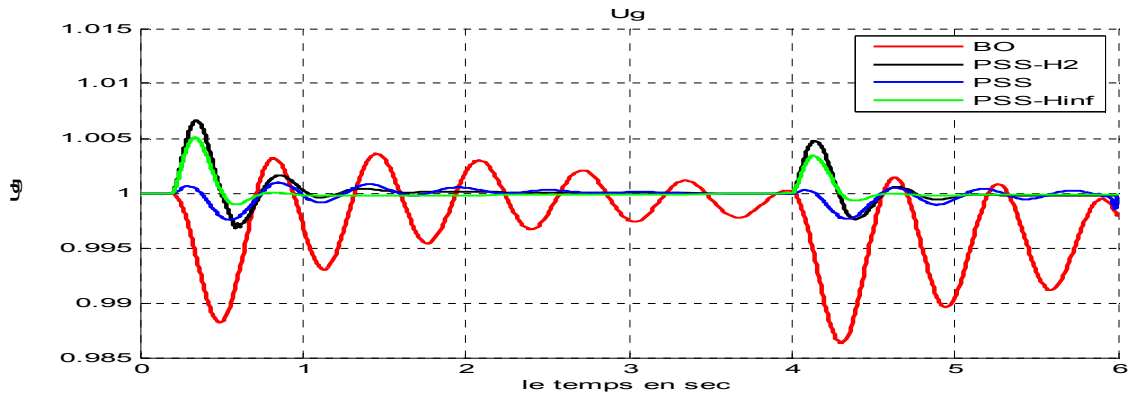


Figure IV.20. Réponse de la tension terminale « Ug » en Boucle Ouverte ,avec PSS-PID PSS- H_{∞} et PSS-H2 en régime sur-excité et ligne moyenne face à deux variations paramétriques à $t=4\text{sec}$

IV.5.2. Etude de la robustesse

A partir de l'instant $t=4\text{ sec}$, (instant d'introduction de deux variations paramétriques : majoration de la résistance rotorique et minoration du couple d'inertie, on constate que :

- le PSS-PID classique ne résiste plus à la variation des paramètres mécaniques et électriques, il se comporte comme un système en boucle ouverte, en engendrant des oscillations non-amorties, le PSS-PID n'est plus robuste.
- Le PSS-H2 a pu quand même résister à ces deux variations paramétriques, mais après de légères fluctuations autour de l'instant $t=4\text{ second}$ il commence à perdre son efficacité, juste après apparition des propriétés non-linéaires réels du système SMIB; le PSS-H2 est peut (moins) robuste.
- Par contre, le PSS- H_{∞} en ce moment après apparition des propriétés non-linéaires réels du système SMIB , a apporté des meilleures améliorations des qualités des régimes transitoires de

tous les paramètres du système, même pour le cas de notre régime critique qui est le régime de repos de la station (sous-excité), en effet, face à deux variations paramétriques injectés simultanément à l'instant $t=4$ sec, le système SMIB muni d'un PSS- H_{∞} robuste retrouve son état initial avec des erreurs statiques négligeables et des temps d'établissements très court (système très rapide). Le PSS- H_{∞} se montre le stabilisateur le plus robuste face aux incertitudes sur le système.

ERREUR STATIQUE (EN %)				
Q	BO	PSS	PSS-H_2	PSS-H_{∞}
-0.160	Instable	3.761	1.620	Négligeable
-0.222	Instable	3.731	1.629	Négligeable
0.2139	9.2442	3.855	1.487	Négligeable
0.1634	9.2354	3.759	1.235	Négligeable
0.5746	8.2095	3.470	0.687	Négligeable
0.5663	8.2080	3.442	0.656	Négligeable
TEMPS D'ETABLISSEMENT T_s POUR 5% (secondes)				
Q	BO	PSS	PSS-H_2	PSS-H_{∞}
-0.160	Instable	1,704	0.835	0.213
-0.222	Instable	1,713	0.884	0.246
0.2139	-	1,617	0.805	0.222
0.1634	-	1,706	0.794	0.201
0.5746	14,320	2,041	0.964	0.315
0.5663	14,423	2,080	0.973	0.329

Tableau VI.1. Calcul des performances dynamiques du SMIB en Boucle Ouverte(BO) et en boucle fermée avec PSS-PID, PSS- H_2 et PSS- H_{∞}

IV.6. CONCLUSION

Après avoir s'intéresser par la commande Quadratique Gaussienne H2 avec le Filtre de KALMAN ,et réussir à synthétiser des PSS-H2 -au chapitre précédant-, dans ce chapitre, notre attention s'est focalisé à une commande fréquentielle avancée plus large que la commande H2 ,c'est la commande H_∞ qui s'est imposée jusqu'à prendre la tête de la commande des processus automatisés

Nous avons exposé tout d'abord, la théorie de la commande fréquentielles avancées H_∞ puis, nous avons réussi à synthétiser des contrôleurs d'excitation robuste PSS- H_∞ par l'algorithme Glover-Doyle afin de les appliquer au système SMIB pour améliorer sa robustesse en stabilité et en performance.

Ensuite, nous avons effectuer une étude comparative entre les trois types de contrôleurs synthétisés dans le cadre de cette thèse : PSS-PID élaboré au chapitre II ,puis PSS-H2 synthétisé au chapitre III, et le PSS- H_∞ étudié dans ce chapitre.

Les résultats de simulation sous Matlab-Simulink, avec les différents régimes de fonctionnement : régime nominale, sous -excité et sur- excité, et les longueurs de la ligne de transmission (courte, moyenne et longue), montrent la supériorité et l'excellence du stabilisateur robuste PSS- H_∞ par rapports au PSS-H2 aussi bien PSS-PID, car il a engendré les meilleures performances statiques et dynamiques d'une part (stabilité), et il a pu résisté devant les variations paramétriques mécaniques et électriques d'autre part (robustesse) .

Les résultats de simulation obtenus justifient notre contribution dans l'amélioration de la stabilité et la robustesse du système électro énergétique IEEE-SMIB par application d'un contrôleur d'excitation fiable, et robuste (PSS- H_∞), à base de la technique de commande fréquentielle avancée H_∞ par l'approche Loop-Shaping.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVE

- Le développement d'une stratégie de commande pour un système linéaire perturbé, doit assurer la robustesse en stabilité et en performance en présence de différents types d'incertitudes, pour cela que le travail de cette thèse propose une contribution à l'étude des stratégies de commande robustes H_2 et H_∞ , en vue de les appliquer aux systèmes stabilisateurs de puissances.

L'objectif de cette contribution- sur les groupes Turbo-alternateurs- est donc lié à l'étude de ces systèmes de régulation et de contrôle robuste d'excitation, afin d'améliorer les performances et la robustesse de stabilité des systèmes Electro – Energétiques (SEE). La synthèse de ces contrôleurs robustes, est basée sur les techniques d'optimisation H_2 et H_∞ utilisant les méthodes fréquentielles avancées de la commande automatique moderne. Ce qui nous a permis d'obtenir des meilleures performances dynamiques, avec un système stable et robuste face aux problèmes incertains (incertitudes sur le système), et sous différentes conditions (régimes de fonctionnements et configurations du réseau extérieur).

