



# Thèse

Présentée à la  
Faculté de Technologie  
Département d'Électrotechnique

Pour obtenir le diplôme de  
**Doctorat en Sciences en Électrotechnique**  
Option :  
**Réseaux Électriques**

Par :  
**M<sup>me</sup> MAYOUF née ADJEROUD Faiza**

## Thème

**Conception assistée par algorithme génétique de stabilisateurs flous  
d'un générateur de puissance supraconducteur**

Soutenue le : **26/05/2016**

Devant le jury composé de :

Mr. HARMAS Mohamed Naguib	Professeur à l'Université de Sétif 1	Président
Mr. Djahli Farid	Professeur à l'Université de Sétif 1	Rapporteur
Mr. HEMSAS Kamel Eddine	Professeur à l'Université de Sétif 1	Examineur
Mr. ALLAOUI Tayeb	Professeur à l'Université de Tiaret	Examineur
Mr. SRAIRI Kamel	Professeur à l'Université de Biskra	Examineur
Mr. BENCHOUIA Mohamed Toufik	Professeur à l'Université de Biskra	Examineur

# Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du Département d'Électrotechnique de l'Université Ferhat Abbas - Sétif 1.

Monsieur le Professeur DJAHLI Farid a proposé le sujet de ce travail de recherche et en a assuré la direction. Tout au long de ces années, ses compétences, son soutien actif, son aide et les encouragements qu'il m'a prodigués m'ont permis de mener à bien ce travail jusqu'à son terme. Je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance et mon respect.

Je remercie infiniment Monsieur le Professeur DEVERS Thierry, Chef du Département GIM-Chartres de l'Université d'Orléans (France), pour son aide précieuse, son soutien continu, sa disponibilité, sa sympathie et ses précieux conseils.

Mes remerciements particuliers s'adressent à Monsieur ZBIGNIEW Leonowicz, Professeur au Département de Génie Électrique de l'Université de Technologie de Wroclaw (Pologne), pour son aide précieuse, sa disponibilité, sa sympathie et ses précieux conseils.

Je voudrais remercier Monsieur AKPOLAT Zühtü Hakan, Professeur au Département d'Électronique et Informatique de l'Université de Firat (Turquie), d'avoir débattu avec moi, si modestement, sur l'implémentation des systèmes flous type-2 et de m'avoir donné des conseils pour mieux prouver la performance de mon travail.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur HARMAS Mohamed Naguib, Professeur à l'Université Ferhat Abbas - Sétif 1, pour avoir accepté de juger cette thèse et d'en assurer la présidence de jury.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur HEMSAS Kamel Eddine, Professeur à l'Université Ferhat Abbas - Sétif 1, pour avoir accepté de juger cette thèse.

Mes remerciements s'adressent également à Messieurs les Professeurs SRAIRI Kamel et BENCHOUIA Mohamed Toufik de l'Université de Biskra et ALLAOUI Tayeb de l'Université de Tiaret, qui se sont intéressés à mon étude et qui m'ont fait l'honneur de participer à ce jury.

Enfin, j'associe à ces remerciements tous ceux qui ont contribué à réaliser ce travail.

# Table des Matières

Remerciements.....	ii
Table des Matières.....	iii
Liste des Figures.....	vi
Liste des Tableaux.....	viii
Listes des Acronymes et Symboles.....	ix

## **Introduction Générale 1**

## **Chapitre 1 : Stabilité et générateurs supraconducteurs : concepts de base 6**

1. Introduction.....	6
2. Phénomènes dynamiques dans les systèmes de puissance.....	6
3. Stabilité des réseaux d'énergie électrique.....	7
3.1. Stabilité de l'angle du rotor.....	8
3.1.1. Stabilité angulaire aux petites perturbations.....	9
3.1.2. Stabilité angulaire aux grandes perturbations.....	9
3.2. Stabilité de tension.....	9
3.3. Stabilité de fréquence.....	10
4. Buts de l'étude de la stabilité.....	10
5. Machines supraconductrices.....	11
5.1. Types des matériaux supraconducteurs utilisés.....	11
5.2. Structures des générateurs supraconducteurs.....	12
5.3. Types des générateurs supraconducteurs.....	14
5.4. Avantages et inconvénients des générateurs supraconducteurs.....	14
6. Conclusion.....	15
Références.....	16

## **Chapitre 2 : Conception d'un stabilisateur conventionnel coordonné 18**

1. Introduction.....	18
2. Modélisation d'un réseau électrique.....	19
2.1. Modèle du générateur synchrone supraconducteur.....	19
2.1.1. Modèle de la machine dans le repère de Park.....	20
2.1.2. Modèle simplifié du générateur supraconducteur.....	22
2.1.3. Mouvement du rotor.....	26
2.2. Modèle du générateur synchrone conventionnel.....	28
2.3. Modèles des lignes et transformateurs.....	28
2.4. Modèle des charges.....	29
2.5. Modélisation de la régulation conventionnelle locale.....	30

2.5.1. Régulateur automatique de tension.....	30
2.5.2. Turbine et régulateur de vitesse .....	31
3. Stabilisateur de puissance (PSS : Power System Stabiliser) .....	34
3.1. Stabilisateur appliqué au système d'excitation (EPSS) .....	35
3.2. Stabilisateur appliqué au gouverneur de turbine (GPSS) .....	37
4. Mise en équation du réseau.....	39
4.1. Dynamiques d'une machine connectée à un jeu de barre infini .....	40
4.2. Modèle du réseau multimachine.....	41
5. Conception d'un stabilisateur coordonné pour un GS.....	43
5.1. Coordination de EPSS et GPSS pour un GS.....	43
5.2. Réglage des paramètres du EGPSS.....	44
6. Implémentation du stabilisateur coordonné.....	45
6.1. Réseau SMIB.....	45
6.2. Réseau multimachine .....	45
7. Résultats de simulation .....	46
7.1. Réseau SMIB.....	47
7.1.1. Interprétation des résultats .....	52
7.2. Réseau multimachine.....	53
7.2.1. Réseau originel (les quatre générateurs sont conventionnels) .....	53
7.2.2. Réseau modifié (G1 est remplacé par un GS) .....	54
7.2.3. Interprétation des résultats .....	54
8. Conclusion .....	61
Références.....	62

### **Chapitre 3 : Conception de stabilisateurs flous coordonnés de types 1 et 2** **65**

1. Introduction.....	65
2. Systèmes d'Inférence Floue (SIF) .....	67
2.1. Ensembles flous type-1 et fonctions d'appartenance .....	67
2.2. Variables et règles linguistiques .....	69
2.3. Structure d'un contrôleur flou type-1 (CF type-1) .....	69
2.3.1. Fuzzification.....	69
2.3.2. Base de connaissance.....	70
2.3.3. Mécanisme d'inférence floue.....	70
2.3.4. Défuzzification .....	71
2.4. Systèmes flous type-2.....	71
2.4.1. Concepts de base de la logique floue type-2.....	71
2.5. Structure d'un contrôleur flou type-2 (CF type-2) .....	73
2.5.1. Fuzzification.....	73
2.5.2. Base de règles .....	74
2.5.3. Inférence floue type-2.....	74
2.5.4. Réduction de type et défuzzification .....	74
3. Conception de stabilisateurs de puissance flous coordonnés.....	75
3.1. Conception du contrôleur flou type-1 (FC1EG) .....	76
3.1.1. Choix des variables d'entrée et sortie.....	76

3.1.2. Choix des facteurs d'échelle.....	76
3.1.3. Choix des fonctions d'appartenance.....	77
3.1.4. Formulation des règles et inférence.....	77
3.1.5. Déffuzification.....	78
3.2. Conception du contrôleur flou type-2 (FC2EG).....	78
4. Implémentation des stabilisateurs flous FC1EG et FC2EG.....	79
5. Résultats de simulation.....	81
5.1. Contrôleur flou FC1EG.....	81
5.1.1. Réseau SMIB.....	81
5.1.2. Réseau multimachine.....	85
5.2. Contrôleur flou FC2EG appliqué au réseau SMIB.....	90
6. Conclusion.....	93
Références.....	94

## **Chapitre 4 : Optimisation par algorithme génétique** **96**

1. Introduction.....	96
2. Algorithmes génétiques.....	97
2.1. Principe de fonctionnement d'un AG.....	97
2.2. Structure de l'algorithme génétique.....	98
2.2.1. Codage des individus.....	98
2.2.2. Génération de la population initiale.....	99
2.2.3. Fonction d'évaluation.....	99
2.2.4. Opérateurs d'un AG.....	99
2.2.5. Critère d'arrêt.....	101
2.3. Paramètres de réglage d'un AG.....	101
2.4. Avantages et inconvénients des AGs.....	102
3. Optimisation des stabilisateurs flous (FC1EG, FC2EG) par AG.....	103
3.1. Fonction objective.....	104
3.2. Codage des variables.....	104
3.3. Implémentation de l'AG.....	105
4. Optimisation du stabilisateur hybride.....	107
5. Résultats de simulation.....	108
5.1. Stabilisateurs optimisés GFC1EG et GFC2EG.....	108
5.2. Analyse d'incertitude.....	112
5.3. Stabilisateur hybride optimisé (GHF1EG).....	113
6. Conclusion.....	116
Références.....	117

## **Conclusion Générale** **119**

## **Annexe** **121**

Liste des Travaux Publiés.....	125
--------------------------------	-----

# Liste des Figures

Fig. 1.1.	Phénomènes dynamiques dans les systèmes de puissance.	7
Fig. 1.2.	Classification de la stabilité des systèmes de puissance.	8
Fig. 1.3.	Répartitions des matériaux supraconducteurs utilisés dans les machines électriques.	12
Fig. 1.4.	Coupes transversales des générateurs synchrones.	13
Fig. 2.1.	Représentation des enroulements de la machine supraconductrice.	20
Fig. 2.2.	Modèle de la machine supraconductrice dans le repère de Park.	20
Fig. 2.3.	Schémas équivalents de la machine supraconductrice dans le repère de Park.	23
Fig. 2.4.	Modèles en $\pi$ de la ligne de transmission et du transformateur.	28
Fig. 2.5.	Modèle simplifié du système d'excitation statique.	30
Fig. 2.6.	Générateur synchrone alimentant une charge.	32
Fig. 2.7.	Description schématique d'une chaîne de production.	32
Fig. 2.8.	Schéma descriptif du gouverneur électrohydraulique.	33
Fig. 2.9.	Modèle du gouverneur électrohydraulique d'une turbine hydraulique.	34
Fig. 2.10.	Schéma descriptif du système de contrôle d'excitation.	35
Fig. 2.11.	Stabilisateur de puissance conventionnel avance-retard.	36
Fig. 2.12.	Diagramme vectoriel de puissance mécanique.	37
Fig. 2.13.	Schéma descriptif du système de contrôle du gouverneur.	38
Fig. 2.14.	Diagramme de transformation du repère local (d-q) au repère commun (D-Q).	39
Fig. 2.15.	Générateur synchrone connecté à un jeu de barre infini.	40
Fig. 2.16.	Stabilisateur de puissance coordonné (EGPSS).	44
Fig. 2.17.	Modèle général de contrôle d'un réseau SMIB.	45
Fig. 2.18.	Schéma unifilaire du réseau à deux régions (4 générateurs, 10 nœuds).	46
Fig. 2.19.	Réponse du système SMIB à un défaut triphasé avec EGPSS.	48
Fig. 2.20.	Réponse du système SMIB à +10% de $P_m$ avec EGPSS.	49
Fig. 2.21.	Réponse du système SMIB à +0.1 (pu) sur $V_{réf}$ avec EGPSS.	50
Fig. 2.22.	Réponse du système SMIB à +15% dans la charge avec EGPSS.	51
Fig. 2.23.	Réponse du système multimachine originel à un court-circuit triphasé avec EGPSS.	55
Fig. 2.24.	Réponse du système multimachine originel à +10% de $P_{m1}$ avec EGPSS.	56
Fig. 2.25.	Réponse du système multimachine originel à +0.1 (pu) sur $V_{réf1}$ avec EGPSS.	57
Fig. 2.26.	Réponse du système multimachine modifié à un court-circuit triphasé avec EGPSS.	58
Fig. 2.27.	Réponse du système multimachine modifié à +10% de $P_m$ du GS avec EGPSS.	59
Fig. 2.28.	Réponse du système multimachine modifié à +10% sur $P_m$ du GS et +0.1(pu) sur $V_{réf3}$ avec EGPSS.	60
Fig. 3.1.	Structure de base d'un contrôleur flou type-1.	69
Fig. 3.2.	Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 gaussien.	72

Fig. 3.3.	Fonction d'appartenance gaussienne d'un ensemble flou type-2.....	72
Fig. 3.4.	Structure de base d'un contrôleur flou type-2.....	73
Fig. 3.5.	Schéma synoptique du stabilisateur flou type-1.....	76
Fig. 3.6.	Fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du stabilisateur flou FC1EG.....	77
Fig. 3.7.	Schéma synoptique du stabilisateur flou type-2 coordonné FC2EG.....	79
Fig. 3.8.	Fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du stabilisateur FC2EG.....	79
Fig. 3.9.	Modèle du générateur équipé de stabilisateurs flous.....	80
Fig. 3.10.	Bloc Simulink du contrôleur flou type-2.....	80
Fig. 3.11.	Réponse du système SMIB à un défaut triphasé avec FC1EG.....	82
Fig. 3.12.	Réponse du système SMIB à +10% de $P_m$ avec FC1EG.....	83
Fig. 3.13.	Réponse du système SMIB à +0.1 (pu) sur $V_{réf}$ avec FC1EG.....	84
Fig. 3.14.	Réponse du système multimachine originel (scénario 1) avec FC1EG.....	86
Fig. 3.15.	Réponse du système multimachine originel (scénario 2) avec FC1EG.....	87
Fig. 3.16.	Réponse du système multimachine modifié (scénario 1) avec FC1EG.....	88
Fig. 3.17.	Réponse du système multimachine modifié (scénario 2) avec FC1EG.....	89
Fig. 3.18.	Réponse du GS à un défaut triphasé avec FC2EG.....	90
Fig. 3.19.	Réponse du GC à un défaut triphasé avec FC2EG.....	90
Fig. 3.20.	Réponse du GS à +10% sur $P_m$ avec FC2EG.....	91
Fig. 3.21.	Réponse du GC à +0.1 (pu) sur $V_{réf}$ avec FC2EG.....	91
Fig. 3.22.	Réponse du GS à +15% sur la charge avec FC2EG.....	91
Fig. 3.23.	Réponse du GC à +15% sur la charge avec FC2EG.....	92
Fig. 4.1.	Organigramme d'optimisation des FC1EG et FC2EG par AG.....	106
Fig. 4.2.	Structure du stabilisateur hybride développé HF1EG.....	107
Fig. 4.3.	Évolution de la fonction objective des GFC1EG et GFC2EG.....	109
Fig. 4.4.	Réponse du GS à un défaut triphasé avec GFC1EG et GFC2EG.....	110
Fig. 4.5.	Réponse du GC à un défaut triphasé avec GFC1EG et GFC2EG.....	110
Fig. 4.6.	Réponse du GS à +10% sur $P_m$ avec GFC1EG et GFC2EG.....	110
Fig. 4.7.	Réponse du GC à +0.1 (pu) sur $V_{réf}$ avec GFC1EG et GFC2EG.....	111
Fig. 4.8.	Réponse du GS à +15% sur la charge avec GFC1EG et GFC2EG.....	111
Fig. 4.9.	Réponse du GC à +15% sur la charge avec GFC1EG et GFC2EG.....	111
Fig. 4.10.	Déviations de vitesses angulaires en présence d'incertitude.....	113
Fig. 4.11.	Réponse du GS dans un système SMIB avec GHF1EG.....	115

## Liste des Tableaux

Tab. 3.1.	Quelques fonctions d'appartenance usuelles.....	68
Tab. 3.2.	Table de règles du stabilisateur flou FC1EG.....	78
Tab. 3.3.	Liste des scénarios des défauts simulés pour le réseau SMIB.....	81
Tab. 3.4.	Scénarios des défauts proposés pour les deux réseaux multimachines.....	85
Tab. 3.5.	Performances des stabilisateurs flous FC1EG et FC2EG.....	92
Tab. 4.1.	Valeurs spécifiques des paramètres de l'AG.....	106
Tab. 4.2.	Liste des scénarios des défauts simulés pour le réseau SMIB.....	108
Tab. 4.3.	Paramètres optimisés du GFC1EG.....	109
Tab. 4.4.	Paramètres optimisés du GFC2EG.....	109
Tab. 4.5.	Indice de performance.....	113
Tab. 4.6.	Paramètres optimisés du GHF1EG.....	114



# Listes des Acronymes et Symboles

## • Acronymes

GS	Générateur supraconducteur
GC	Générateur conventionnel
HTC	Haute température critique
pu	Unité relative (Per Unit)
PSS	Stabilisateur de puissance (Power System Stabilizer)
AVR	Régulateur automatique de tension (Automatic Voltage Regulator)
SMIB	Monomachine connectée à un jeu de barre infini (Single Machine Infinite Bus)
COI	Centre d'inertie (Center of Inertia)
EPSS	Stabilisateur de puissance conventionnel pour exciteur (Exciter PSS)
GPSS	Stabilisateur de puissance conventionnel pour gouverneur (Governor PSS)
EGPSS	Stabilisateur de puissance conventionnel coordonné (Coordinated Exciter-Governor PSS)
LF	Logique floue
CF	Contrôleur flou
EF	Ensemble flou
FA	Fonction d'appartenance
FOU	Empreinte de l'incertitude (Footprint Of Uncertainty)
FC1E	Stabilisateur flou type-1 pour exciteur (Fuzzy Controller Type-1 for Exciter)
FC1G	Stabilisateur flou type-1 pour gouverneur (Fuzzy Controller Type-1 for Governor)
FC1EG	Stabilisateur flou type-1 coordonné (Fuzzy Controller Type-1 Coordinated Exciter-Governor)
FC2E	Stabilisateur flou type-2 pour exciteur (Fuzzy Controller Type-2 for Exciter)
FC2G	Stabilisateur flou type-2 pour gouverneur (Fuzzy Controller Type-2 for Governor)
FC2EG	Stabilisateur flou type-2 coordonné (Fuzzy Controller Type-2 Coordinated Exciter-Governor)
HF1EG	Stabilisateur hybride flou_type-1_conventionnel coordonné (Hybrid Fuzzy_Type-1_EGPSS)
AG	Algorithme génétique
GFC1EG	Stabilisateur FC1EG optimisé par AG
GFC2EG	Stabilisateur FC2EG optimisé par AG
GHF1EG	Stabilisateur HF1EG optimisé par AG

## • Symboles

$\delta$	Angle du rotor	rad
$\theta, \theta_m$	Angles électrique et mécanique du rotor	rad
$\delta_{ir}$	Angle relatif de la machine i dans la référence COI	rad
$\omega$	Vitesse angulaire du rotor	rad/s
$\Delta\omega_{ir}$	Déviaton de la vitesse angulaire de la machine i dans la référence COI	rad/s
$\omega_0$	Vitesse angulaire du synchronisme	rad/s
$f_0$	Fréquence nominale	Hz
$S_m = \Delta\omega$	Déviaton de vitesse angulaire	(pu)
$T_m$	Couple mécanique	(pu)
$T_e$	Couple électrique	(pu)
$D$	Coefficient d'amortissement	(pu)
$H$	Constante d'inertie	(s)
$\varphi_k$	Flux dans l'enroulement k	(pu)
$r_i$	Résistance de l'enroulement i	(pu)
$x_{ad}, x_{aq}$	Réactances de magnétisation selon les axes d et q	(pu)
$x_{ij}$	Réactance mutuelle entre les enroulements i et j	(pu)
$x_k$	Réactance de l'enroulement k	(pu)
$x_d, x_q$	Réactances synchrones selon les axes direct (d) et en quadrature (q)	(pu)
$x'_d, x'_q$	Réactances transitoires selon les axes direct (d) et en quadrature (q)	(pu)
$x''_d, x''_q$	Réactances sub-transitoires selon les axes direct (d) et en quadrature (q)	(pu)
$E'_d, E'_q$	Tensions transitoires selon les axes direct (d) et en quadrature (q)	(pu)
$E''_d, E''_q$	Tensions sub-transitoires selon les axes direct (d) et en quadrature (q)	(pu)
$T'_{d0}, T'_{q0}$	Constantes de temps transitoires du circuit ouvert selon les axes d et q	(s)
$T''_{d0}, T''_{q0}$	Constantes de temps sub-transitoires en court-circuit selon les axes d et q	(s)
$i_d, i_q$	Composantes du courant du générateur selon les axes d et q	(pu)
$v_d, v_q$	Composantes de tension du générateur selon les axes d et q	(pu)
$V_t$	Tension terminale du générateur	(pu)
$E_b$	Tension au jeu de barre infini	(pu)
$E_{fd\_Min}, E_{fd\_Max}$	Limites inférieure et supérieure de la sortie de l'AVR	(pu)
$V_{réf}$	Tension de référence d'excitation	(pu)
$E_{fd}$	Tension d'excitation	(pu)

$T_A$	Constante de temps du régulateur de tension	(s)
$K_A$	Gain du régulateur de tension	(pu)
$P_m$	Puissance mécanique fournie par la turbine	(pu)
$P_0$	Puissance de référence (puissance nominale)	(pu)
$P_{min}, P_{max}$	Limites inférieure et supérieure de puissance à la sortie du gouverneur	(pu)
$P_g$	Puissance à la sortie des vannes du gouverneur	(pu)
$T_{1-3}$	Constantes de temps du gouverneur	(s)
$R$	Statisme (Droop) permanent du gouverneur électrohydraulique	
$T_w$	Constante de temps d'eau de la turbine hydraulique	(s)
$T_W$	Constante de temps du filtre du PSS	(s)
$K_{EPSS}$	Gain du EPSS	(p.u)
$T_{1-4E}$	Constantes de temps d'avance et de retard du EPSS	(s)
$V_{EPSS}$	Signal de sortie du EPSS	(pu)
$K_{GPSS}$	Gain du GPSS	(pu)
$T_{1-4G}$	Constantes de temps d'avance et de retard du GPSS	(s)
$U_{GPSS}$	Signal de sortie du GPSS	(pu)
$Z_e$	Impédance équivalente ( $R_e + jX_e$ )	(pu)
$R, X, B$	Résistance, réactance et susceptance de la ligne de transmission	(pu)
$Z_T$	Impédance du transformateur	(pu)
$Z_{Th}$	Impédance de Thevenin	(pu)
$Z_L$	Impédance de la ligne	(pu)
$K_{e_{in1}}, K_{e_{in2}}$	Facteurs de normalisation pour FC1E et FC2E	
$K_{e_{out}}$	Facteur de dénormalisation pour FC1E et FC2E	
$K_{g_{in1}}, K_{g_{in2}}$	Facteurs de normalisation pour FC1G et FC2G	
$K_{g_{out}}$	Facteur de dénormalisation pour FC1G et FC2G	

# Introduction Générale

Au cours des dernières années le processus d'interconnexion entre les systèmes électriques a considérablement augmenté et les réseaux de transport s'étalent sur de grandes surfaces en raison de l'augmentation des défis économiques. Dans ces conditions, la qualité de la puissance et l'amélioration de la stabilité des systèmes électriques sont devenues une préoccupation majeure des consommateurs et fournisseurs de l'énergie électrique.

Les générateurs synchrones sont les machines les plus utilisées pour la génération de l'énergie dans les réseaux de grandes puissances interconnectés. Les générateurs synchrones conventionnels (GCs) de taille accrue, continuellement ajoutés à ces systèmes, ont tendance à réduire leur stabilité et à nuire à leurs performances [1]. Les générateurs supraconducteurs (GSs), grâce à leurs avantages potentiels, remplacent de plus en plus les machines conventionnelles dans les systèmes électriques modernes et complexes. Les gains attendus sur la masse, la taille et le rendement sont assez importants pour qu'un intérêt particulier soit accordé aux machines supraconductrices. Elles sont très utiles du point de vue amélioration de stabilités statique et transitoire des systèmes de puissance [2-3]. Dans ce contexte, plusieurs programmes de recherche ont été lancés depuis les années 1990 pour réaliser des machines supraconductrices. Parmi ces programmes, on cite : Super-GM (Japonais), Siemens\_AG (Allemand), American\_Superconductor (Américain) et REIMS "Réalisation d'un Inducteur de Machine Supraconductrice" (Français) [4].

Afin d'améliorer la performance dynamique et la stabilité des réseaux électriques, faces aux diverses perturbations et aux aléas de consommation, des systèmes de régulation supplémentaire sont ajoutés tels que les stabilisateurs de puissances (Power System Stabilizer: PSS). Ces PSSs sont, fréquemment, implémentés dans les boucles d'excitation des générateurs conventionnels afin d'éliminer les effets négatifs des régulateurs de tension [1]. Cependant, dans les GSs caractérisés par une grande constante de temps du champ d'excitation et des effets de blindage des écrans de leurs rotors, la stabilisation à travers la boucle d'excitation seulement n'est pas suffisante [2]. Dans ces conditions, le contrôle des GSs à travers la boucle du gouverneur s'avère une alternative bien adéquate surtout avec les gouverneurs électrohydrauliques connus par leur haute sensibilité aux variations de vitesse [2,5].

L'avantage principal du contrôle du gouverneur réside dans le fait que ses dynamiques sont faiblement couplées avec celles du reste du système, ce qui offre une meilleure robustesse aux changements des conditions de fonctionnement. En plus, les stabilisateurs introduits au côté du gouverneur ont l'avantage d'être synthétisés localement. Plusieurs études ont montré leur efficacité dans l'amortissement des oscillations et l'amélioration de la stabilité des GSs [2]. D'autres travaux ont étendu cette régulation aux générateurs conventionnels et ont montré l'utilité du contrôle du gouverneur pour ce type de machines [6-8].

Avec l'apparition du GS à réponse d'excitation rapide, caractérisé par une constante de la boucle d'excitation moins élevée, le contrôle simultané à travers les deux boucles électrique (excitateur) et mécanique (gouverneur) devient plus efficace [4,9]. Une coordination entre les stabilisateurs conventionnels introduits à travers les deux boucles, mécanique et électrique, est suggérée pour améliorer la stabilité et assurer le bon fonctionnement des systèmes de puissance. Cette nécessité de coordonner les deux niveaux de contrôle dans un réseau électrique a donné naissance à de nouvelles perspectives de recherche qui préconisent l'utilisation de méthodes plus adaptées pour régler les PSSs à travers les deux boucles [7,8]. Conventionnellement, les paramètres de ces PSSs sont ajustés selon un modèle linéarisé du système de puissance autour d'un point de fonctionnement spécifique [1]. Cependant, le caractère fortement non-linéaire du réseau électrique, la grande gamme de fonctionnement et l'imprévisibilité des perturbations, rendent les paramètres fixes des stabilisateurs mal adaptés aux nouveaux points de fonctionnement résultants. Ainsi, ils ne parviennent pas à faire face aux défis de la production et la transmission performante de l'énergie électrique.

Afin de surmonter les limitations des PSSs conventionnels et pallier aux variations des paramètres et de la configuration des systèmes de puissance, plusieurs travaux de recherche se sont orientés vers l'intégration des techniques intelligentes dans le contrôle des systèmes de puissance [10,11]. La logique floue (LF) classique, appelée encore logique floue type-1, est l'une des formes intéressantes de l'intelligence artificielle qui offre un intérêt particulier lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du système à contrôler ou lorsque ce dernier présente de fortes non-linéarités ou imprécisions. Une littérature considérable existe sur l'application de la LF à des problèmes des réseaux électriques et plus particulièrement à la conception de PSSs [11]. La LF type-1 a été étendue à une nouvelle version dite LF type-2 qui suscite actuellement un intérêt particulier [11,12]. Cette dernière

permet d'incorporer plusieurs incertitudes négligées dans le cas d'un système flou classique et d'obtenir ainsi une meilleure régulation. Elle est largement utilisée avec succès dans les problèmes de commande et de régulation des processus complexes [12,13].

Bien que l'intérêt majeur des contrôleurs flous (CFs), de types 1 et 2, réside dans leur capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables, le choix de leurs paramètres (fonctions d'appartenance, règles floues, ...) n'est pas toujours aisé et suscite beaucoup d'intérêt [10-13]. Ces difficultés rencontrées dans la conception des CFs, ont guidé les chercheurs à s'orienter vers l'utilisation des méthodes d'optimisation telles que les algorithmes génétiques (AGs), l'optimisation par essais particuliers (PSO), l'optimisation par colonie de fourmis (ACO), l'algorithme de recherche d'harmonie (RH) et l'algorithme des chauves-souris (Bat) [10,14]. L'avantage des AGs par rapport aux autres techniques d'optimisation réside dans leur indépendance par rapport à la complexité des problèmes. De plus, leur caractéristique d'exploration globale dans les environnements complexes leur offre une grande robustesse. Les stratégies d'application des AGs s'occupent souvent de l'optimisation des FAs et/ou des règles floues [13-15]. L'optimisation des facteurs d'échelle a reçu moins d'attention bien que ces derniers jouent un rôle très important dans la performance dynamique et la stabilité du régulateur flou [11].

L'objectif principal de notre travail est de concevoir à l'aide des AGs des stabilisateurs flous pour un générateur supraconducteur. Il consiste en premier lieu à mettre en évidence les avantages de l'approche de coordination exciteur-gouverneur développée pour améliorer la stabilité des générateurs supraconducteurs avec une extension aux générateurs conventionnels. Dans le but d'améliorer davantage la stabilité du système de puissance, nous introduisons dans une deuxième phase, la théorie de la LF avec ces deux types 1 et 2 dans la conception de stabilisateurs flous plus performants. Ensuite, une hybridation des deux types de régulation, conventionnelle et floue est développée. Enfin, une optimisation à l'aide d'AG des stabilisateurs développés est effectuée.

La méthodologie suivie pour réaliser ce travail de thèse se résume dans les étapes suivantes :

Dans le premier chapitre, nous donnons des généralités sur la stabilité des systèmes et ses différents types ainsi qu'un aperçu général sur les générateurs synchrones supraconducteurs et leurs caractéristiques.

Le deuxième chapitre est consacré au développement d'un PSS coordonné. Après une modélisation des différents éléments constituant le système de puissance, le stabilisateur coordonné développé est testé dans deux types de systèmes de puissance, monomachine reliée à un jeu de barre infini (SMIB) et multimachine. Une extension aux machines conventionnelles est également effectuée.

Dans le troisième chapitre, nous concevons un stabilisateur coordonné flou type-1. Nous le validons par son implémentation dans les deux types de systèmes de puissance (SMIB et multimachine) et ceci pour les deux types de générateurs (conventionnel et supraconducteur). Ensuite, nous concevons et validons notre stabilisateur coordonné flou type-2 pour les deux machines (supraconductrice et conventionnelle) connectées à un jeu de barre infini.

Dans le quatrième chapitre, nous améliorons la performance des stabilisateurs flous (types 1 et 2) à l'aide d'AG. Ce dernier, permet d'ajuster les facteurs d'échelle de ces deux CFs implantés dans deux réseaux SMIB (GS et GC). Ensuite, nous discutons l'aptitude des deux stabilisateurs optimisés à gérer les incertitudes présentes dans le système. Enfin, nous étendons l'application des AGs pour optimiser les paramètres d'un nouveau stabilisateur hybride développé pour le GS. Ce dernier est basé sur une coordination entre les stabilisateurs conventionnels et flous. L'optimisation concerne les gains du stabilisateur flou et les constantes de temps du stabilisateur conventionnel.

Au cours des trois derniers chapitres, une étude comparative entre les différents stabilisateurs a été menée.

Finalement, nous terminons cette thèse par une conclusion générale et des perspectives.

## ***Références***

- [1] J. Machowski, J. W. Bialek, J. R. Bumby, *Power System Dynamics Stability and Control*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [2] R.A.F. Saleh, H.R. Bolton, Genetic algorithm-aided design of a fuzzy logic stabilizer for a superconducting generator, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 4, Nov. 2000, pp. 1329-1335.
- [3] R. Qu, Y. Liu, J. Wang, Review of superconducting generator topologies for direct-drive wind turbines, *IEEE Trans. App. Super.*, vol. 23, no. 23, Article#: 5201108 , June 2013.
- [4] K. Miyaike, T. Kitajima, T. Ito, Development of 70 MW class superconducting generator with quick-response excitation, *Cryogenics*, vol. 42, no. 3-4, March 2002, pp. 183-189.
- [5] M.A.A.S. Alyan, Y.H. Rahim, The role of governor control in transient stability of superconducting turbo-generators, *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 2, no. 1, March 1987, pp. 38-46.
- [6] H.F. Wang, F.J. Swift, Y.S. Hao, B.W. Hogg, Adaptive stabilization of power system by governor-turbine control, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 18, no. 2, Feb. 1996, pp. 131-138.
- [7] S.K. Yee, J.V. Milanovic, F.M. Hughes, Damping of system oscillatory modes by a phase compensated gas turbine governor, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 6, June 2010, pp. 667-674.
- [8] J. Milanovic, Damping of the low-frequency oscillations of the generator: dynamic interactions and the effectiveness of the controllers, *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, vol. 149, no. 6, 2002, pp. 753-760.
- [9] H. Shirato & al., Investigation of power system stability enhancement by superconducting generator with high response excitation considering its detailed excitation system, in: *Proceedings of the Int. Conf. on Power System Technology*, Hangzhou, Oct. 24-28, 2010, pp. 1-6.
- [10] Z. Sun & al., Optimal tuning of type-2 fuzzy logic power system stabilizer based on differential evolution algorithm, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 62, Nov. 2014, pp. 19-28.
- [11] A. El-Zonkoly, A. Khalil, N. Ahmed, Optimal tuning of lead-lag and fuzzy logic power system stabilizers using particle swarm optimization, *Expert Syst. Appl.*, vol. 36, no. 2, 2009, pp. 2097-2106.
- [12] H.M. Fayek & al., A controller based on optimal type-2 fuzzy logic: systematic design, optimization and real-time implementation, *ISA Trans.*, vol. 53, no. 5, Sep. 2014, pp. 1583-1591.
- [13] O. Castillo, P. Melin, A review on interval type-2 fuzzy logic applications in intelligent control, *Inf. Sci.*, vol. 279, no. 20, Sept. 2014, pp. 615-631.
- [14] O. Castillo & al., Comparative study of bio-inspired algorithms applied to the optimization of type-1 and type-2 fuzzy controllers for an autonomous mobile robot, *Inf. Sci.*, vol. 192, no. 1, 2012, pp. 19-38.
- [15] N.R. Cazarez-Castro, L.T. Aguilar, O. Castillo, Hybrid genetic-fuzzy optimization of a type-2 fuzzy logic controller, in: *Proceedings of the 8th Int. Conf. on Hybrid Intelligent Systems*, HIS 2008, Barcelona, 10-12 Sept., 2008, pp. 216-221.



# Chapitre 1

## *Stabilité et générateurs supraconducteurs : concepts de base*

### 1. Introduction

En raison de l'augmentation des défis économiques au cours de ces dernières années, le processus d'interconnexion entre les systèmes électriques augmente sans cesse et les réseaux de transport s'étalent sur des surfaces de plus en plus grandes. En effet, la qualité de puissance et l'amélioration de la stabilité de ces systèmes sont devenues, d'une part, une préoccupation majeure des fournisseurs et consommateurs de l'énergie électrique et, d'autre part, un des aspects les plus importants dans le fonctionnement des systèmes de puissance.

Il existe deux alternatives pour assurer la stabilité. La première consiste à améliorer la composition du réseau lui-même en améliorant la qualité et l'efficacité des dispositifs qui le constituent. Ceci peut se faire en remplaçant les générateurs conventionnels (GC) par d'autres supraconducteurs (GS). Ces derniers connus par leurs avantages (petite taille, poids léger, faible réactance synchrone et rendement élevé) sont utiles en termes de stabilités transitoire et dynamique ainsi que du point de vue environnement [1]. La deuxième alternative consiste à ajouter des systèmes additionnels de contrôle, constitués principalement de contrôleurs, au côté générateur (stabilisateurs de puissance) ou au côté chemin de transmission [2].

Dans ce chapitre, nous donnons un aperçu sur la stabilité des réseaux électriques et les générateurs supraconducteurs. Une description des différents types de matériaux utilisés, des structures et des machines supraconductrices est rapportée.

### 2. Phénomènes dynamiques dans les systèmes de puissance

Un système de puissance se compose de plusieurs éléments individuels (générateurs, transformateurs, lignes, ...) reliés ensemble pour former un système grand, complexe et dynamique capable de générer, transmettre et distribuer l'énergie électrique à travers une vaste zone géographique [2]. L'interconnexion entre ses composants induit des phénomènes dynamiques caractérisés par des fréquences variables influant sur son bon fonctionnement. Ces derniers peuvent être classés en quatre groupes comme le montre la figure 1.1 [2-4].

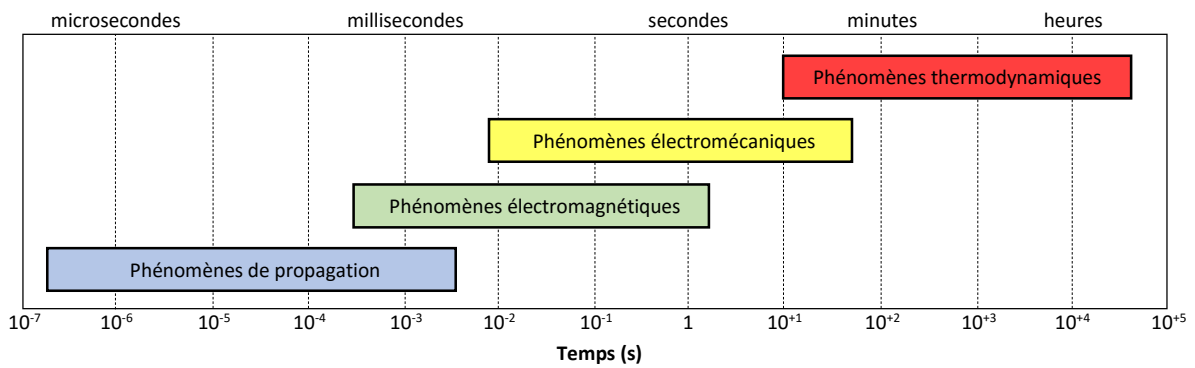


Fig. 1.1. Phénomènes dynamiques dans les systèmes de puissance.

Les phénomènes de propagation qui sont les plus rapides correspondent à la propagation des ondes électromagnétiques causées par des coups de foudre ou des opérations de commutation. Leur plage s'étend de la microseconde à la milliseconde [2,4]. Les phénomènes électromagnétiques se produisent dans les enroulements de la machine suite à une opération du système de protection, à une interaction entre les machines électriques et le réseau ou à des perturbations. La gamme de temps de ces dynamiques s'étend de quelques millisecondes à une seconde. Les phénomènes électromécaniques sont liés au comportement des générateurs quant à leur marche synchrone. Ils sont, principalement, dus aux oscillations des masses tournantes des générateurs et des moteurs qui résultent d'une perturbation, du fonctionnement du système de protection ou du contrôle de la tension et de la turbine. Cette classe de phénomènes possède une plage temporelle qui s'étale de quelques centièmes de seconde à plusieurs secondes [2,4]. Les plus lentes dynamiques sont les changements thermodynamiques qui s'étendent de quelques dizaines de secondes à quelques dizaines de minutes. Ils se manifestent dans les chaudières des centrales thermiques quand un contrôle automatique de génération est demandé.

### 3. Stabilité des réseaux d'énergie électrique

La stabilité d'un système de puissance est sa capacité, pour une condition de fonctionnement initiale donnée, de retrouver son état initial ou un autre état d'équilibre après avoir subi une perturbation physique, en gardant la plupart de ses variables dans leurs limites, de sorte qu'il reste intact. Un système électrique moderne est un processus multi-variables d'ordre élevé dont la réponse dynamique est influencée par un grand nombre de dispositifs ayant des caractéristiques et des temps de réponse différents. Les variables importantes pour l'équilibre d'un système sont les angles du rotor (puissance), les tensions nodales et la

fréquence. Ainsi, la stabilité peut être subdivisée en stabilités de l'angle du rotor, de tension et de fréquence [5]. Les systèmes sont non-linéaires et leur stabilité dépend à la fois des conditions de fonctionnement initiales ainsi que de la sévérité de la perturbation. En effet, les stabilités de l'angle du rotor et de tension doivent considérer les petites et grandes perturbations. Dans le domaine temporel et selon le type des phénomènes dynamiques induits, la stabilité peut être classée en court ou en long terme. Un récapitulatif des différentes catégories et sous-catégories de stabilité rencontrées est donné par la figure 1.2 [5,6].