- Notre travail a commencé par un état de l'art sur les stratégies de commande à base des techniques fréquentielles avancées et leurs applications dans les SEE, puis on a présenté la structure de base dans le contrôle d'excitation des machines synchrones. Après cela, une étude descriptive et relativement détaillée de la machine synchrone (Turbo -alternateur) et de ses dispositifs de commande d'excitation a été faite, pour ensuite lui établir un modèle mathématique assez fidèle (études sur Modèle de Park et Park- Gariov), et des régulateurs utilisés (AVR et AVR-FA), afin de choisir pour le système le modèle mathématique le plus adéquate et d'évaluer les performances et robustesses des algorithmes de commande élaborés. La simulation d'un SEE type 'SMIB', a été complètement réalisée sous l'environnement MATLAB / SIMULINK, avec différentes conditions de fonctionnement (Régimes / configurations) pour le Turbo – Alternateurs type TBB-1000.

On a présenté par la suite les concepts théoriques des techniques de commande robustes H_2 (quadratique à horizon fini) et H_∞ (à horizon infini), avec l'exploitation d'algorithmes de résolution et de synthèse des contrôleurs d'excitations robustes basé sur celui de *Glover -Doyle*.

Pour en terminer par des applications des contrôleurs d'excitations robustes basés sur les techniques fréquentielles avancées H_2 et H_∞ , et leurs simulations sous différentes conditions de fonctionnements. Les résultats d'études obtenus de la stabilité statique et dynamique avec des tests de robustesses effectués sur ces contrôleurs d'excitation robustes, ont montrés la supériorité et une amélioration de robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques (électriques et mécaniques) avec le stabilisateur PSS- H_∞ , et surtout dans les cas des régimes de fonctionnements critiques de la station (sous-excité). Ce qui nous a permis d'affirmer que l'approche H_∞ par Loop-Shaping offre une excellente robustesse dans le contrôle d'excitation des machines synchrones.

A partir de cette étude et des résultats de simulation obtenus, on peut tirer les conclusions suivantes :

- Notre objectif principal était porté sur l'application d'une méthode parmi les techniques fréquentielles avancées qu'existe en automatique moderne, qui est la commande Robuste basé sur l'approche H₂ puis celle basé sur la norme H_∞, ce qui nous a permis la synthèse et la construction des stabilisateurs des puissances fiables et Robustes ;
- Cette étude nous a permis d'analyser et de synthétiser des techniques de commande avancées pour les groupes turbo-alternateurs (puissants), tout en respectant certaines méthodologies ;
- Les simulations effectuées ont permis de tester les lois de commande proposées pour différentes conditions de fonctionnement du système étudié (régime de la station – configuration de réseau extérieur), et d'examiner les performances des contrôleurs (PSS -PID, PSS-H₂, et PSS-H_∞), en tenant en compte le problème de robustesse de stabilité.
- La méthodologie suivie pour la synthèse du PSS-H_∞ était caractériser par l'étape décisive concernant le choix des fonctions de pondérations qui garantissent le compromis performance / robustesse. On note ici, que la méthodologie de choix de ces fonctions a été basée sur une approche purement manuelle (par tâtonnement), ce qui réduit l'efficacité du contrôleur réalisé à cause des grands temps de calcul.
- Les résultats obtenus ont été dans la majorité des cas très satisfaisants. Le contrôleur d'excitation Robuste H_∞ est très performant. Il permet d'augmenter les coefficients d'amortissements, d'améliorer la qualité des régimes transitoires du système et de réduire les oscillations électromécaniques, et d'autre part il est assez robuste, par exemple pour supporter des coupures de la tension sans interruption de la puissance électrique en comparaison par exemple avec le PSS conventionnel type PID et quadratique robuste type PSS-H₂, et surtout en régimes sous-excités, ces derniers qui présentent les périodes les plus critiques et plus dangereux dans le fonctionnement de tout les centrales électriques.

Dans les perspectives, on peut citer une stratégie intelligente permettant d'obtenir une commande robuste qui garantie le comportement correct du SEE même en cas de très fortes perturbations et en tenant compte des évolutions et de la dispersion statistique paramétriques et non- paramétriques du système garantissant la continuité de service sans interruption:

En pratique de transformer des spécifications en terme de marge de robustesse, de rejet de perturbation et de bruit, de performance en régulation en un problème d'optimisation d'un critère H_∞. Pour ce faire, c'est les fonctions de pondération fréquentielle qui jouent ce rôle. En effet, un choix judicieux de ces fonctions donne au correcteur synthétisé les propriétés désirées. Par ailleurs, on peut également souhaiter optimiser plusieurs critères à la fois comme un critère de performance et un critère de robustesse ce qui nécessite le plus souvent un compromis. Différentes approches pour la synthèse multi- critère sont à explorer :

- Optimisation des fonctions de pondération par application des méthodes moderne comme les Algorithmes évolutionnaires (génétiques par exemple), colonie de fourmis (ANT- Colony), essaim de particules (PSO)... etc., ou par hybridation de ces techniques ;

- Synthèse à deux degrés de libertés : dans cette approche, un degré de liberté du correcteur est utilisé pour la régulation et réalisé une rétroaction des sorties vers les entrées. Ensuite, le second degré de liberté du correcteur est synthétisé pour optimiser des critères de poursuite.
- Synthèse multi - objectif : Consiste à définir un problème d'optimisation multi – objectif avec contraintes d'inégalité qui correspond aux spécifications désirées. La résolution de ce problème d'optimisation nous donne le correcteur optimal recherché.

Implantation des algorithmes de commande élaborés (AVR et PSS) et vérifier expérimentalement les résultats de simulation obtenus.

Comme perspective, il reste aussi beaucoup à faire dans les axes de recherches suivants :

- Les contrôleurs robustes H_∞ -PSS ont été étudiés seulement de point vue robustesse de stabilité, pour cela il faut effectuer d'autres études et recherches pour l'amélioration ces caractéristiques par des études technico-économiques ;
- La commande avancée (optimale, adaptative et robuste) des machines synchrones avec utilisation des modèles numériques (Eléments Finis, Différences Finis, Volume Finis...);
- Développer de nouvelles méthodes qui assurent simultanément les deux critères d'optimisation robuste des systèmes PSS (stabilisateurs mixte H_2/H_∞), puisque l'optimisation d'un seul critère ne donne pas facilement un correcteur satisfaisant pour un problème donné ;
- L'élaboration d'autres systèmes d'apprentissages hybrides des contrôleurs d'excitations (techniques adaptatives comme FMRLC par exemple), pour augmenter les performances de la commande (en poursuite et en régulation) ;
 - Appliquer d'autres méthodes de résolution mathématiques pour la synthèse des stabilisateurs optimaux et robustes au lieu de la méthode de résolution des deux équations de RICCATI (par exemple essayer avec LMI : Linear Matrice Inequality), et comparer les résultats obtenus ;