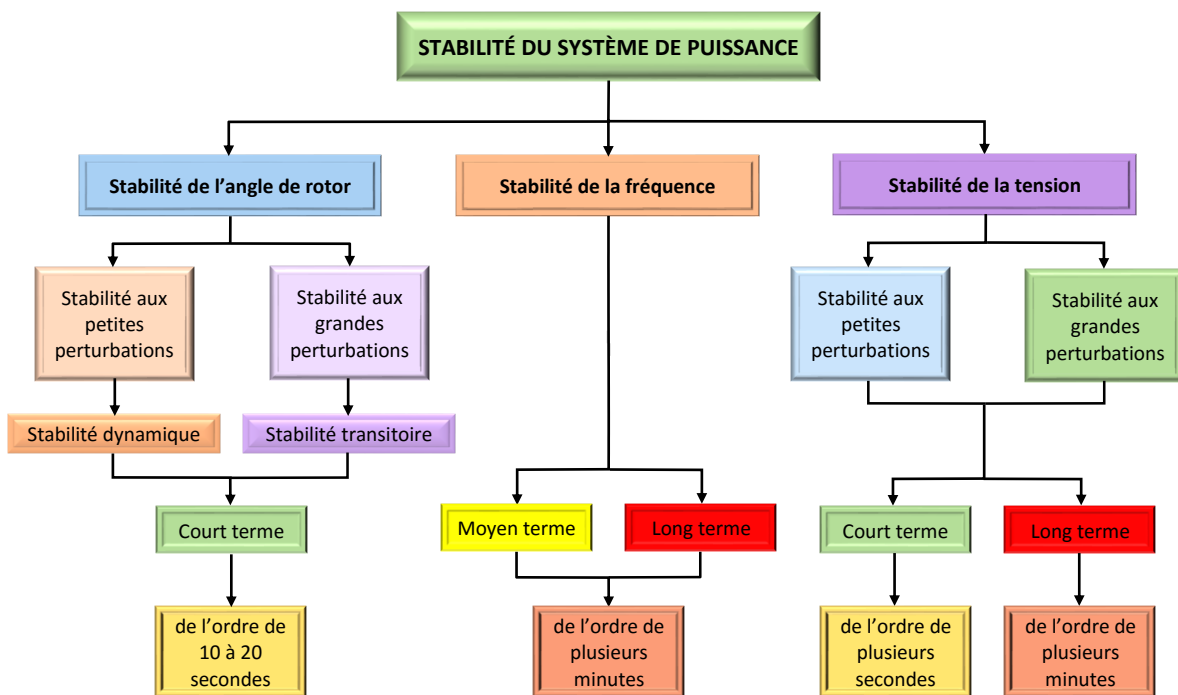


Fig. 1.2. Classification de la stabilité des systèmes de puissance.

### 3.1. Stabilité de l'angle du rotor

La stabilité angulaire est l'aptitude des machines synchrones d'un système de puissance interconnecté à rester en synchronisme suite à une perturbation. Elle est conditionnée par l'équilibre entre les couples électromagnétique et mécanique de chaque machine dans le système. L'instabilité se traduit par une augmentation des oscillations angulaires de certains générateurs menant à la perte de leur synchronisme avec les autres. On peut exprimer la variation du couple électrique d'une machine synchrone, suite à une perturbation dans le système, comme suit [6] :

$$\Delta T_e = T_s + T_D = K_s \Delta \delta + K_D \Delta \omega \quad (1.1)$$

tel que :

- $\Delta\delta$  et  $\Delta\omega$  sont successivement la variation de l'angle rotorique et la déviation de la vitesse.
- $T_s$  et  $K_s$  sont respectivement le couple synchronisant et son coefficient.
- $T_D$  et  $K_D$  sont respectivement le couple d'amortissement et son coefficient.

La stabilité du système dépend de l'existence des deux composantes du couple pour chaque machine synchrone. Selon l'amplitude de la perturbation, on peut caractériser la stabilité angulaire en deux sous-catégories : stabilités aux petites et grandes perturbations.

### 3.1.1. Stabilité angulaire aux petites perturbations

Elle représente la capacité du système à maintenir le synchronisme après avoir subi de petites perturbations. Ces dernières sont considérées suffisamment petites de telle sorte que l'ensemble des équations différentielles non-linéaires, décrivant le comportement du système, peut être linéarisé autour d'un point de fonctionnement initial. L'instabilité résultante peut se manifester sous forme d'une augmentation de l'angle du rotor à travers un mode non-oscillatoire ou apériodique en raison de manque de couple de synchronisation suffisant ou sous forme d'oscillations du rotor d'amplitude croissante dues au manque de couple d'amortissement suffisant. Pratiquement, la stabilité aux petites perturbations est un problème d'amortissement insuffisant d'oscillations. Ces oscillations peuvent être de plusieurs types selon leurs fréquences : les modes locaux, inter-régions, de contrôle et de torsion [3-6].

### 3.1.2. Stabilité angulaire aux grandes perturbations

La stabilité transitoire est l'aptitude du système à maintenir le synchronisme suite à une perturbation importante telle qu'un court-circuit sur une ligne de transmission. Elle dépend à la fois de l'état de fonctionnement initial ainsi que de la sévérité de la perturbation. L'instabilité est généralement sous forme d'un écart angulaire apériodique en raison d'un couple de synchronisation insuffisant, se manifestant comme une instabilité de première oscillation (First Swing Instability). Cependant, dans les grands systèmes de puissance, l'instabilité transitoire peut se manifester autrement. Elle peut résulter de la superposition de plusieurs modes d'oscillations causant de grandes excursions de l'angle rotorique [6].

## 3.2. Stabilité de tension

La stabilité de tension est l'aptitude du système de puissance à maintenir des tensions acceptables stables à tous les nœuds du système sous des conditions de fonctionnement

normales et après avoir subi une perturbation. L'instabilité résultante se produit sous forme de chute ou augmentation progressive de tension dans certains nœuds. Ce type de stabilité est géré par le bilan des puissances réactives des nœuds du réseau électrique. L'instabilité de tension peut engendrer une perte de charges dans une zone ou un déclenchement de lignes de transport et d'autres éléments par leurs systèmes de protection ce qui conduit à des pannes en cascade [5]. Généralement, la forme la plus courante d'instabilité de tension est la baisse progressive des niveaux de tension qui peut être associée à une instabilité d'angle du rotor. L'effondrement de tension (par lequel la séquence d'opérations accompagnant l'instabilité de tension mène à un blackout électrique ou à des tensions anormalement basses dans une partie significative du réseau) est un des problèmes très fréquent et complexe. Néanmoins, le risque d'une instabilité sous forme de surtension existe également [3,5].

Selon l'amplitude de la perturbation, la stabilité de tension peut être aussi subdivisée en grandes et petites perturbations. La gamme de temps de l'instabilité de tension peut varier de quelques secondes à quelques dizaines de minutes. Ainsi, comme le montre la figure 1.2, la stabilité de tension peut être un phénomène à long ou court terme [5,6].

### **3.3. Stabilité de fréquence**

Elle se réfère à la capacité du système à maintenir une fréquence stable suite à un changement radical du système résultant d'un déséquilibre important entre la puissance générée et celle demandée [5]. L'instabilité due au mouvement de fréquence peut mener au déclenchement des groupes de génération et/ou de charges. Durant la variation de la fréquence, les caractéristiques de temps des processus et des différents dispositifs activés vont varier de la fraction de secondes à quelques minutes. Ainsi, la stabilité de fréquence peut, donc, être classée en phénomènes à court et long termes [3,6].

## **4. Buts de l'étude de la stabilité**

Les problèmes de la stabilité sont liés à la nature et à l'amplitude de la perturbation. En effet, la plupart des travaux de recherche traitent les stabilités statique, dynamique et transitoire. Dans les études des stabilités statique et dynamique qui concernent les machines influencées par de lents ou légers changements des conditions d'exploitation, on s'intéresse à la réponse du réseau suite à de faibles variations. Ces dernières sont suffisamment petites ce qui permet de linéariser les équations autour d'un point de fonctionnement [6]. Dans les

études de la stabilité transitoire on s'intéresse aux grandes perturbations. Ces dernières peuvent être d'origines diverses : pertes de groupes et/ou de lignes, branchement et débranchement de charges, court-circuit franc ou via une impédance de défaut, etc. En effet, la stabilité transitoire est considérée comme un phénomène à la fois très important et très dangereux pouvant causer des dégâts très sérieux dans les réseaux électriques.

L'objectif de l'étude de la stabilité transitoire est de maintenir le synchronisme pendant et après une perturbation sévère. En outre, elle permet une meilleure compréhension du comportement des réseaux et facilite la mise en œuvre des politiques de planification et d'opération [6,7]. Cette étude concerne les tensions, les puissances, les courants et surtout les vitesses, les angles internes et les couples des machines du réseau.

## 5. Machines supraconductrices

Les supraconducteurs prennent une place sans cesse croissante dans le domaine de la recherche scientifique en génie électrique. Ces matériaux permettent de transporter des courants très élevés sans pertes d'énergie et possèdent un diamagnétisme parfait. En effet, ils trouvent un intérêt avéré dans le domaine des fortes puissances. Leurs nombreuses applications (limiteurs de courant, stockage d'énergie, lignes de transport, aimants, transformateurs et machines tournantes) apportent des résultats encourageants [8].

Les différents gains en termes de taille, poids, rendement, stabilité et coût sont assez importants ce qui a donné un intérêt particulier aux machines supraconductrices. Leurs applications s'étalent de la propulsion navale à la production d'électricité surtout à travers les générateurs éoliens [9-11].

### 5.1. Types des matériaux supraconducteurs utilisés

Dans les machines électriques, les supraconducteurs sont généralement utilisés sous forme de conducteurs plats ou cylindriques pour réaliser l'inducteur et/ou l'induit, ou sous forme massive (Bulk) pour faire des écrans magnétiques, des concentrateurs de flux ou des aimants [12]. Le développement des générateurs supraconducteurs est lié à l'amélioration des performances des matériaux supraconducteurs et de la cryogénie associée [9]. Les supraconducteurs peuvent être classés en deux types : à basse température critique (BTC) et à haute température critique (HTC). Les alliages les plus répandus des BTC sont le Niobium-Titane (NbTi) et le Niobium-Etain (Nb<sub>3</sub>Sn). Pour les HTC, on distingue ceux de la première

génération à base de BSCCO (Bismuth Strontium Calcium Copper Oxide) et ceux de la deuxième génération à base d'YBCO (Yttrium Barium Copper Oxide). Les supraconducteurs HTC sont les plus utilisés dans les machines supraconductrices réalisées. Récemment, le Diborure de Magnésium ( $MgB_2$ ), qui se situe à mi-chemin entre les supraconducteurs HTC et BTC, occupe une place importante [8-13]. La figure 1.3 donne une représentation des répartitions des matériaux supraconducteurs utilisés par les différents constructeurs des machines électriques. Les données de cette représentation sont prises de la référence [9].

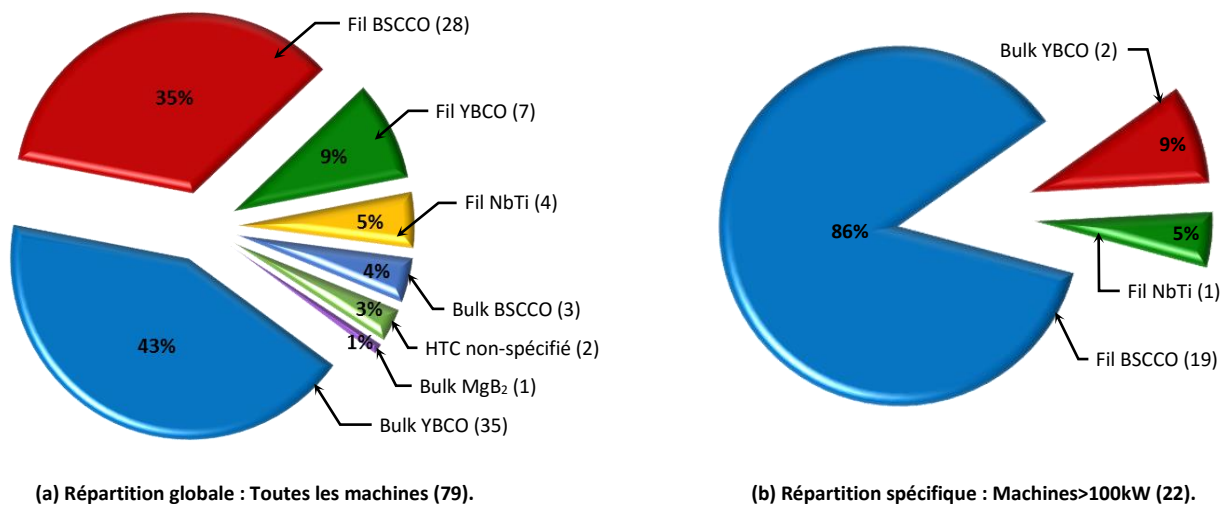


Fig. 1.3. Répartitions des matériaux supraconducteurs utilisés dans les machines électriques.

On remarque que la majorité des machines supraconductrices utilisent les massifs de YBCO (Bulk) et ceci pour leurs propriétés d'écrantage du flux (guider le flux, le blinder ou encore le concentrer) et d'aimantation utilisées dans les machines à réluctance, à hystérésis et à flux piégé. Au second rang, nous trouvons le fil BSCCO utilisé dans les machines synchrones à pôles saillants. Pour les machines ayant des puissances supérieures à 100 kW le fil BSCCO est majoritairement utilisé [9].

## 5.2. Structures des générateurs supraconducteurs

Les structures des machines supraconductrices réalisées sont souvent similaires à celles des machines synchrones conventionnelles. Elles comprennent un induit conventionnel sans fer et un inducteur à enroulement supraconducteur tournant. Ces structures classiques demeurent les plus répandues pour les machines de fortes puissances. Néanmoins, on peut rencontrer des machines avec des structures très originales telles que celles entièrement supraconductrices (où l'induit et l'inducteur sont à la fois supraconducteurs) et celles à aimant

supraconducteur. Le refroidissement des éléments supraconducteurs nécessite l'utilisation d'un cryostat (générateur de très basses températures) qui augmente la taille de l'entrefer [11-15]. La figure 1.4 schématise les principales différences entre les générateurs synchrones supraconducteur (GS) et conventionnel (GC).

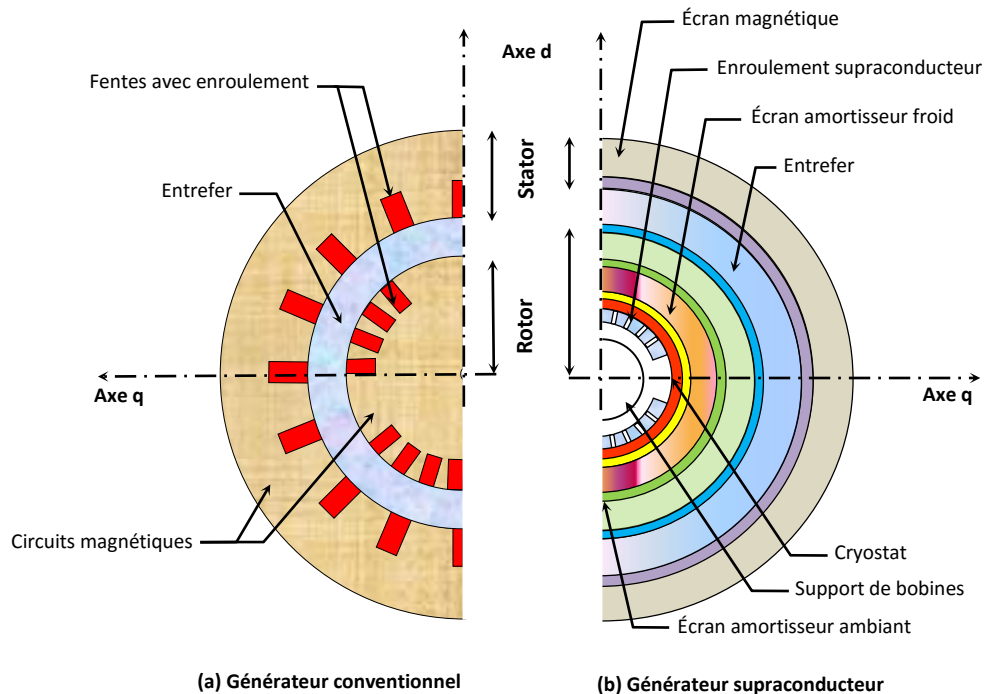


Fig. 1.4. Coupes transversales des générateurs synchrones.

Contrairement aux machines conventionnelles, le stator des GS est formé d'une armature de bobine sans noyau de fer et d'un blindage magnétique pour protéger l'environnement externe de la machine du champ magnétique élevé et éviter le problème de saturation [16-18]. Le rotor est constitué de supports de bobines, d'un enroulement inducteur (réalisé en matière supraconductrice et réfrigéré dans un liquide cryogénique comme l'hélium à l'aide d'un cryostat qui s'intercale entre l'induit et l'inducteur) et des écrans amortisseurs. En général, le GS possède deux amortisseurs qui ont pour rôle de protéger la bobine de la variation du champ lors des régimes transitoires et asymétriques [19]. L'un est froid (Cold Damper) à température cryogénique et l'autre est à température ambiante (Warm Damper). Le premier sert à bloquer l'infiltration de la chaleur de l'extérieur en protégeant ainsi la partie froide de la chaleur ambiante. Il limite aussi la pénétration des composantes asynchrones du champ magnétique de basse fréquence générées par la réaction d'induit lors de défauts. Le deuxième amortisseur réduit les oscillations mécaniques du rotor et protège l'enroulement inducteur de la variation du champ à haute fréquence [18].



### 5.3. Types des générateurs supraconducteurs

En conjonction avec le développement des fils supraconducteurs et de la cryogénie associée, plusieurs types de générateurs supraconducteurs synchrones ont été développés et réalisés. On peut distinguer deux groupes : ceux à réponse d'excitation lente (Slow Response Excitation) et ceux à réponse rapide (High Response Excitation). Le générateur à réponse d'excitation lente est destiné à modifier légèrement le courant du champ pour contrôler la variation de la tension du système au moment où ce dernier devient défaillant et contrôler la tension dans les conditions normales. Le rotor dans ce cas est équipé de deux amortisseurs : froid et à température ambiante. Le générateur à réponse d'excitation rapide est destiné à contrôler positivement l'excitation dans le but d'améliorer la stabilité du système. Il est caractérisé par un courant élevé et une inductance réduite d'excitation. La résistance du système d'amortissement du rotor doit être augmentée pour produire une régulation rapide du courant d'excitation. Ceci est obtenu en utilisant des matériaux spécifiques pour l'enroulement inducteur qui peuvent générer des champs élevés avec une vitesse raisonnable et des pertes réduites. Le rotor possède un blindage de protection contre la radiation thermique sans effet amortisseur. Par conséquent, ce type de machine contient seulement un amortisseur à température ambiante.

La variation de la fréquence du courant de champ est autour de 1Hz pour la machine à réponse lente contre 10Hz pour celle à réponse d'excitation rapide [20]. Cette dernière a une grande puissance d'excitation et un changement rapide suffisant pour affecter les conditions du système en fonctionnement auto-excité du générateur. Ceci est une caractéristique supplémentaire de ce type de générateurs qui permet d'améliorer la stabilité transitoire [21-24]. En plus, il peut conduire au stockage d'énergie magnétique supraconducteur (Superconducting Magnetic Energy Storage : SMES) qui tend à améliorer la stabilité transitoire et augmenter le rendement.

### 5.4. Avantages et inconvénients des générateurs supraconducteurs

Parmi les avantages des générateurs supraconducteurs on cite :

- un rendement élevé proche de 99% avec une augmentation de 1 à 2% par rapport au GC,
- des pertes réduites,
- une augmentation d'environ 30% dans les limites de transfert de puissance,

- une taille diminuée à la moitié par rapport à un générateur conventionnel,
- une réactance synchrone plus faible : de  $1/3$  à  $1/5$  de celle de la machine conventionnelle,
- une régulation de la tension simplifiée,
- des stabilités statique et transitoire améliorées,
- une capacité de charge réactive améliorée,
- une consommation d'huile et une émission du  $\text{CO}_2$  réduites.

Parmi les inconvénients des générateurs supraconducteurs on cite :

- problème de refroidissement des éléments supraconducteurs (d'où l'importance des HTC),
- une taille importante de l'entrefer.
- une constante de temps élevée,
- une tension relativement élevée à l'enroulement de champ pour changer le courant d'excitation dans une période de temps raisonnable,
- le contrôle à travers l'excitation très délicat.

## 6. Conclusion

La stabilité des systèmes de puissance est l'un des aspects les plus importants dans le fonctionnement des réseaux électriques. Les générateurs synchrones conventionnels de taille accrue, continuellement ajoutés à ces systèmes, ont tendance à réduire leur stabilité et à nuire à leurs performances. Grâce à leurs avantages concurrentiels, les générateurs supraconducteurs remplacent, de plus en plus, les machines conventionnelles dans les systèmes électriques modernes et complexes. Ils sont très utiles du point de vue amélioration de la stabilité statique et transitoire des systèmes de puissance. Dans ce même contexte, il est très recommandé de proposer de nouvelles stratégies de contrôle pour garantir une meilleure production de l'électricité en terme de fiabilité et de stabilité.

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur la stabilité des systèmes de puissance et leurs différents types. Nous avons aussi donné un aperçu général sur les générateurs synchrones supraconducteurs et leurs caractéristiques, structures et différents types.

Après avoir enfin résumé les principaux avantages et inconvénients des générateurs synchrones supraconducteurs, nous proposons dans le chapitre suivant un nouveau stabilisateur de puissance pour le générateur supraconducteur.

## *Références*

- [1] R.A.F. Saleh, H.R. Bolton, Genetic algorithm-aided design of a fuzzy logic stabilizer for a superconducting generator, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 4, Nov. 2000, pp. 1329-1335.
- [2] J. Machowski, J. W. Bialek, J. R. Bumby, *Power System Dynamics Stability and Control*, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [3] H. Alkhatib, Étude de la stabilité aux petites perturbations dans les grands réseaux électriques : optimisation de la régulation par une méthode metaheuristique, Thèse de Doctorat, Université de Paul Cézanne, France, 2008.
- [4] B. Mallem, Modélisation, analyse et commande des grands systèmes électriques interconnectés, Thèse de Doctorat, ENS Cachan, France, 2010.
- [5] P. Kundur & al., IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions, Definition and classification of power system stability, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 2, May 2004, pp. 1387-1401.
- [6] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, EPRI Power Sys. Eng. Series, Mc Graw-Hill, 1994.
- [7] M. Pavella, D. Ernst, D. Ruiz-Vega, *Transient Stability of Power Systems: A Unified Approach to Assessment and Control*, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [8] R. Moulin, Dimensionnements et essais de moteurs supraconducteurs, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2010.
- [9] S. Bendali & al., État de l'art des moteurs et générateurs supraconducteurs, JCGE 2013, Saint-Nazaire, France, 5 - 6 Juin, 2013, Article# 15135.
- [10] E. Ailam, Machine synchrone à plots supraconducteurs : Étude et réalisation, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2006.
- [11] Y. Brunet, J.L. Sabrié, *Machines cryoélectriques*, Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Électrique, D-3-660, 1992.
- [12] A. Rezzoug, *Machines Électriques Non-Conventionnelles*, Ed. Hermes Science-Lavoisier, 2011.
- [13] N. Maki & al., Study of practical applications of HTS synchronous machines, *IEEE Trans. App. Supercond.*, vol. 15, no. 2, June 2005, pp. 2166-2169.
- [14] Y. Terao, M. Sekino, H. Ohsaki, Comparison of conventional and superconducting generator concepts for offshore wind turbines, *IEEE Trans. App. Supercond.*, vol. 23, no. 3, June 2013, Article #5200904.
- [15] O. Tsukamoto, J. Chen, S. Akita, Stability characteristics of fully superconducting and damperless generator connected to power grid, *IEEE Trans. App. Supercond.*, vol. 3, no. 1, March 1993, pp. 377-380.
- [16] S.I. Han & al., Optimal design of superconducting generator using genetic algorithm and simulated annealing, *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 5, Sept. 2004, pp. 543-554.

- [17] H. Nakamura & al., Static excitation test results of the partial rotor model for 70 MW class superconducting generator with quick response excitation, *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 32, no. 4, July 1996, pp. 2357-2360.
- [18] J.F. Gieras, *Advancements in Electric Machines*, Springer, 2008.
- [19] P. Tixador, *Superconducting Motors, Generators, and Alternators*, Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, John Wiley & Sons, 1999.
- [20] K. Uyeda & al., Specifications and selecting procedures on superconducting field windings of superconducting generators, in: *Proceedings of the 11th International Conference on Magnet Technology (MT-11)*, Tsukuba, Japan, 28 August-1 September, 1989, pp. 550-555.
- [21] F. Mayouf, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers, New approach for stability enhancement of superconducting generator with high response excitation, *Proceedings of the 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 2014)*, Beirut, Lebanon, 13-16 April, 2014, pp. 536-540.
- [22] T. Nitta, Y. Shirai, T. Kishida, Experimental studies on field circuit of superconducting generator, *IEEE Trans. App. Supercond.*, vol. 7, no. 2, June 1997, pp. 939-542.
- [23] T. Nitta & al., Experimental studies on power system stability of a superconducting generator with high response excitation, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 12, no. 2, May 1997, pp. 906-912.
- [24] F. Mayouf, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers, New genetic-fuzzy controller for improving stability of superconducting generator with high response excitation in a SMIB power system, in: *Proceedings of the 13<sup>th</sup> International Conference on Environment and Electrical Energy (EEEIC-2013)*, Wroclaw, Poland, 1-3 November, 2013, pp. 330-335.
- [25] E.H. Ailam & al., Design and testing of a superconducting rotating machine, *IEEE Trans. App. Supercond.*, vol. 17, no. 1, March 2007, pp. 27-33.

# Chapitre 2

## *Conception d'un stabilisateur conventionnel coordonné*

### 1. Introduction

Nous avons vu précédemment que la substitution des générateurs conventionnels par ceux supraconducteurs est l'un des moyens efficaces pour améliorer la stabilité des systèmes énergétiques. La deuxième alternative, permettant d'améliorer la performance dynamique et la stabilité des réseaux électriques, consiste à l'utilisation des systèmes de contrôle plus adaptés. Il existe deux moyens de contrôle permettant d'amortir les oscillations électromagnétiques et d'améliorer la stabilité. Le premier réside dans le contrôle local du côté générateur assuré par des régulateurs conventionnels (régulateurs de tension et de vitesse, stabilisateur de puissance). Le deuxième est le contrôle au niveau des lignes de transmission.

Dans les réseaux électriques, les différents types de perturbations provoquent des oscillations électromécaniques qui limitent la capacité de transmission de puissance à travers ces réseaux et influent sur la stabilité du système entier. De ce fait, l'implantation de sources spécifiques d'amortissement devient nécessaire.

Plusieurs études ont été menées en se basant sur les systèmes FACTS (Flexible Alternative Current Transmission System) et HVDC (High Voltage Direct Current Transmission System) pour contrôler les oscillations des réseaux électriques. Néanmoins, l'installation de ces systèmes pour uniquement améliorer l'amortissement des oscillations demeure très chère. Parmi les moyens les moins coûteux, on trouve les contrôleurs locaux tels que les stabilisateurs de puissance PSSs (Power System Stabilizers).

Dans ce chapitre nous étudions des contrôleurs additionnels au générateur supraconducteur. Nous allons développer, en premier lieu, un stabilisateur local coordonné entre l'excitation et le gouverneur pour un générateur supraconducteur connecté à un jeu de barre infini. En deuxième lieu, ce stabilisateur est testé pour une machine conventionnelle. Dans le but de vérifier l'efficacité de ce contrôleur, nous l'appliquons à un système multimachine composé de machines conventionnelles et supraconductrices.

## 2. Modélisation d'un réseau électrique

L'analyse des performances dynamiques d'un système de puissance nécessite le développement des modèles mathématiques adéquats, formés d'équations différentielles non-linéaires et algébriques, pour les différents éléments constituant le réseau.

Dans cette section, nous modélisons les principaux composants du réseau électrique : les générateurs synchrones (supraconducteur et conventionnel), les systèmes de régulation et les stabilisateurs de puissance, les éléments du réseau de transport (transformateurs et lignes de transmission) ainsi que les charges électriques.

### 2.1. Modèle du générateur synchrone supraconducteur

Dans la première réalisation du générateur synchrone supraconducteur (avec réponse d'excitation lente), le stator a été doté de trois enroulements triphasés (a, b et c) décalés de  $120^\circ$ . En régime établi, avec  $p$  paires de pôles, ces enroulements parcourus par des courants triphasés équilibrés  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  de pulsation  $\omega$ , produisent dans l'entrefer un champ tournant à la vitesse angulaire  $\omega/p$  [3]. Son rotor est différent de celui de la machine conventionnelle à cause de ces deux écrans interne (froid) et externe (à température ambiante). L'écran interne protège l'inducteur des transitions des champs magnétiques statoriques. Alors que l'écran externe représente l'effet de l'amortissement. La modélisation de ce dernier est très délicate, critique et nécessite une attention spéciale [4]. Bien que les impédances du circuit de champ et des enroulements d'induit, qui ont un nombre de spires fixe, puissent être définies et calculées sans ambiguïté, cela est impossible pour les écrans de rotor. La précision de représentation des écrans de rotor par des paramètres localisés dépend de la valeur relative de l'épaisseur de peau de l'écran par rapport à son épaisseur. Une modélisation plus précise de l'écran peut être réalisée en utilisant plus d'une bobine dans le modèle du circuit, mais ce serait aux dépens du temps de calcul. Toutefois, il a été trouvé que deux bobines de paramètres fixes, une sur l'axe direct  $d$  qui coïncide avec celui de l'enroulement d'excitation et l'autre sur l'axe en quadrature  $q$ , peuvent représenter chaque écran de manière adéquate pour les études de stabilité transitoire [4-7].

En résumé, le rotor est muni d'un enroulement d'excitation  $f$  et de quatre amortisseurs, deux ( $D_1$ ,  $D_2$ ) selon  $d$  et deux autres ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ) selon  $q$  comme le montre la figure 2.1 [4,5]. Le modèle correspondant à cette représentation est noté "modèle 3.2".

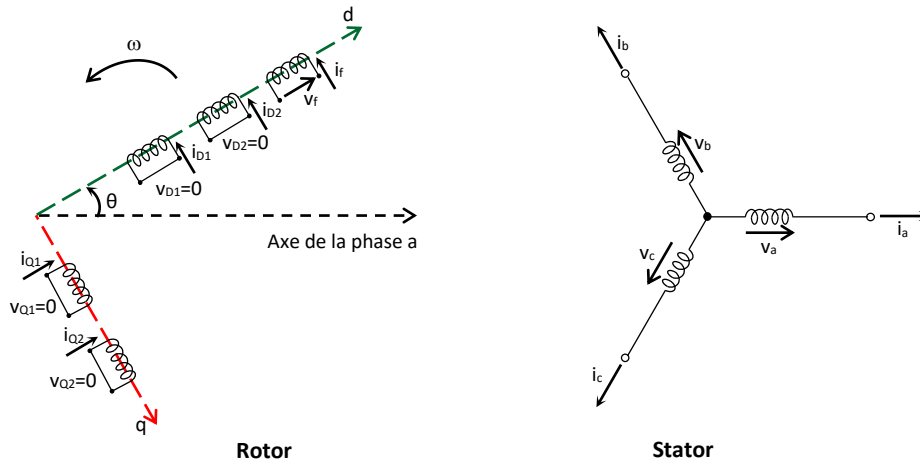


Fig. 2.1. Représentation des enroulements de la machine supraconductrice.

L'angle mécanique ( $\theta_m$ ) est lié à l'angle du rotor  $\theta$  par l'équation suivante :

$$\theta_m = \frac{\theta}{p} \tag{2.1}$$

Pour des raisons de simplicité, nous supposons que la machine est bipolaire ( $p = 1$ ).

**2.1.1. Modèle de la machine dans le repère de Park**

La transformation de Park permet de réaliser un changement de repère dans un système triphasé. Elle est souvent utilisée pour passer d'un repère "fixe" lié au stator d'une machine à un repère tournant lié à son rotor ou au champ magnétique. La figure 2.2 donne le modèle équivalent dans le repère de Park.

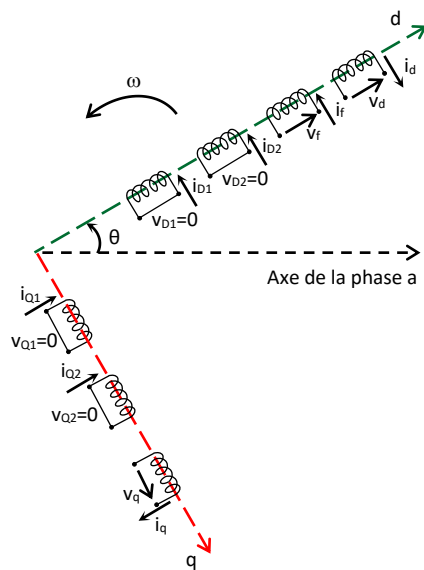


Fig. 2.2. Modèle de la machine supraconductrice dans le repère de Park.

Notons enfin que l'enroulement d'excitation est soumis à une tension alors que les circuits  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $Q_1$  et  $Q_2$  sont court-circuités en permanence.

En supposant que la distribution des forces magnétomotrices (fmm) dans l'entrefer est sinusoïdale et que la saturation et l'hystérésis sont négligeables, on peut établir un modèle mathématique simple pour la machine synchrone [8]. En se basant sur la représentation de Park illustrée dans la figure 2.2, on peut modéliser le générateur supraconducteur à l'aide de sept (7) équations différentielles non-linéaires, exprimées en per unit (pu), comme suit :

▪ au niveau du stator :

$$\begin{cases} v_d = -r_a i_d - \frac{1}{\omega_b} \left[ \omega \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \right] \\ v_q = -r_a i_q + \frac{1}{\omega_b} \left[ \omega \varphi_d - \frac{d\varphi_q}{dt} \right] \end{cases} \quad (2.2)$$

▪ au niveau du rotor :

$$\begin{cases} v_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\varphi_f}{dt} \\ 0 = r_{D1} i_{D1} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\varphi_{D1}}{dt} \\ 0 = r_{D2} i_{D2} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\varphi_{D2}}{dt} \\ 0 = r_{Q1} i_{Q1} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\varphi_{Q1}}{dt} \\ 0 = r_{Q2} i_{Q2} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\varphi_{Q2}}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

avec :

- $r_a$ ,  $r_f$ ,  $r_{D1}$ ,  $r_{D2}$ ,  $r_{Q1}$  et  $r_{Q2}$  sont, respectivement, les résistances de l'enroulement de la phase statorique "a" et des enroulements f,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $Q_1$  et  $Q_2$ .
- $i_a$ ,  $i_f$ ,  $i_{D1}$ ,  $i_{D2}$ ,  $i_{Q1}$  et  $i_{Q2}$  sont, respectivement, les courants, parcourant l'enroulement de la phase "a" et les enroulements f,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $Q_1$  et  $Q_2$ .
- $v_d$ ,  $v_q$  et  $v_f$  sont, successivement, les tensions aux bornes des enroulements d, q et f.
- $\varphi_d$ ,  $\varphi_q$  et  $\varphi_f$  sont les flux dans les enroulements d, q et f respectivement.
- $\varphi_{D1}$ ,  $\varphi_{D2}$ ,  $\varphi_{Q1}$  et  $\varphi_{Q2}$  sont les flux dans les enroulements  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $Q_1$  et  $Q_2$  respectivement.
- $\omega$ ,  $\omega_b$  sont les vitesses angulaire et de base du rotor successivement.



Les grandeurs utilisées (sauf  $\omega$ ,  $\omega_b$  et  $d/dt$ ) sont calculées en (pu) dans la base "b" :

$$\begin{cases} S_b = S_n \\ V_b = \sqrt{3}V_n \\ I_b = \sqrt{3}I_n \\ R_b = V_n / I_n \\ \omega_b = \omega_0 = 2\pi f_0 \end{cases} \quad (2.4)$$

tel que  $S_n$ ,  $V_n$ ,  $I_n$ ,  $\omega_0$  et  $f_0$  sont, respectivement, la puissance, la tension, le courant, la vitesse angulaire et la fréquence nominaux de la machine. Il est important de noter qu'avec quatre enroulements amortisseurs pour le GS, des nouvelles constantes de temps et réactances dites "sub-sub-transitoires" apparaissent dans le modèle de la machine [9,10]. Ceci nécessite des données supplémentaires et donc plus de calculs. En effet, la simplification du modèle devient nécessaire. Des modèles réduits ont été proposés dans la littérature [11-13].

### 2.1.2. Modèle simplifié du générateur supraconducteur

Dans le premier chapitre, nous avons vu que le générateur supraconducteur avec réponse d'excitation rapide améliore la stabilité transitoire et augmente le rendement. Sa structure est plus simple que celle du générateur à réponse d'excitation lente. Pour son système d'amortissement, l'amortisseur à température ambiante suffit pour le blindage magnétique requis. Alors, l'amortisseur froid est éliminé. Le rotor dans ce type de machine est muni, d'un enroulement d'excitation "f" et de deux amortisseurs : "D" selon l'axe direct et "Q" selon l'axe en quadrature. Les équations électriques dans le repère de Park sont [11-13] :

▪ au niveau du stator :

$$\begin{cases} v_d = -r_a i_d - \frac{1}{\omega_0} \left[ \omega \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \right] \\ v_q = -r_a i_q + \frac{1}{\omega_0} \left[ \omega \varphi_d - \frac{d\varphi_q}{dt} \right] \end{cases} \quad (2.5)$$

▪ au niveau du rotor :

$$\begin{cases} v_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi_f}{dt} \\ 0 = r_b i_b + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi_D}{dt} \\ 0 = r_q i_q + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi_Q}{dt} \end{cases} \quad (2.6)$$

Les relations entre les courants dans les enroulements et les flux à travers ces derniers peuvent être construites sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_f \\ \Phi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_d & X_{fd} & X_{dD} \\ X_{fd} & X_f & X_{fD} \\ X_{dD} & X_{fD} & X_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_q \\ \Phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_q & X_{qQ} \\ X_{qQ} & X_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

avec :

- $x_d, x_q$  sont, respectivement, les réactances synchrones en (pu) selon l'axe d et q.
- $x_f$  est la réactance en (pu) de l'enroulement f.
- $x_D, x_Q$  sont, respectivement, les réactances en (pu) des enroulements amortisseurs D et Q.
- $x_{ij}$  est la réactance mutuelle en (pu) entre les enroulements i et j.

Pour simplifier le système d'équations (2.7), on peut supposer [11,12] :

$$\begin{cases} X_d = X_a + X_{ad} \\ X_q = X_a + X_{aq} \\ X_{fd} = X_{ad} \\ X_{dD} = X_{ad} \\ X_{qQ} = X_{aq} \end{cases} \quad (2.9)$$

tel que :

- $x_a$  est la réactance de fuite en (pu).
- $x_{ad}, x_{aq}$  : réactances de magnétisation en (pu) selon les axes d et q respectivement.

Les schémas équivalents de la machine supraconductrice dans le repère de Park sont donnés par la figure 2.3.

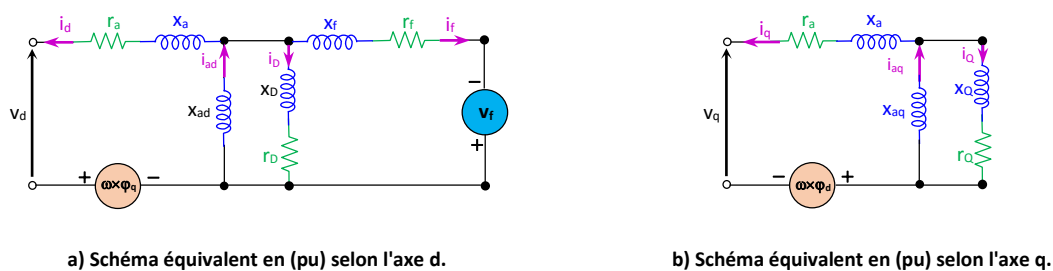


Fig. 2.3. Schémas équivalents de la machine supraconductrice dans le repère de Park.

Vu que les écrans électromagnétiques sont, géométriquement, des cages de Faraday autour de l'enroulement du champ, on obtient la simplification suivante :

$$x_{fD} = x_D \quad (2.10)$$

En effet, les relations des flux deviennent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_f \\ \varphi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_d & x_{ad} & x_{ad} \\ x_{ad} & x_f & x_D \\ x_{dD} & x_D & x_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_q \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_q & x_{aq} \\ x_{aq} & x_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

En utilisant les constantes de temps ainsi que les réactances transitoire et sub-transitoire et en éliminant les variables  $i_f$ ,  $i_D$  et  $i_Q$  dans les équations (2.11) et (2.12), nous avons trouvé [11] :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} = \frac{1}{x_d''} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{x_{ad}}{x_D} \\ 0 & \frac{x_d''}{x_f - x_D} & -\frac{x_d''}{x_f - x_D} \\ -\frac{x_{ad}}{x_D} & -\frac{x_d''}{x_f - x_D} & \frac{x_f x_d'}{x_D (x_f - x_D)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_f \\ \varphi_D \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} = \frac{1}{x_q''} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{x_{aq}}{x_Q} \\ -\frac{x_{aq}}{x_Q} & \frac{x_q}{x_Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_q \\ \varphi_Q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Les réactances transitoires et sub-transitoires sont données par :

$$\begin{cases} x_d' = x_d - (x_{ad}^2 / x_f) \\ x_d'' = x_d - (x_{ad}^2 / x_D) \\ x_q'' = x_q - (x_{aq}^2 / x_Q) \end{cases} \quad (2.15)$$

En posant :

$$\begin{cases} E_d'' = -(x_{aq} / x_Q) \varphi_Q \\ E_q'' = (x_{ad} / x_D) \varphi_D \\ E_q' = (x_{ad} / x_f) \varphi_f \end{cases} \quad (2.16)$$

Les expressions des flux au stator, selon les axes d et q, deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_d = x_d'' i_d + E_q'' \\ \varphi_q = x_q'' i_q - E_d'' \end{cases} \quad (2.17)$$

En négligeant les phénomènes transitoires dans le stator et en ignorant les variations de vitesse dans les équations de tensions du stator, le réarrangement des équations (2.6), (2.13), (2.14) et (2.17), donne le modèle dynamique suivant [11,12] :

$$\frac{dE_q'}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} (E_{fd} - \alpha E_q' + (\alpha - 1)E_q'') \quad (2.18)$$

$$\frac{dE_q''}{dt} = \frac{1}{T''_{do}} (E_q' - E_q'' + (x_d' - x_d'')i_d) \quad (2.19)$$

$$\frac{dE_d''}{dt} = \frac{1}{T''_{qo}} (-E_d'' - (x_q - x_q'')i_q) \quad (2.20)$$

tel que :

$$\begin{cases} T'_{do} = \frac{x_f}{\omega_b r_f} \\ T''_{do} = \frac{x_D}{\alpha \omega_b r_D} \\ T''_{qo} = \frac{x_Q}{\omega_b r_Q} \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\alpha = (x_d - x_d'') / (x_d' - x_d'') \quad (2.22)$$

La tension d'excitation  $E_{fd}$  est exprimée par :

$$E_{fd} = (x_{ad} / r_f) v_f \quad (2.23)$$

Les équations au niveau du stator deviennent :

$$\begin{cases} v_d = -r_a i_d - \varphi_q \\ v_q = -r_a i_q + \varphi_d \end{cases} \quad (2.24)$$

En substituant l'équation (2.17) dans (2.24), on obtient :

$$\begin{cases} v_d = -r_a i_d + E_d'' - x_q'' i_q \\ v_q = -r_a i_q + E_q'' + x_d'' i_d \end{cases} \quad (2.25)$$

### 2.1.3. Mouvement du rotor

Le mouvement du rotor de l'alternateur est décrit par l'équation mécanique de la masse tournante [8,11,14,15] :

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + D_d \frac{d\theta_m}{dt} = T_t - T_e \quad (2.26)$$

avec :

- J est le moment total de l'inertie des masses rotoriques.
- $\theta_m$  est l'angle mécanique du rotor lié à l'angle électrique  $\theta$  par l'équation (2.1). Pour une machine bipolaire, on a :  $\theta_m = \theta$ .
- $T_t$  est le couple mécanique produit par une turbine réelle (avec pertes de rotation).
- $T_e$  est le couple électrique.
- $D_d$  est le coefficient du couple d'amortissement (de frottement visqueux).

On exprime  $\theta_m$  comme suit :

$$\theta_m = \omega_0 t + \delta \quad (2.27)$$

tel que  $\omega_0$  est la vitesse synchrone du rotor (lorsque le rotor tourne à la vitesse nominale :  $\omega_0 = \omega_b$ ) et  $\delta$  est appelé angle du rotor.

On a :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_0 + \frac{d\delta}{dt} \quad (2.28)$$

$$\frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = \frac{d^2 \delta}{dt^2} \quad (2.29)$$

En substituant les équations (2.28) et (2.29) dans l'équation (2.26) on obtient l'équation suivante [14] :

$$J \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D_d \left( \omega_0 + \frac{d\delta}{dt} \right) = T_t - T_e \quad (2.30)$$

La vitesse angulaire du rotor  $\omega$  est donnée par :

$$\omega = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.31)$$

On peut écrire donc :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_0 \quad (2.32)$$

On définit le couple mécanique net comme suit [14,15] :

$$T_m = T_t - D_d \omega_0 \quad (2.33)$$

La constante d'inertie H est exprimée par :

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_0^2}{S_n} \quad (2.34)$$

En posant :

$$D = D_d \omega_0 \quad (2.35)$$

avec D est le coefficient d'amortissement.

L'équation (2.30) devient :

$$\frac{2HS_n}{\omega_0^2} \frac{d^2\delta}{dt^2} = T_m - T_e - D \frac{d\delta}{dt} \quad (2.36)$$

En passant aux valeurs normalisées en (pu), l'équation du mouvement du rotor devient [14,15] :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_0 S_m \quad (2.37)$$

$$\frac{dS_m}{dt} = \frac{1}{2H} (T_m - T_e - DS_m) \quad (2.38)$$

avec  $S_m$  l'écart de vitesse angulaire ( $\Delta\omega$ ) en (pu) donné par :

$$S_m = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \Delta\omega \quad (2.39)$$

Le couple électrique  $T_e$  est donné par :

$$T_e = \varphi_d i_q - \varphi_q i_d \quad (2.40)$$

La substitution de (2.17) dans (2.40) donne :

$$T_e = E_d'' i_d + E_q'' i_q + (x_d'' - x_q'') i_d i_q \quad (2.41)$$

## 2.2. Modèle du générateur synchrone conventionnel

Bien que les modèles détaillés d'ordre supérieur des générateurs synchrones fournissent de meilleurs résultats pour des applications particulières, ils nécessitent aussi une détermination exacte des paramètres. Vu les contraintes de disponibilité des données et la grande taille des systèmes de puissance, le modèle noté (1.1) est adopté pour l'étude de la stabilité. Ce modèle comporte un enroulement de champ et un enroulement amortisseur équivalent sur l'axe en quadrature. Il est décrit par les équations suivantes [15] :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_b S_m \quad (2.42)$$

$$\frac{dS_m}{dt} = \frac{1}{2H} (T_m - T_e - DS_m) \quad (2.43)$$

$$\frac{dE'_d}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} (i_q(x_q - x'_q) - E'_d) \quad (2.44)$$

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} (E_{fd} - E'_q + i_d(x_d - x'_d)) \quad (2.45)$$

$$T_e = E'_d i_d + E'_q i_q + (x'_d - x'_q) i_d i_q \quad (2.46)$$

## 2.3. Modèles des lignes et transformateurs

Les modèles des lignes utilisés dans les réseaux électriques sont classés, en fonction de leurs longueurs, en trois groupes (longue, moyenne et courte). Le schéma équivalent en  $\pi$  de la ligne le plus utilisé est donné par la figure 2.4.a (avec  $Z_L = R + jX$  est son impédance série et  $B$  est la susceptance de son admittance shunt :  $Y = jB$ ). Pour les transformateurs, le schéma équivalent en  $\pi$  est adopté comme le montre la figure 2.4.b (tel que  $Z_t$  et  $M$  sont, respectivement, l'impédance série du transformateur et son rapport de transformation) [8].



Fig. 2.4. Modèles en  $\pi$  de la ligne de transmission et du transformateur.

## 2.4. Modèle des charges

Les caractéristiques des charges ont une influence importante sur la stabilité et la dynamique du système. La difficulté d'obtenir des données précises sur ces caractéristiques ainsi que la complexité et la variation continue des charges ont rendu leur modélisation avec précision très difficile. En conséquence, des simplifications du modèle de charges deviennent nécessaires. Les modèles des charges électriques peuvent être divisés en deux groupes statiques et dynamiques. Les modèles statiques sont les plus utilisés surtout pour les études de stabilité dans lesquelles la gamme de temps considérée est de l'ordre de 10 secondes après la perturbation [8].

Le modèle statique d'une charge exprime les puissances active ( $P_i$ ) et réactive ( $Q_i$ ) en fonction (polynomiale ou exponentielle) de la tension et parfois de la fréquence. Le modèle polynomial dit "ZIP" (composé d'une charge d'impédance constante  $Z$ , de courant constant  $I$  et de puissance constante  $P$ ) est donné par [14,15] :

$$\begin{cases} P_i = P_{i0} (a_1 + a_2(V/V_0) + a_3(V/V_0)^2) \\ Q_i = Q_{i0} (b_1 + b_2(V/V_0) + b_3(V/V_0)^2) \end{cases} \quad (2.47)$$

avec :

- $a_1$ ,  $a_2$  et  $a_3$  représentent respectivement les fractions constantes de la puissance, du courant et de l'impédance dans la puissance active de la charge.
- $b_1$ ,  $b_2$  et  $b_3$  représentent respectivement les fractions constantes de la puissance, du courant et de l'impédance dans la puissance réactive de la charge.
- $P_{i0}$  et  $Q_{i0}$  sont les valeurs initiales des puissances active et réactive à une tension initiale  $V_0$ .

On a :

$$\begin{cases} a_1 + a_2 + a_3 = 1 \\ b_1 + b_2 + b_3 = 1 \end{cases} \quad (2.48)$$

En modélisant les composantes des puissances par le type d'impédance constante ( $a_1=a_2=b_1=b_2=0$  et  $a_3=b_3=1$ ), la charge peut être représentée par une admittance statique  $Y_i$  :

$$Y_i = \frac{P_{i0} - jQ_{i0}}{V_0^2} \quad (2.49)$$



## 2.5. Modélisation de la régulation conventionnelle locale

La régulation locale, qui a pour but de maintenir l'équilibre des puissances actives et réactives, est assurée par des régulateurs conventionnels composés d'un régulateur automatique de tension "AVR" (Automatic Voltage Regulator) et d'un régulateur de vitesse.

### 2.5.1. Régulateur automatique de tension

Le rôle d'un système d'excitation est de fournir un niveau de puissance de courant continu demandé. Il est équipé d'un exciteur et d'un AVR. Ce dernier a pour objectif de maintenir les niveaux de tensions établis aux nœuds de raccordement des alternateurs [1-2].

Généralement, les systèmes d'excitation sont classés en trois catégories selon leur source de puissance [8,16]. La première regroupe les systèmes à courant continu (CC) qui utilisent une génératrice CC avec collecteur comme source de puissance d'excitation. La deuxième concerne les systèmes à courant alternatif (CA) avec un alternateur et des redresseurs statiques ou tournants. La troisième englobe les systèmes statiques où le courant d'excitation est fourni par un redresseur commandé et sa puissance est fournie soit directement par le générateur (à travers un transformateur) soit par des enroulements auxiliaires montés dans le générateur. Bien que l'inconvénient principal du système statique soit la nécessité d'utiliser des bagues collectrices de courant, sa réaction rapide aux signaux de commande, sa sensibilité ainsi que son coût réduit le classent comme une source principale d'excitation pour les générateurs conventionnels de forte puissance [14,15]. Le modèle du système IEEE-ST1A, largement utilisé dans la littérature, est adopté dans cette étude. Son modèle simplifié est donné par la figure 2.5 [5,8,17].

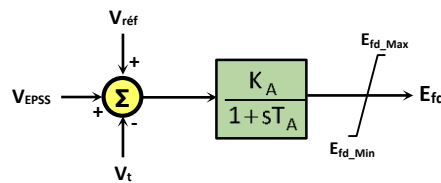


Fig. 2.5. Modèle simplifié du système d'excitation statique.

L'AVR compare la tension prélevée aux bornes du générateur  $V_t$  avec la consigne de tension  $V_{ref}$  et puis traite et amplifie cet écart afin de contrôler l'excitation. Une caractéristique très importante d'un régulateur de tension est sa capacité à faire varier rapidement la tension d'excitation en réponse à une perturbation survenant sur le réseau.

Le modèle dynamique du système d'excitation statique est décrit par :

$$\frac{dE_{FD}}{dt} = \frac{1}{T_A} (-E_{FD} + K_A (V_{réf} - V_t + V_{EPSS})) \quad (2.50)$$

avec  $T_A$  et  $K_A$  sont respectivement la constante de temps et le gain du AVR.

La capacité d'excitation du GS avec réponse rapide d'excitation, est plus grande que celle du GC (pour un GS de 1GVA, elle vaut 40MVA contre 5MVA pour le GC). Vu la rapidité de la réponse d'excitation, la puissance est suffisamment grande qu'elle puisse influencer la stabilité. L'augmentation de la tension d'excitation au moment de la perturbation augmente la tension interne de la machine et donc la puissance de synchronisation. Dans ces machines, l'AVR possède la même structure que celui du GC avec quelques exceptions [17,18]. À cause de la grande constante de temps du champ ( $T'_{do}$ ), le gain de l'AVR du GS doit être plus grand que celui du GC. Cependant, ceci peut réduire la stabilité d'où la nécessité d'un signal supplémentaire de stabilisation ( $V_{EPSS}$ ). À sa sortie, la tension d'excitation est bornée des deux côtés inférieur et supérieur à cause des limitations technologiques. Ces bornes en (pu) sont assez grandes pour permettre un changement rapide des courants d'excitation lors de la perturbation [17-19]. Les systèmes d'excitation à réponse rapide, avec des hautes tensions de plafond, sont des alternatives très efficaces pour améliorer la stabilité. Cependant, ils sont limités par le problème d'isolation du rotor [8]. Dans le GS, l'isolation est faite à l'aide des écrans électromagnétiques. De grandes valeurs en (pu), de tension de plafond ne nécessitent pas des valeurs physiques (en volts) extrêmement grandes en comparaison avec celles des systèmes d'excitation de haute performance pour les GCs [19]. Un exciteur à thyristor est généralement utilisé dans la littérature pour les GSs à réponse d'excitation rapide [5,17].

### 2.5.2. Turbine et régulateur de vitesse

Dans tout système, il est important de maintenir la fréquence autour de sa valeur nominale (50Hz ou 60Hz). Ceci est non seulement nécessaire pour le fonctionnement correct des charges, mais il est également l'indicateur de l'équilibre entre les puissances actives produites et consommées. Si cet équilibre n'est pas conservé, cela conduit à des variations de la fréquence qui affectent le fonctionnement du système. Le réglage de la fréquence est obtenu à l'aide de trois groupes d'actions distincts : réglage primaire (régulation de vitesse), secondaire (contrôle global de fréquence) et tertiaire (optimisation du dispatching

économique des puissances fournies). Dans les études de stabilité, les contrôles secondaires et tertiaires sont généralement négligés. Seule la régulation primaire est considérée [15].

Dans un système de puissance, les générateurs synchrones sont généralement entraînés soit par des turbines à vapeur, à gaz ou hydrauliques. Chaque turbine est équipée d'un système de régulation de vitesse comme le montre la figure 2.6.

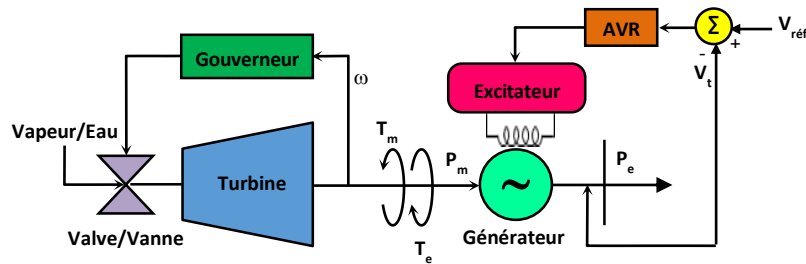


Fig. 2.6. Générateur synchrone alimentant une charge.

La régulation de la fréquence dans le système se fait par le contrôle de vitesse à l'aide d'un gouverneur. Sa fonction principale est de réguler la vitesse du générateur et, donc, la fréquence et la puissance active en réponse à la variation de la charge. Dans une chaîne de production (Fig. 2.7), le mécanisme de contrôle de vitesse comprend des équipements tels que : les relais, les servomoteurs, les dispositifs d'amplification de puissance ou de pression, les leviers et les liens entre le régulateur et les vannes du gouverneur contrôlé. Le gouverneur, mesure la vitesse de rotation de la turbine et ajuste en conséquence l'admission de fluide (vapeur, gaz, eau) dans les turbines, en agissant sur les vannes/soupapes à l'aide d'un servomoteur. Dans les systèmes interconnectés, l'action de la régulation de la vitesse est coordonnée entre l'ensemble des générateurs. Plus précisément, les gouverneurs adaptent les puissances des turbines en fonction de la variation de la fréquence selon un facteur de proportionnalité  $R$  appelé statisme du générateur. Il a pour rôle d'assurer la stabilité et la répartition adéquate de la charge entre les différents générateurs [14,15,20].

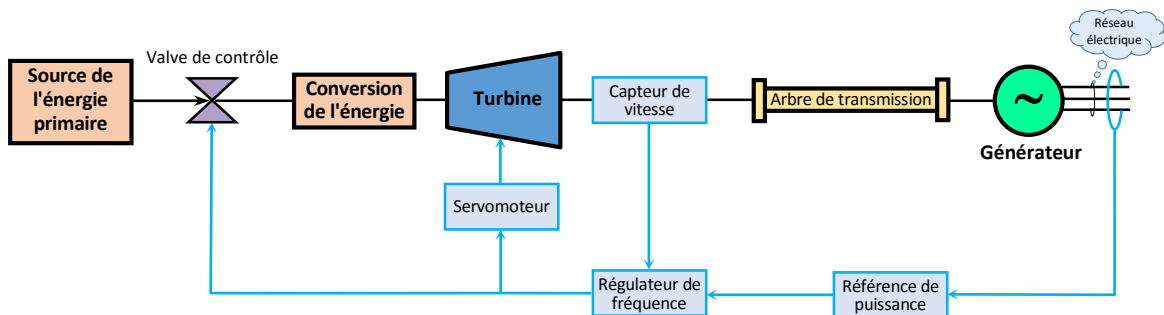


Fig. 2.7. Description schématique d'une chaîne de production.

Les systèmes de régulation de vitesse évoluent continuellement. Leur évolution s'étale des systèmes mécanohydrauliques à ceux électrohydrauliques. Ces derniers offrent un meilleur degré de flexibilité et de fonctionnalité permettant ainsi une réponse plus rapide des turbines, ce qui les rend les plus utilisés dans les réseaux électriques [15-21]. Plusieurs travaux de recherche, ont illustré le rôle important de la boucle du gouverneur dans l'amélioration de la stabilité du système. Bien que la plupart de ces travaux ont considéré le cas où le générateur (GC/GS) est entraîné par des turbines à vapeur avec un système de fermeture rapide des vannes (Fast Valving) [5,22-25], d'autres études se sont intéressées aux gouverneurs de turbines à gaz [26,27]. Cependant, les GSs, concernés par cette étude, trouvent récemment leur application fructueuse dans les secteurs des énergies renouvelables éolienne et hydraulique [28,29]. A cet effet, nous avons choisi dans ce présent travail le modèle d'une turbine hydraulique équipée d'un gouverneur électrohydraulique, dont son schéma est donné par la figure 2.8. Le vannage de la turbine est actionné par un servomoteur [5,8,21].

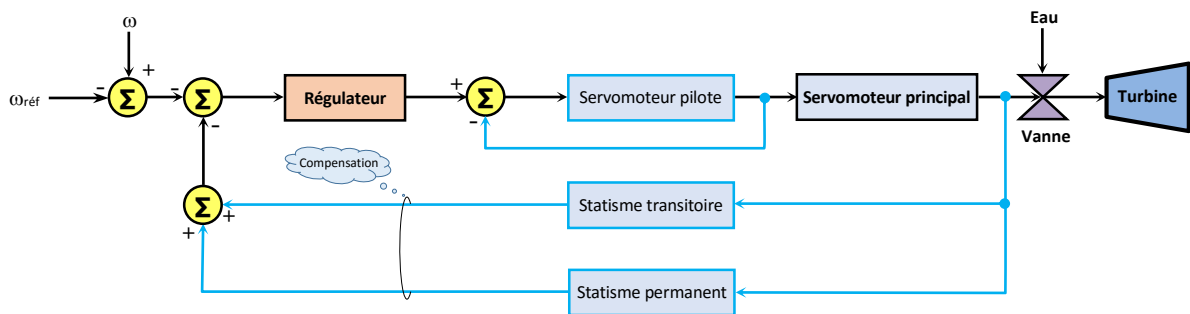


Fig. 2.8. Schéma descriptif du gouverneur électrohydraulique.

La grandeur  $\omega_{réf}$ , appelée consigne de vitesse, est égale à la vitesse de synchronisme (vitesse de base)  $\omega_0$ . À cause de l'inertie d'eau et étant donné que la turbine hydraulique est un système à déphasage non-minimal, son gouverneur doit être équipé d'un compensateur ayant un statisme transitoire de grande valeur [8,15,21]. Cette turbine hydraulique est décrite par :

$$\frac{dP_m}{dt} = \frac{2}{T_w} \left[ -P_m + P_g - T_w \frac{dP_g}{dt} \right] \quad (2.51)$$

avec :

- $T_w$  est la constante de temps d'eau (varie entre 0.2s et 5s).
- $P_m$  est la puissance mécanique fournie par la turbine.
- $P_g$  est la puissance à la sortie des vannes du gouverneur.

Le modèle simplifié d'un gouverneur électrohydraulique pour une turbine hydraulique, utilisé lors des études de stabilité, est représenté dans la figure 2.9.

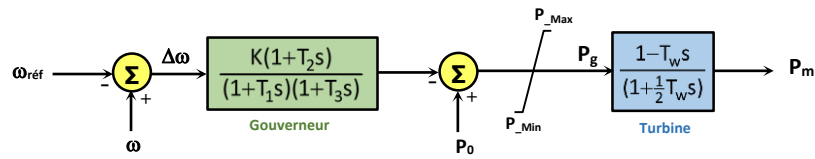


Fig. 2.9. Modèle du gouverneur électrohydraulique d'une turbine hydraulique.

Le gouverneur électrohydraulique est décrit par :

$$\frac{dy}{dt} = \frac{1}{T_1} (K\Delta\omega(1 - T_2/T_1) - y) \quad (2.52)$$

$$\frac{dP_g}{dt} = \frac{1}{T_3} (-K\Delta\omega(T_2/T_1) - y - P_g) \quad (2.53)$$

avec :

- $T_i$  sont les constantes de temps du gouverneur.
- $K=1/R$  est le gain du régulateur et  $R$  est le statisme permanent (varie entre 0.03 et 0.06).
- $\Delta\omega=(\omega-\omega_0)/\omega_0$  est l'écart (déviation) de la vitesse angulaire du rotor en (pu).
- $P_0$  est la puissance de référence (puissance nominale).
- $P_{\min}$  et  $P_{\max}$  sont les limites prédéterminées de la puissance.

### 3. Stabilisateur de puissance (PSS : Power System Stabiliser)

Les oscillations dans un système de puissance sont initiées spontanément par des petites modifications normales des conditions de fonctionnement du système et augmentent suite à des perturbations importantes. Elles sont hautement indésirables, car elles peuvent limiter la capacité de transmission de puissance, provoquer une usure excessive des actionneurs mécaniques des contrôleurs et parfois entraîner une perte de synchronisme ou même un black-out dans le système entier. Par conséquent, des sources spécifiques d'amortissement sont indispensables pour assurer un fonctionnement fiable du système. Le PSS est un dispositif qui fournit un signal supplémentaire de contrôle additionné à l'entrée du AVR et/ou à l'entrée du gouverneur. Les stabilisateurs de puissances qui sont des systèmes simples et faciles à installer pratiquement, efficaces et moins coûteux, sont les systèmes les

plus répandus pour améliorer la stabilité [30]. La plupart des stabilisateurs sont implémentés dans les boucles d'excitation des GCs synchrones. Cependant, le control de la tension d'un seul générateur influe sur la réponse dynamique des autres générateurs. En plus et dans le cas des GSs, le control via la boucle d'excitation seulement n'est pas efficace à cause du blindage des écrans du rotor et de la grande constante de temps du champ d'excitation et l'implémentation de PSSs au côté gouverneur s'avère une alternative plus adéquate. L'avantage de ces stabilisateurs est qu'ils peuvent être synthétisés localement ce qui est très intéressant surtout dans les systèmes multimachines [5,25-27].

### 3.1. Stabilisateur appliqué au système d'excitation (EPSS)

L'ajout des boucles de contrôle supplémentaires à l'AVR est l'un des moyens les plus courants pour améliorer la stabilité et amortir les oscillations électromécaniques en basses fréquences, surtout en présence des systèmes d'excitation à réponse rapide [14,30]. Un EPSS permet d'ajouter un signal de tension proportionnel à la variation de la vitesse du rotor dans l'entrée du AVR comme le montre la figure 2.10.

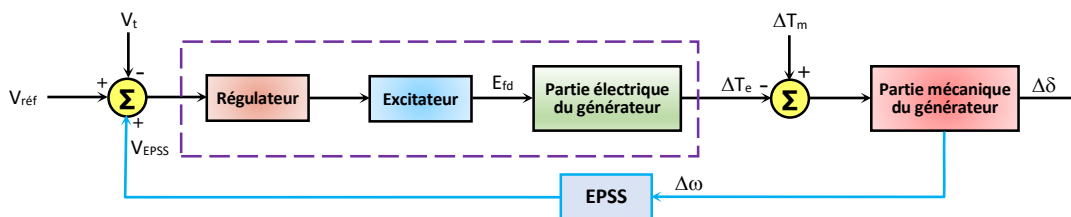


Fig. 2.10. Schéma descriptif du système de contrôle d'excitation.

Le stabilisateur produit une composante du couple électromagnétique en phase avec la déviation de la vitesse de rotor de l'alternateur. Il va s'opposer à toutes les faibles oscillations en forçant le système d'excitation à varier au plus juste et bon moment. On peut distinguer plusieurs types de stabilisateurs selon la nature du signal d'entrée. Le choix de ce dernier est influencé par de nombreux facteurs. Les signaux doivent être disponibles localement, facilement synthétisés et de rapport signal à bruit très élevé. En effet, il est plus convenable d'utiliser  $\Delta\omega$  comme entrée du EPSS. D'autres entrées peuvent être utilisées telles que :  $\Delta P_e$  (variation de la puissance électrique) ou  $\Delta f$  (variation de la fréquence) au niveau du jeu de barre [30,31]. Dans ce présent travail, nous nous intéressons au type de PSS dit conventionnel (avance-retard) dont sa structure est représentée dans la figure 2.11.

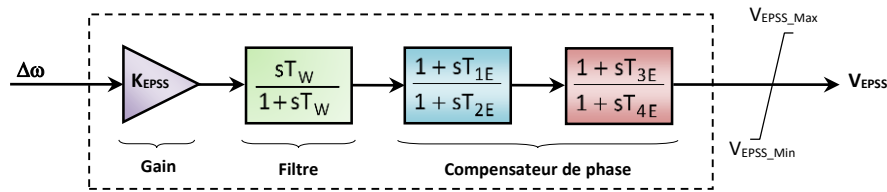


Fig. 2.11. Stabilisateur de puissance conventionnel avance-retard.

Il se compose généralement des éléments suivants :

- Un gain ( $K_{EPSS}$ ) qui détermine le niveau d'amortissement supplémentaire introduit par le PSS. Idéalement, il doit prendre une valeur correspondant aux amortissements désirés pour les modes que l'on souhaite amortir [8,30,32].
- Un filtre passe-haut "washout" qui élimine les oscillations à très basse fréquence (inférieure à 0.2Hz) et supprime aussi la composante continue de la vitesse de rotation. Sa constante de temps  $T_W$  (varie de 1 à 20 secondes) est choisie de telle manière à filtrer les variations trop rapides [30].
- Un compensateur de phase qui fournit une avance appropriée pour compenser le retard entre le couple électrique du générateur et l'entrée du système. En pratique, plusieurs blocs du premier ordre peuvent être utilisés en série pour obtenir la compensation désirée. Les constantes de temps d'avance ( $T_{1E}, T_{3E}$ ) et de retard ( $T_{2E}, T_{4E}$ ) sont ajustables [30-32].
- Un limiteur qui a pour tendance à réduire l'effet indésirable du EPSS sur l'excitation durant les phases transitoires. Il est utilisé pour empêcher la sortie du EPSS de saturer le système d'excitation et de perturber ainsi le bon fonctionnement du régulateur de tension [8,15].

Bien que les PSSs sont efficaces pour le maintien de la stabilité, leur influence est fortement dépendante des conditions de fonctionnement, de la topologie du réseau et des interactions du contrôleur. Les changements dans l'un de ces facteurs peuvent affecter de manière significative la contribution d'amortissement réalisé. En plus, en raison du couplage accru entre les générateurs voisins des systèmes électriques interconnectés, l'impact du stabilisateur de puissance appliqué à la boucle d'excitation peut avoir un aspect négatif sur la régulation de la tension. Le problème d'amortissement des modes inter-régions, impliquant un grand nombre de machines, est toujours présent [26]. À cet effet, des sources supplémentaires d'amortissement sont souhaitables.

### 3.2. Stabilisateur appliqué au gouverneur de turbine (GPSS)

La stabilité du système électrique dépend largement de l'excès d'énergie cinétique emmagasinée dans le groupe turbine-alternateur durant la période des défauts, le contrôle du gouverneur s'avère donc un moyen approprié pour lutter contre ce surplus. D'une autre part, un gouverneur standard avec des paramètres non-convenables, peut avoir une influence négative sur le système d'amortissement. L'impact négatif du gouverneur standard peut résulter du retard de phase (qui peut dépasser  $90^\circ$ ) inhérent au gouverneur et à la turbine en raison de leur structure et paramètres. À cause de ce retard, la puissance mécanique  $P_m$  n'est pas en phase avec  $\Delta\omega$  comme le montre la figure 2.12. La puissance  $P_m$  peut être décomposée en une composante de synchronisation  $P_s$  et une composante d'amortissement  $P_D$ . Pour compenser le retard de phase et garantir un amortissement positif (en déplaçant le vecteur  $P_m$  au 1<sup>er</sup> quadrant), un signal auxiliaire de contrôle à travers le gouverneur est ajouté [25-27].

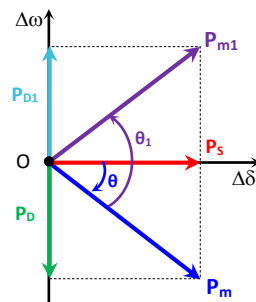


Fig. 2.12. Diagramme vectoriel de puissance mécanique.

L'avantage principal du contrôle du gouverneur réside dans le fait que ses dynamiques sont faiblement couplées avec celles du reste du système, ce qui offre une meilleure robustesse aux changements des conditions de fonctionnement. En outre, avec l'apparition des valves rapides et des gouverneurs électrohydrauliques, caractérisés par leur haute sensibilité aux variations de vitesse, le contrôle de la turbine via son gouverneur offre également un ajustement plus rapide du couple mécanique et de la puissance active. Avec de tels dispositifs électriques, le problème de la réponse lente du gouverneur mécanique dû à sa constante de temps (un peu grande par rapport à celle de l'excitateur pour GCs) a été résolu. En plus, pour les GSs caractérisés par leurs petites tailles et inerties réduites, la constante de temps de la boucle mécanique est considérablement réduite de telle sorte que le contrôle du gouverneur soit efficace [33-37].



Dans plusieurs études de stabilité, l'effet négatif du gouverneur est négligé. Cependant, pour les modes à faibles fréquences faiblement amortis, la quantité d'amortissement positif fourni par la boucle d'excitation, est dans la plage de la contribution négative fournie par le gouverneur. Dans de tels cas, la prise en compte de l'amortissement du système de régulation de vitesse est recommandée. Des efforts considérables ont été déployés afin d'investir le rôle du contrôle du gouverneur dans l'amélioration de la stabilité à travers l'implémentation de PSSs. Dans les travaux de recherches déjà publiés [34-36], un stabilisateur de puissance, ayant la même structure que celle du PSS appliqué à l'excitation, a été ajouté à la boucle du régulateur de vitesse. Les résultats obtenus ont montré que, même avec des constantes de temps relativement grandes par rapport à celles de l'excitation, l'ajout de PSS à côté du gouverneur amortit efficacement les oscillations et par conséquent améliore la stabilité des systèmes SMIB et multimachine. Il a été montré dans la référence [25] qu'un PSS relié à la boucle du gouverneur fournit un meilleur amortissement des oscillations à basse fréquence et une meilleure robustesse à un changement des conditions de fonctionnement que le PSS relié à la boucle d'excitation. En plus, des travaux ont aussi montré l'intérêt du contrôle de gouverneur dans l'amélioration de la stabilité de système contenant un GS [22,23].

Un GPSS permet d'ajouter un signal de contrôle auxiliaire à la boucle du gouverneur comme le montre la figure 2.13.

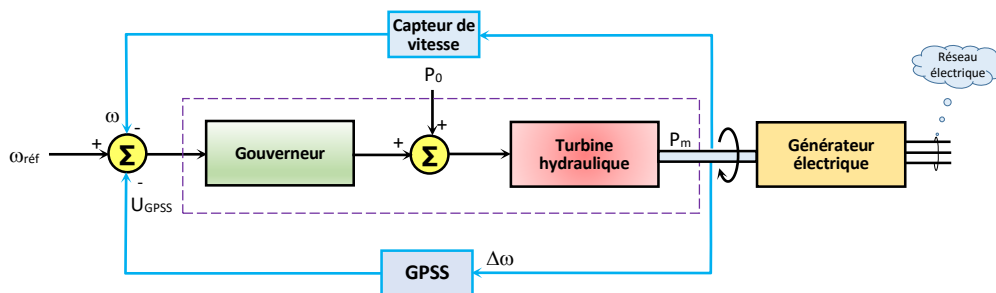


Fig. 2.13. Schéma descriptif du système de contrôle du gouverneur.

La structure du GPSS est identique à celle du EPSS à l'exception que leurs paramètres (gains et constantes de temps) sont différents [34]. Le principe de fournir un couple d'amortissement additionnel au gouverneur de la turbine, est similaire à celui utilisé lorsque on ajoute un EPSS à la boucle d'excitation. Les constantes de temps dans le gouverneur de turbine introduisent un décalage de phase entre les oscillations dans la variation de vitesse ( $\Delta\omega$ ) et la puissance mécanique de la turbine. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{U_{\text{GPSS}}}{\Delta\omega} = K_{\text{GPSS}} \left[ \frac{sT_W(1 + sT_{1G})(1 + sT_{3G})}{(1 + T_Ws)(1 + sT_{2G})(1 + sT_{4G})} \right] \quad (2.54)$$

Généralement, la constante  $T_W$  est choisie à l'avance et le gain  $K_{\text{GPSS}}$  est ajusté de manière à produire l'amortissement nécessaire. Les constantes  $T_{1G}$ - $T_{4G}$  sont réglées de telle sorte à atteindre la compensation de phase désirée.

#### 4. Mise en équation du réseau

La modélisation mathématique de la machine synchrone est, à présent, exprimée dans le système de référence (d-q), défini par la transformation de Park et qui tourne avec la même vitesse de son rotor. En effet, dans un système multimachine, le repère de Park de chaque machine est différent de l'autre. Pour l'interfaçage d'un générateur à travers un réseau électrique et afin d'établir les équations décrivant le comportement global du système, il est nécessaire de ramener toutes les grandeurs (déjà décrites dans le repère local d-q) à un seul repère commun de référence, pour tous les générateurs, (D-Q) dit synchrone comme le montre la figure 2.14 [38,39].

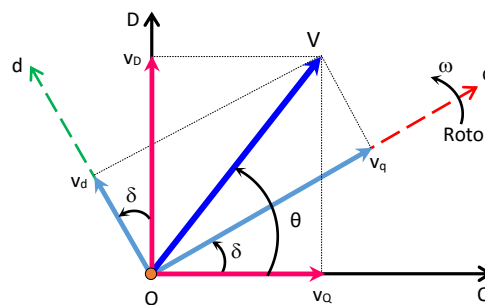


Fig. 2.14. Diagramme de transformation du repère local (d-q) au repère commun (D-Q).

On peut exprimer le passage du repère (d-q) au repère commun (D-Q) comme suit :

$$F_Q + jF_D = (F_q + jF_d)e^{+j\delta} \quad (2.55)$$

On peut l'écrire sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} F_Q \\ F_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_q \\ F_d \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

avec :

- $\delta$  est l'angle du rotor.
- $F$  est la variable représentant la tension ou le courant.

#### 4.1. Dynamiques d'une machine connectée à un jeu de barre infini

Considérons une machine (supraconductrice ou conventionnelle) connectée à un nœud infini (SMIB : Single Machine Infinite Bus) à travers une impédance équivalente  $Z_e$  comme le montre la figure 2.15.

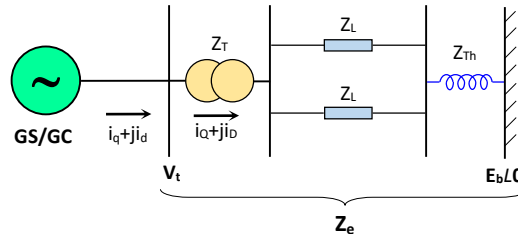


Fig. 2.15. Générateur synchronisé connecté à un jeu de barre infini.

Le courant transféré au jeu de barre infini à travers l'impédance équivalente est :

$$i_Q + j i_D = (i_q + j i_d) e^{+j\delta} = \frac{V_t - h_{12} E_b}{r_e + j x_e} \quad (2.57)$$

tel que :

$$Z_e = r_e + j x_e = Z_T + Z_{Th} + \frac{Z_L}{2} \quad (2.58)$$

$$V_t = v_Q + j v_D = (v_q + j v_d) e^{+j\delta} \quad (2.59)$$

et  $h_{12} = h_{11} + j h_2$  est un paramètre hybride (gain de tension à circuit-ouvert). Pour un réseau constitué d'une simple impédance équivalente en série :  $h_{12} = 1 + j0$ .

La substitution des équations (2.25) et (2.59) dans (2.57) donne :

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e + r_a & -x_e - x_d'' \\ x_e + x_q'' & r_e + r_a \end{bmatrix}^{-1} \left( \begin{bmatrix} E_q'' \\ E_d'' \end{bmatrix} - E_b \begin{bmatrix} +\cos\delta \\ -\sin\delta \end{bmatrix} \right) \quad (2.60)$$

L'élimination des variables qui ne sont pas des variables d'état, par la substitution de l'expression (2.60) dans (2.19), (2.20) et (2.41), permet d'écrire les équations décrivant le comportement du GS, en incluant les dynamiques de l'excitateur et du régulateur de vitesse, comme suit :

$$\dot{x}_g = f(x_g, u) \quad (2.61)$$

avec :

- $x_g = [\delta, \Delta\omega, E'_q, E''_q, E''_d, E_{fd}, P_g, \gamma]^T$  est le vecteur d'état.
- $u = [V_{réf}, \omega_0, P_0]^T$  est le vecteur des entrées du système.
- $f$  est une fonction non-linéaire.