Enfin, étant donné que la méthode utilisée est récente, nous souhaiterons que notre contribution aussi modeste qu'elle soit, servira comme référence pour d'autres études est sera l'ébauche pour d'autres travaux à ce sujet dans le futur.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A.Rey. Dictionnaire Historique de la Langue Française, Dictionnaire le Robert ,1998.
- [2] Pierre Apkarian : « Eléments de la théorie de la commande robuste »,2005.
- [3] Said Hassaine « Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat ,USTO ,Mars 2008.
- [4] Ghouraf Djamel-eddine «Exploitation des techniques fréquentielles avancées dans le contrôle automatique d’excitation des machines synchrones », mémoire de Magistère, Université Djillali Liabes , Sidi Bel Abbes 2010 .
- [5] Theodore Wildi « Electrotechnique »,4ème édition, Deboeck , Juin 2005 .
- [6] Hasan Alkhatib « étude de la stabilité aux petites perturbations dans les grands réseaux électriques : optimisation de la régulation par une méthode métaheuristique’’ Thèse doctorat d'état, université Paul Cézanne d’aix-Marseille, 2008.
- [7] Plancon J, Guerin.C, Perez. J, "Alternateurs synchrones de grosse puissance - Etat du marché et principales tendances", EDF/R&D, 21 mars 2000.
- [8] Geraldo P, "Systèmes de refroidissement des turboalternateurs - Etude bibliographique",EDF/R&D, 09/09/2002
- [9] Site Internet des constructeurs d’alternateurs :
- Alstom : www.alstom.com
 - ABB & Alstom Power : www.abb-alstom-power.com
 - Ansaldo : www.ansaldo.it, www.ansaldo.com
 - General Electric Power Systems : www.gepower.com
 - Hitachi : ww.hitachi.com , www.hitachi.co
 - Mitsubishi : www.mitsubishi-generators.com, www.mhi.co.jp
 - Siemens KWU : www.powergeneration.siemens.com, www.siemenswestinghouse.com
 - Toshiba : www.tic.toshiba.com
 - Va Tech Elin :www.vatech-hydro.at
- [10] Iseli. M, Mayor. K, Sabatier. Y, Verrier. M, Zimmerli. B, "Air-cooled turbogenerator series for a changing market", CIGRE, Session 2002 11-107
- [11] GOTT. B, "Application of air-cooled generators to modern power plants", IEE 1999.
- [12] IEEE Industry Applications Magazine, juillet 2004.
- [13] Philippe Chevrel « Commande robuste : application à la régulation d'un groupe Turbo Alternateur », Thèse de doctorat , l’Université Paris XI Orsay ,1993.
- [14] G. W .McLean , Chapter 5-Generators,Newnes Electrical Power Engineer’s Handbook (Second Edition),2005,Pages 105-133.

- [15] A.El Sersawi, W.Shepherd “Linear and nonlinear excitation of synchronous generator using a thyristor –magnetic amplifier regulator “,Original Research Article ,*Electric Power Systems Research*, Volume 6,Issue 1,March 1983,Pages 61-70.
- [16] Elham B .Makram, V. Omar Zambrano, Ronald G. Harley ,”Synchronous generator stability due to multiple faults on unbalanced power systems”, Original Research Article , *Electric Power Systems Research* , Volume 15,Issue 1,August 1988,Pages 31-39.
- [17] A.Isidori, A. Ruberti [On the synthesis of linear input-output responses for nonlinear systems”](#) Original Research Article *Systems & Control Letters*, Volume 4, Issue 1, February 1984, Pages 17-22.
- [18] M.Saidy,F.M.Hughes.” First order predictive excitation control for generator terminal voltage” , *international journal of electrical power &Energy Systems*, Volume 16, Issue 2, April 1994,Pages 73-82.
- [19] G. STEIN and M. ATHANS “The LQG/LTR procedure for Multivariable Feedback control design” , IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 32, No 2, pp. 104-114, Feb 1987.
- [20] C.VALENTINE. - GOVERNER SYSTEMS FOR INDUSTRIEL STEAM TURBO-ALTERNATORS, CHAPTER 4, *Total Energy*, 1970, pages 108-154.
- [21] R.G. Harley , M.A. Lahoud, A.Secker, ”Optimal and multivariable control of a turbogenerateur”, Original Research Article ,*Electric Power Systems Research*, Volume 10,Issue 1,January 1986,Pages 35-46.
- [22] M. Saidy , F.M. Hughes, ”A predictive integrated voltage regulator and power system stabilizer “, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* , Volume 17,Issue 2,April 1995,Pages 101-111.
- [23] D.J.N.Limebeer,R.G.Harley “Synchronous machine stability using composite governor and voltage regulator models”, *Electric Power Systems Research*,Volume 1,Issue 2,April 1987,pages 97-111.
- [24] P. Goeminne, F. Van De Meulebroeke , « REAL TIME SIMULATOR FOR TURBOGENERATORS » ,Power System Modelling and Control Applications,1989,Pages 517-522.
- [25] Abdallah Barakat ,Slim Tnani ,Gérard Champenois ,Emile Mouni ,”A new approach for synchronous generator terminal voltage control-Comparison with a standard industrial controller” ,Original Research Article , *Electric Power Systems Research* , Volume 81,Issue 7 ,July 2011,Pages 1592-1601.
- [26] J.Ghouraf ,A,Nacéri, W.Kabi et A.Horch , « A robust AVR-PSS Synthesis using genetic algorithms (Implementation under Gui/Matlab, International Conference on Control Engineering of Information Technology (GEIT’14),Proceeding-Copyright IPCO-2014,pp.20-25 ISSN 2356-5608.
- [27] Daniel Garcia « Auto-Ajustement de régulateurs PID robustes dans le domaine fréquentiel »,Thèse de Doctorat , Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne ,Mai 2006.

- [28] Kabi Wahiba ,Nacéri Abdellatif ,Ghouraf Djamel Eddine « Modélisation, Simulation et Testes de Robustesse d'un Système Electro Energétique « IEEE - SMIB »muni d'un PSS « PID »Classique »,CIMGLE'2013 ,Montreuil-Paris ,Novembre 2013 (communication orale).
- [29] Kabi Wahiba ,Nacéri Abdellatif ,Ghouraf Djamel Eddine « Exploitation et Application de la Stratégie de Commande Robuste H_2 aux Systèmes Stabilisateurs de Puissance» CIMGLE'2012-l'ENSET-Oran ,Novembre 2012. (Communication Poster).
- [30] Kabi Wahiba, Nacéri Abdellatif « Modélisation Analogique « Park » Et Analogique-Numérique « Park-Gariv » du Système « IEEE-SMIB »-Etude Comparative »,9ème Journée nationale du génie électrique, l'école militaire polytechnique d'Alger, Avril 2015. (Communication orale).
- [31] Kabi Wahiba ,Nacéri Abdellatif ,Ghouraf Djamel Eddine « Modelisation et Simulation du Systeme "IEEE SMIB" avec deux PSS Robustes H_2 et H_∞ »,CIER'14 Monastir-Tunisie Decembre 2014,(Communication Poster).
- [32] T. Lecomte, *Conception et prédiction du fonctionnement des machines synchrones par CAO.:* Dossier D 3 595v2 des techniques de l'ingénieurs, Février 2008.
- [33] M. Lajoie-Mazenc, J. Hector, and R. Carlson, "Procédé d'analyse des champs électrostatique et électromagnétique dans les structures planes et de révolution :Programme difimedi," *COMPUMAG, Conference on the Computation of Magnetic Field*, September 1978.
- [34] B. Nedjar, S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, "Permanent Magnet Synchronous Machine Design for Hybrid traction applications: Impact of magnetic laminations materials," in *ISIE2010*, Bari, ITALIE, 2010.
- [35] N. Boules, "Two-Dimensional field analysis of cylindrical machines with permanent magnet excitation," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 20, no. 5, pp.1267-1277, 1984.
- [36] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors, part I : open-circuit field," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 1, pp. 124-135, January 1993.
- [37] N. Boules, "Design optimization of permanent magnet DC motors," *IEEE Trans. Ind.Applications*, vol. 26, no. 4, pp. 786-792 , July/August 1990.
- [38]B. Ackermann and R. Sottek, "Analytical modeling of the cogging torque in permanent magnet motors," *Electr. Eng.*, vol. 78, no. 2, pp. 117-125 , March 1995.
- [39] J. Wang, G. Jewell, and D. Howe, "A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 3, pp. 1986-2000, May 1999.
- [40] J. Azzouzi, G. Barakat, and B. Dakyo, "Quasi-3D analytical modeling of the magnetic field of an axial flux permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 746-752, Dec. 2005.
- [41] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, "Exact analytical method for magnetic field computation in the air gap of cylindrical electrical machines considering slotting effects," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 4, pp. 1092-1099, April 2010.