#### 4.2. Modèle du réseau multimachine

La mise en équation d'un système de puissance multimachine consiste à décrire le réseau par des équations dynamiques de tous les générateurs et des équations algébriques de leurs interconnexions. Soit un réseau électrique comportant  $m$  générateurs et  $n$  nœuds (jeux de barres). En reprenant l'équation (2.25) pour la  $i^{\text{ème}}$  machine, on trouve :

$$\begin{cases} v_{di} = E''_{di} - x''_{qi} i_{qi} - r_a i_{di} \\ v_{qi} = E''_{qi} + x''_{di} i_{di} - r_a i_{qi} \end{cases} \quad i=1, \dots, m \quad (2.62)$$

La tension aux bornes de la machine  $i$  est :

$$V_i = \sqrt{v_{qi}^2 + v_{di}^2} \quad (2.63)$$

Les modèles des éléments constituant le réseau électrique sont combinés afin de former l'équation nodale du réseau décrite sous la forme matricielle suivante :

$$[\bar{i}] = [\bar{Y}][\bar{V}] \quad (2.64)$$

avec :

- $[\bar{i}]$  est le vecteur ( $n \times 1$ ) des courants injectés aux nœuds du réseau.
- $[\bar{V}]$  est le vecteur ( $n \times 1$ ) des tensions aux nœuds du réseau ( $\bar{V}_i = V_i e^{j\delta_i}$ ).
- $[\bar{Y}]$  est la matrice d'admittance nodale ( $n \times n$ ) du réseau de transport ( $\bar{Y}_{ij} = Y_{ij} e^{j\theta_{ij}}$ ).

Le courant injecté au nœud  $i$  est donné par :

$$\bar{i}_i = \bar{Y}_{ii} \bar{V}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^n \bar{Y}_{ij} \bar{V}_j \quad (2.65)$$

La puissance apparente injectée au nœud  $i$  est exprimée par :

$$\bar{S}_i = P_{ei} + jQ_{ei} = \bar{V}_i \bar{i}_i^* = (v_{qi} + jv_{di})(i_{qi} - ji_{di}) = V_i e^{j\delta_i} \left[ Y_{ii} V_i e^{-j(\delta_i + \theta_{ii})} + \sum_{j=1, j \neq i}^n Y_{ij} V_j e^{-j(\delta_j + \theta_{ij})} \right] \quad (2.66)$$

En séparant les puissances électrique active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_{ei} = v_{qi}i_{qi} + v_{di}i_{di} = V_i^2 Y_{ii} \cos \theta_{ii} + \sum_{j=1, j \neq i}^n V_i V_j Y_{ij} \cos(\delta_i - \delta_j - \theta_{ij}) \\ Q_{ei} = v_{di}i_{qi} - v_{qi}i_{di} = -V_i^2 Y_{ii} \sin \theta_{ii} + \sum_{j=1, j \neq i}^n V_i V_j Y_{ij} \sin(\delta_i - \delta_j - \theta_{ij}) \end{cases} \quad (2.67)$$

En exprimant l'admittance  $Y$  par  $\bar{Y}_{ij} = G_{ij} + j\beta_{ij} = Y_{ij}e^{j\theta_{ij}}$ , le courant injecté sera donc :

$$\begin{cases} i_{di} = \sum_{j=1}^n [(\beta_{ij} \cos \delta_{ij} - G_{ij} \sin \delta_{ij})v_{qi} + (\beta_{ij} \sin \delta_{ij} + G_{ij} \cos \delta_{ij})v_{di}] \\ i_{qi} = \sum_{j=1}^n [(\beta_{ij} \sin \delta_{ij} + G_{ij} \cos \delta_{ij})v_{qi} - (\beta_{ij} \cos \delta_{ij} - G_{ij} \sin \delta_{ij})v_{di}] \end{cases} \quad (2.68)$$

tel que :

$$\delta_{ij} = \delta_i - \delta_j \quad (2.69)$$

Dans un système comprenant  $m$  machines, les angles rotoriques sont calculés par rapport à un angle de référence. Dans l'étude de la stabilité transitoire, on utilise le centre d'inertie (Center of Inertia: COI) défini, en termes d'angle et vitesse, par :

$$\delta_{COI} = \frac{1}{H_T} \sum_{i=1}^m H_i \delta_i \quad (2.70)$$

$$\omega_{COI} = \frac{1}{H_T} \sum_{i=1}^m H_i \omega_i \quad (2.71)$$

$$H_T = \sum_{i=1}^m H_i \quad (2.72)$$

- $H_i$  est la constante d'inertie du  $i^{\text{ème}}$  générateur.
- $\delta_i$  est l'angle rotorique du  $i^{\text{ème}}$  générateur.
- $\omega_i$  est la vitesse du rotor du  $i^{\text{ème}}$  générateur.

Dans la référence COI, les angles relatifs ( $\delta_{ir}$ ) et les déviations des vitesses angulaires ( $\Delta\omega_{ir}$ ) du générateur  $i$  sont :

$$\delta_{ir} = \delta_i - \delta_{COI} \quad (2.73)$$

$$\Delta\omega_{ir} = \omega_i - \omega_{COI} \quad (2.74)$$

L'ensemble des équations différentielles (correspondant aux dynamiques des générateurs, systèmes d'excitations, turbines, régulateurs et stabilisateurs) et des équations algébriques (correspondant aux équations du réseau d'interconnexion) est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, y, u) \\ 0 = g(x, y) \end{cases} \quad (2.75)$$

tel que  $x$ ,  $y$  et  $u$  sont respectivement les variables d'état, algébriques et de contrôle (puissance de sortie des générateurs, charges,...).

Les équations différentielles sont résolues par des techniques d'intégration numérique puis ajoutées aux équations algébriques pour former un système d'équations non-linéaires.

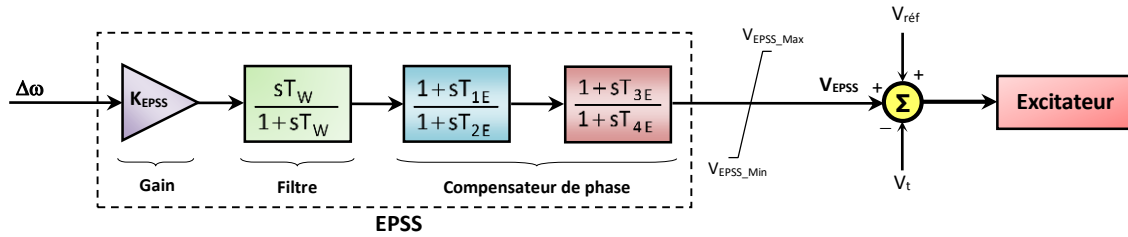
## 5. Conception d'un stabilisateur coordonné pour un GS

Avec le progrès des technologies des supraconducteurs, plusieurs types de machines supraconductrices ont été développés. On peut distinguer, principalement, deux types : les GSs avec des réponses d'excitation faible (lente) et forte (rapide). Plusieurs travaux se sont intéressés à proposer des PSSs pour le premier type de ces machines supraconductrices. Dans ce type de générateurs et en raison de leur très grande constante de temps de l'enroulement de champ et des effets de blindages des écrans du rotor, leur contrôle à travers le système d'excitation n'est pas efficace. Par conséquent, la boucle de régulation du régulateur devient la seule solution pour l'amélioration des performances du système [1]. Ceci n'est pas le cas pour le GS avec réponse d'excitation rapide où nous pouvons utiliser les deux solutions. L'implémentation d'un PSS dans la boucle d'un AVR, avec une tension de plafond en unité relative (pu) élevée, aide beaucoup à améliorer la stabilité du système de puissance. Le GS à réponse d'excitation rapide connu par ses nombreux avantages (voir §5 du chapitre 1) est adopté dans ce travail pour appliquer le stabilisateur développé dans les deux boucles d'excitation et du gouverneur.

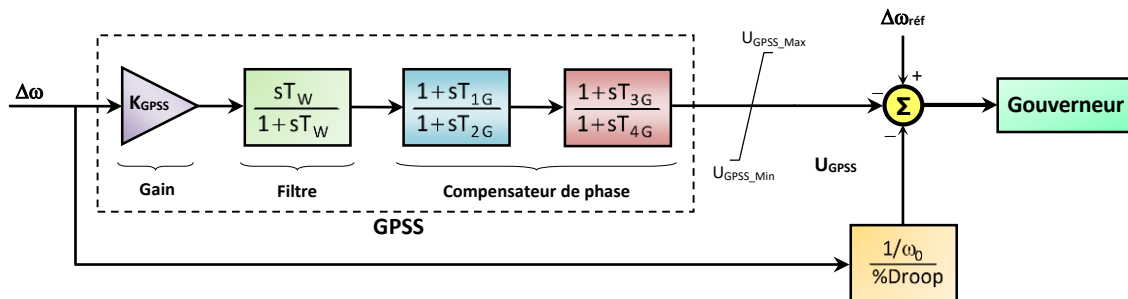
### 5.1. Coordination de EPSS et GPSS pour un GS

Il a été montré qu'un PSS, ajouté à la boucle d'excitation (EPSS) ou à celle du gouverneur (GPSS), est un élément important pour amortir les oscillations du rotor et améliorer ainsi la stabilité du système. Ces deux boucles sont découplées. Le contrôleur installé au côté du gouverneur peut stabiliser le système sans avoir un impact négatif sur la régulation de tension.

Une idée d'associer les deux modes de contrôle est proposée dans cette partie. Comme le montre la figure 2.16, le gouverneur et l'excitateur sont munis de deux stabilisateurs pour former un stabilisateur coordonné dit EGPSS.



(a) Stabilisateur de puissance ajouté à la boucle d'excitation (EPSS).



(b) Stabilisateur de puissance ajouté à la boucle du gouverneur (GPSS).

Fig. 2.16. Stabilisateur de puissance coordonné (EGPSS).

## 5.2. Réglage des paramètres du EGPSS

De nombreuses méthodes ont été proposées dans la littérature pour le réglage des paramètres du PSS. La plupart de ces méthodes se basent sur l'analyse dans le domaine fréquentiel des valeurs propres du système. Les méthodes d'optimisation ont été largement exploitées pour la détermination des paramètres du PSS (gain et constantes de temps).

Dans le cadre de cette étude, nous nous intéressons à l'analyse dans le domaine temporel. Le choix des paramètres du EGPSS, dans ce présent chapitre, a été effectué en utilisant la méthode de compensation de phase décrite dans les références [15,36,40]. Cette méthode consiste à ajuster les paramètres des deux stabilisateurs afin de compenser le retard de phase de la fonction de transfert du système. Une autre application concernant l'optimisation des paramètres du EGPSS, par une méthode d'intelligence artificielle, sera présentée dans le dernier chapitre de cette thèse.

## 6. Implémentation du stabilisateur coordonné

Afin de démontrer l'efficacité et la performance du stabilisateur proposé, nous l'avons simulé et implémenté dans deux types de systèmes de puissance : SMIB et multimachine. Le type de générateur utilisé est supraconducteur avec réponse d'excitation rapide. Une extension au générateur conventionnel a été effectuée.

### 6.1. Réseau SMIB

Le réseau SMIB considéré dans cette thèse avec son modèle de contrôle est représenté dans la figure 2.17. Il est constitué d'un générateur supraconducteur, entraîné par une turbine hydraulique et relié à un jeu de barres infini à travers un transformateur élévateur et un circuit double ligne de transmission. Un système d'excitation statique a été employé. Les données numériques du réseau sont tirées de la référence [15]. Elles sont rappelées en annexe.

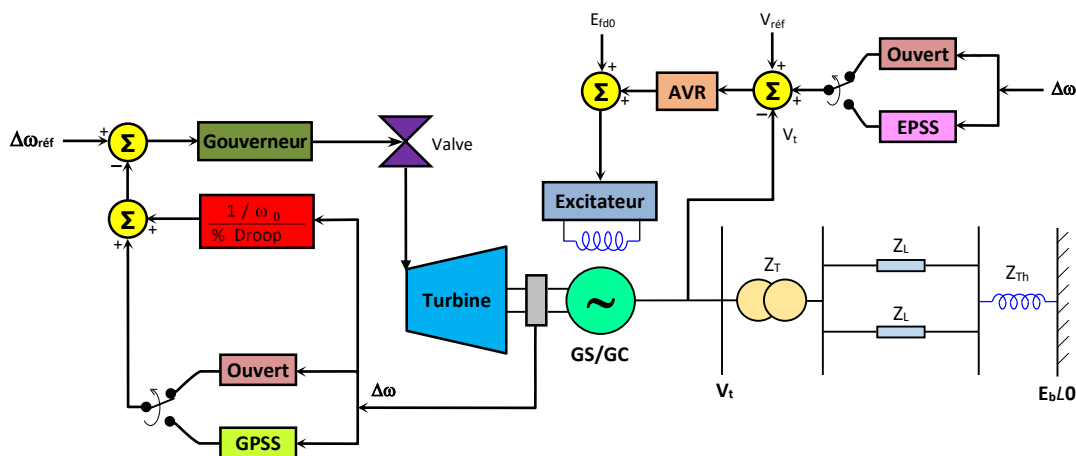


Fig. 2.17. Modèle général de contrôle d'un réseau SMIB.

### 6.2. Réseau multimachine

Les générateurs sont en général groupés et reliés entre eux formant ainsi des systèmes multimachines où les phénomènes d'oscillation sont rencontrés en grande partie. Le système multimachine que nous avons utilisé pour tester la performance du régulateur proposé, est un réseau à quatre machines dont le schéma unifilaire est représenté par la figure 2.18. Ce réseau électrique, pris de la référence [15], est constitué de deux régions symétriques, comportant chacune deux générateurs identiques, reliées à travers trois lignes de transmission et une charge totale de 2734 MW. Les données sont reportées en annexe.



Le système multimachine original est formé au début de 4 générateurs conventionnels. Étant donné que nous nous intéressons dans cette étude au générateur supraconducteur, une modification du réseau initial est introduite en remplaçant le générateur  $G_1$  par un autre supraconducteur. Une simulation du réseau original (où tous les quatre générateurs sont conventionnels) avec stabilisation coordonnée est aussi présentée.

Du fait, que le nombre des générateurs du réseau multimachine, choisi dans cette étude, est relativement petit (4 générateurs), chaque générateur dans la figure 2.18 est doté d'un modèle de stabilisateur implanté simultanément dans les boucles d'excitation et du gouverneur (voir la figure 2.17). Néanmoins, il faut mentionner que pour les systèmes électriques très larges, l'implantation des stabilisateurs de puissance à chaque générateur n'est pas une solution pratique et économique. En plus, tous les générateurs du système ne participent pas forcément aux modes d'oscillations dominants et donc ils n'ont pas besoin d'être tous équipés de PSSs. Une optimisation de l'emplacement des PSSs s'avère nécessaire dans ce cas, or ce problème est en dehors des objectifs de ce présent travail et ne sera pas traité dans cette thèse.

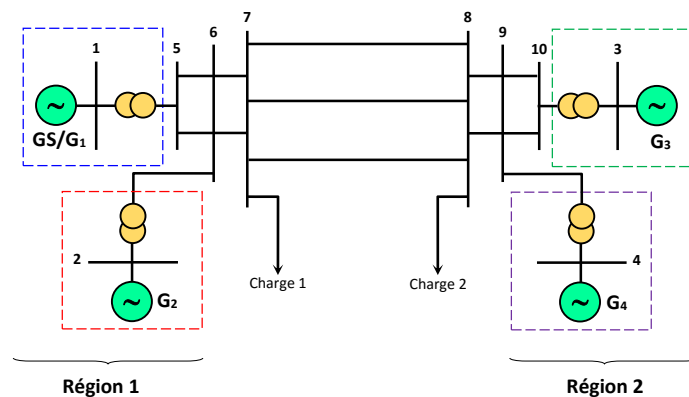


Fig. 2.18. Schéma unifilaire du réseau à deux régions (4 générateurs, 10 nœuds).

## 7. Résultats de simulation

Les simulations ont été réalisées dans l'environnement Matlab/Simulink en utilisant une station de travail HP Z800 Workstation équipée (processeur Intel Xeon X5690 6C de 3.46GHz, 130W, cache 12M, QPI de 6.40GT/DDR3 1333MHz HT, Turbo). En premier lieu, nous avons utilisé la version 7.14 du Matlab, ensuite, nous avons continué les simulations avec la nouvelle version 8.1.

Après avoir introduit les données nécessaires et déterminé l'état initial du réseau à l'aide d'un programme de calcul d'écoulement de puissance, un modèle détaillé du réseau électrique non-linéaire est construit en Simulink afin de simuler le réseau étudié. Les équations non-linéaires du système sont résolues, dans le domaine temporel, à l'aide de la méthode d'intégration numérique de Runge-Kutta d'ordre 4.

Afin d'évaluer la performance du stabilisateur développé pour l'amortissement des oscillations, plusieurs scénarios de défauts, incluant des petites et grandes perturbations, ont été choisis [41-42]. La performance obtenue avec le stabilisateur proposé EGPSS est comparée à celles obtenues sans stabilisateur (Open : boucle ouverte), en utilisant un stabilisateur conventionnel à l'excitation seulement (EPSS) et avec un stabilisateur au gouverneur (GPSS). Bien que cette étude s'intéresse au générateur supraconducteur, une simulation pour le cas de la machine conventionnelle est aussi présentée pour les systèmes SMIB et multimachine.

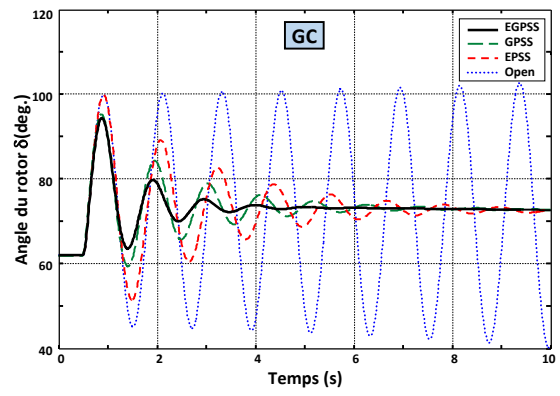
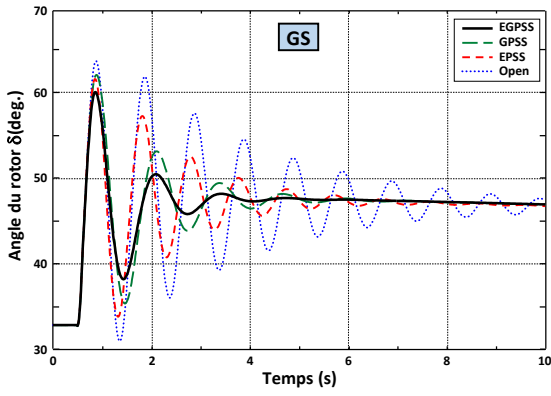
### 7.1. Réseau SMIB

**Scénario 1** : un défaut triphasé (court-circuit) de 4 cycles (80ms) a été appliqué à la fin d'une ligne de transmission à l'instant  $t=0.5s$ . Le défaut est éliminé par un déclenchement de la ligne court-circuitée. Les réponses de l'angle du rotor, de la variation de vitesse, du couple électrique et de la tension terminale sont données respectivement pour les générateurs supraconducteur et conventionnel dans la figure 2.19.

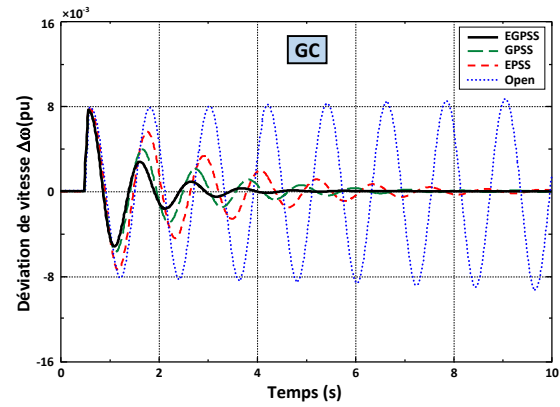
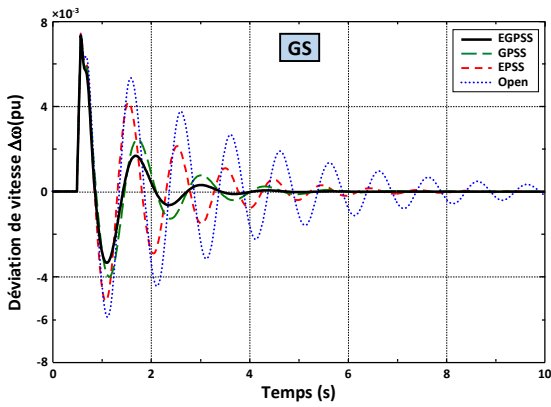
**Scénario 2** : à partir du point de fonctionnement normal, une augmentation de 10% dans la puissance mécanique ( $P_m$ ) du générateur a été introduite à l'instant  $t=1s$  pendant une durée de 500ms. Les réponses du système sont illustrées pour les générateurs supraconducteur et conventionnel dans la figure 2.20.

**Scénario 3** : une augmentation de 0.1 (pu) sur la tension de référence ( $V_{ref}$ ) a été produite à l'instant  $t=1s$  pour le générateur supraconducteur durant 500ms. Pour le générateur conventionnel, une augmentation en échelon de 0.1 (pu) a été appliquée à l'instant  $t=0.5s$ . Les résultats de simulation obtenus sont représentés respectivement pour le GS et le GC dans la figure 2.21.

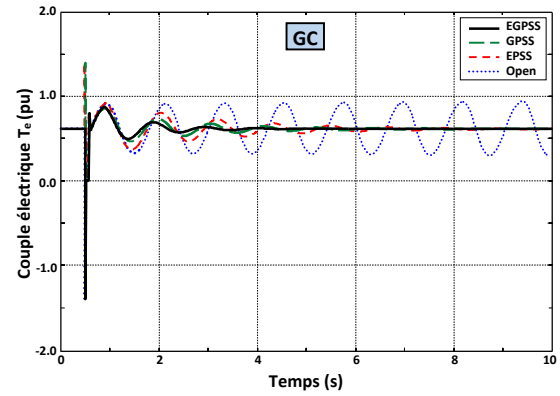
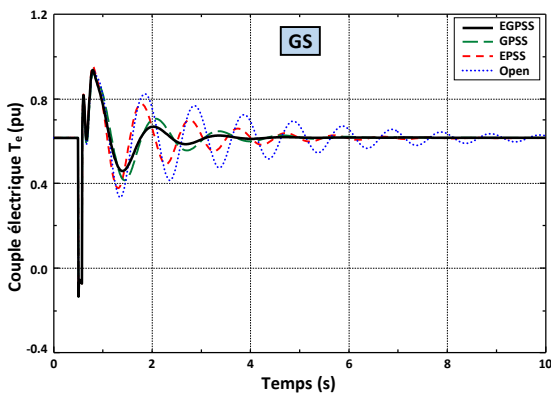
**Scénario 4** : un changement de +15%, pendant une durée de 2s, dans la charge des générateurs, conventionnel et supraconducteur, à l'instant  $t=1s$  a été produit. Les résultats obtenus pour les deux types de générateurs sont donnés dans la figure 2.22.



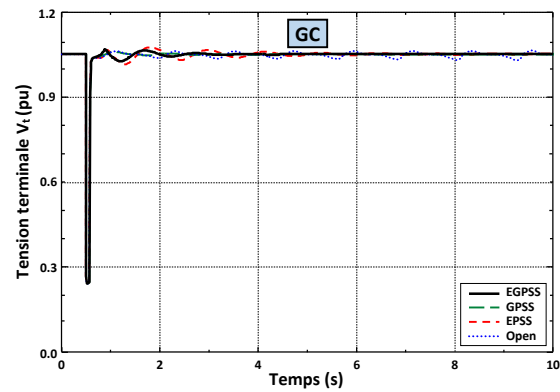
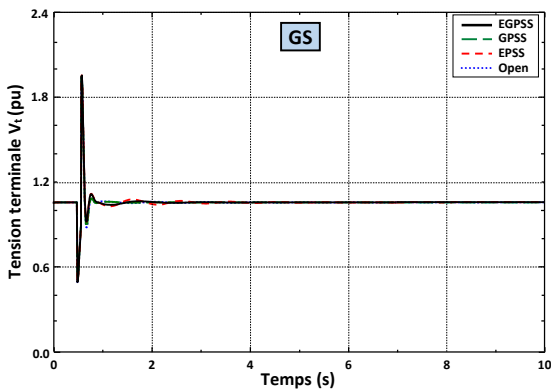
(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).



(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$  (pu).

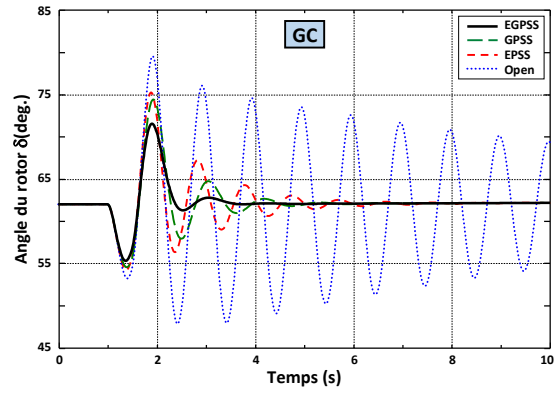
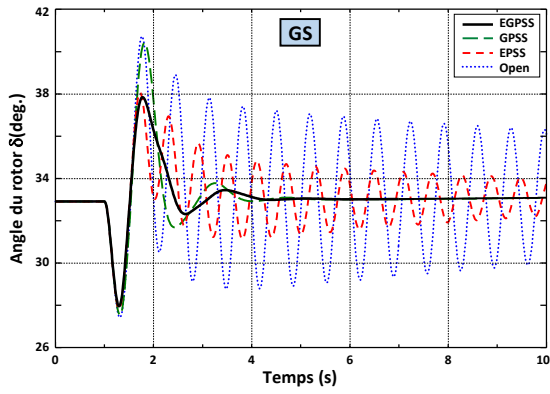


(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

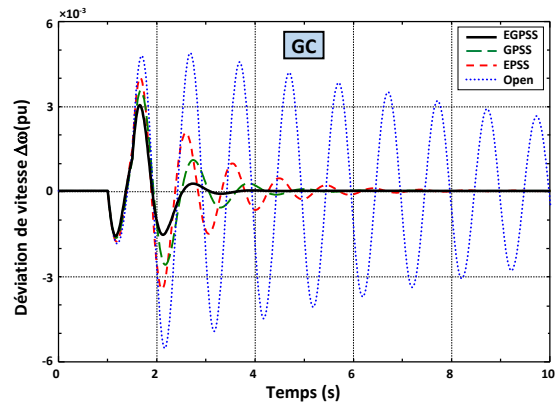
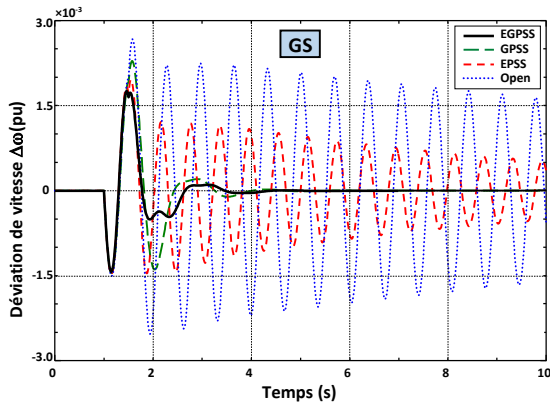


(d) Variation de la tension terminale  $V_t$ (pu).

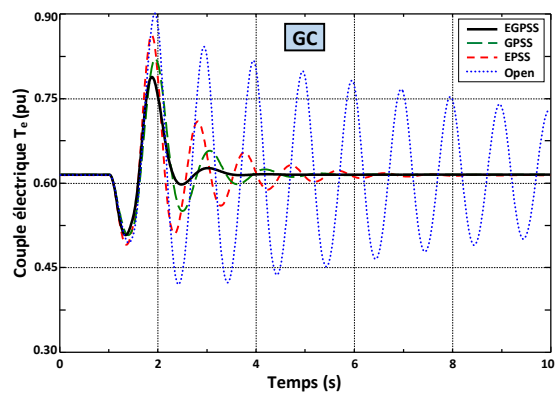
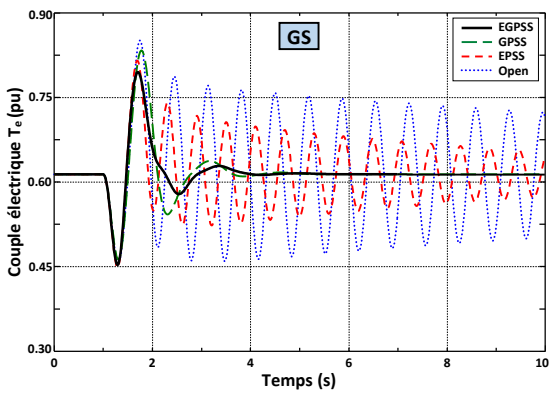
Fig. 2.19. Réponse du système SMIB à un défaut triphasé avec EGPSS.



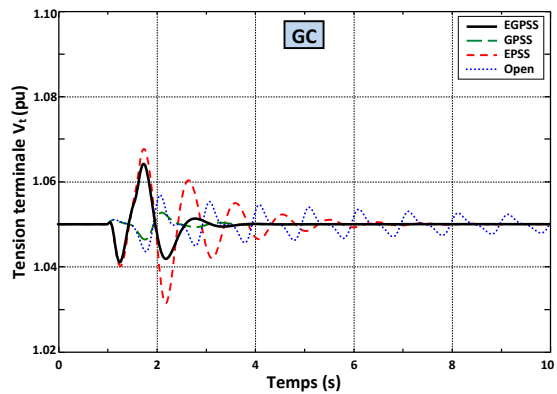
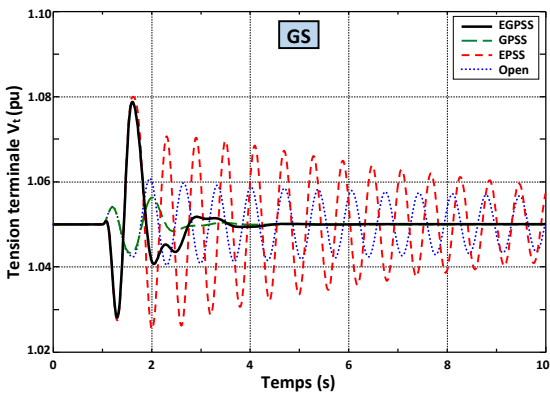
(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).



(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$  (pu).

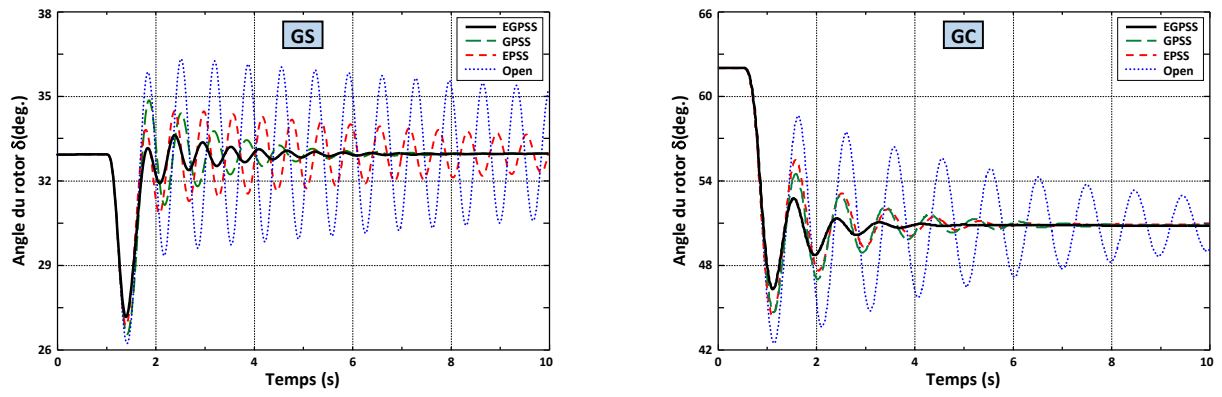


(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

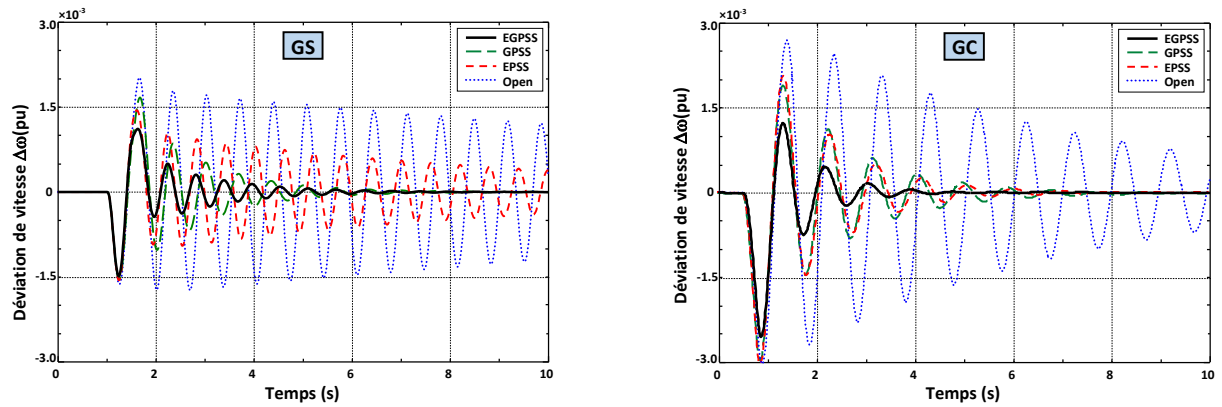


(d) Variation de la tension terminale  $V_t$ (pu).

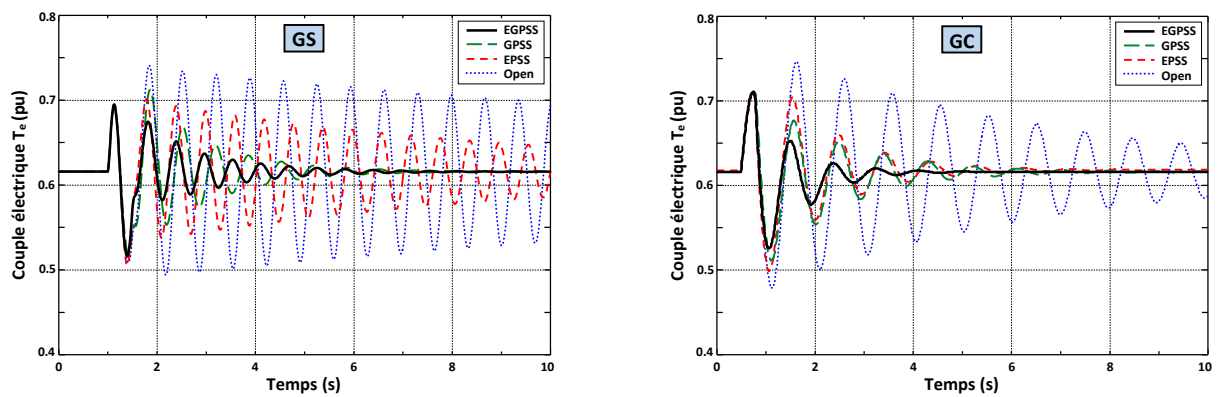
Fig. 2.20. Réponse du système SMIB à +10% de  $P_m$  avec EGPSS.



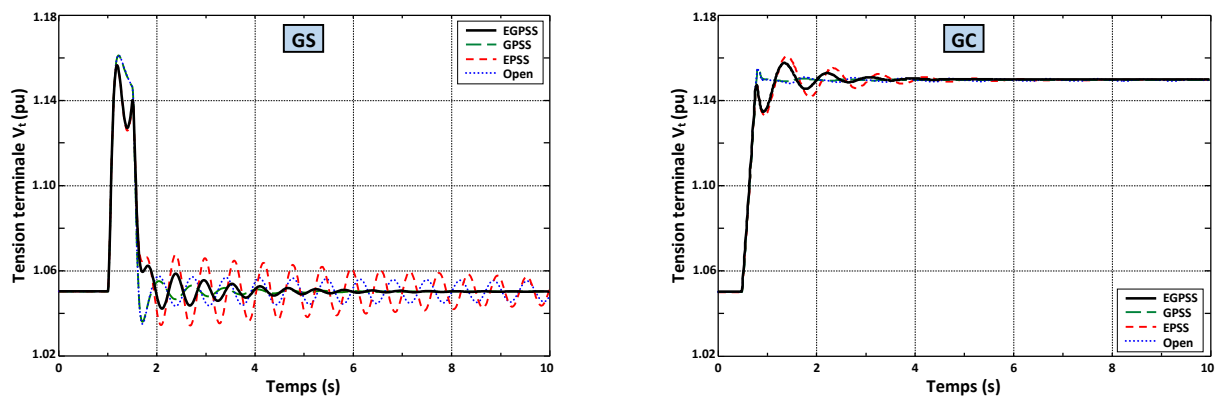
(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).



(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$ (pu).

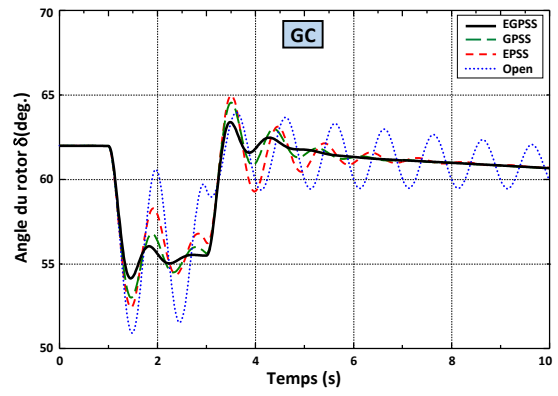
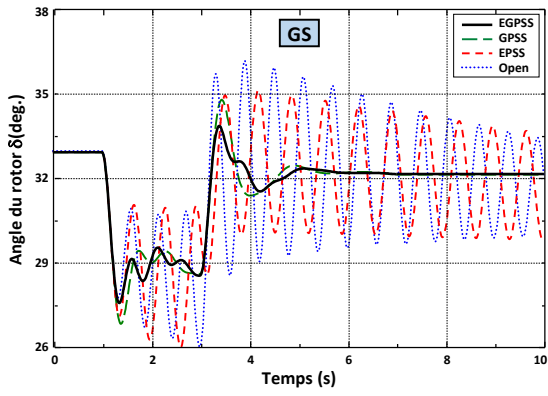


(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

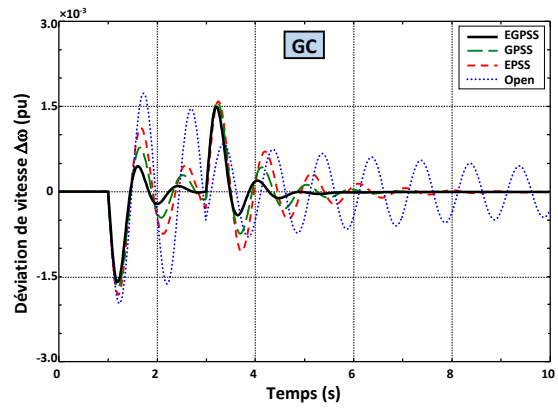
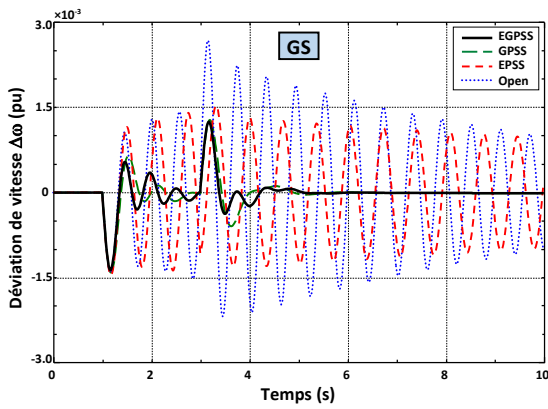


(d) Variation de la tension terminale  $V_t$ (pu).

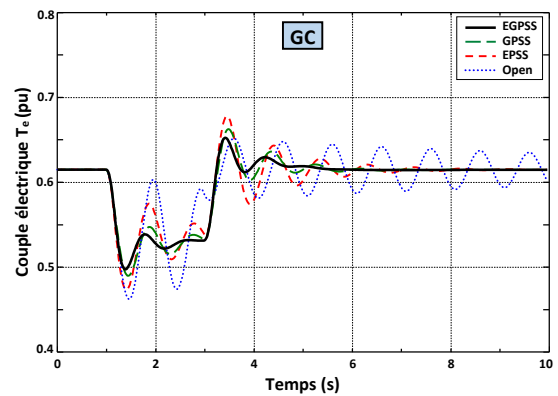
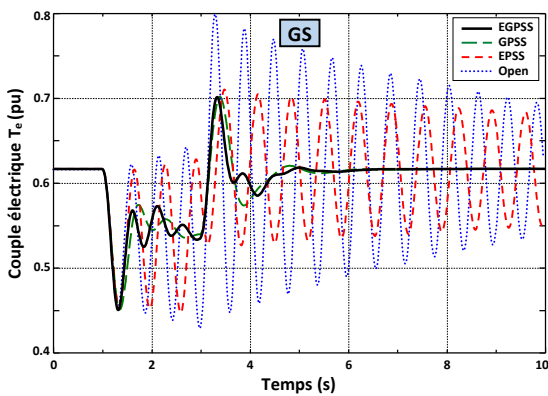
Fig. 2.21. Réponse du système SMIB à +0.1 (pu) sur  $V_{ref}$  avec EGPSS.



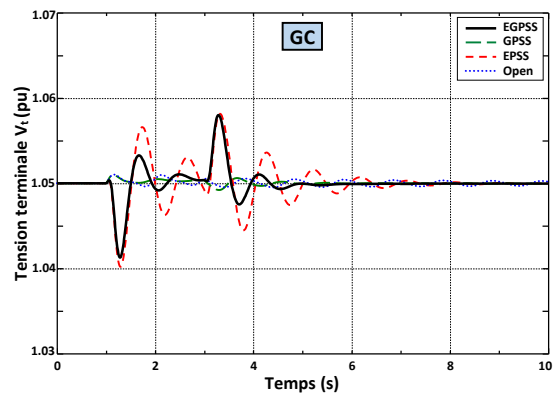
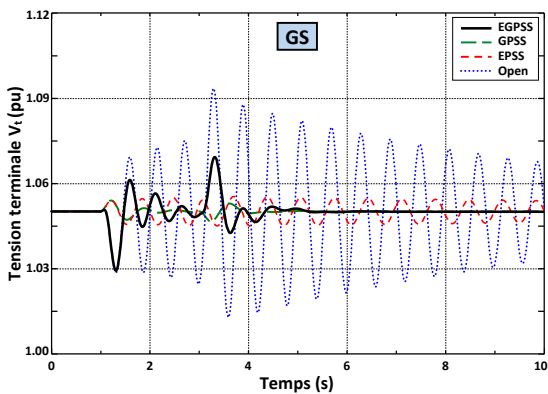
(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).



(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$ (pu).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).



(d) Variation de la tension terminale  $V_t$ (pu).

Fig. 2.22. Réponse du système SMIB à +15% dans la charge avec EGPSS.

Dans le but de montrer la performance du stabilisateur proposé et de faire une comparaison objective des résultats de simulation obtenus pour les différents points de fonctionnement, nous rappelons d'abord les deux critères temporels suivants :

- **Temps de réponse** : temps nécessaire à la réponse indicielle (réponse à un échelon unité) d'un système oscillant pour atteindre sa valeur finale avec une tolérance de  $\pm n\%$  près. La tolérance de 5% est la plus communément utilisée. Ce paramètre caractérise la rapidité relative de la réponse du système.
- **Dépassement** : Il correspond à l'écart entre la valeur maximale atteinte par la réponse indicielle lors de son premier pic et la valeur finale. Cette valeur est souvent pondérée par la valeur finale et on parle dans ce cas de dépassement maximum en pour cent.

Dans les études de stabilité transitoire, la période d'étude concernée est généralement limitée à 3 jusqu'à 5 secondes après la perturbation, bien qu'elle peut s'étendre à 10s pour les systèmes larges avec des modes d'oscillation inter-régions dominants [8]. Pour la stabilité dynamique, elle s'étend généralement de 10 à 20 secondes après le défaut.

### 7.1.1. Interprétation des résultats

D'après les résultats de simulation obtenus dans cette partie, pour les quatre types des défauts choisis, on remarque que sans stabilisateur de puissance (Open Loop), les réponses du système de puissance présentent des oscillations importantes. L'ajout de stabilisateurs de puissance, que ce soit à la boucle d'excitation (EPSS) ou à celle du gouverneur (GPSS), permet de bien amortir les oscillations du système contenant un générateur conventionnel ou supraconducteur.

Dans ce même contexte, différents travaux déjà publiés [25-36] ont montré une supériorité du stabilisateur ajouté au côté du gouverneur par rapport à celui implanté dans la boucle d'excitation dans des systèmes SMIB et multimachine avec des générateurs conventionnels.

Nous remarquons aussi que le stabilisateur coordonné EGPSS donne de meilleurs résultats en termes de dépassement, d'amortissement d'oscillations et de temps de réponse en comparaison avec les autres cas (sans stabilisateur : Open, avec stabilisateur : EPSS et GPSS), bien que ce dernier reste un peu lent (peut aller jusqu'à 6 secondes pour certains cas) et nécessite d'être diminué.

## 7.2. Réseau multimachine

Dans le but de vérifier l'efficacité du stabilisateur développé pour les réseaux multimachines, ce dernier a été implanté en premier lieu dans les quatre générateurs conventionnels du réseau multimachine originel illustré dans la figure 2.18.

En deuxième lieu, le générateur conventionnel  $G_1$  est substitué par un autre supraconducteur et les quatre machines restent équipées de EGPSS. Différentes contingences ont été choisies pour les deux réseaux (originel et modifié).

### 7.2.1. Réseau originel (les quatre générateurs sont conventionnels)

**Scénario 1** : le réseau originel est soumis à l'instant  $t=0.5s$ , à une perturbation provenant d'un court-circuit triphasé appliqué au jeu de barre 8. Après une durée de 150ms, le défaut est éliminé par un déclenchement d'une des lignes de transmission reliant les jeux de barres 8 et 9. Les angles rotoriques relatifs, les tensions terminales, les couples électriques et les déviations des vitesses des quatre machines sont représentés dans la figure 2.23.

**Scénario 2** : à partir du point de fonctionnement normal, une augmentation de 10% sur la puissance mécanique ( $P_{m1}$ ) du générateur  $G_1$  est produite à l'instant  $t=0.5s$  durant 1s. Les résultats de simulation obtenus sont représentés respectivement pour les angles rotoriques relatifs, les tensions terminales, les couples électriques et les déviations des vitesses dans la figure 2.24.

**Scénario 3** : une augmentation de 0.1 (pu) dans la tension de référence du générateur  $G_1$  ( $V_{réf1}$ ) est appliquée à l'instant  $t=0.5s$  pendant une durée de 1s. Les réponses du système, en termes d'angles relatifs, de tensions terminales, de couples électriques et de déviations des vitesses sont illustrées dans la figure 2.25.

### 7.2.2. Réseau modifié (G1 est remplacé par un GS)

**Scénario 1** : à l'instant  $t=1s$ , un court-circuit triphasé d'une durée de 60ms est appliqué au jeu de barre 8 et puis une des lignes entre les nœuds 7 et 8 est déclenchée. Les réponses temporelles du système sont montrées dans la figure 2.26.

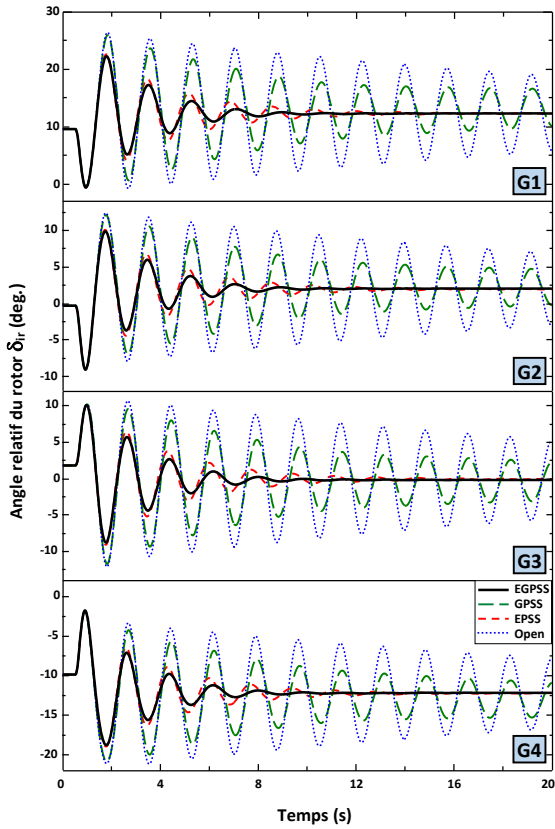
**Scénario 2** : à partir du point de fonctionnement normal, une augmentation de 10% sur la puissance mécanique ( $P_m$ ) du générateur supraconducteur GS est produite à l'instant  $t=1s$  durant 500ms. Les résultats obtenus sont représentés dans la figure 2.27.



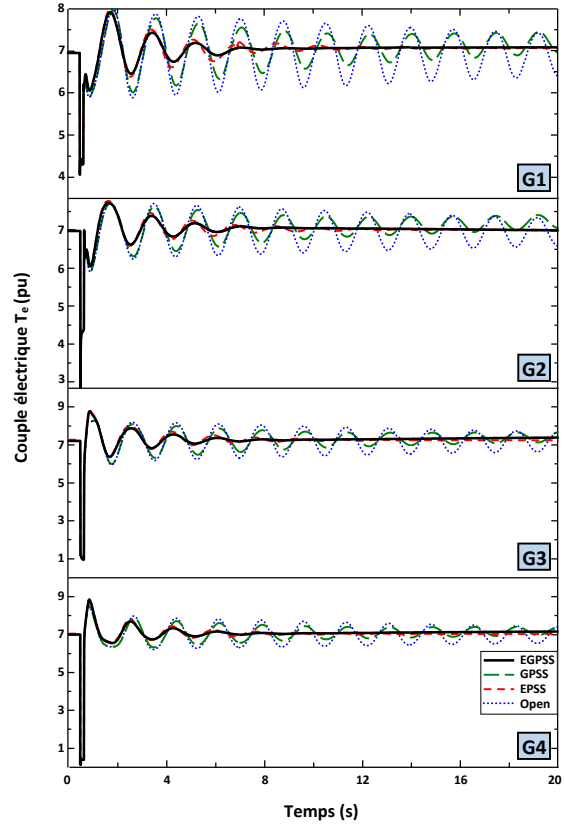
**Scénario 3** : la perturbation choisie dans ce cas est un défaut mixte dû à des augmentations de 10% sur la puissance mécanique ( $P_m$ ) du générateur supraconducteur GS et sur la tension de référence ( $V_{réf3}$ ) du générateur  $G_3$ . La perturbation est appliquée à l'instant  $t=1s$  durant 500ms. Les résultats obtenus sont montrés dans la figure 2.28.

### 7.2.3. Interprétation des résultats

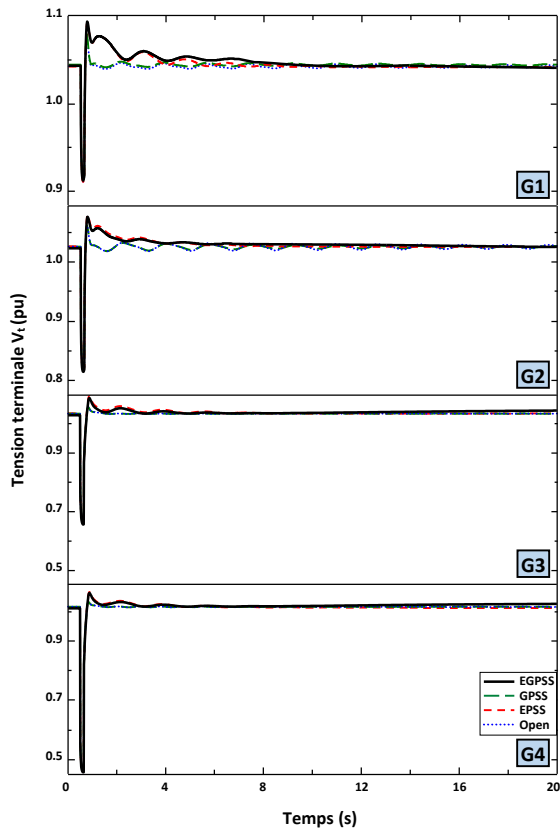
Avec les résultats exposés, nous pouvons constater que le stabilisateur développé EGSS possède des performances de stabilisation et d'amortissement des oscillations nettement supérieures que les autres types de stabilisateurs (sans PSS, avec EPSS, avec GPSS). Les réponses du système avec le EGSS sont relativement rapides et moins oscillantes. Plus particulièrement, dans le réseau modifié, les résultats témoignent de l'importance du stabilisateur coordonné, entre l'excitation et le régulateur de vitesse, pour la stabilisation du générateur supraconducteur.



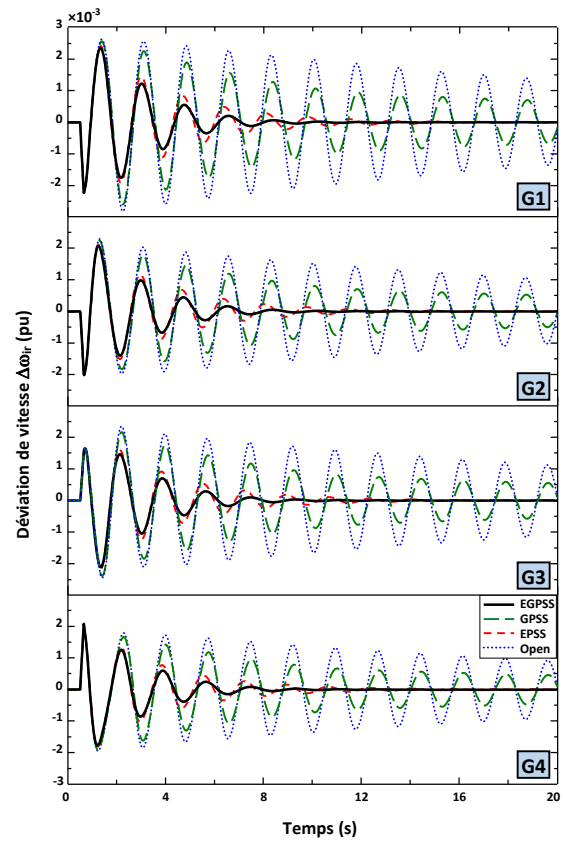
(a) Variation de l'angle relatif du rotor  $\delta_r$ (deg.).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).



(b) Variation de la tension terminale  $V_t$ (pu).



(d) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega_r$ (pu).

Fig. 2.23. Réponse du système multimachine originel à un court-circuit triphasé avec EGPSS.

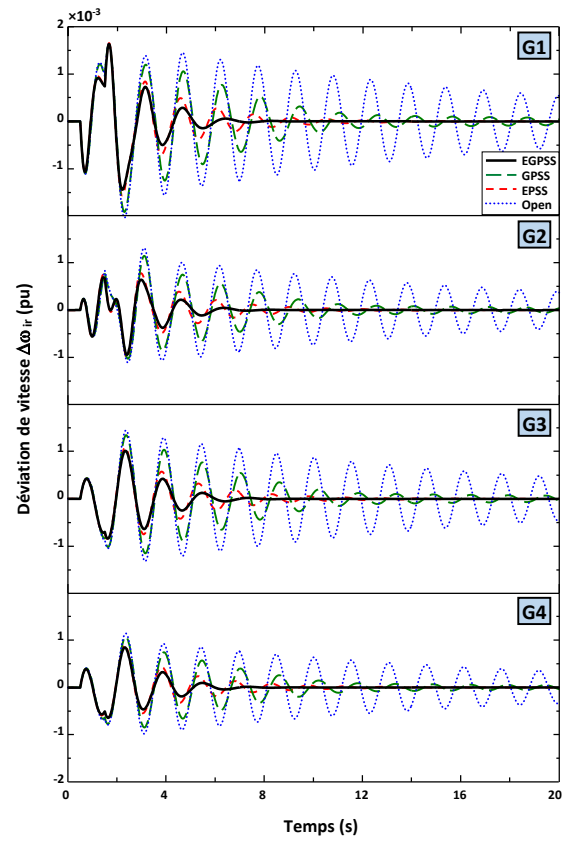
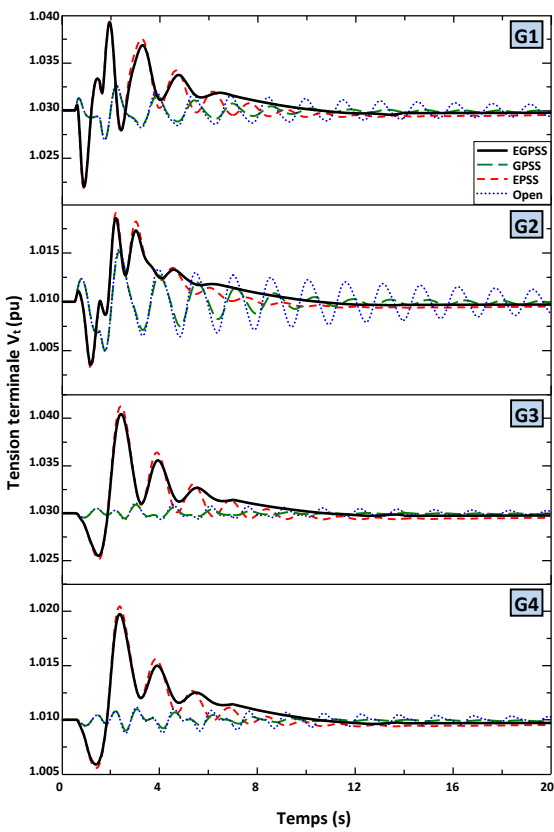
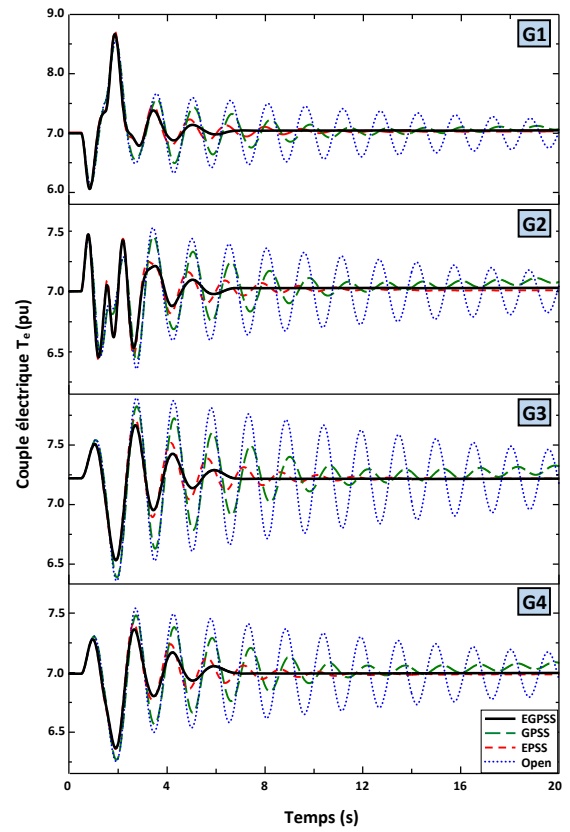
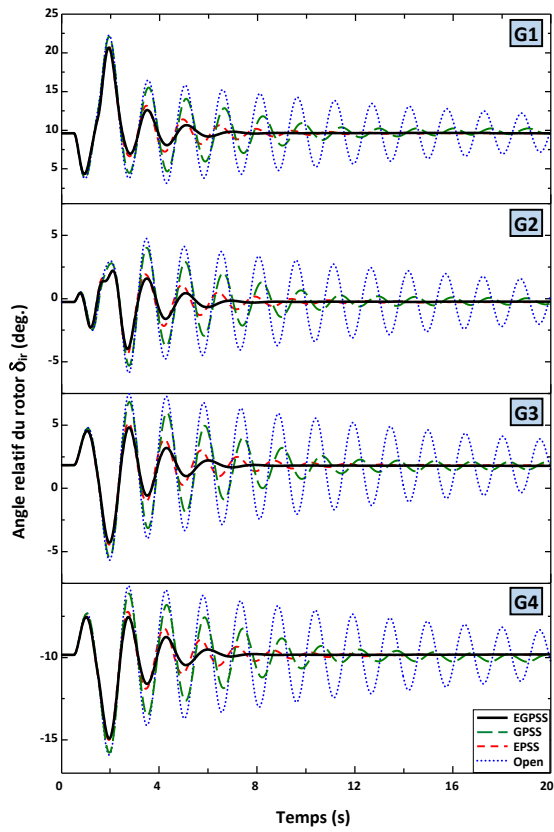
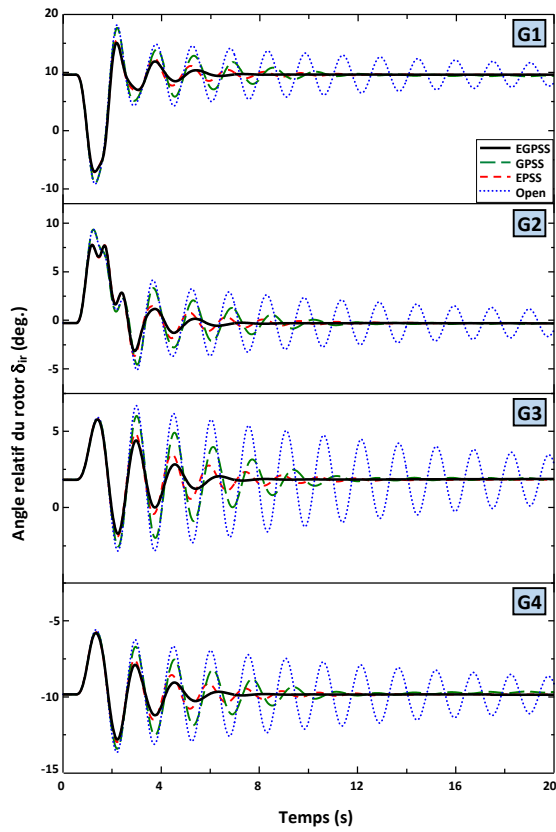
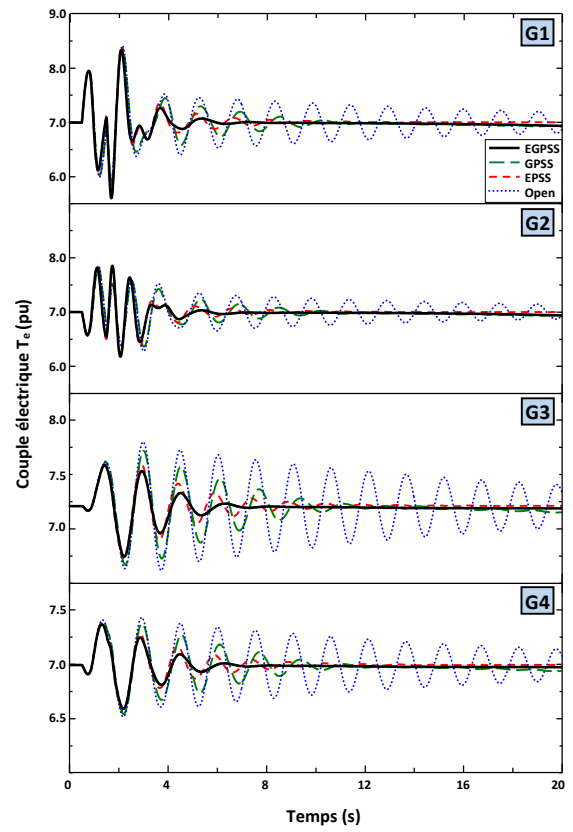


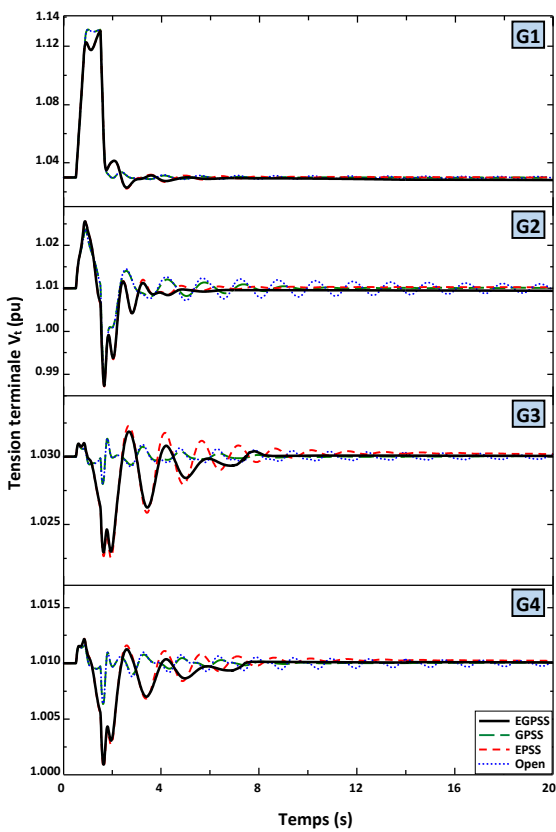
Fig. 2.24. Réponse du système multimachine originel à +10% de  $P_{m1}$  avec EGPSS.



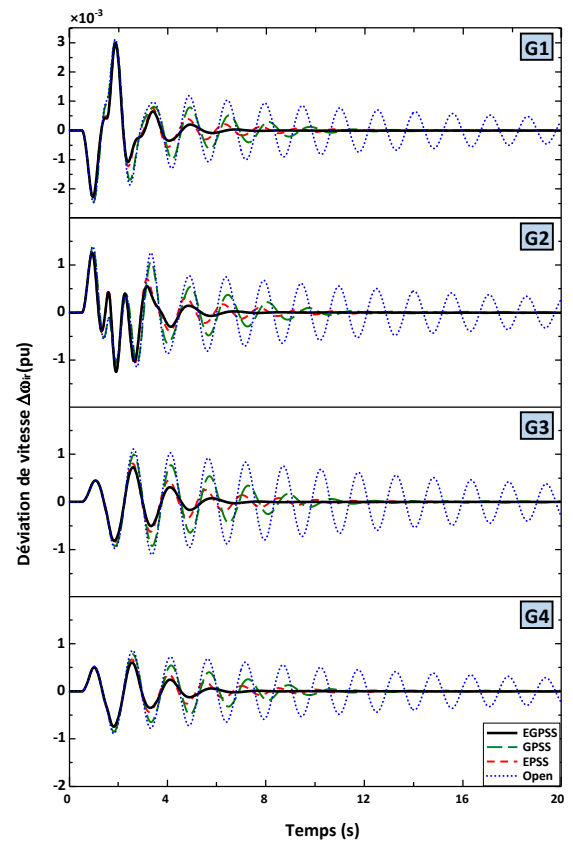
(a) Variation de l'angle relatif du rotor  $\delta_r$ (deg.).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

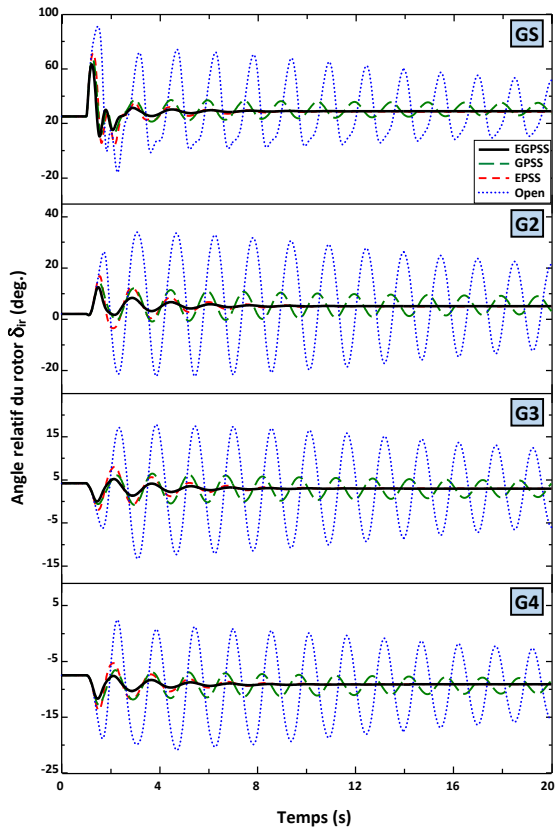


(b) Variation de la tension terminale  $V_r$ (pu).

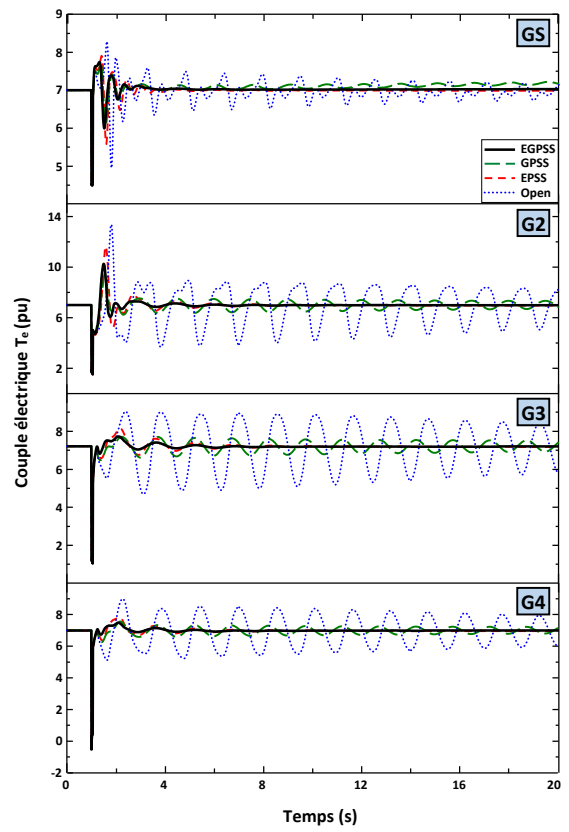


(d) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega_r$ (pu).

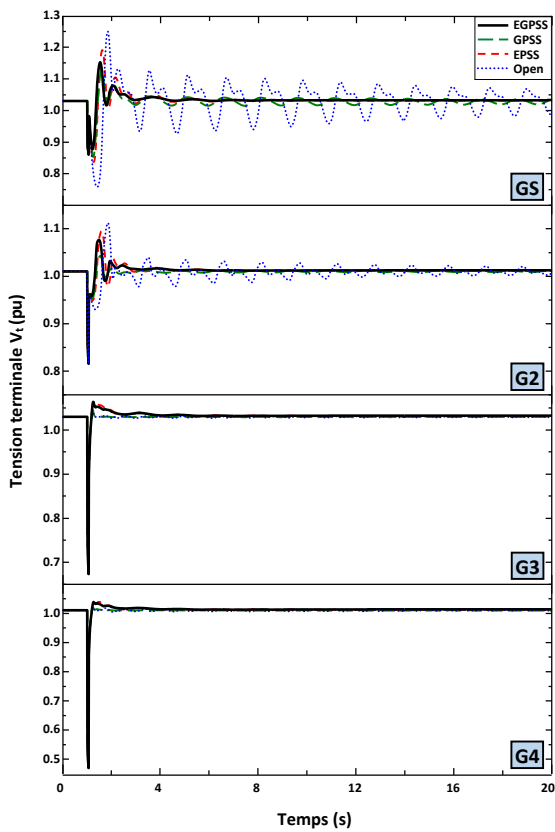
Fig. 2.25. Réponse du système multimachine original à +0.1 (pu) sur  $V_{réf1}$  avec EGPS.



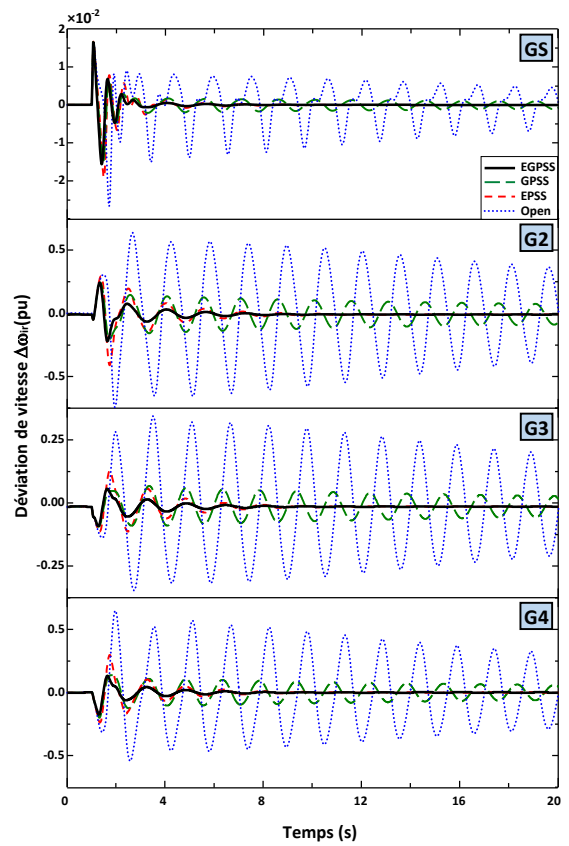
(a) Variation de l'angle relatif du rotor  $\delta_r$ (deg.).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

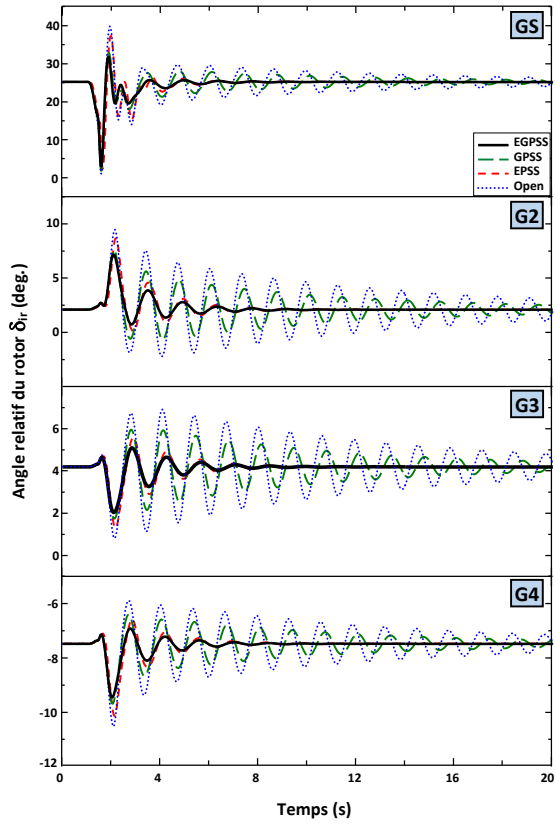


(b) Variation de la tension terminale  $V_t$ (pu).

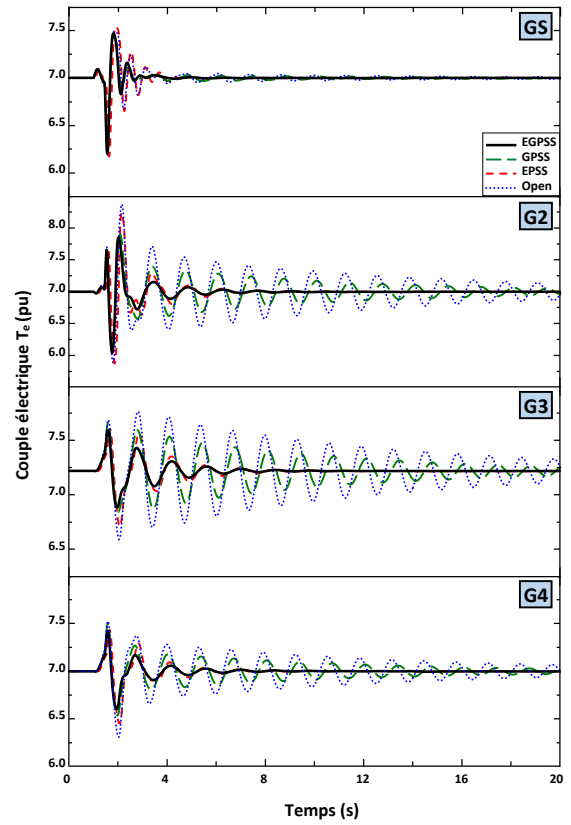


(d) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega_r$ (pu).

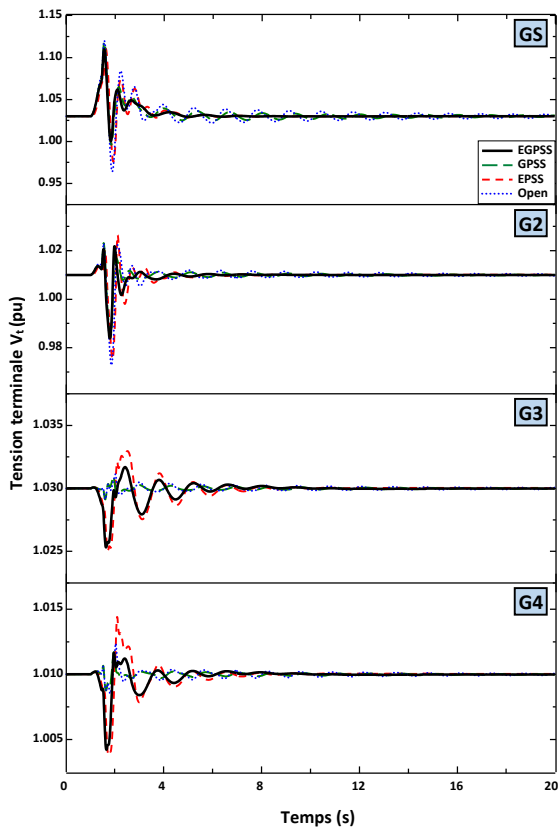
Fig. 2.26. Réponse du système multimachine modifié à un court-circuit triphasé avec EGPS.



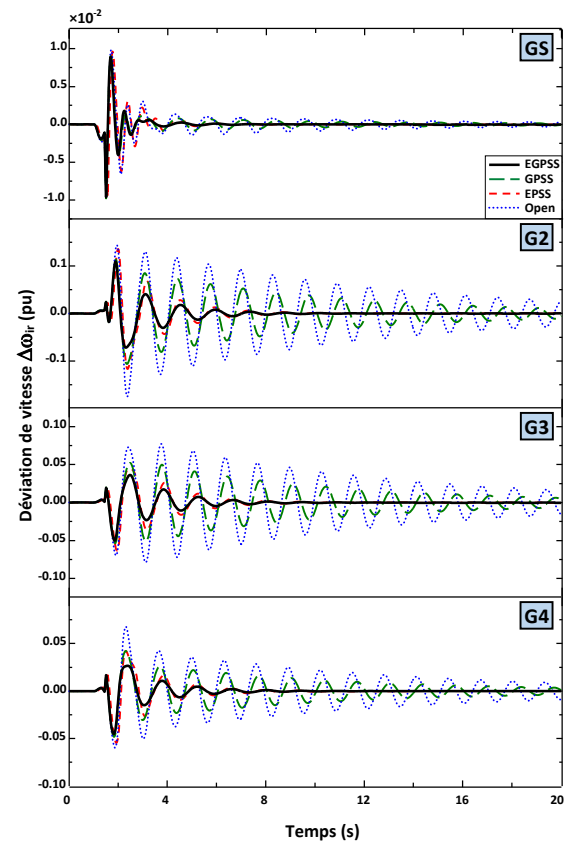
(a) Variation de l'angle relatif du rotor  $\delta_{ir}$ (deg.).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

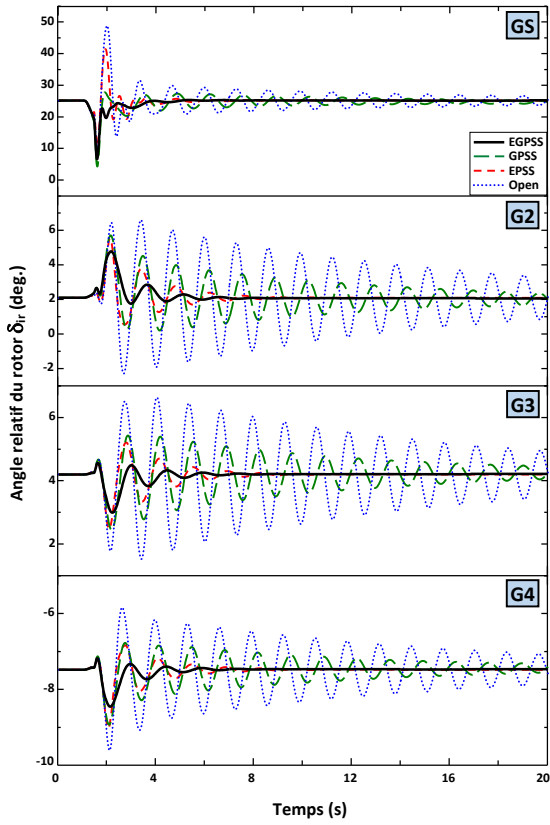


(b) Variation de la tension terminale  $V_r$ (pu).