- [42] O. DeLaBarrière, *Modèle analytique électromagnétique bi et tri dimensionnels en vue de l'optimisation des actionneurs disques. Etude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires*. Cachan: SATIE- ENS Cachan, 2010.
- [43] J. Wang, D. Howe, and G. Jewell, "Fringing in tubular permanent magnet machines : part I. magnetic field distribution, flux linkage, and thrust force," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 6, pp. 3507-3516, Nov. 2003.
- [44] A. A. Abdel-Razek, J. L. Coulomb, M. Feliachi, and J. C. Sabonadière, "The calculation of electromagnetic torque in saturated electric machines with combined numerical and analytical solution of the field equations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 17, no. 6, pp. 3250- 3252, November 1981.
- [45] Y. Zhang, K. T. Chau, J. Z. Jiang, D. Zhang, and C. Liu, "A finite element–analytical method for electromagnetic field analysis of electric machines with free rotation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3392-3394, October 2006.
- [46] H. Gholizad, M. Mirsalim, and M. Mirzayee, *Dynamic analysis of highly saturated switched reluctance motors using coupled magnetic equivalent circuit and the analytical solution*. Aachen , Germany: 6th International Conference on Computational Electromagnetics, CEM 2006, 4-6 April 2006.
- [47] H. Ghoizad, M. Mirsalim, M. Mirzayee, and W. Cheng, "Coupled magnetic equivalent circuits and the analytical solution in the air-gap of squirrel cage induction machines," *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 25, pp. 749–754, 2007.
- [48] V. Ostovic, "Dynamics of Saturated Electric Machines," *New York Springer-Verlag*, 1989.
- [50] M. Hecquet, *Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par laméthode des schémas équivalents magnétiques. Application à l'alternateur automobile.*: Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Techniques de Lille (USTL), 1995.
- [51] Thai Phuong Do, *Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réluctances : modèles, méthodes et outils.*: Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), mars 2010.
- [52] Michel Hecquet, "Contribution à l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques," Université des sciences et technologies de Lille, HdR 2006.
- [53] *IEEE Std 1110, "IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Application in Power System Stability Analysis", 2002.document technique.*
- [54] *IEEE Standard Definitions for Excitation Systems for Synchronous Machines, IEEE Standard 421.1, 1986. document technique.*
- [55] *"Approved IEEE Draft Standard Definitions for Excitation Systems for Synchronous Machines (Revision of IEEE 412.1-1986)", IEEE Approved Std P421.1/D7, Nov 2006 , vol. no. 2007. document technique.*

- [56] S. V. SMOLOVIK "Méthodes de modélisation mathématique des processus transitoires des générateurs synchrones plus usuels et non traditionnels dans les systèmes électro -énergétiques «Thèse doctorat d'état, Institut polytechnique de Leningrad, 1988 (traduit du Russe).
- [57] 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°11-pp.21-25 (traduit du russe).
- [58] G. DUC, Robustesse des Systèmes Linéaires Multi variables, Ecole Supérieure d'Electricité, 1994.
- [59] Zhou K., Doyle J.C., Glover K. "Robust and optimal control. Englewood Cliffs", NJ: Prentice Hall, 1996.
- [60] M. H. A. DAVIS, Linear Estimation and Stochastic Control, Chapman and Hall, 1977.
- [61] The Math Works Inc., Getting Started with the Control System Toolbox, 2000-2002.
- [62] A. P. Sage and C. C. White, Optimum Systems Control, Prentice Hall, 1977.
- [63] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, Optimal Control - Linear Quadratic Methods, Prentice Hall, 1989.
- [64] NACERI A. « Documentations de TP "initiation a MATLAB – Control System Toolbox 'CST', 2006.
- [65] N. A. Lehtomaki, N. R. Sandell, and M. Athans, "Robustness results in linear quadratic gaussian based multivariable control design," IEEE Trans. Autom. Control.
- [66] E. Ostertag, Filtrage Optimal et Commande Optimale, Ecole Supérieure de Physique de Strasbourg, 2002.
- [67] M. H. A. Davis, Linear Estimation and Stochastic Control, Chapman and Hall, 1977.
- [68] M. Maciejowski "Multivariable feedback design", Addison-Wesley publishing company.
- [69] M. Sofonov , D. J. Limbeer, R. Y. Chiang "Simplifying the Hoo PSS theory via loop shifting matrix pencil and descriptor concept ", INT. J. Of control, Vol. 50, N2 6.1994, pp 2467-2488.
- [70] K. Glover, J.C. Doyle, P.P. Khargonekar, B.A. Francis "State-space solutions to standard H2/H ∞ control problems", IEEE Trans. On A.C. 1989, vol.34, № 8, pp.834-847.
- [71] NACERI A, 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 - Février 2002.-pp. 258-263.
- [72] S. V. Smolovik "Méthodes de modélisation mathématique des processus transitoires des générateurs synchrones plus usuels et non traditionnels dans les systèmes électro -énergétiques" Thèse doctorat d'état, Institut polytechnique de Leningrad, 1988.
- [73] G. Duc et S. Font, "Commande H_{∞} et μ - analyse: des outils pour la robustesse", Hermès Science Publications, Paris, 1999.

- [74] J. Bosche, "Analyse et commande par placement de pôles en Du-stabilité robuste", Thèse de doctorat de l'ESIP, Poitiers, 2003.
- [75] A. A. Benlatreche, "Contribution à la commande robuste H_∞ de systèmes à grande échelle d'enroulement de bandes flexibles", Thèse de doctorat de l'U.L.P, Strasbourg, 2007.
- [76] F. Demourant, "Interactions identification-commande robuste: méthodes et applications à l'avion souple", Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, Toulouse, 2002.
- [77] S. Font. "Méthodologie pour prendre en compte la robustesse des systèmes asservis: optimisation H_∞ et approche symbolique de la forme standard. Thèse Université de Paris-Sud/ Supelec (France), 1995.
- [78] G. Zames, "On the Input-Output Stability of Time-Varying Non-linear Feedback Systems", Part I and II, IEEE Trans. Automat. Control, vol. 11, pp. 228-238 and 465-476, 1966.
- [79] G. Zames, "Feedback and Optimal Sensitivity: Model Reference Transformations, Multiplicative Seminorms, and Approximate Inverses", IEEE Trans. Aut. Control, vol. AC-26, no 2, 1981, p. 301-320.
- [80] J. Doyle., G. Stein., "Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classical/Modern Synthesis", IEEE Trans. Aut. Control, vol. AC-26, no 1, 1981, p. 4-16.
- [81] M. Safonov, A. Laub, G. Hartmann, "Feedback Properties of Multivariable Systems: The Role and Use of the Return Difference Matrix", IEEE Trans. Automat. Control, vol. 26, no 1, 1981, p. 47-67.
- [82] J. Doyle, "Analysis of Feedback Systems with Structured Uncertainties", IEE Proc., vol. 129-D, no 6, 1982, p. 242-250.
- [83] W. Hahn, "Theory and Applications of Lyapunov's Direct Method, Englewood Cliffs", N. J. Prentice-Hall, 1978.
- [84] W.J. Rugh, "Linear Systems Theory, Englewood Cliffs", N. J. Prentice-Hall, 1993.
- [85]. D.R. Chouiter, "Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, Janvier 1997.
- [86] K. Glover, J. Doyle, "State space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ - norm bound and relations to risk sensitivity", Syst. Control. Lett, vol. 11, pp. 167-172, 1988.
- [87] J. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar and B.A Francis, "State space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems", IEEE Trans. On Automat. Control., AC-34, pp. 831-846, August, 1989.
- [88] F. Demourant, "Interactions identification-commande robuste: méthodes et applications à l'avion souple", Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, Toulouse, 2002.