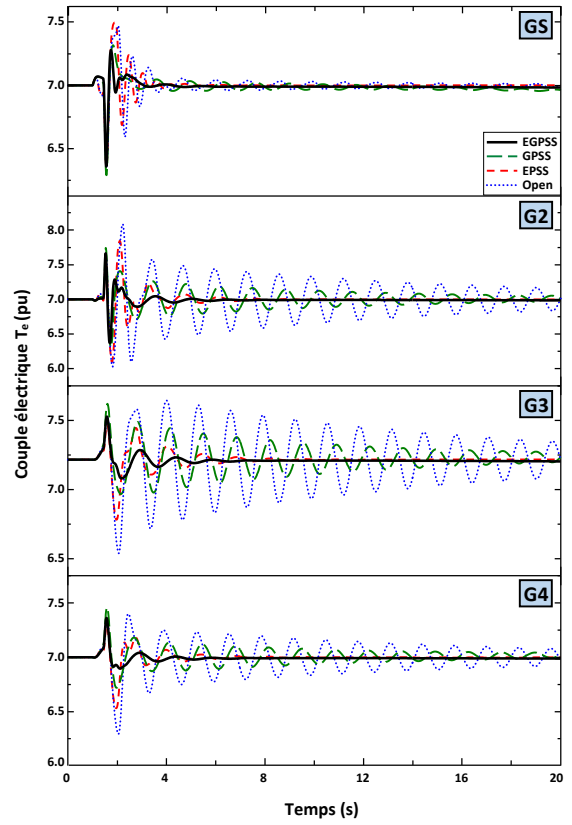


(d) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega_{ir}$ (pu).

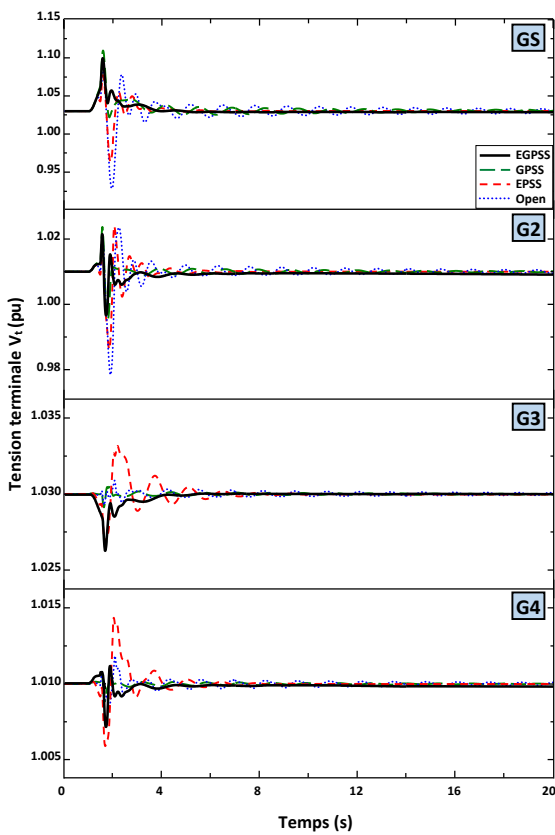
Fig. 2.27. Réponse du système multimachine modifié à +10% de  $P_m$  du GS avec EGPSS.



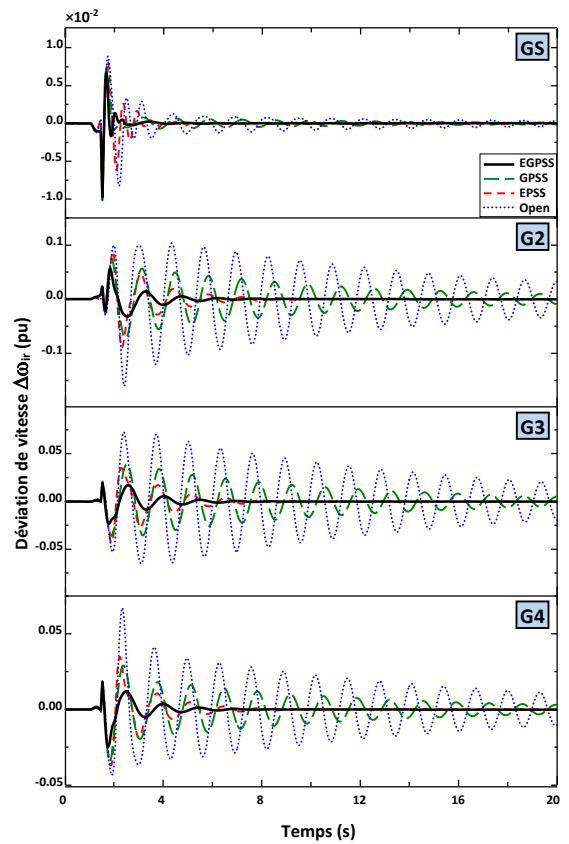
(a) Variation de l'angle relatif du rotor  $\delta_r$  (deg.).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$  (pu).



(b) Variation de la tension terminale  $V_t$  (pu).



(d) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega_r$  (pu).

Fig. 2.28. Réponse du système multimachine modifié à +10% sur  $P_m$  du GS et +0.1 (pu) sur  $V_{réf3}$  avec EGPSS.

## 8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un stabilisateur local coordonné entre l'excitation et le gouverneur d'un générateur supraconducteur. L'efficacité du stabilisateur développé a été vérifiée pour les deux types des systèmes de puissance SMIB et multimachine. Ce dernier a été aussi testé avec succès dans les machines conventionnelles.

Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'intérêt, l'efficacité et la performance de l'approche suivie pour améliorer la stabilité des systèmes de puissance contenant des machines conventionnelles et/ou supraconductrices. Cependant, la réponse du système relativement lente et le problème de réglage des paramètres du EGSS lié à la forte non-linéarité des systèmes électriques, nous ont suscité à faire recours à d'autres algorithmes plus avancés de contrôle assurant à la fois, la robustesse, la performance et la simplicité ainsi que la stabilité. La logique floue est l'une des lois de commande les plus intéressantes dans le domaine de contrôle des systèmes de puissance caractérisés par leur grand degré de non-linéarité. Ainsi, l'objectif du prochain chapitre est de proposer un nouveau stabilisateur coordonné basé sur la logique floue.



## ***Références***

- [1] Z. Tarik, Coordination des régulateurs conventionnels des machines synchrones et des compensateurs statiques (SVCS), Thèse de doctorat, Université du Québec, 2010.
- [2] L. Grigsby, Power System Stability and Control, CRC Press, 3<sup>rd</sup> ed., Taylor & Francis Group, 2012.
- [3] B. Mallem, Modélisation, analyse et commande des grands systèmes électriques interconnectés, Thèse de Doctorat, ENS Cachan, France, 2010.
- [4] D.L. Prior, M. Alyan, C. Anyaeji, Equivalent circuit representation of a superconducting alternator, IEE Proc., vol.129, Pt. C, no. 6, Nov. 1982, pp. 266-277.
- [5] R.A.F. Saleh, Superconducting Generators: Control and Stability, Ed. VDM Verlag Dr. Müller, 2010.
- [6] P.J. Lawrenson, T.J.E. Miller, J.M. Stephenson, A.H.M.S. Ula, Damping and screening in the synchronous super-conducting generator, IEE Proc., vol. 123, no. 8, Aug. 1976, pp. 787-794.
- [7] I. Muta, Dynamic characteristics of superconducting synchronous generators with double rotor shield, Part I: Dynamic stability, Electr. Eng. in Japan, vol. 102, no. 2, March/April 1982, pp. 88-95.
- [8] P. Kundur, Power System Stability and Control, EPRI Power Sys. Eng. Series, Mc Graw-Hill, 1994.
- [9] S. Han & al., Optimal design of superconducting generator using genetic algorithm and simulated annealing, IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 151, no. 5, Sept. 2004, pp. 543-554.
- [10] J. Bumby, Superconducting Rotating Electrical Machines, Clarendon Press, Oxford, 1983.
- [11] J. Kirtley, Large system interaction characteristics of superconducting generators, Proc. of the IEEE, vol. 81, no. 3, Mar. 1993, pp. 449-461.
- [12] I. Muta, S. Inadomi, Comparison of dynamic stability of superconducting and conventional synchronous alternators, Electr. Eng. in Japan, vol. 100, no. 6, Nov. 1980, pp. 98-106.
- [13] G-H. Kim & al., EMTDC based simulation of 10 MW class grid-connected superconducting wind turbine generator, IEEE Trans. App. Supercond., vol. 22, no. 3, Article#: 5202105, June 2012.
- [14] J. Machowski, J. Bialek, J. Bumby, Power System Dynamics Stability and Control, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [15] K. Padiyar, Power System Dynamics Stability and Control, 2<sup>nd</sup> ed., BS Publications, India, 2008.
- [16] IEEE recommended practice for excitation system models for power system stability studies, IEEE Std 421.5-2005, Apr. 2006.
- [17] T. Nitta, Y. Shirai, T. Okada, Y. Imai, and Y. Kobayashi, High response excitation control of superconducting generator for stability of superconducting field winding, IEEE Trans. App. Supercond., vol. 10, no. 1, March 2000, pp. 935-938.
- [18] H. Shirato, G. Wu, S. Oikawa and H. Sisido, Investigation of power system stability enhancement by superconducting generator with high response excitation considering its detailed excitation system, in: Proceedings of the Int. Conf. on Power System Technology, Hangzhou, Oct. 24-28, 2010, pp. 1-6.

- [19] T.H. Einstein, System performance characteristics of superconducting alternators for electric utility power generation, *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. 94, no. 2, March 1975, pp. 310-319.
- [20] I. Boldea, *The Electric Generators Handbook: Synchronous Generators*, CRC Press, Taylor & Francis, 2006.
- [21] IEEE Committee Report: Dynamic models for steam and hydro turbines in power system studies, *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. 92, no. 6, Nov. 1973, pp. 1904-1915.
- [22] R. Saleh, H. Bolton, Genetic algorithm-aided design of a fuzzy logic stabilizer for a superconducting generator, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 4, Nov. 2000, pp. 1329-1335.
- [23] M. Alyan, Y. Rahim, The role of governor control in transient stability of superconducting turbo-generators, *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 2, no. 1, March 1987, pp. 38-46.
- [24] F. Hughes, Improvement of turbogenerator transient performance by control means, *IEE Proc.*, vol. 120, no. 2, Feb. 1973, pp. 233-240.
- [25] J. Milanovic, Damping of the low-frequency oscillations of the generator: dynamic interactions and the effectiveness of the controllers, *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, vol. 149, no. 6, Nov. 2002, pp. 753-760.
- [26] S. Yee, J.V. Milanovic, F.M. Hughes, Phase compensated gas turbine governor for damping oscillatory modes, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, no. 8, Aug. 2009, pp. 1192-1199.
- [27] S. Yee, J.V. Milanovic, F.M. Hughes, Damping of system oscillatory modes by a phase compensated gas turbine governor, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 6, June 2010, pp. 667-674.
- [28] R. Qu, Y. Liu, J. Wang, Review of superconducting generator topologies for direct-drive wind turbines, *IEEE Trans. App. Supercond.*, vol. 23, no. 23, Article#: 5201108, June 2013.
- [29] R. Fair, C. Lewis, J. Eugene, M. Ingles, Development of an HTS hydroelectric power generator for the Hirschaid power station, *Journal of Phys., Conf. Ser.*, vol. 234, Article#: 032008, 2010.
- [30] B. Pal, B. Chaudhuri, *Robust Control in Power Systems*, Springer, USA, 2005.
- [31] E. Larsen, D. Swann, Applying power system stabilizers, parts I, II and III, *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. 100, no. 6, June 1981, pp. 3017-3046.
- [32] H. Alkhatib, Étude de la stabilité aux petites perturbations dans les grands réseaux électriques : optimisation de la régulation par une méthode metaheuristique, Thèse de Doctorat, Université de Paul Cézanne, France, 2008.
- [33] H.S. Ryu, K.I. Min, J.G. Lee, Y.H. Moon, Extended integral based governor control for power system stabilization, in: *Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Chicago, 21-25 July, 2002*, pp. 1610-1614.
- [34] H.F. Wang, F.J. Swift, Y.S. Hao, B.W. Hogg, Adaptive stabilization of power system by governor-turbine control, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 18, no. 2, Feb. 1996, pp. 131-138.
- [35] H.F. Wang, Y.S. Hao, B.W. Hogg, Y.H. Yang, Stabilization of multi-machine power systems by turbine governor control, in: *Proceedings of the Int. Conf. on Advances in Power System Control, Operation and Management, Hong Kong, 5-8 Nov., 1991*, pp. 493-497.

- [36] H.F. Wang, Y.S. Hao, B.W. Hogg, Y.H. Yang, Stabilization of power systems by governor-turbine control, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 15, no. 6, Dec. 1993, pp. 351-361.
- [37] M. Jin, W. Hu, F. Liu, S. Mei, Q. Lu, Nonlinear co-ordinated control of excitation and governor for hydraulic power plants, *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, vol. 152, no. 4, Jul. 2005, pp. 544-548.
- [38] P.W. Sauer, M.A. Pai, *Power System Dynamics and Stability*: Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1998.
- [39] P.M. Anderson, B.L. Agrawal, J.E. Van Ness, *Subsynchronous Resonance in Power Systems*, IEEE PRESS, Inc., New York, 1989.
- [40] W. Zhang, F. Xu, W. HM. Li, W. Ge, Z. Wang, Research of coordination control system between nonlinear robust excitation control and governor power system stabilizer in multi-machine power system, in: *Proceedings of the 2012 IEEE Int. Conf. on Power System Technology (POWERCON)*, Auckland, Oct. 30-Nov. 2, 2012, pp. 1-5.
- [41] F. Mayouf, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers, New approach for stability enhancement of superconducting generator with high response excitation, in: *Proceedings of the 17<sup>th</sup> IEEE Mediterranean Electrotechnical Conf. (MELECON 2014)*, Beirut, 13-16 April, 2014, pp. 536-540.
- [42] F. Mayouf, F. Djahli, A. Mayouf, Study of excitation and governor power system stabilizers effect on the stability enhancement of a single machine infinite-bus power system, in: *Proceedings of the 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Environment and Electrical Energy (EEEIC-2013)*, Wroclaw, Poland, 5-8 May, 2013, pp. 534-538.

# Chapitre 3

## *Conception de stabilisateurs flous coordonnés de types 1 et 2*

### 1. Introduction

Dans le chapitre précédent, un stabilisateur coordonné a été employé afin de réduire les oscillations électromécaniques des générateurs supraconducteur et conventionnel. Bien qu'une bonne amélioration en termes de stabilité et d'amortissement ait été observée, le temps de réponse était relativement long. En plus, vu que les paramètres du stabilisateur sont fixes et réglés autour d'un point de fonctionnement en se basant sur le modèle linéaire du système, sa performance a tendance à se dégrader lorsque les conditions de fonctionnement changent. D'une autre part, le caractère fortement non-linéaire du réseau électrique, la grande gamme de fonctionnement et l'imprévisibilité des perturbations rendent les PSSs conventionnels incapables de fournir une performance satisfaisante à travers une gamme large de conditions d'exploitation. Donc, ils ne parviennent pas à faire face aux défis de la production et la transmission performante de l'énergie électrique [1].

Dans ce contexte, plusieurs recherches approfondies sur les théories modernes de contrôle (optimal, adaptatif, à structure variable, ...) ont été menées afin de surmonter les limitations du contrôle classique et pallier aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes [2]. Ces nouvelles méthodes introduisent un meilleur amortissement au système. Toutefois, elles nécessitent un modèle mathématique bien défini du système ce qui présente un inconvénient majeur. La théorie moderne de contrôle a été appliquée avec succès dans les zones où le système est parfaitement connu, mais elle n'a pas réussi à faire face à ceux qui ont naturellement beaucoup d'imprécision ou d'incertitude dans leur comportement. En plus, la plupart des contrôleurs adaptatifs sont conçus sur le principe d'identification de paramètres en temps réels, ce qui nécessite de grands efforts de calculs et de temps [2-8]. Pour remédier à ce problème, des techniques à base de l'intelligence artificielle (logique floue, réseaux de neurones, commande adaptative floue, ...) ont été introduites dans une gamme vaste de domaines des systèmes de puissance incluant la conception de stabilisateurs de puissances performants. Quoiqu'un grand nombre de

techniques d'intelligence artificielle ait été employé dans les systèmes de puissance, la logique floue (LF), caractérisée par sa capacité à traiter l'imprécision et l'incertitude, reste un outil très puissant pour traiter des problèmes difficiles dans les réseaux électriques.

La LF est une forme intéressante de l'intelligence artificielle qui offre un intérêt particulier lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du système à contrôler ou lorsque ce dernier présente de fortes non-linéarités ou imprécisions. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir d'une façon pertinente malgré la nature floue des connaissances disponibles [9-13]. Introduite par L. Zadeh en 1965 [14], elle constitue un outil puissant pour le traitement de connaissances imprécises ou approximatives.

L'utilisation de la LF dans le domaine du contrôle a été l'une des premières applications de cette théorie dans l'industrie. La commande floue est basée sur la propriété de reproduire le comportement humain plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système et le contrôleur flou (CF) peut ainsi être vu comme un algorithme qui peut convertir une stratégie formelle de commande basée sur l'expertise humaine en une stratégie automatique de commande. Contrairement aux approches classiques, qui se basent en grande partie sur un modèle mathématique, la commande par LF, repose sur une collection de règles linguistiques de la forme "Si... Alors" qui traduisent la stratégie de contrôle d'un opérateur humain. De ce fait, ses applications se sont multipliées pour toucher des domaines très divers incluant l'univers du génie électrique. En électrotechnique, la LF est utilisée pour résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de détection de défaut ou de prise de décision. Dans les systèmes électro-énergétiques, plusieurs travaux ont montré qu'un CF est meilleur et plus robuste qu'un contrôleur conventionnel. En particulier, la méthodologie du contrôle flou apparaît très utile quand les réseaux électriques sont larges, complexes et soumis à des perturbations diverses ce qui augmente le degré d'incertitude et d'imprécision [3-5]. Une littérature considérable existe dans le champ d'application de la LF à des problèmes des réseaux électriques [6-10]. Les CFs ont fourni de meilleures solutions par rapport aux contrôleurs classiques. Plus particulièrement, des PSSs basés sur la LF pour améliorer la stabilité des réseaux électriques ont été développés dans la littérature [1,2,10-13] et ont prouvé leurs efficacité et supériorité aux stabilisateurs conventionnels. Pour cette raison, nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à remplacer le stabilisateur conventionnel, développé dans le deuxième chapitre, par un stabilisateur coordonné flou.

La LF classique, appelée encore logique floue type-1, a été étendue à une nouvelle logique floue plus efficace dite LF type-2 qui suscite actuellement un intérêt particulier. Cette dernière permet d'incorporer les différentes incertitudes négligées dans le cas d'un système flou classique et d'obtenir une meilleure approximation. Récemment, la LF type-2 a été largement utilisée avec succès dans les problèmes de commande et régulation des processus complexes [15-21].

Dans ce contexte, ce chapitre sera consacré à la conception de deux stabilisateurs flous (types 1 et 2) implantés simultanément aux boucles d'excitation et du gouverneur d'un générateur supraconducteur, après avoir rappelé les concepts de base des LFs de types 1 et 2 et leur mise en œuvre dans un CF.

## 2. Systèmes d'Inférence Floue (SIF)

Le principe de la LF s'approche de la démarche humaine dans le sens où les variables utilisées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire) mais des variables linguistiques, proches du langage humain courant. Les systèmes flous peuvent être considérés comme des systèmes logiques qui transforment les données d'entrée en données de sortie à partir de l'évaluation d'un ensemble de règles définies par le savoir-faire de l'expert. Il existe, dans la littérature, deux approches principales pour concevoir un système flou :

**Ensembles flous type-1** : caractérisés par des fonctions d'appartenance (FA) certaines.

**Ensembles flous type-2** : caractérisés par des FAs qui sont elles-mêmes floues.

Pour une meilleure compréhension de leur fonctionnement, nous présentons brièvement quelques notions de base de ces systèmes.

### 2.1. Ensembles flous type-1 et fonctions d'appartenance

La notion d'ensemble flou (EF) a été proposée par L. Zadeh [14] en introduisant un caractère graduel de l'appartenance d'un élément à un ensemble donné. Un EF peut être vu comme une généralisation du concept d'ensemble classique.

Un EF type-1, noté **A**, est défini sur un ensemble de valeurs appelé univers de discours  $X$  par une FA notée  $\mu_A(x)$ , comprise entre 0 et 1, qui quantifie le degré avec lequel chaque élément  $x$  de  $X$  appartient à  $A$ . Il peut être représenté comme un ensemble de paires d'éléments  $x$  et de leurs degrés d'appartenance  $\mu_A(x)$ . On note alors :

$$A = \left\{ (x, \mu_A(x)) / \forall x \in X, \mu_A(x) \in [0,1] \right\} \tag{3.1}$$

Si X est continu, A est couramment exprimé par :

$$A = \int_X \mu_A(x) / x \tag{3.2}$$

Si X est discret, A est donné par :

$$A = \sum_x \mu_A(x) / x \tag{3.3}$$

Les signes intégrale et sommation ne désignent pas une intégration et une addition arithmétique mais une collection de tous les points x appartenant à X avec leurs appartenances associées  $\mu_A(x)$ . Le slash (/) ne symbolise pas la division, mais attribue les éléments dans X à leurs degrés d'appartenance.

Les FAs peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme. Pratiquement, elles sont définies par des formes géométriques ou des fonctions connues. Les principales fonctions d'appartenance utilisées sont données dans le tableau 3.1.

Nom	Fonction d'appartenance	Graphique
Triangulaire	$\mu_A(x) = \begin{cases} (x-a)/(b-a) & a \leq x \leq b \\ (c-x)/(c-b) & b \leq x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$	
Trapézoïdale	$\mu_A(x) = \begin{cases} (x-a)/(b-a) & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ (d-x)/(d-c) & c \leq x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$	
Gaussienne	$\mu_A(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right)$	
Singleton	$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & x = m \\ 0 & x \neq m \end{cases}$	

Tab. 3.1. Quelques fonctions d'appartenance usuelles.

## 2.2. Variables et règles linguistiques

Une variable linguistique, appelée aussi attribut linguistique ou variable floue, est une variable dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés dans un langage naturel ou artificiel. Elle peut être définie à partir du triplet  $(x, X, T_x)$  où  $x$  est la variable linguistique définie sur un univers de discours  $X$  et  $T_x = \{T_1, T_2, \dots\}$  est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre la variable  $x$  [15,16]. Les systèmes basés sur la LF ont tendance à traduire la connaissance de l'expert sous la forme de règles linguistiques de forme :

*Si "condition (prémisse)" Alors "Conséquence (conclusion)"*

Les règles d'inférence sont des relations qui lient les variables d'entrées à la variable de sortie en se basant sur les connaissances des experts. Les prémisses et les conclusions sont des propositions floues qui sont combinées à l'aide des opérateurs flous, largement décrits dans la littérature [17,18]. Selon la syntaxe des règles, deux classes de modèles flous peuvent être distinguées. Les modèles flous à conclusion fonctionnelle dits modèles de Takagi-Sugeno et ceux à conclusion symbolique nommés modèles de Mamdani [19,20].

## 2.3. Structure d'un contrôleur flou type-1 (CF type-1)

La configuration de base d'un CF est représentée dans la figure 3.1. Cette structure est composée de quatre blocs principaux : la base de connaissance (règles et paramètres des FAs), le système d'inférence, la fuzzification et la défuzzification [3].

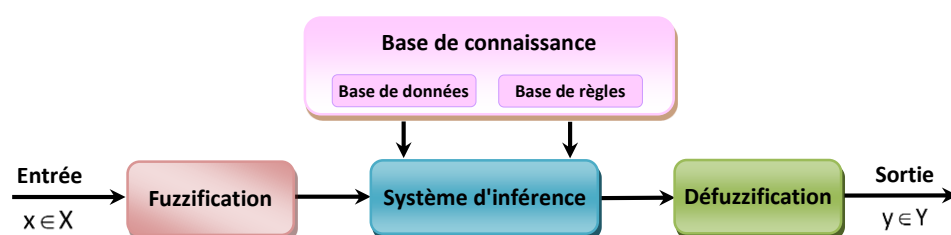


Fig. 3.1. Structure de base d'un contrôleur flou type-1.

### 2.3.1. Fuzzification

Elle consiste à définir des FAs pour les différentes variables linguistiques. Le but de la fuzzification est de transformer une grandeur physique (réelle) en une linguistique. C'est une projection de la variable physique sur les EFs caractérisant cette variable. Ceci permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque EF [10,15].



### 2.3.2. Base de connaissance

Elle inclut les définitions des fonctions d'appartenance associées aux variables d'entrée/sortie ainsi que l'ensemble des règles floues nécessaires qui précisent les objectifs de contrôle à l'aide des variables linguistiques. Les règles sont du type "Si .... Alors". Pour un système ayant  $n$  entrées,  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , une sortie  $y$  et  $N$  règles, la  $j^{\text{ème}}$  règle est exprimée par :

$$R^j : \underbrace{\text{Si } (x_1 \text{ est } F_1^j) \text{ Et } (x_2 \text{ est } F_2^j) \cdots \text{ Et } (x_n \text{ est } F_n^j)}_{\text{Prémisse}} \text{ Alors } \underbrace{y \text{ est } G^j}_{\text{Conclusion}} \text{ pour } j=1, \dots, N \quad (3.4)$$

avec :  $F_i^j$  et  $G^j$  sont les EFs des prémisses et de la conclusion.

### 2.3.3. Mécanisme d'inférence floue

C'est un mécanisme de décision qui constitue le noyau du CF. Il doit être capable de simuler la prise de décision humaine et influencer les actions de contrôle à l'aide de la LF. Le moteur d'inférence floue combine les règles de base et établit une correspondance des ensembles de sortie flous dans  $Y$  en fonction des ensembles d'entrée flous dans  $X$ . Dans les inférences du régulateur flou, interviennent les opérateurs "ET" et "OU". L'opérateur "ET" s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur "OU" lie les différentes règles. Les principales méthodes d'inférence sont décrites ci-dessous [10,15,17] :

- **Méthode d'inférence max-min (Mamdani)** : elle réalise le "OU" par la formation du maximum et le "ET" par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par "ALORS", lie le facteur d'appartenance de la condition avec la FA de la variable de sortie par le "ET", réalisé dans ce cas par la formation du minimum. Enfin, le "OU" qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- **Méthode d'inférence max-prod (Larsen)** : elle réalise le "OU" par la formation du maximum et le "ET" par la fonction du minimum. Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par "ALORS" est réalisée cette fois-ci par la formation du produit. L'opérateur "OU" qui lie les différentes règles est réalisé de nouveau par la formation du maximum.
- **Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)** : elle réalise le "OU" par la somme et le "ET" est par le produit. La conclusion de chaque règle, précédée par "ALORS", liant le facteur d'appartenance de la condition avec la FA de la variable de sortie par le "ET", est réalisée par la formation du produit. Le "OU" qui lie les différentes règles est réalisé par la somme.

### 2.3.4. Défuzzification

Elle consiste à transformer l'EF résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification. Dans ce présent travail, nous nous intéressons à la méthode du centre de gravité. Bien qu'elle soit coûteuse en terme du temps de calcul, cette méthode est la plus couramment utilisée. Dans cette dernière, la sortie défuzzifiée  $y^*$  est donnée par l'abscisse du centre de gravité de la FA résultante  $\mu_r$  caractérisant l'EF issu de l'agrégation des conclusions comme suit [15,17] :

$$y^* = \frac{\int y \cdot \mu_r(y) dy}{\int \mu_r(y) dy} \quad (3.5)$$

Dans le cas d'un univers discret :

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^{N_e} y_i \cdot \mu_r(y_i)}{\sum_{i=1}^{N_e} \mu_r(y_i)} \quad (3.6)$$

Il est à noter que la FA de l'ensemble de sortie est discrétisée sur  $N_e$  points.

## 2.4. Systèmes flous type-2

Les systèmes flous sont construits à partir d'un ensemble de règles basées sur des connaissances souvent incertaines (l'expérience et le savoir des experts humains). Cette incertitude mène à des règles dont les prémisses et/ou les conclusions sont incertaines, ce qui se traduit par une incertitude dans les FAs. Les systèmes flous classiques (du type 1), dont les FAs sont des ensembles flous type-1, sont incapables de prendre en charge de telles incertitudes (numériques ou linguistiques). Pour pallier à ce problème et obtenir de meilleures performances dans l'atténuation et la manipulation de ces incertitudes, L. Zadeh a proposé en 1975 le concept de l'EF type-2, qui n'est autre qu'une extension de l'EF type-1 [21-25].

### 2.4.1. Concepts de base de la logique floue type-2

Contrairement à l'EF type-1, où les FAs sont précises, un EF type-2 est caractérisé par une FA floue tridimensionnelle (Fig. 3.2). Le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un EF dans  $[0,1]$ . De tels ensembles sont très efficaces dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même [23,24].

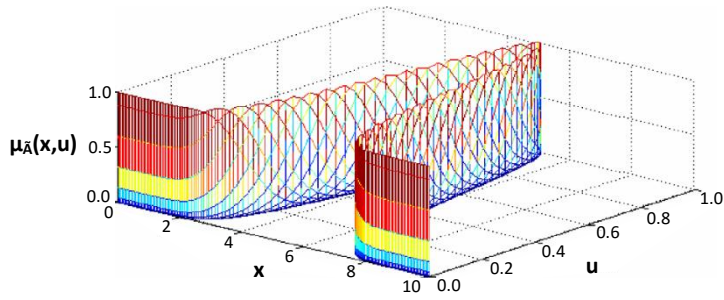


Fig. 3.2. Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 gaussien.

Un EF type-2, noté  $\tilde{A}$  (FA :  $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x,u) \leq 1$ ) est exprimé par :

$$\tilde{A} = \left\{ (x,u), \mu_{\tilde{A}}(x,u) \mid \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0,1] \right\} \quad (3.7)$$

L'ensemble  $\tilde{A}$  peut être aussi écrit comme suit :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x,u) / (x,u) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (3.8)$$

avec  $x$  et  $J_x$  sont respectivement la variable et l'appartenance primaires.

Contrairement à la FA de type 1, celle de type 2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Pour chaque valeur de  $x$ , soit  $x=x'$ , le plan bidimensionnel dont ses axes sont  $u$  et  $\mu_{\tilde{A}}(x',u)$  est appelé tranche verticale de  $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$ . Elle représente la FA secondaire qui est un EF type-1 appelé aussi ensemble secondaire [23]. L'incertitude dans les appartenances primaires d'un EF type-2  $\tilde{A}$ , consiste en une région limitée appelée empreinte de l'incertitude (Footprint Of Uncertainty : FOU) comme le montre la figure 3.3.

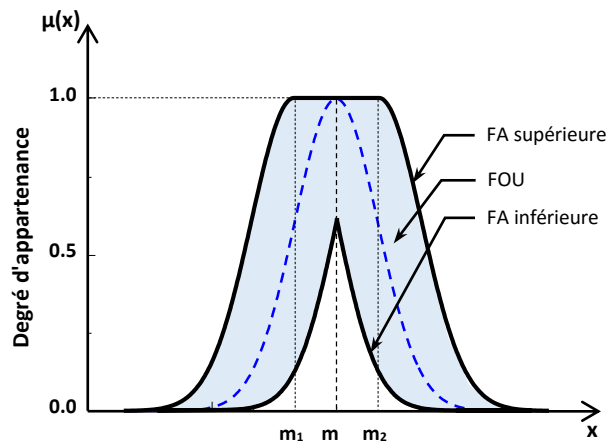


Fig. 3.3. Fonction d'appartenance gaussienne d'un ensemble flou type-2.

L'empreinte de l'incertitude est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{3.9}$$

Les frontières du FOU d'un EF type-2  $\tilde{A}$  sont des fonctions dites FA supérieure  $\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x)$  et FA inférieure  $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ . Lorsque  $\mu_{\tilde{A}}(x,u) = 1 \ \forall u \in J_x$ , les FAs secondaires sont des ensembles intervalles et  $\tilde{A}$  dans ce cas est dit ensemble type-2 intervalle. Ce dernier, simple et moins coûteux en calcul, est le plus utilisé dans les différentes simulations et applications réelles [25-27]. De ce fait, ce type d'EF est adopté dans ce présent travail.

### 2.5. Structure d'un contrôleur flou type-2 (CF type-2)

La structure d'un système flou type-2, comme le montre la figure 3.4, est similaire à celle du système flou type-1 avec l'apparition d'un cinquième bloc au niveau du traitement de la sortie, celui de la réduction de type [27]. Nous décrivons brièvement les opérations d'un système flou type-2 intervalle.

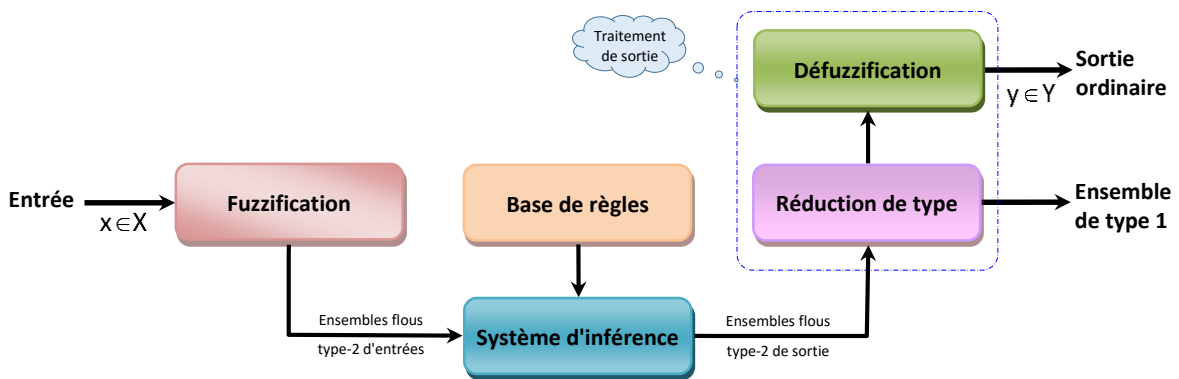


Fig. 3.4. Structure de base d'un contrôleur flou type-2.

#### 2.5.1. Fuzzification

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée ordinaire  $x = (x_1, \dots, x_n)^T \in X \equiv X_1 \times \dots \times X_n$  un ensemble flou type-2  $\tilde{A}_x$  qui est du type intervalle dans notre cas. Bien que différentes méthodes de fuzzification existent, nous nous intéressons à celle du type singleton définie comme suit [28,29] :

$$\begin{cases} \mu_{\tilde{A}_x}(x) = 1/1 & \text{pour } x = x' \\ \mu_{\tilde{A}_x}(x) = 1/0 & \text{pour } x \neq x' \end{cases} \tag{3.10}$$

avec  $x'$  est une valeur spécifique de l'entrée.

### 2.5.2. Base de règles

La structure des règles floues pour un CF type-2 est la même que celle pour un CF type-1, à la seule différence qu'au moins un ensemble flou du premier système, qu'il soit associé à la prémisse ou à la conclusion, soit en EF du type 2, plus particulièrement dans notre cas, un ensemble du type intervalle. À titre d'exemple, pour un CF type-2 à 2 entrées, une sortie  $y$  et  $N$  règles, la  $j^{\text{ème}}$  règle est exprimée par :

$$R^j : \text{Si } (x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^j) \text{ Et } (x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^j) \text{ Alors } (y \text{ est } \tilde{G}^j) \text{ pour } j=1, \dots, N \quad (3.11)$$

avec  $\tilde{F}_i^j$  et  $\tilde{G}^j$  sont les EFs du type 2 des prémisses et de la conclusion.

### 2.5.3. Inférence floue type-2

L'inférence dans un système flou type-2 combine les règles et fait correspondre, à travers une fonction, des EFs type-2 de sortie à des EFs type-2 d'entrée. Dans les EFs type-2, de nouveaux opérateurs *join* ( $\sqcup$ ) et *meet* ( $\sqcap$ ) sont utilisés à la place des opérateurs union et intersection. Ces deux nouveaux opérateurs sont utilisés dans des FAs secondaires et sont décrits en détail dans la référence [30]. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés aux EFs type-2 intervalles, à la fuzzification singleton et en choisissant l'opération T-norm produit, l'intervalle d'activation associé à la  $j^{\text{ème}}$  règle est donné par :

$$F^j(x) = \left[ \underline{f}^j(x), \bar{f}^j(x) \right] \quad (3.12)$$

tel que :

$$\begin{cases} \underline{f}^j(x) = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^j}(x_1) \cdot \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^j}(x_2) \\ \bar{f}^j(x) = \bar{\mu}_{\tilde{F}_1^j}(x_1) \cdot \bar{\mu}_{\tilde{F}_2^j}(x_2) \end{cases} \quad (3.13)$$

### 2.5.4. Réduction de type et défuzzification

La sortie du système d'inférence est un EF type-2, elle doit être réduite à un EF type-1 pour qu'elle puisse être défuzzifiée. La méthode des centres d'ensembles (Center of Sets: COS) est la plus utilisée pour la réduction du type de l'EF tel que [28] :

$$Y_{\text{cos}}(x) = \int_{y^1 \in Y^1} \dots \int_{y^N \in Y^N} \int_{f^1 \in F^1(x)} \dots \int_{f^N \in F^N(x)} \left[ \frac{\sum_{j=1}^N f^j}{\sum_{j=1}^N f^j y^j} \right] = [y_l, y_r] \quad (3.14)$$

où  $y_l$  et  $y_r$  sont les points gauche et droite caractérisant  $Y_{\text{cos}}$ , exprimés par :

$$\begin{cases} y_l = \frac{\sum_{j=1}^N f_l^j y_l^j}{\sum_{j=1}^N f_l^j} \\ y_r = \frac{\sum_{j=1}^N f_r^j y_r^j}{\sum_{j=1}^N f_r^j} \end{cases} \quad (3.15)$$

$f_l^j$  est le  $j^{\text{ème}}$  élément de l'intervalle d'activation donné par l'équation (3.12) et  $y_l^j$  est un élément de l'intervalle  $Y^j = [y_l^j, y_r^j]$ . Le calcul des points limites  $y_l$  et  $y_r$  est réalisé à l'aide de la méthode itérative de Karnik-Mendel [22]. Au début, les  $y_l^j$  ( $y_r^j$  respectivement) sont arrangés dans un ordre croissant et puis la procédure est donnée comme suit :

#### a) Calcul de $y_l$ :

1. Poser :  $y^j = y_l^j$  pour  $j=1, \dots, N$ ;
2. Initialiser  $(\underline{f}^j + \bar{f}^j)/2$  pour  $j=1, \dots, N$  et puis calculer :  $y' = \frac{\sum_{j=1}^N f^j y^j}{\sum_{j=1}^N f^j}$  ;
3. Soit  $y'' = y'$ , trouver un point de commutation  $k \in [1, N-1]$  qui vérifie :  $y^k \leq y' \leq y^{k+1}$  ;
4. Poser :  $f^j = \begin{cases} \bar{f}^j & \text{pour } j \leq k \\ \underline{f}^j & \text{pour } j > k \end{cases}$  et puis calculer :  $y'' = \frac{\sum_{j=1}^N f^j y^j}{\sum_{j=1}^N f^j}$  ;
5. Si  $y'' = y'$  arrêter et poser :  $y_l = y''$  ; Sinon, aller à l'étape 6 ;
6. Mettre  $y'' = y'$  et aller à l'étape 3.