- [89] G. Duc, "Robustesse des systèmes linéaires multivariables", Cours ESE n° 03317, Gif-sur-Yvette, 1994.
- [90] M. Morari and E. Zafiriou, "Robust process control", Prentice Hall, 1989.
- [91] J. Doyle., B.A. Francis and A.R. Tannenbaum, "Feedback control theory", Maxwell Macmillan International, 1992.
- [92] H. Boursès et F. Aïoun, "Approche H_∞ et μ -synthèse", Ecole d'été d'Automatique de Grenoble, Septembre 1994.
- [93] H. Alla, "Robustesse: Analyse et synthèse de commandes robustes", Ecole d'été d'Automatique de Grenoble, Grenoble 6-10 Septembre 1994, LAG-CNRS Editions.
- [94] R.L Daily, "Lecture notes for the workshop on H_∞ and μ methods for robust control ", 30th IEEE Conference on decision and control, Brighton, UK, December 9-10, 1991.
- [95] B. A. Francis, "A course in H_∞ control theory", New York, Springer-Verlag, 1987.
- [96] H. Kwakernaak. "Robust control and H_∞ optimization", Automatica, Vol 29, n°1, pp. 111-127, 1994.
- [97] R. Y. Chiang, M. G. Safonov, "Robust control toolbox", the Mathworks Inc, 1992.
- [98] A. A. Benlatreche, "Contribution à la commande robuste H_∞ de systèmes à grande échelle d'enroulement de bandes flexibles", Thèse de doctorat de l'U.L.P, Strasbourg, 2007.
- [99] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable feedback control", Addison-Wesley, Canada, 1996.
- [100] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu, G. Andersson, A. Bose, C. Canizares, N. Hatziargyriou, D. Hill, A. Stankovic, C. Taylor, T.V. Cutsem et V. Vittal, Definition and classification of power system stability, IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions, IEEE Trans. Power Syst., vol. 19, no. 3, pp. 1387-1401, 2004.
- [101] P. Kundur; Power system stability and control, New York: McGraw-Hill, 1994.
- [102] Fu-Cheng Wang*, Liu-Hsu Lin, Ming-Cheng Chou, *Multivariable Robust Control for a 500W Self-Humidified PEMFC System*, European Journal of Control (2011)4:429–441
- [103] Mats Leijon, Alberti Backlund, "High Voltage Cables in a New Class of Generators - Powerformer", NORDIS99, 1999.
- [104] P. Geraldo et H. Yahoui , « Diagnostic et surveillance des turboalternateurs de centrale nucléaire EDF EGELY », Journées EEA Section Electrotechnique – 17-18 mars 2005, Lyon .
- [105] Kamel Saoudi , Stabilisateurs intelligents des systèmes électro-énergétiques, thèse de doctorat ,Novembre 2014,université de Sétif .

ANNEXES A, B, C, D

ANNEXE .A

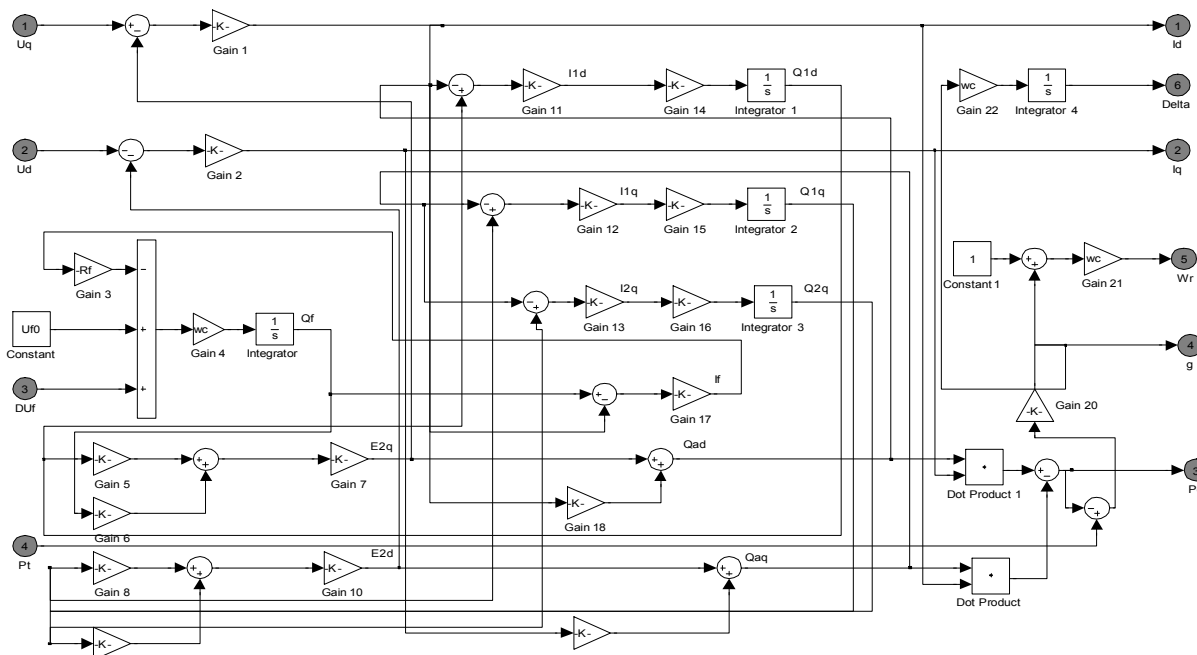


Figure A.1. Structure de la machine synchrone (modèle PARK) avec le contrôleur d'excitation élaboré sous Simulink / Matlab