#### b) Calcul de $y_r$ :

En utilisant la même procédure décrite ci-dessus, on peut calculer  $y_r$ , sauf qu'il suffit de remplacer  $y_l$  par  $y_r$  (étape 1) et dans l'étape 4 mettre :  $f^j = \underline{f}^j$  pour  $j \leq k$  et  $f^j = \bar{f}^j$  pour  $j > k$ .

À la sortie du bloc de réduction, on obtient un EF de type réduit, déterminé par les deux points limites  $y_l$  et  $y_r$ . La sortie défuzzifiée sera donc [21] :

$$y(x) = (y_l + y_r) / 2 \quad (3.16)$$

### 3. Conception de stabilisateurs de puissance flous coordonnés

La LF est l'une des approches les plus réussies en pratique, qui utilise les connaissances qualitatives du système afin de concevoir des contrôleurs adéquats, robustes ne nécessitant pas une connaissance du modèle mathématique du système et pouvant couvrir une grande plage de fonctionnement [31]. Dans le but d'améliorer l'amortissement des oscillations et par

conséquent la stabilité du système de puissance, nous allons remplacer successivement dans cette partie le stabilisateur conventionnel EGPSS, développé dans le deuxième chapitre, par deux stabilisateurs coordonnés basés sur la LF : le premier est flou de type 1 noté FC1EG et le deuxième est flou de type 2 (FC2EG).

### 3.1. Conception du contrôleur flou type-1 (FC1EG)

Plusieurs structures de CFs ont été proposées dans la littérature. Dans ce présent travail, nous nous intéressons à la structure proportionnel-dérivateur (PD) du CF de Mamdani illustrée dans la figure 3.5. La sortie du FC1EG est injectée respectivement dans l'AVR (FC1E) et le gouverneur (FC1G).

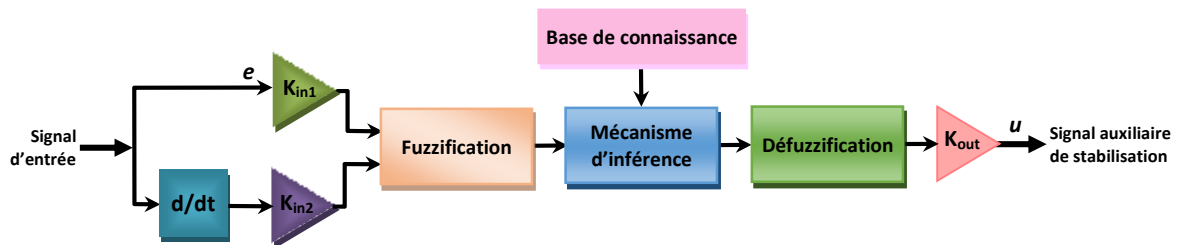


Fig. 3.5. Schéma synoptique du stabilisateur flou type-1.

Les étapes de la conception du stabilisateur FC1EG sont résumées comme suit :

#### 3.1.1. Choix des variables d'entrée et sortie

Afin de bien prendre en compte le comportement du système, il est nécessaire de choisir comme variables d'entrée celles qui représentent le comportement dynamique du système [3]. Les deux entrées sont l'erreur de la vitesse  $e$  et sa dérivée  $de$  données par :

L'erreur de vitesse  $e$  est :

$$e(k) = \omega_{\text{réf}}(k) - \omega(k) \quad (3.17)$$

La dérivée de l'erreur de vitesse  $de$  est approchée par :

$$de = (e(k) - e(k-1)) / T_e \quad (3.18)$$

avec  $T_e$  est la période d'échantillonnage.

#### 3.1.2. Choix des facteurs d'échelle

Les facteurs d'échelle appelés aussi facteurs de normalisation et de dénormalisation jouent le même rôle, pour le CF que les gains des contrôleurs conventionnels. En effet, leur

choix influe sur les performances dynamiques et la stabilité de la régulation floue. Les gains d'entrée influent sur la sensibilité du CF par rapport au choix optimal des plages de fonctionnement des signaux d'entrée. Ils permettent à ces derniers de s'adapter à l'intérieur de leurs univers de discours normalisés. Le gain de sortie influence plus la stabilité du système et la tendance d'oscillation. Les gains du CF injecté à l'excitateur (FC1E) sont  $ke_{in1}$  pour l'erreur,  $ke_{in2}$  pour la dérivée de l'erreur et  $ke_{out}$  pour la sortie. Ceux du FC1G sont  $kg_{in1}$  et  $kg_{in2}$  pour les entrées et  $kg_{out}$  pour la sortie. Les univers de discours des entrées et de sortie sont limités à un intervalle  $[-1,1]$  ce qui offre plus de flexibilité dans l'implantation du CF [5,31].

### 3.1.3. Choix des fonctions d'appartenance

La définition des EFs associés à chaque variable et leurs FAs sont d'une grande importance. Une fois le choix des variables floues et la définition de l'intervalle, sur l'univers de discours, associé à chaque EF sont validés, les formes des différentes FAs sont définies. Pour une meilleure implémentation et une optimisation du temps de calcul, une représentation uniforme des FAs (même type et mêmes nombres) est adoptée.

Pour les entrées et la sortie, on a utilisé sept variables linguistiques : **NG** (Négatif Grand), **NM** (Négatif Moyen), **NP** (Négatif Petit), **ZO** (Zéro), **PP** (Positif Petit), **PM** (Positif Moyen) et **PG** (Positif Grand). Pour les FAs on a choisi pour chacune des trois variables, les formes triangulaires symétriques et distribuées de manière équidistante (Fig. 3.6).

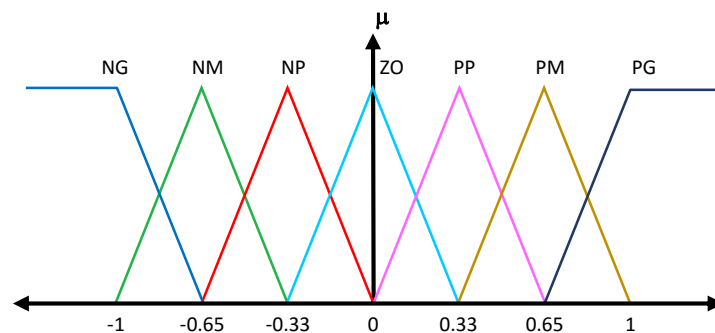


Fig. 3.6. Fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du stabilisateur flou FC1EG.

### 3.1.4. Formulation des règles et inférence

Un ensemble de règles qui permettent de déterminer le signal de sortie en fonction des signaux d'entrées, peut être déduit à l'aide d'une logique qui tient compte de la physique du système en se basant sur une analyse qualitative du processus. Les connaissances requises



pour générer les règles peuvent être obtenues d'une simulation hors ligne du système. Comme nous l'avons précédemment mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par une matrice d'inférence (Tab. 3.2). La méthode d'inférence utilisée est la méthode Max-Min déjà rappelée précédemment.

u		$\Delta\omega$						
		NG	NM	NP	ZO	PP	PM	PG
$\frac{d(\Delta\omega)}{dt}$	NG	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP
	NM	NG	NG	NG	NM	NM	NP	ZO
	NP	NG	NM	NM	NP	NP	ZO	ZO
	ZO	NP	NP	ZO	ZO	ZO	PP	PP
	PP	ZO	ZO	PP	PP	PM	PM	PG
	PM	ZO	PP	PM	PM	PG	PG	PG
	PG	PP	PM	PG	PG	PG	PG	PG

Tab. 3.2. Table de règles du stabilisateur flou FC1EG.

### 3.1.5. Déffuzification

La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou. Dans cette étude, nous avons adopté la méthode du centre de gravité.

## 3.2. Conception du contrôleur flou type-2 (FC2EG)

Les structures de stabilisation, utilisées dans cette partie, sont les mêmes que celles développées pour le FC1EG à l'exception que les systèmes flous de type 1 sont remplacés par ceux de type 2 intervalle. Le CF de type 2, FC2EG est schématisé par la figure 3.7. Dans sa structure interne, la fuzzification de type singleton, le moteur d'inférence de type 2, la méthode des centres d'ensembles pour la réduction et le centre de gravité pour la défuzzification sont adoptés. Du fait qu'on s'intéresse à la stabilité de l'angle du rotor, nous avons choisi l'écart de vitesse  $\Delta\omega$  et l'accélération comme entrées du contrôleur. Les sorties sont injectées dans l'excitateur (FC2E) et le gouverneur (FC2G). Les entrées sont associées à des gains ( $Ke_{in1}$ ,  $Ke_{in2}$  pour l'excitateur et  $Kg_{in1}$ ,  $Kg_{in2}$  pour le gouverneur). Les sorties sont aussi normalisées grâce à deux facteurs d'échelle ( $Ke_{out}$  et  $Kg_{out}$  pour l'excitatrice et le gouverneur respectivement). Pour la synthèse du FC2EG et selon [26], les règles de base du FC1EG rassemblées dans le tableau 3.2 peuvent être utilisées. Initialement, les facteurs d'échelle du FC2EG sont inspirés des expériences et de la configuration précédente du CF type-1.

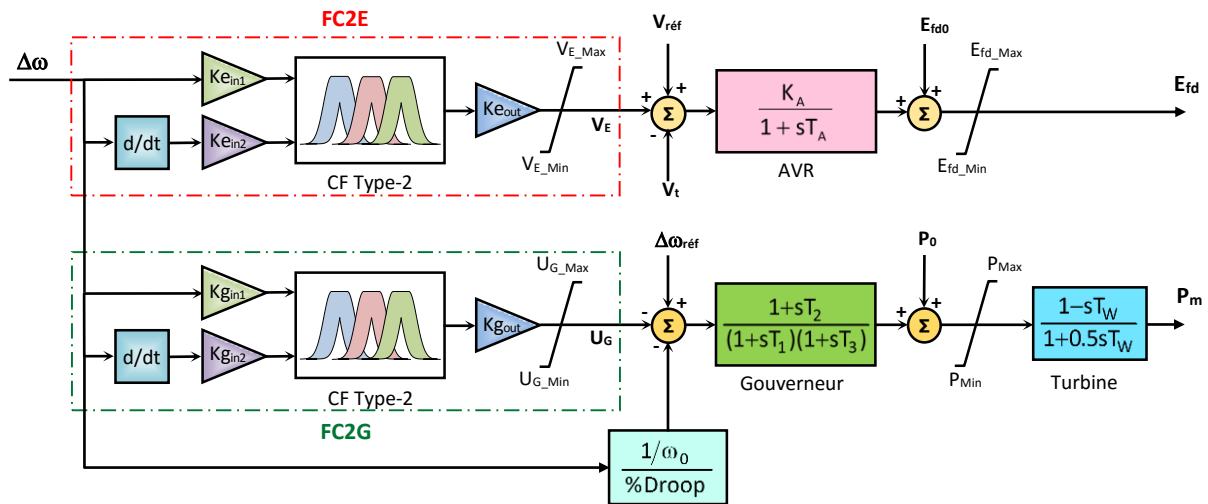


Fig. 3.7. Schéma synoptique du stabilisateur flou type-2 coordonné FC2EG.

Les FAs type-2 intervalles de la variation de vitesse  $\Delta\omega$  et de l'accélération  $\Delta\omega'$  sont choisies identiques de formes gaussiennes (avec un écart type fixe et une moyenne incertaine) et sont définies sur l'intervalle  $[-1, 1]$  comme le montre la figure 3.8.

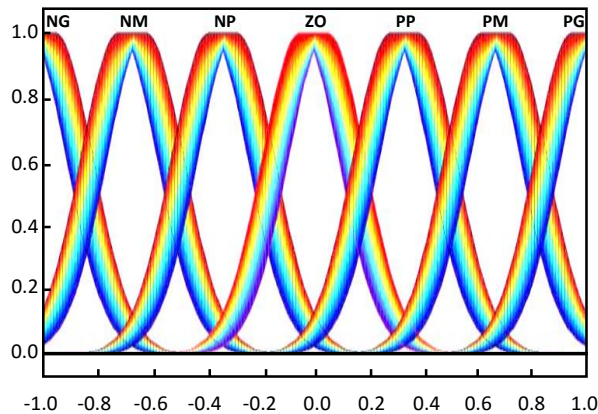


Fig. 3.8. Fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du stabilisateur FC2EG.

#### 4. Implémentation des stabilisateurs flous FC1EG et FC2EG

Dans le but d'évaluer les performances des deux stabilisateurs flous de types 1 et 2 proposés, nous avons simulé les deux systèmes de puissance, SMIB et multimachine tout en considérant les deux types de générateurs (GC et GS). Le schéma de contrôle est celui représenté dans la figure 2.17 à l'exception de substituer chaque stabilisateur conventionnel par ses successeurs flous de types 1 et 2 et fermer les boucles ouvertes à travers des EPSS et GPSS comme indiqué dans la figure 3.9.

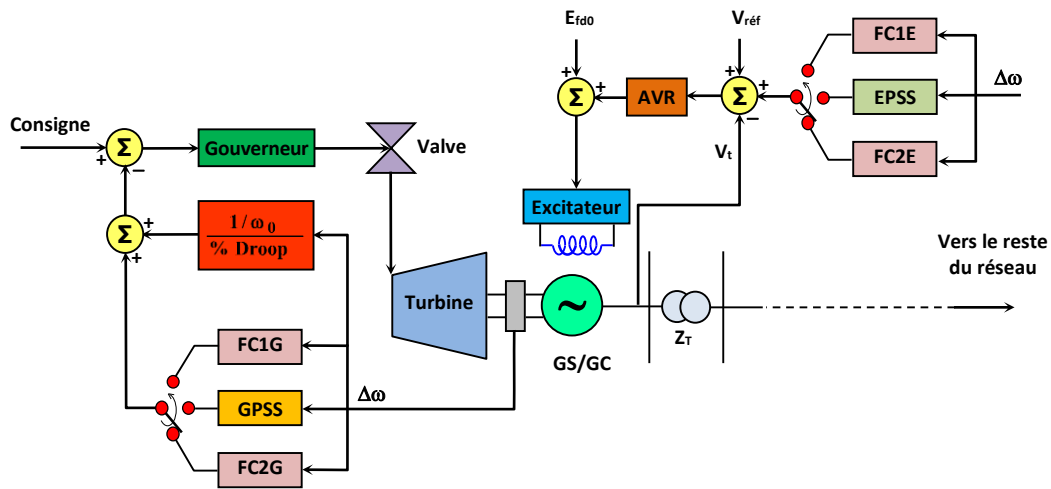


Fig. 3.9. Modèle du générateur équipé de stabilisateurs flous.

Afin de comparer la performance de la régulation floue avec celle conventionnelle, les simulations des systèmes de puissances dans le domaine temporel, sont effectuées avec les trois mêmes types de perturbations choisies dans le deuxième chapitre.

Ces simulations ont été réalisées sous l'environnement Matlab/Simulink. Le développement du CF de type 1 pour intégration dans Simulink est réalisé à l'aide de la boîte à outils Fuzzy Logic de Matlab. En ce qui concerne le CF de type 2, un nouveau bloc Simulink a été créé à l'aide des S-fonctions de Matlab et ajouté à la librairie Fuzzy Logic Toolbox dans Simulink comme illustré dans la figure 3.10. Ceci a été effectué en suivant toutes les étapes décrites dans la référence [32].

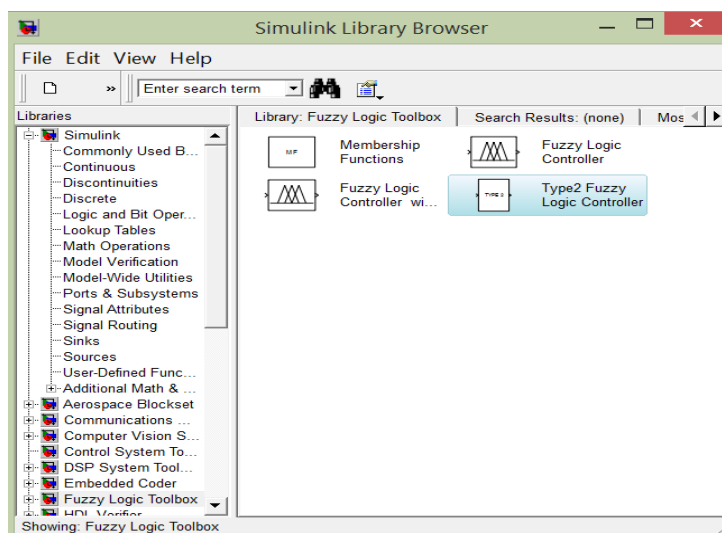


Fig. 3.10. Bloc Simulink du contrôleur flou type-2.

Parmi les difficultés de l'implémentation en ligne des algorithmes flous, nous citons le temps de calcul des inférences ainsi que le choix des paramètres. Afin de pouvoir exécuter l'algorithme durant chaque période d'échantillonnage, il est nécessaire de disposer d'une station de calcul performante. Une fois les FAs et la table des règles sont définies, les gains permettant d'ajuster les plages de variation de l'erreur, de sa dérivée et de la commande sont choisis de sorte que la normalisation des variables soit dans l'intervalle  $[-1,1]$ .

## 5. Résultats de simulation

### 5.1. Contrôleur flou FC1EG

La performance obtenue avec le premier stabilisateur flou conçu FC1EG est comparée avec celles obtenues en utilisant des stabilisateurs flous à l'excitation (FC1E) ou au gouverneur (FC1G). Les résultats concernent les générateurs supraconducteur et conventionnel pour les systèmes monomachine et multimachine.

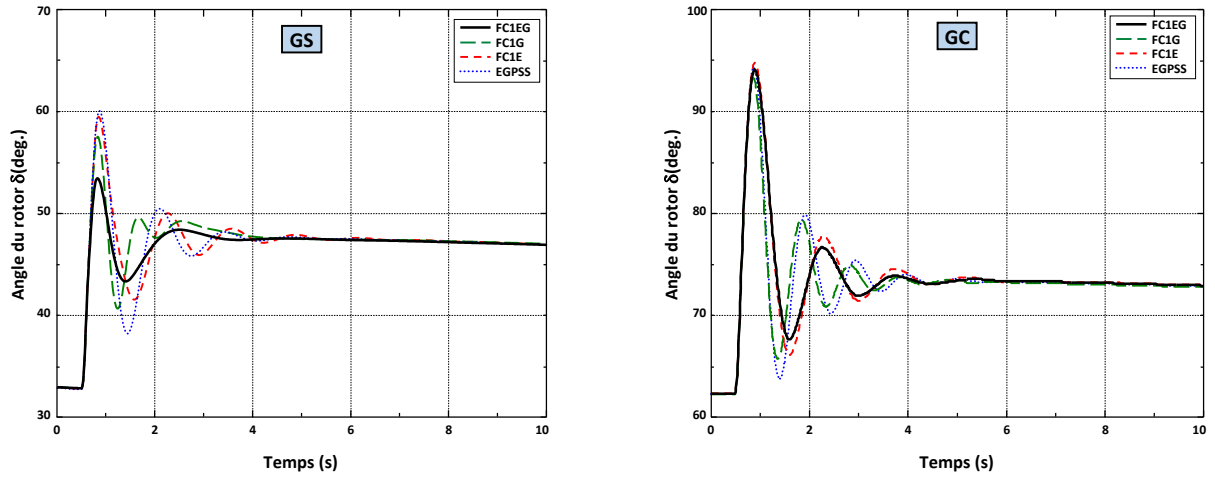
#### 5.1.1. Réseau SMIB

Nous donnons dans le tableau 3.3 ci-dessous les trois différents scénarios de défauts choisis pour le réseau monomachine avec GS et GC.

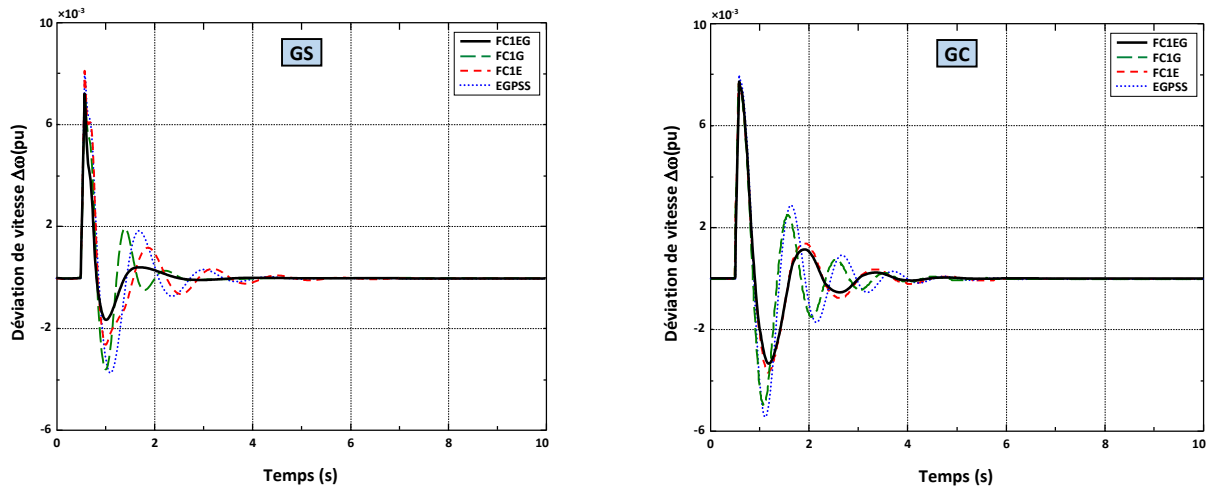
N° du scénario	Configuration du défaut pour GS et GC
1	Court-circuit triphasé de 4 cycles à $t=0.5s$ et puis déclenchement d'une ligne.
2	Augmentation de 10% de la puissance mécanique $P_m$ du générateur à $t=1s$ pendant 500ms.
3	Augmentation de 0.1 (pu) dans $V_{réf}$ à $t=1s$ pour GS et à $t=0.5s$ pour GC durant 500ms.

Tab. 3.3. Liste des scénarios des défauts simulés pour le réseau SMIB.

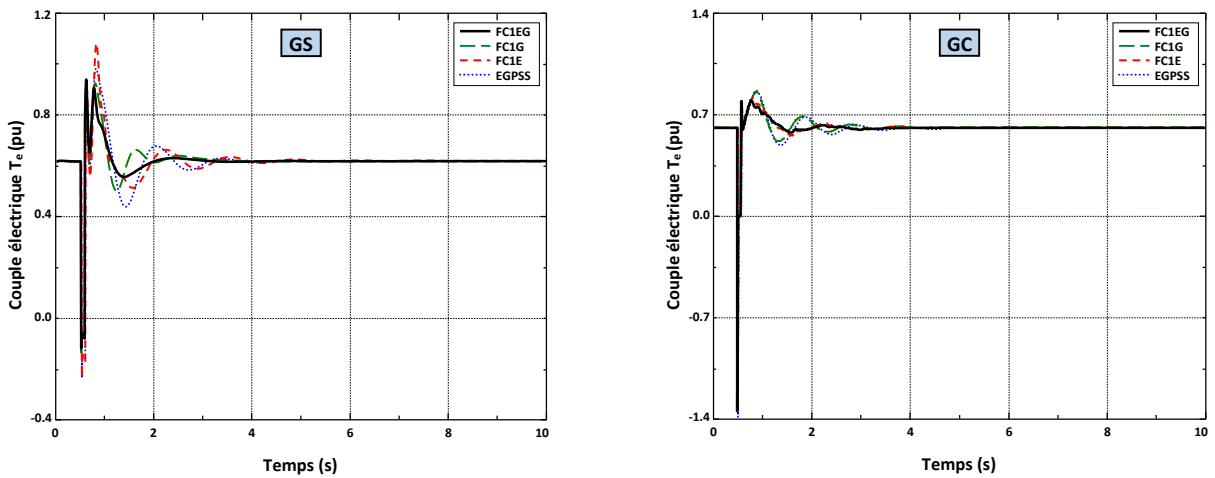
Les réponses de l'angle du rotor, de la variation de vitesse et du couple électrique sont données respectivement pour les générateurs supraconducteur et conventionnel et ceci pour les trois scénarios dans les figures 3.11-13.



(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).

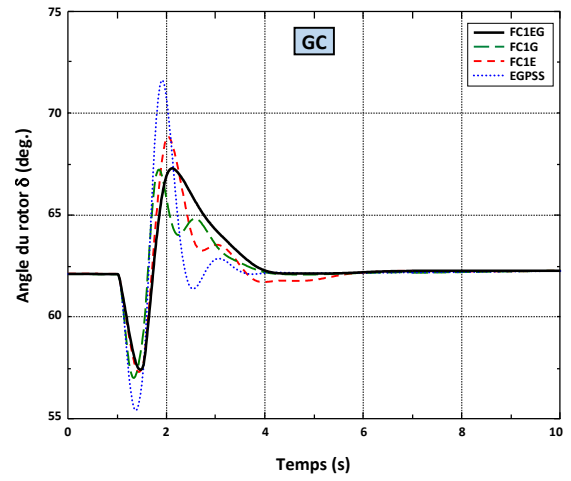
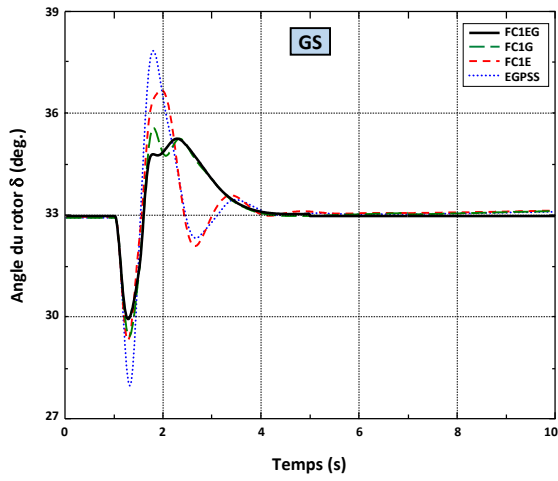


(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$ (pu).

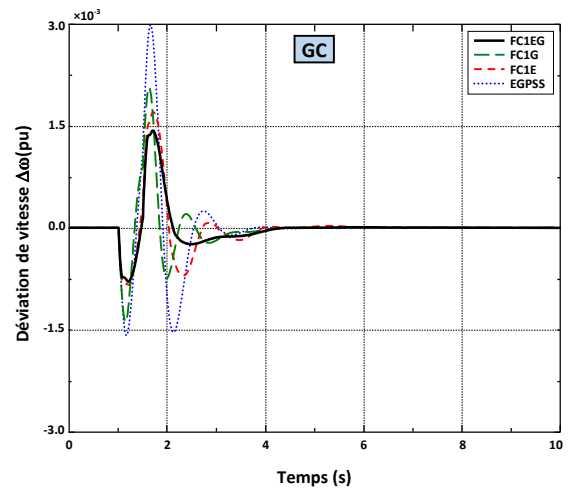
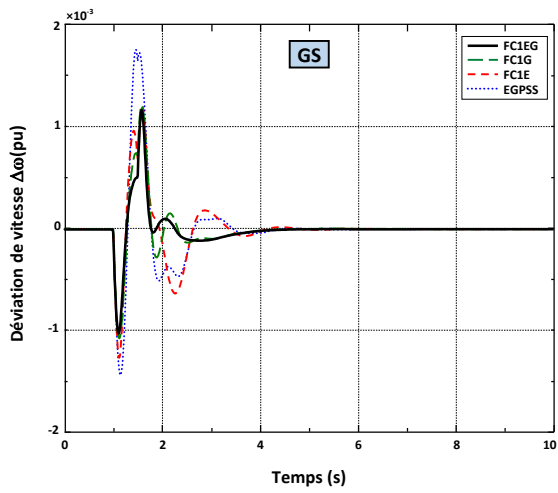


(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

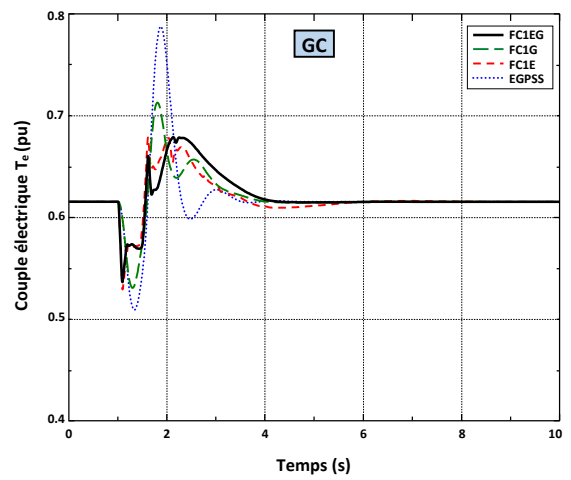
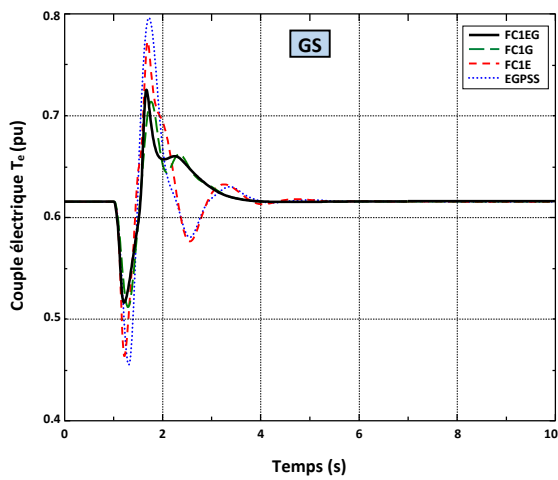
Fig. 3.11. Réponse du système SMIB à un défaut triphasé avec FC1EG.



(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).

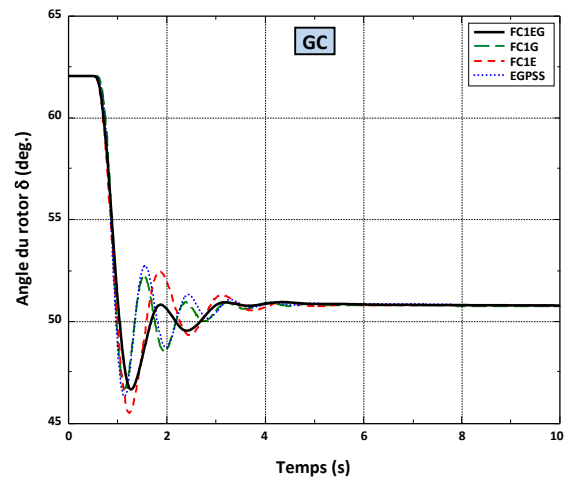
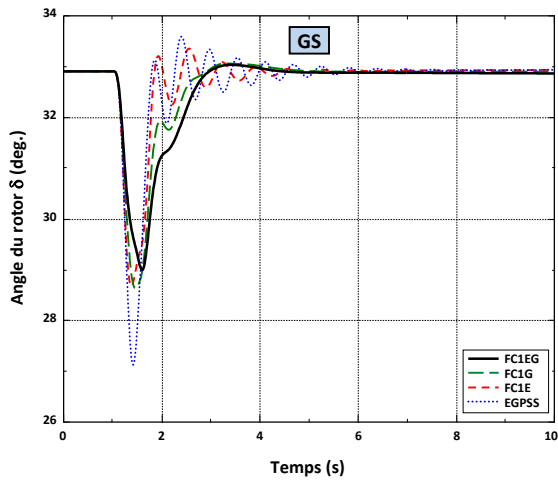


(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$ (pu).

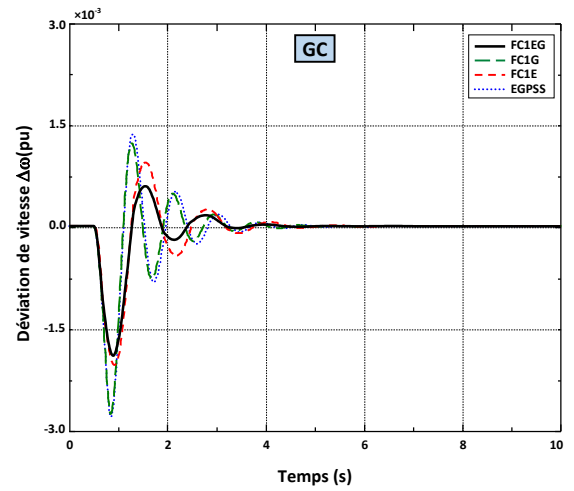
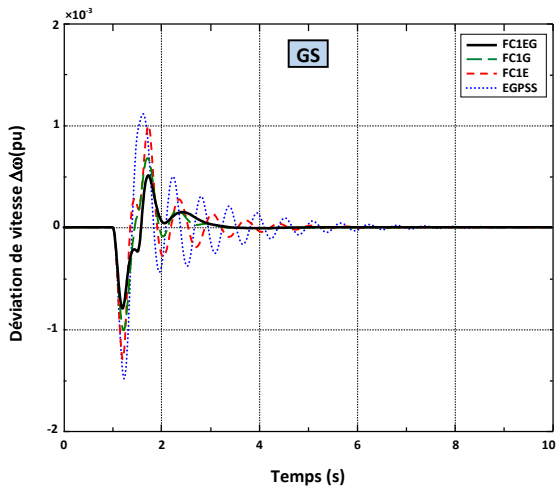


(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

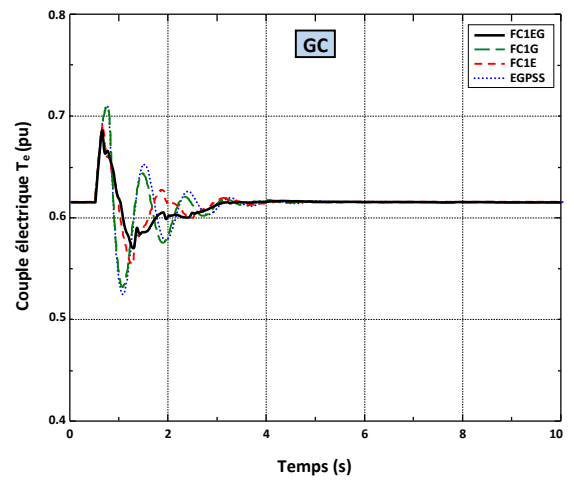
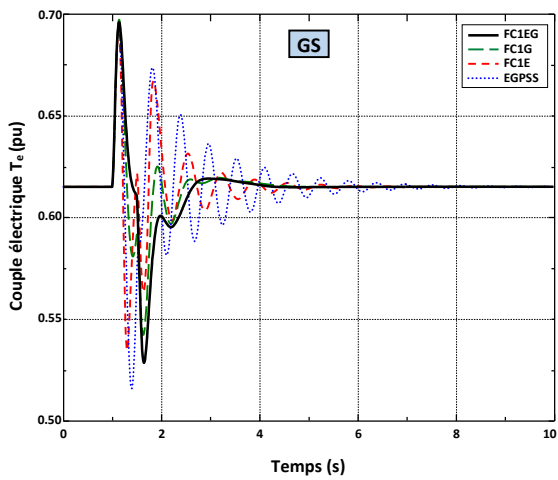
Fig. 3.12. Réponse du système SMIB à +10% de  $P_m$  avec FC1EG.



(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).



(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$ (pu).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

Fig. 3.13. Réponse du système SMIB à +0.1 (pu) sur  $V_{réf}$  avec FC1EG.

Les résultats obtenus en régime transitoire, présentés sur les figures 3.10, 3.11 et 3.12, montrent que le contrôleur flou, coordonné entre l'excitateur et le gouverneur, est plus performant que le stabilisateur conventionnel pour les deux types des générateurs. Pour différents points de fonctionnement, la stabilisation floue standard (type-1) donne de bons résultats en termes de temps de réponse et de dépassement en comparaison avec ceux obtenus à l'aide de la stabilisation conventionnelle.

Une autre remarque importante à ajouter, est que pour le GS, le stabilisateur flou FC1G appliqué au gouverneur est meilleur que le FC1E appliqué à l'excitateur contrairement au cas du générateur conventionnel où la stabilisation floue à l'excitation est meilleure que celle au gouverneur.

### 5.1.2. Réseau multimachine

Afin de valider l'efficacité de la stabilisation par logique floue proposée pour les systèmes multimachines, cette dernière technique a été implantée dans les deux types des réseaux multimachines (originel et modifié) décrits dans le chapitre précédent. Nous avons choisi deux types de perturbations (grande et petite) parmi celles proposées dans le deuxième chapitre. Les scénarios des défauts choisis sont résumés dans le tableau 3.4 ci-dessous.

N° du scénario	Réseau originel ( $G_{1-4}$ sont conventionnels)	Réseau modifié ( $G_1$ est remplacé par un GS)
1	Court-circuit triphasé au nœud 8 durant 150 ms à $t=0.5s$ suivi de déclenchement de la ligne 7-8	Court-circuit triphasé au nœud 8 durant 60 ms à $t=1s$ suivi de déclenchement de la ligne 7-8
2	Augmentation de 0.1 (pu) sur la tension de référence du $G_1$ à $t=0.5s$ durant 1s	Augmentations de 10% de $P_m$ du GS et 10% de $V_{réf}$ du $G_3$ à $t=1s$ durant 500ms

Tab. 3.4. Scénarios des défauts proposés pour les deux réseaux multimachines.

Les réponses du réseau originel, en termes d'angle relatif du rotor et de la déviation de la vitesse calculés dans la référence COI, sont données respectivement, pour les deux types de perturbations, dans les figures 3.14 et 3.15.

En ce qui concerne, le réseau modifié à quatre machines dont une est supraconductrice, les résultats de simulations sont illustrés respectivement, pour les deux scénarios choisis, dans les figures 3.16 et 3.17.



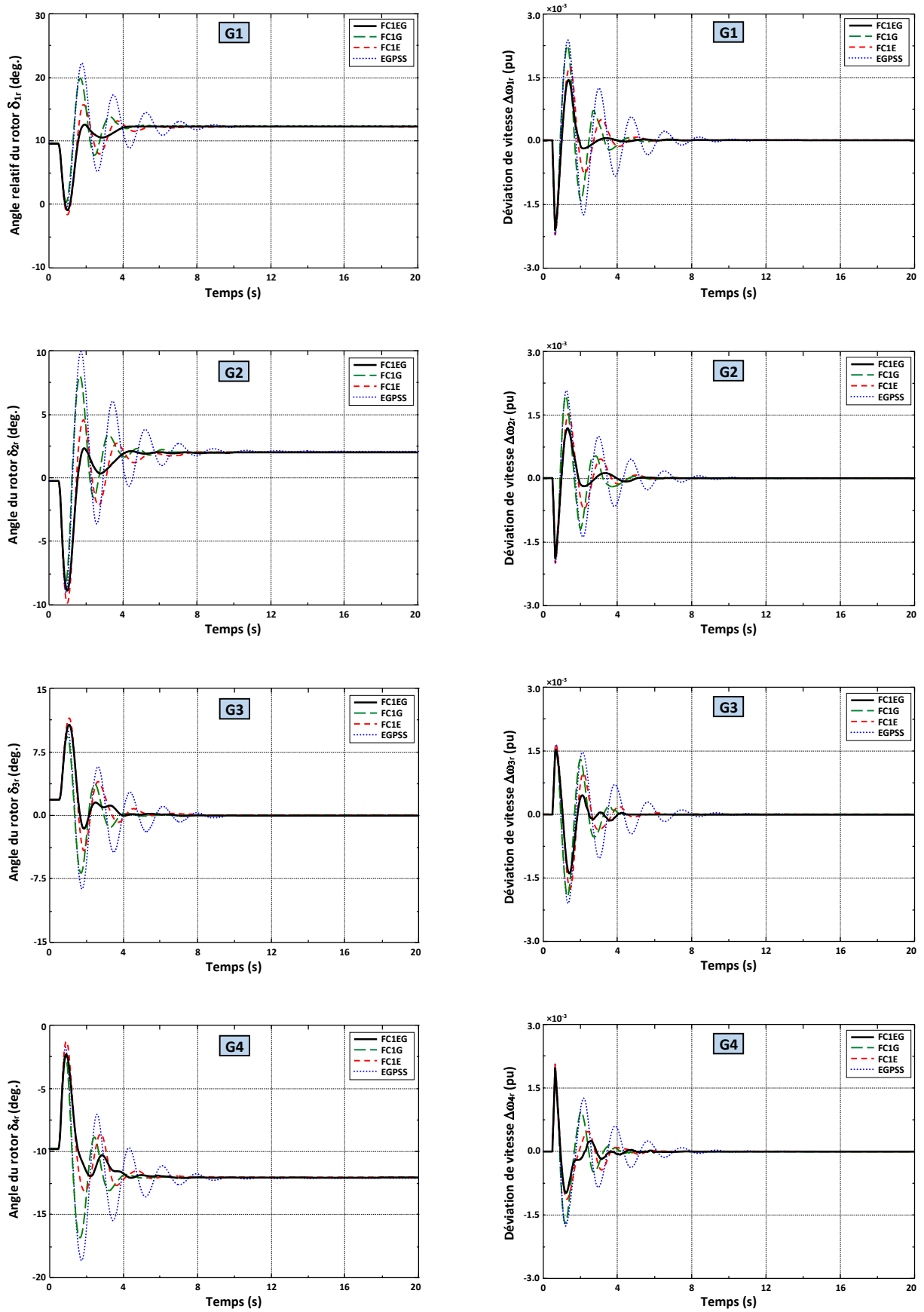


Fig. 3.14. Réponse du système multimachine original (scénario 1) avec FC1EG.