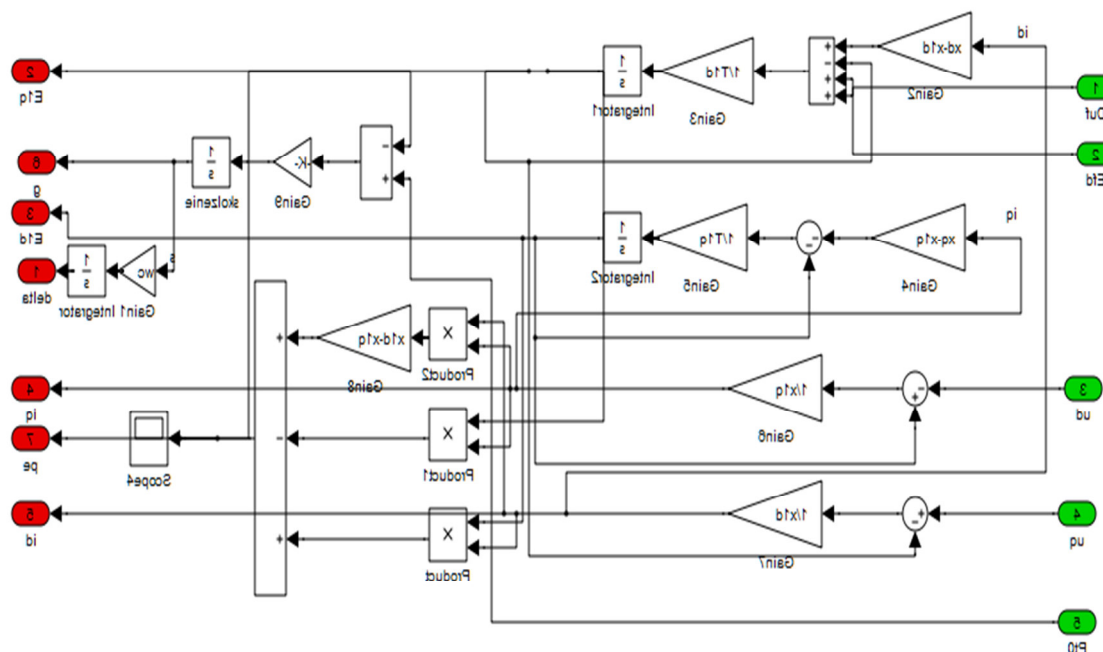


Figure A. 2 . Structure de la machine synchrone (modèle PARK-GAROV) avec le contrôleur d'excitation élaboré sous SIMULINK.

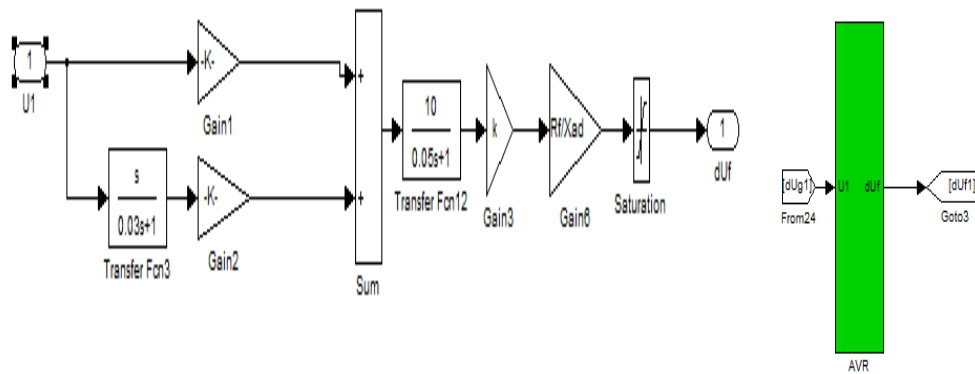


Figure A.3. Schéma Simulink du régulateur automatique de tension (AVR)

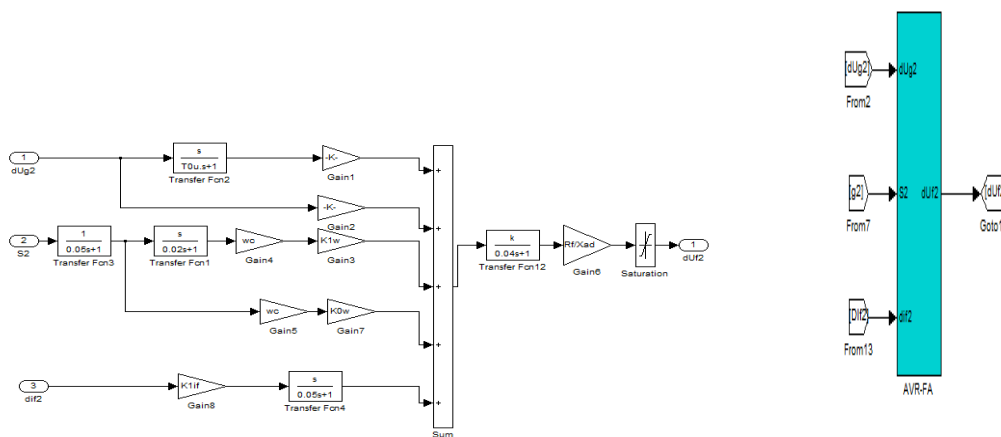


Figure A.4. Schéma Simulink / Matlab du modèle réduit du stabilisateur du réseau AVR-FA

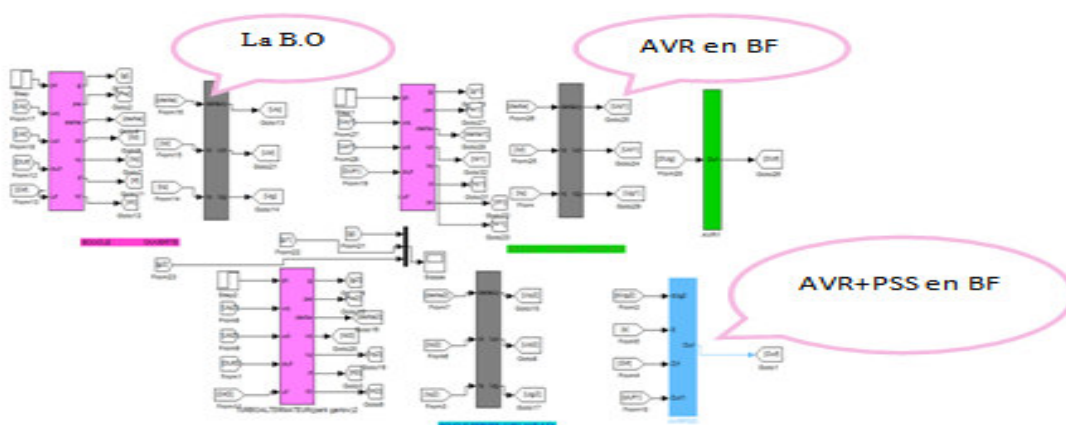


Figure A.5. Les éléments du système SMIB pour la simulation en boucle ouverte (BO) et en boucle fermée (BF) avec AVR et AVR-PSS

ANNEXE .B

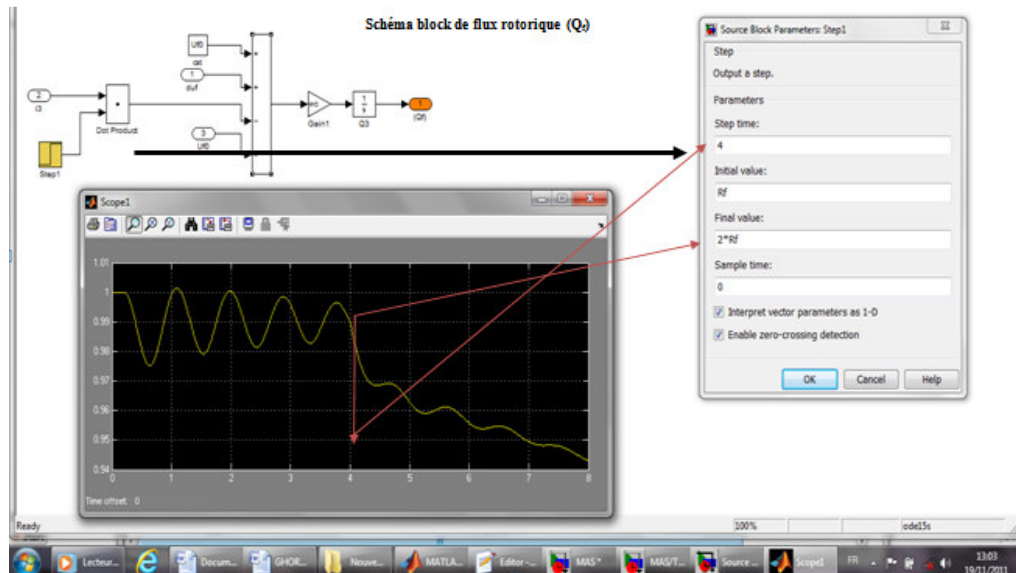


Figure B.1. Test de robustesse N°01 (vu au chapitre. II): majoration de la résistance rotorique à 100%

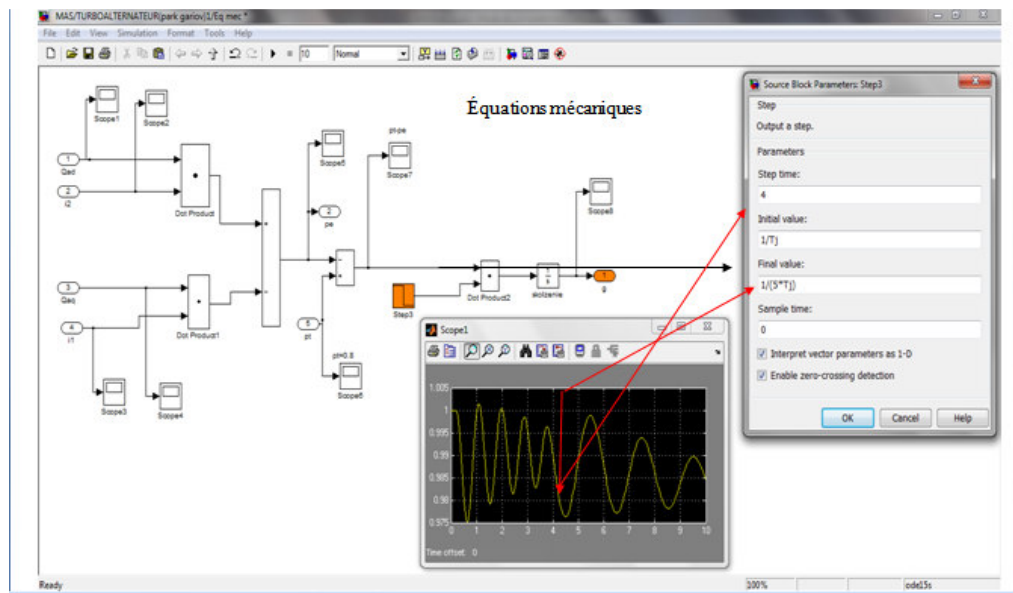


Figure B.2. Test de robustesse N°02 (vu au chapitre. II) : minoration du couple mécanique à 25%

ANNEXE C

ANNEXE C-1 : LES NORMES H_2 & H_∞

ANNEXE C-2 : VALEURS SINGULIERES

C-1. Normes H_2 et H_∞ :

Nous considérons le système suivant. Etant linéaire, causale, invariant dans le temps. Son modèle d'entrée sortie est d'écrit par équation de convolution suivant :

$$Y=G*U$$

Ainsi :

$$Y(t)=\int_{-\infty}^{+\infty}G(t-\tau).U(\tau).d\tau$$

Deux norme sont utilisées dans la commande optimale, la norme H_2 et H_∞ .

Pour le cas monovariante on a :

La norme H_2 :

$$\|G_2\|=\left(\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}|G(j\omega)|^2d\omega\right)^{1/2}$$

La norme H_∞ :

$$\|G\|_\infty =\sup_{\omega}(G(j\omega))$$

Pour le cas multi variable le deux normes d'une matrice de transfert stable sont défini comme suit :

$$\|G_\infty\|=\left(\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty}trace[G(jw)*G(jw)]dw\right)^{1/2}$$

$$\|G_\infty\|=\sup\sigma_{\max}(G(jw))$$

Avec σ_{max} : la valeur singulière maximale.

C-2. Valeurs singulières :

Soit la matrice $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$, de rang r , les valeurs singulières de A sont alors les racines carrées non négatives des valeurs de A^*A , ou A^* est la matrice adjointe de A (composé et conjugué). Ces valeurs singulières ont les propriétés suivantes :

Les valeurs singulières de A sont réelles.

On les ordonne : $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_r \geq 0$

si r (rang de A) est inférieur à n , alors il y a $n-r$ valeurs singulières nulles.

Le rang de A indique donc le nombre de valeurs singulières nulles de A .

Si A est de plein rang colonne ($n=r$) alors A^*A est symétrique et définie.

C-2-1. Décomposition d'une matrice en valeurs singulières :

Si la matrice $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$, il existe deux matrices unitaire $U \in \mathbb{C}^{m \times m}$ et $V \in \mathbb{C}^{n \times n}$ telles que :

$$UAV^H = \sum_{m \times n} \dots$$

$$UU^H = 1 \text{ et } VV^H = 1$$

$\sum_{m \times n}$ est de la forme :

$$\sum_{m \times n} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & & & \\ & \sum r & & \\ & & 0 & \\ & & & (m-r) \cdot r \end{bmatrix}$$

La matrice $\sum r$ est une matrice réelle diagonale qui comporte les valeurs singulières non nulles de A sur la diagonale.

C-2-2. Propriétés utiles des valeurs singulières :

$$\overline{\sigma}(A) = \max[\sigma_1(A)] = \sigma_1 \quad \text{et} \quad \overline{\sigma}(A) = \max_{X \in \mathbb{C}^n} \frac{\|AX\|}{\|X\|}$$

$$\underline{\sigma}(A) = \min_{1 \leq n} [\sigma_1(A)] = \sigma_n \quad \text{et} \quad \underline{\sigma}(A) = \min_{X \in \mathbb{C}^n} \frac{\|AX\|}{\|X\|}$$

$\underline{\sigma}(A) \leq |\lambda_1(A)| \leq \overline{\sigma}(A)$ Quelque soit $1 \leq i \leq n$

Si A^{-1} existe, alors :

$$\underline{\sigma}(A) = \frac{1}{\underline{\sigma}(A^{-1})}$$

$$\overline{\sigma}(\alpha A) = |\alpha| \overline{\sigma}(A) \frac{1}{\underline{\sigma}(A^{-1})} \quad \alpha \in \mathbb{C}$$

$$\overline{\sigma}(A+B) \leq \overline{\sigma}(A) + \overline{\sigma}(B)$$

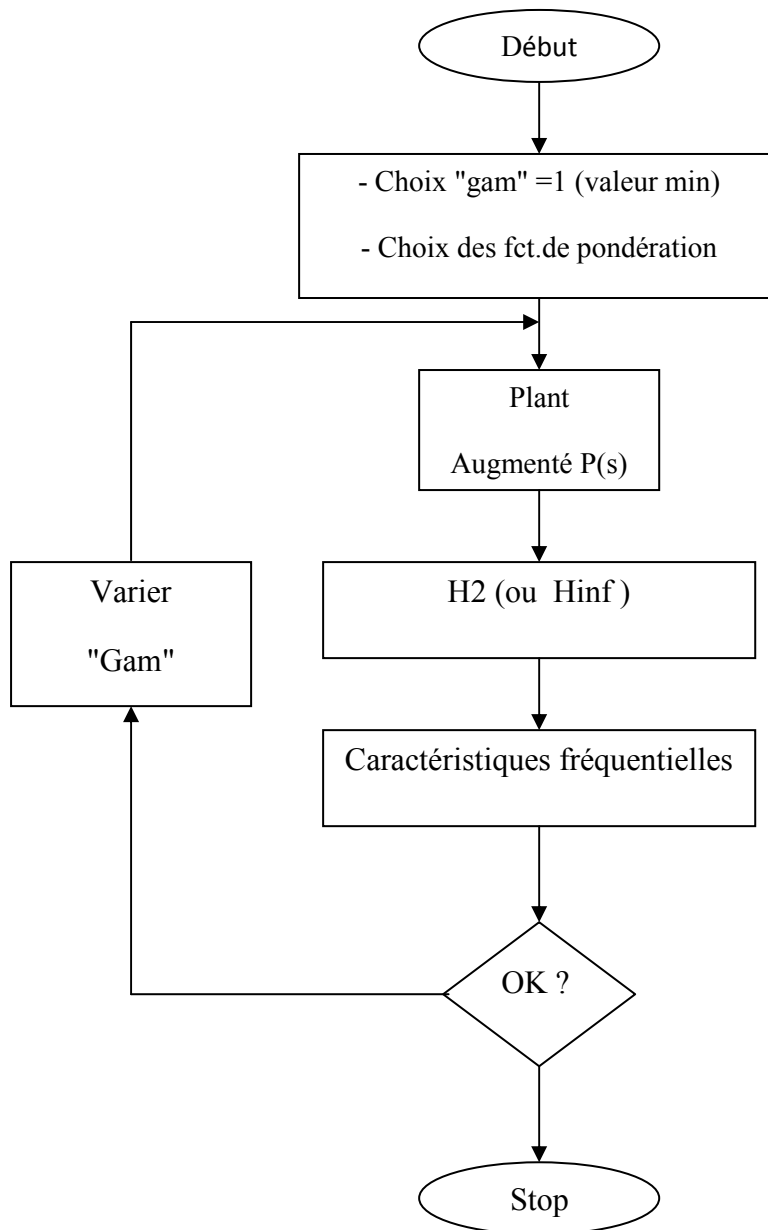
$$\overline{\sigma}(AB) \leq \overline{\sigma}(A) \overline{\sigma}(B)$$

$$\underline{\sigma}(A) - \overline{\sigma}(B) \leq \underline{\sigma}(A+B) \leq \underline{\sigma}(A) + \overline{\sigma}(B)$$

$$\sum_{i=1}^n \sigma_i^2(A) = \text{Trace}(A^* A)$$

ANNEXE D.

LA PROCEDURE GAMMA ITERATION



Résumé : Cette thèse présente une contribution à l'étude des stratégies de la commande robuste H_2 et H_∞ en vue de les appliquer aux Systèmes Stabilisateurs de Puissance (PSS). Le système électro-énergétique choisi pour cette étude est le simple standard IEEE SMIB (Machine synchrone reliée à un réseau de puissance infinie), ses éléments ont été modélisés mathématiquement par le modèle « Park » (modèle analogique), puis par Park-Garivov (modèle analogique-numérique basé sur l'approche des réseaux des perméances), les résultats de simulation du SMIB avec les deux modèles et sous les mêmes conditions nous ont mené à opter pour le modèle Park-Garivov pour la suite de l'étude.

Tout d'abord, nous avons élaboré un contrôleur classique d'excitation du Turboalternateur synchrone de type PSS-PID, ce dernier n'a pas pu résister à la variation des paramètres électriques et mécaniques, ce qui nous a mené à synthétiser deux autres contrôleurs robustes : un PSS- H_2 basé sur la commande optimale LQG associé à un filtre de Kalman, puis un PSS- H_∞ basé sur la technique fréquentielle avancée H_∞ par « Loop-Shaping », ces deux contrôleurs robustes sont élaborés pour améliorer la stabilité et les performances dynamiques du système « SMIB » auquel ils sont appliqués.

Les résultats de simulation obtenus avec plusieurs tests de robustesses vis-à-vis des variations paramétriques électriques et / ou mécaniques de la machine, montrent une amélioration considérable des performances statiques et dynamiques ainsi que de la robustesse de stabilité du système par le contrôleur robuste H_∞ , en comparaison avec l'utilisation des stabilisateurs PSS conventionnel type PID et robuste H_2 .

Mots-clés: Système d'énergie électrique, Turbo-alternateurs et excitations, Stabilisateurs de puissances PSS, commande conventionnelle PID, commande robuste, techniques fréquentielles avancées H_2 et H_∞ , stabilité et robustesse.

Abstract: This thesis presents a contribution study of H_2 and H_∞ robust control strategies in order to apply it on Power System Stabilizers (PSS). The power system chosen for this study is the simple IEEE SMIB (Synchronous Machine connected to an Infinite Bus), its elements were modeled mathematically by Park (analog model) and by Park-Garivov (analog-digital model based on permeances networks approach), the SMIB simulation results with both models and under the same conditions led us to opt for the Park-Garivov model for the rest of the study. First, we developed a conventional controller of synchronous alternator excitation type PSS-PID, this latter could not resist to electrical and mechanical parameters change, which led us to synthesize two other robust controllers : PSS- H_2 based on optimal control LQG associated with a Kalman filter and a PSS- H_∞ based on the frequency Advanced H_∞ technique "Loop Shaping", both robust controllers are designed to improve the SMIB stability and dynamic performance.

The simulation results obtained with several tests of robustness vis-à-vis the parametric variations electrical and / or mechanical machine, show considerable improvement of static and dynamic performance and stability of the EES system robustness by robust H_∞ controller compared with the use of conventional stabilizers PSS PID and robust H_2 .

Keywords: electric power system, turbo-alternators and excitation, power system stabilizers PSS, conventional PID control, robust control, advanced technical frequency H_2 and H_∞ , stability and robustness.

ملخص : يعرض هذا العمل مساهمة في دراسة إستراتيجيات التحكم القوية (المتينـة) : H_2 و H_∞ من أجل تطبيقها على أنظمة تثبيت الإستطاعة. النظام الإلكتريوطاقوي المختار لمتة الدراسة هو من نوع: " simple standard IEEE SMIB" (أي آلة متزامنة مربوطة بشبكة كهربائية ذات إستطاعة لانهاية) و الذي مثلت عناصره رياضيا بنموذج تناظري « Park » ، ثم بنموذج تناظري- رقمي و القائم على أساس شبكة الممانعات « Park-Garivov ». نتائج المحاكاة لنظام "SMIB" بالنموذجين و تحت نفس الظروف قد رشحت نموذج "Park-Garivov" لبقيته هذه الدراسة . أولا، قمنا بتركيب نظام تحكم كلاسيكي من نوع "PSS-PID" لإثارة التوربومولدات الكهربائية، إلا أنه لم يستطع مقاومة تغييرات العوامل الكهربائية و الميكانيكية. ممّا دفعنا إلى تطوير نظامين تحكم متينين: الأول هو من نوع « PSS- H_2 » قائم على أساس التحكم الأمثل LQG+مرشح KALMAN ، و الثاني: متين « PSS- H_∞ » قائم على أساس تشكيل " حلقة H_∞ " لتحسين الإستقرار و المتانة لأنظمة الطاقة. نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها مع عدة اختبارات المتانة أمام تغييرات العوامل الكهربائية و الميكانيكية، قد أظهرت تحسنا كبيرا في الأداء و الدينامية و قوة استقرار النظام SMIB عند إستخدام وحدة تحكم قوية PSS- H_∞ مقارنة مع استخدام التقليدي PSS-PID ، و هذا المتين PSS- H_2 .

الكلمات المفتاحية: نظام الطاقة الكهربائية، المولدات التوربينية والإثارة، متنبات PSS، مراقبة التقليدي PID، مراقبة قوية، تقنيات التردد المتقدمة H_2 و H_∞ ، الإستقرار و المتانة.