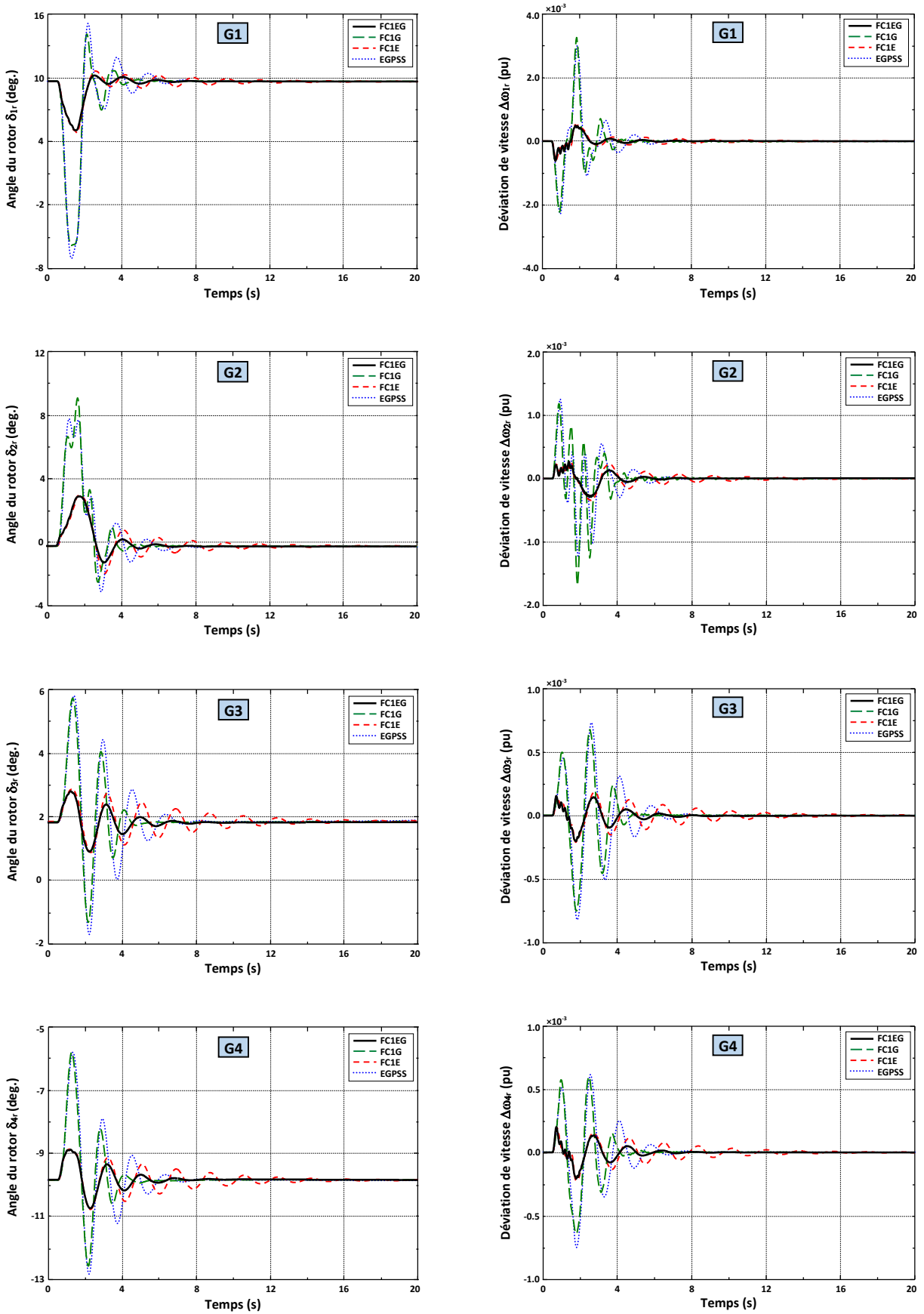


Fig. 3.15. Réponse du système multimachine original (scénario 2) avec FC1EG.

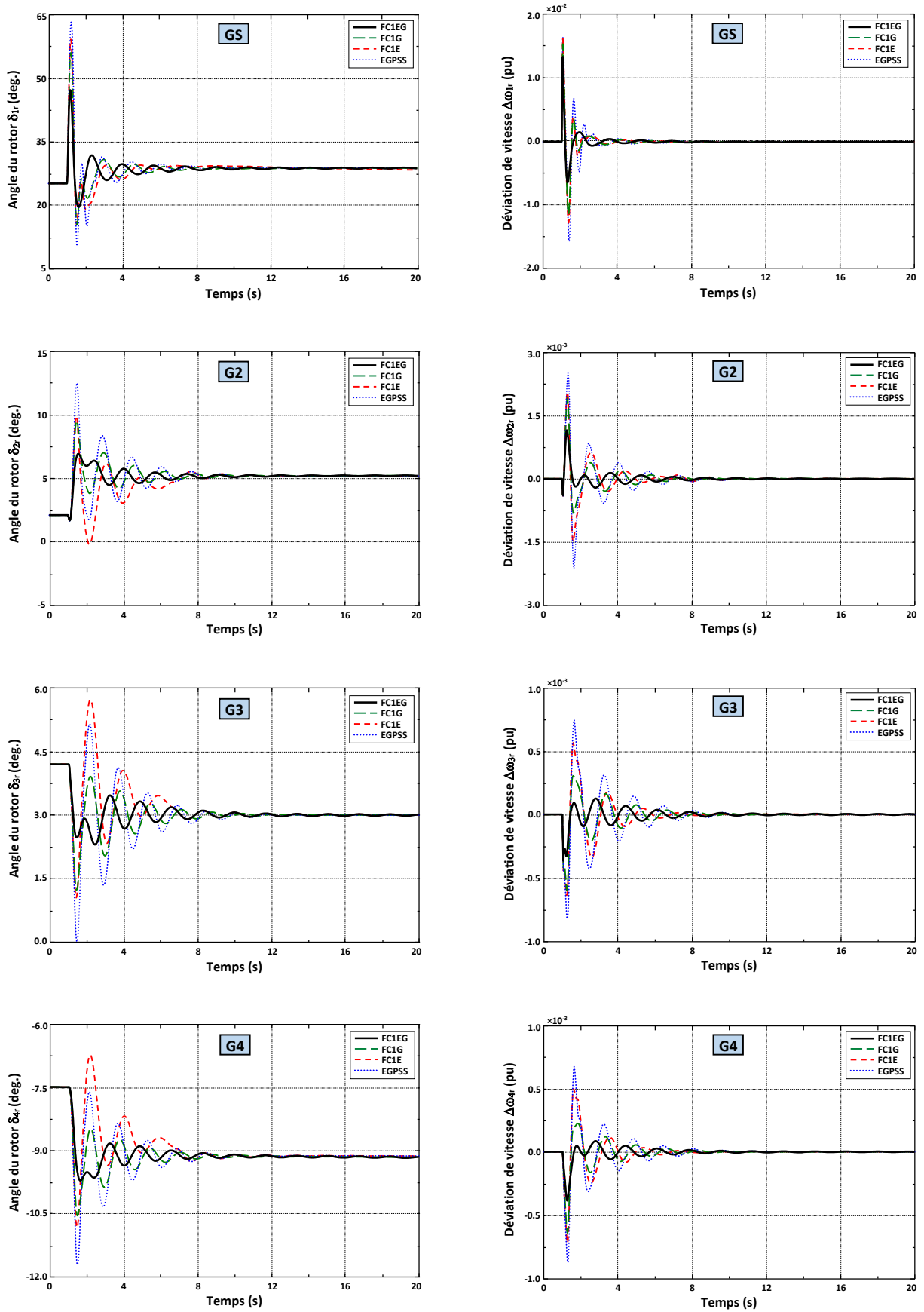


Fig. 3.16. Réponse du système multimachine modifié (scénario 1) avec FC1EG.

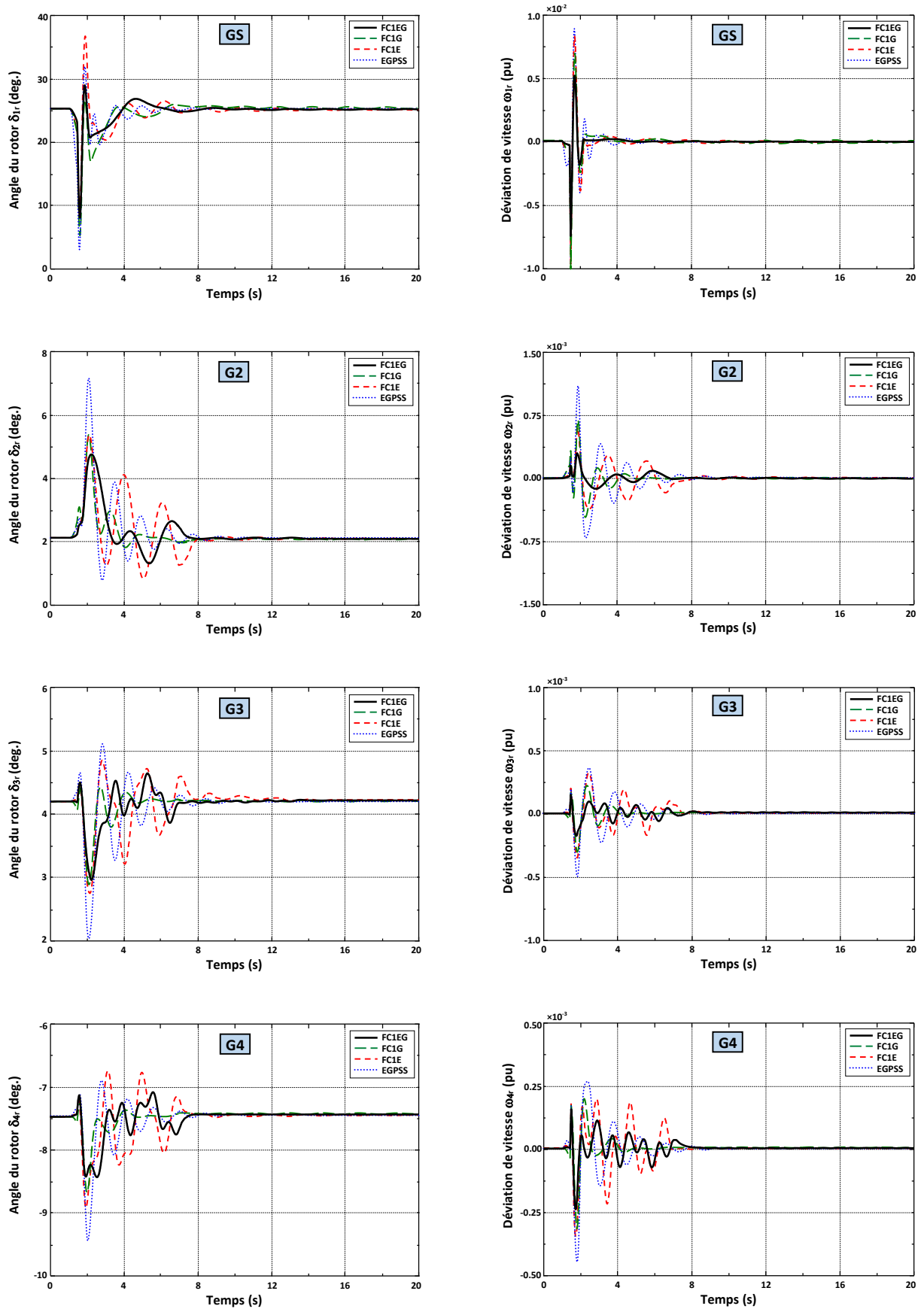


Fig. 3.17. Réponse du système multimachine modifié (scénario 2) avec FC1EG.

## 5.2. Contrôleur flou FC2EG appliqué au réseau SMIB

Dans cette section, le stabilisateur FC2EG succède le FC1EG dans le système SMIB avec les paramètres prédéfinis précédemment. Trois types de perturbations ont été simulés afin de comparer les performances des deux stabilisateurs flous pour les générateurs supraconducteur et conventionnel.

**Scénario 1** : un défaut triphasé d'une durée de 4 cycles (80ms) a été appliqué à la fin d'une ligne de transmission à l'instant  $t=0.5s$ . Le défaut est éliminé par un déclenchement de la ligne court-circuitée. Les réponses du système sont données respectivement pour les générateurs supraconducteur et conventionnel dans les figures 3.18 et 3.19.

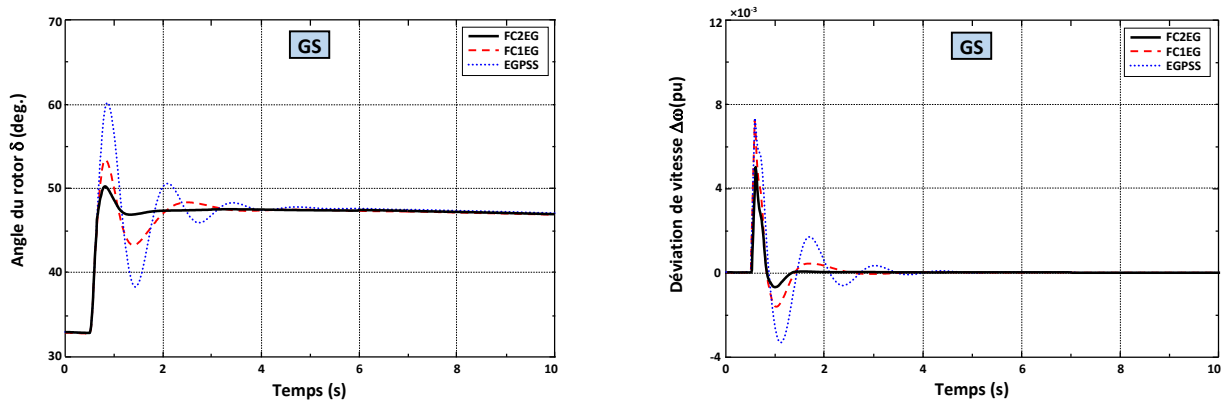


Fig. 3.18. Réponse du GS à un défaut triphasé avec FC2EG.

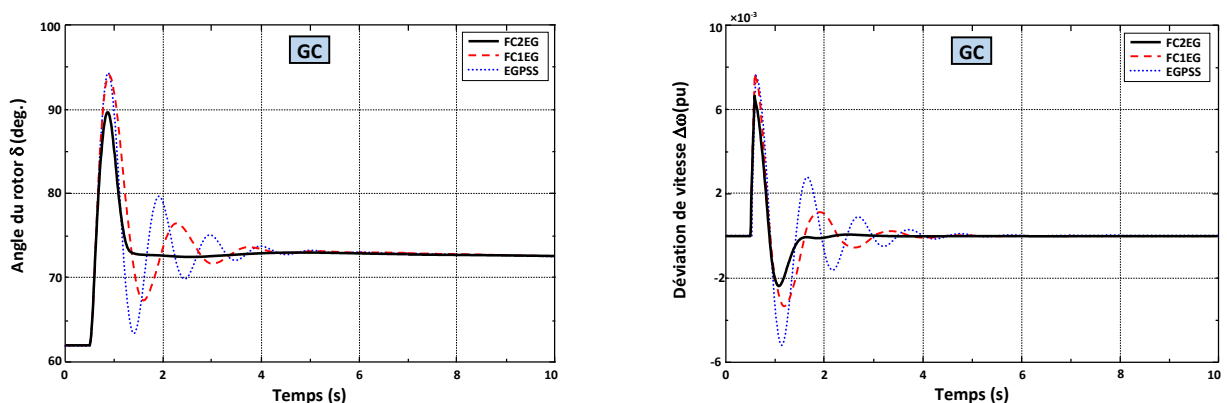


Fig. 3.19. Réponse du GC à un défaut triphasé avec FC2EG.

**Scénario 2** : à partir du point de fonctionnement normal, une augmentation de 10% dans la puissance mécanique ( $P_m$ ) du GS et un changement de +0.1 (pu) sur la tension de référence ( $V_{réf}$ ) du GC ont été introduits à l'instant  $t=1s$  durant 500ms. Les réponses du système sont illustrées pour les générateurs supraconducteur et conventionnel dans les figures 3.20 et 3.21.

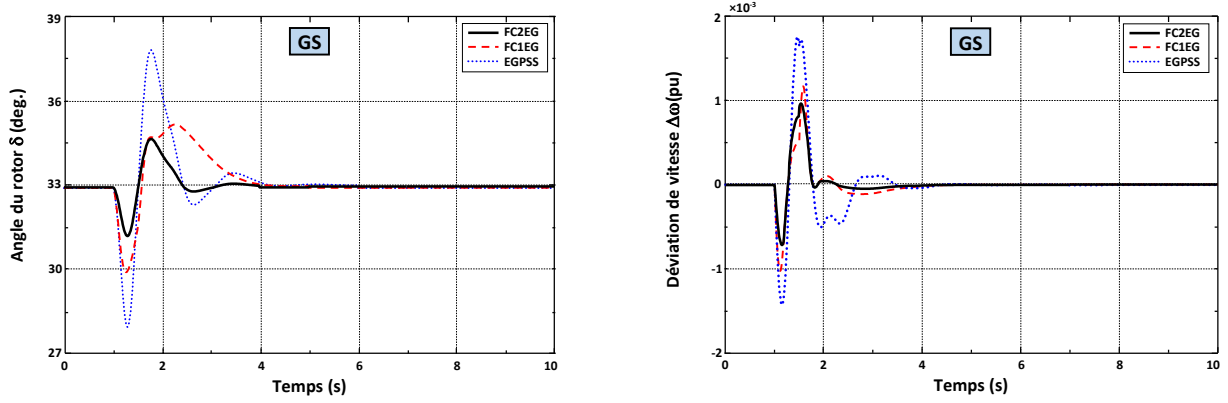


Fig. 3.20. Réponse du GS à +10% sur  $P_m$  avec FC2EG.

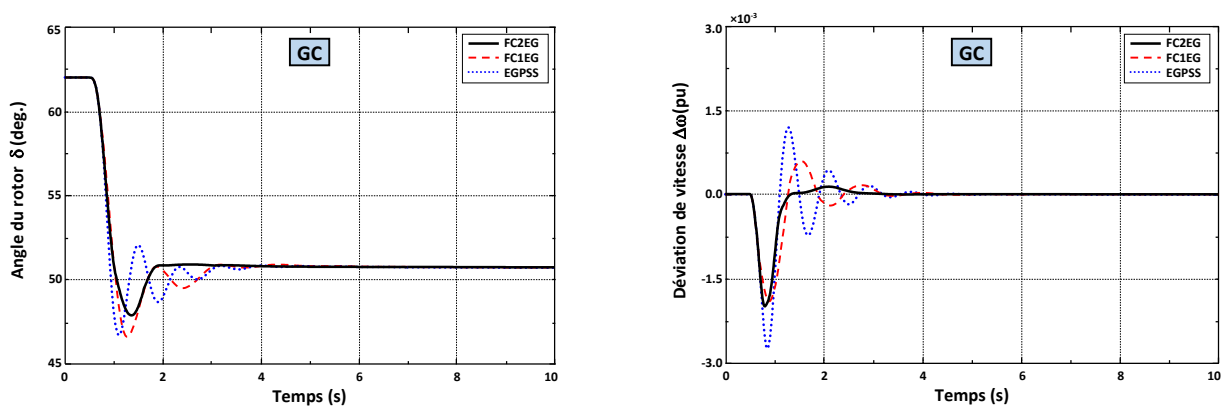


Fig. 3.21. Réponse du GC à +0.1 (pu) sur  $V_{réf}$  avec FC2EG.

**Scénario 3** : un changement de +15%, pendant une durée de 2s, dans la charge des générateurs, conventionnel et supraconducteur, à l'instant  $t=1$ s a été produit. Les résultats obtenus pour les deux types de générateurs sont donnés dans les figures 3.22 et 3.23.

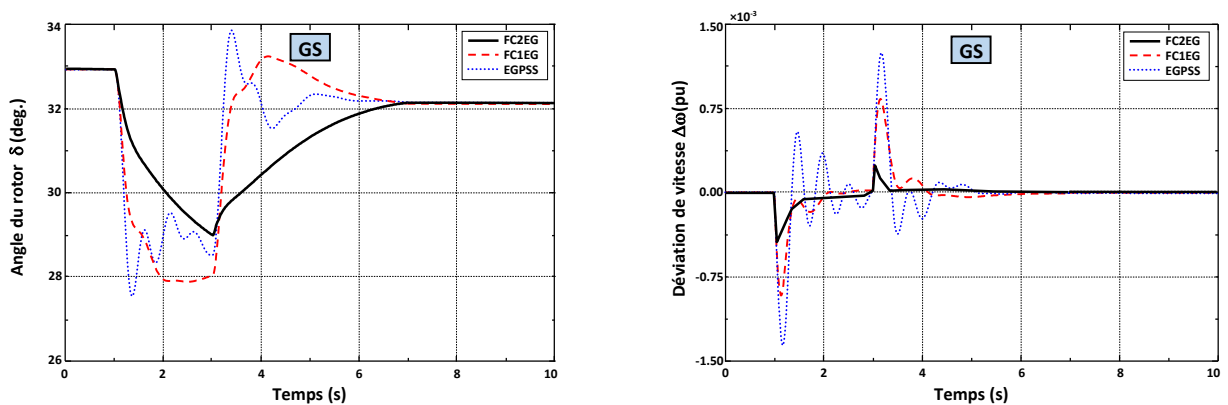


Fig. 3.22. Réponse du GS à +15% sur la charge avec FC2EG.

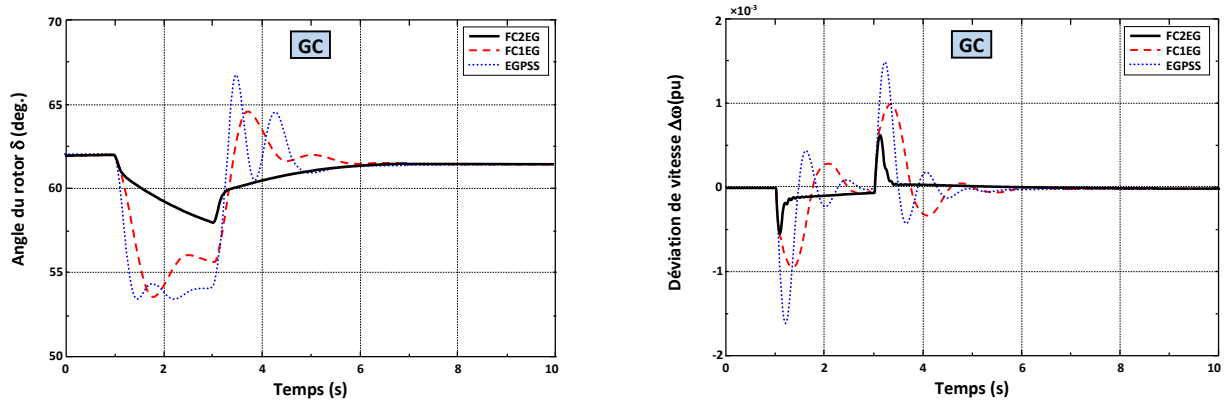


Fig. 3.23. Réponse du GC à +15% sur la charge avec FC2EG.

D’après les résultats de simulation donnés dans les figures 3.18-23, nous constatons que le stabilisateur flou type-2 améliore davantage l’amortissement des oscillations en comparaison avec le stabilisateur flou type-1 et assure une meilleure stabilité pour les deux types de machines, conventionnelle et supraconductrice.

Pour mieux comparer les résultats de simulation, nous donnons dans le tableau 3.5 ci-dessous, les valeurs du dépassement maximum ( $D_m$ ) et du temps de réponse ( $t_r$ ) mesurées sur les courbes des déviations de vitesses pour chaque type de stabilisateur flou et chaque type de générateur.

Type du générateur	N° de scénario	FC1EG		FC2EG	
		$D_m(\times 10^{-3})$	$t_r$ (s)	$D_m(\times 10^{-3})$	$t_r$ (s)
Conventionnel (GC)	1	7.6420	4.0640	6.5710	2.1300
	2	-1.8830	3.5500	-1.9910	2.6000
	3	-0.9230	5.8210	-0.5560	3.5020
Supraconducteur (GS)	1	7.2790	2.8610	5.0540	1.3000
	2	-1.2150	4.0800	-0.8972	3.4870
	3	-0.8710	5.2150	-0.4390	3.3070

Tab. 3.5. Performances des stabilisateurs flous FC1EG et FC2EG.

Nous remarquons que les dépassements et les temps de réponses du stabilisateur flou type-2 sont nettement améliorés pour les trois types de défauts choisis ce qui confirme sa supériorité par rapport au stabilisateur flou standard.

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons remplacé le stabilisateur coordonné conventionnel proposé dans le chapitre précédent par ses successeurs flous de types 1 et 2. L'objectif était de présenter les éléments de base nécessaires à la conception de ces deux types de stabilisateurs flous et puis les placer dans des systèmes de puissance afin d'améliorer leur stabilité.

Après avoir donné un aperçu général sur les concepts et outils de base de la première génération de la logique floue ainsi que les différents aspects de son application dans le domaine de contrôle des systèmes de puissance, nous avons illustré les différents composants d'un contrôleur flou type-1. Une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2, où les fonctions d'appartenance sont tridimensionnelles, est introduite afin de prendre en charge la modélisation des incertitudes et l'imprécision des données traitées. De ce fait, la conception du premier stabilisateur flou type-1 a été étendue à un autre stabilisateur flou type-2 capable de prendre en charge les incertitudes paramétriques du système.

L'étude de la stabilité aux petites et grandes perturbations a été réalisée sur des systèmes monomachine et multimachine. Les résultats de simulation obtenus au cours de ce chapitre ont permis, d'une part, de mettre en évidence les avantages des commandes floues proposées pour la stabilisation des systèmes de puissance et, d'autre part, de confirmer la supériorité du stabilisateur flou du type 2 intervalle par rapport à celui du type 1.

Bien que l'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistique facilement interprétables, le choix des paramètres d'un système flou n'est pas toujours chose aisée et nécessite une attention particulière. En fait, le bon fonctionnement d'un CF dépend d'un nombre important de paramètres (FAs, règles floues, inférence, défuzzification, facteurs d'échelle) qu'il faut régler lors de la conception. Dans ce contexte, plusieurs travaux se sont intéressés à l'optimisation des paramètres des contrôleurs flous et même ceux conventionnels.

Dans le chapitre suivant, nous verrons comment les algorithmes génétiques peuvent être utilisés pour choisir les paramètres des contrôleurs flous de types 1 et 2 et même conventionnels.



## ***Références***

- [1] A. Hariri, O.P. Malik, A fuzzy logic based power system stabilizer with learning ability, *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 11, no. 4, Dec. 1996, pp.72-727.
- [2] M. Ramirez-Gonzalez, O.P. Malik, Power system stabilizer design using an online adaptive neurofuzzy controller with adaptive input link weights, *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 23, no. 3, Sept. 2008, pp. 914-922.
- [3] M.E. El-Hawary, *Electric Power Applications of Fuzzy Systems*, IEEE press, 1998.
- [4] T. Hussein, M.S. Saad, A.L. Elshafei, A. Bahgat, Robust adaptive fuzzy logic power system stabilizer, *Expert Syst. Appl.*, vol. 36, no. 10, Dec. 2009, pp. 12104-12112.
- [5] T.J. Ross, *Fuzzy Logic: with Engineering Applications*, Wiley, 2<sup>nd</sup> edition, 2007.
- [6] A. Kazemi, M.V. Sohrforouzani, Power system damping using fuzzy controlled FACTS devices, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 28, no. 5, June 2006, pp. 349-357.
- [7] S. Hameed, B. Das, V. Pant, A self-tuning fuzzy PI controller for TCSC to improve power system stability, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 78, no. 10, Oct. 2008, pp. 1726-1735.
- [8] A. Lokriti, I. Salhi, S. Doubabi, Y. Zidani, Induction motor speed drive improvement using fuzzy IP-self-tuning controller. A real time implementation, *ISA Trans.*, vol. 52, no. 3, May 2013, pp. 406-417.
- [9] Y.H. Song, A.T. Johns, Applications of fuzzy logic in power systems: Part 3: Example application, *Power Eng. J.*, vol. 13, no. 2, Apr. 1999, pp. 97-103.
- [10] E. Nechadi, M.N. Harmas, A. Hamzaoui, N. Essounbouli, A new robust adaptive fuzzy sliding mode power system stabilizer, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 42, no. 1, Nov. 2012, pp. 1-7.
- [11] M.A.M. Hassan, O.P. Malik, G.S. Hope, A fuzzy logic based stabilizer for a synchronous machine, *IEEE Trans Energy Conver.*, vol. 6, no. 3, Sept. 1991, pp. 407-413.
- [12] K.A. El-Metwally, O.P. Malik, Fuzzy logic power system stabiliser, In: *IEEE Proc. Gen. Transm. Distrib.*, vol. 142, no. 3, May 1995, pp. 277-281.
- [13] P. Lakshmi, M.A. Khan, Design of a robust power system stabilizer using fuzzy logic for a multi-machine power system, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 47, no. 1, Oct. 1998, pp. 39-46.
- [14] L.A. Zadeh, The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning- I, *Inf. Sci.*, vol. 8, no. 3, 1975, pp. 199-249.
- [15] A. El Oughli, *Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs*, Thèse de Doctorat, Université de Fès, 2009.
- [16] Y.H. Song, A.T. Johns, Applications of fuzzy logic in power systems: Part 1: General introduction to fuzzy logic, *Power Eng. J.*, vol. 11, no. 5, Oct. 1997, pp. 219-222.
- [17] O. Guenounou, *Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé*, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2009.

- [18] H. Bühler, *Réglage par Logique Floue*, Presses Polytechniques, Romandes, Lausanne, Suisse, 1994.
- [19] M. Sugeno, An Introductory survey of fuzzy control, *Inf. Sci.*, vol. 36, no. 1, July 1985, pp. 59-83.
- [20] E. Mamdani, S. Assilian, An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller, *Int. J. Man-Machine studies*, vol. 7, no. 1, Jan. 1975, pp. 1-13.
- [21] O. Castillo, P. Melin, *Type-2 Fuzzy Logic: Theory and Applications*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2008.
- [22] N.N. Karnik, J.M. Mendel, Q. Liang, Type-2 fuzzy logic systems, *IEEE Trans Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 6, Dec. 1999, pp. 643-658.
- [23] J.M. Mendel, R. I. B. John, Type-2 fuzzy sets made simple, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 10, no.2, Apr. 2002, pp. 117-127.
- [24] M. Manceur, *Commande robuste des systèmes non linéaires complexes*, Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2012.
- [25] F. Mayouf-Adjeroud, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers, A coordinated genetic based type-2 fuzzy stabilizer for conventional and superconducting generators, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 129, Dec. 2015, pp. 51-61.
- [26] Q.L. Liang, J.M. Mendel, Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, no. 5, Oct. 2000, pp. 535-550.
- [27] J.M. Mendel, R. John, F. Liu, Interval type-2 fuzzy logic systems made simple, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 14, no. 6, Dec. 2006, pp. 808-821.
- [28] O. Castillo, P. Melin, A review on interval type-2 fuzzy logic applications in intelligent control, *Inf. Sci.*, vol. 279, no. 20, Sept. 2014, pp. 615-631.
- [29] L. Rutkowski, *Computational Intelligence: Methods and Techniques*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [30] N.N. Karnik, J.M. Mendel, Operations on type-2 fuzzy sets, *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 122, no. 2, Sept. 2001, pp. 327-348.
- [31] L. Reznik, *Fuzzy Controllers*, Newnes, Oxford, 1997.
- [32] M.B. Özek, Z.H. Akpolat, A software tool: type-2 fuzzy logic toolbox, *Comput. Appl. in Eng. Educ.*, vol. 16, no. 2, 2008, pp. 137-146.

# Chapitre 4

## *Optimisation par algorithme génétique*

### 1. Introduction

Le bon fonctionnement des contrôleurs flous (CFs) dépend d'un nombre très important de paramètres de conception tels que les fonctions d'appartenance (FAs), les règles floues, les règles d'inférences, la défuzzification et les facteurs d'échelle. Dans le but d'améliorer davantage la stabilité des systèmes de puissance, ces paramètres doivent être choisis soigneusement [1-3]. Toutefois, il n'existe pas une procédure systématique pour une conception précise d'un CF et leurs paramètres sont déterminés par des experts humains ou par un choix empirique qui s'avère fastidieux voire impossible dans certains cas [2].

Ces difficultés rencontrées lors de la conception des CFs ont suscité les chercheurs à s'orienter vers l'utilisation de méthodes d'optimisation pour le choix de leurs paramètres. Dans ce contexte, plusieurs méthodes permettant d'optimiser les paramètres d'un CF notamment les méthodes d'intelligence artificielle (métaheuristiques), ont été développées [3-9]. Dans la conception des stabilisateurs de puissance flous pour les réseaux électriques, différentes méthodes telles que les algorithmes génétiques (AGs) [4,10-13], l'optimisation par essais particuliers (PSO), par colonie de fourmis (ACO) et par chauves-souris (Bat) ont été largement utilisées dans la littérature [3-6]. Dans ce présent travail, nous nous intéressons aux AGs pour optimiser nos deux CFs développés précédemment.

Pour la conception d'un CF type-1 et même de son successeur type-2, les chercheurs ont optimisé les règles floues, les FAs ou bien les deux à la fois. L'optimisation des facteurs d'échelle a reçu moins d'importance bien que ces derniers jouent un rôle très important dans la performance dynamique et la stabilité du régulateur flou [1,3,4]. Un mauvais choix des gains peut saturer le CF au démarrage ce qui peut être pénalisant. Dans le but d'améliorer la performance des stabilisateurs flous et, par conséquent, la stabilité du système de puissance où ils sont introduits, nous utilisons les algorithmes génétiques afin de concevoir des stabilisateurs flous pour une monomachine (supraconductrice et conventionnelle) reliée à un jeu de barre infini.

Après avoir donné un aperçu général sur les AGs, nous optimisons les facteurs d'échelle des deux contrôleurs flous (types 1 et 2), implantés dans le réseau considéré, à l'aide des AGs. Ensuite, nous discuterons l'aptitude des deux stabilisateurs optimisés à gérer les incertitudes présentes dans le système. Enfin, nous étendons l'application des AGs pour optimiser les paramètres de notre nouveau stabilisateur hybride composé des stabilisateurs conventionnel et flou. L'optimisation concerne les gains du stabilisateur flou et les constantes de temps du stabilisateur conventionnel.

## 2. Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (AG), développés par J. Holland [14] et popularisés grâce à l'ouvrage de Goldberg [15], sont des techniques de recherche et d'optimisation stochastique dérivées de la génétique et des mécanismes de la sélection naturelle et de l'évolution. Ils sont construits de manière analogue au processus d'évolution d'une population. Développés pour des fins d'optimisation, les algorithmes génétiques travaillent sur un ensemble de points (une population) et permettent ainsi la recherche d'un extremum global.

### 2.1. Principe de fonctionnement d'un AG

Un AG est construit de manière analogue au processus d'évolution naturelle d'une population. Afin de trouver la meilleure solution en se basant sur des critères de qualité ou de satisfaction, il effectue des recherches aléatoires dans un ensemble spécifié de solutions possibles. Le vocabulaire utilisé dans l'AG est similaire à celui de la génétique naturelle, néanmoins les processus naturels auxquels il fait référence sont plus complexes [16].

La mise en œuvre de la méthode débute par la création d'un ensemble de solutions aléatoires appelé population. Chaque individu de la population est symbolisé par un chromosome formé de gènes qui contiennent les caractères héréditaires de l'individu, chacun des individus représente une solution potentielle au problème à résoudre. Un chromosome est une chaîne de longueur finie, constituée de symboles appartenant à un alphabet fini. Il est convenablement marqué par un codage qui l'identifie complètement. À chaque itération, appelée génération, une nouvelle population est créée avec le même nombre d'individus. Au cours de chaque génération, les chromosomes sont évalués en se basant sur les fonctions sélectives. Pour progresser d'une population d'individus à une nouvelle population, l'AG utilise séquentiellement les opérateurs de sélection, de croisement et de mutation [15-17].

Une nouvelle population est obtenue en sélectionnant au regard des résultats de la fonction sélective, ceux des chromosomes qui sont les plus performants et en rejetant ceux qui sont les moins performants afin de garder la taille de la population constante. Dans le but de créer les prochaines générations, les futurs chromosomes dénommés *enfants*, sont issus soit de la fusion de deux chromosomes de la présente génération en utilisant la recombinaison, soit en altérant légèrement un chromosome en faisant usage de la mutation. Après plusieurs générations, l'algorithme converge vers le meilleur individu, représentant la solution optimale selon la fonction sélective posée [17,18].

## 2.2. Structure de l'algorithme génétique

La procédure stochastique utilisée dans un AG repose sur les éléments suivants :

### 2.2.1. Codage des individus

La première étape pour construire un AG est de choisir la représentation génétique la plus appropriée pour coder le domaine du problème à résoudre. Ainsi, plusieurs types de codage sont possibles, tels les codages binaires, Gray, réel, etc. Le codage binaire est la manière la plus connue pour représenter un individu. Un de ces avantages, est que l'on peut représenter tout type d'information sous forme binaire. En outre, les opérateurs de l'AG (croisement et mutation) sont, en effet, plus faciles à mettre en œuvre avec ce type de codage [15-17].

Dans ce chapitre, nous utilisons uniquement le codage binaire où chaque gène dispose du même alphabet binaire {0, 1}. Chaque variable  $x_i$ , située dans un intervalle  $[x_{i\_min}, x_{i\_max}]$ , est associée à une chaîne binaire  $c=\{b_0, \dots, b_{m-1}\}$  comportant  $m$  bits.

À chaque chaîne correspond une valeur entière naturelle [2] :

$$\hat{x}_i = \sum_{i=0}^{m-1} b_i \cdot 2^i \quad (4.1)$$

Les valeurs réelles correspondantes, appartenant à l'espace de recherche donné, sont obtenues par interpolation linéaire comme suit :

$$x_i = x_{i\_min} + \hat{x}_i \cdot \frac{x_{i\_max} - x_{i\_min}}{2^m - 1} \quad (4.2)$$

Le nombre  $m$  nécessaire pour coder une valeur dépend uniquement de la précision souhaitée et de l'étendu  $x_{i\_max} - x_{i\_min}$  de l'intervalle contenant les valeurs codées [2].

### 2.2.2. Génération de la population initiale

Une fois le choix du type de codage déterminé, une population initiale doit être créée pour le départ de l'AG. Cette dernière a pour but de donner naissance à des générations successives, mutées et hybridées à partir de leurs parents. Le choix de la population initiale influe fortement la rapidité et l'efficacité de l'AG. Afin de garantir une zone de recherche riche dans laquelle il y aura une grande variété d'individus, on essaye de créer une population avec beaucoup de diversité. On peut envisager la génération d'une population aléatoire ou bien pour des situations bien spécifiques on peut directement l'introduire [16-18].

### 2.2.3. Fonction d'évaluation

La fonction d'évaluation joue le rôle de l'environnement où évolue la population. À chaque solution, on associe une fonction de performance (fitness) reliée à la fonction à optimiser (fonction objective). Cette fonction décrit le mérite de l'individu qui est représenté par un chromosome. Elle est, généralement, dérivée de la fonction objective du problème. Pour les problèmes de maximisation, par exemple, la fonction de performance peut-être en même temps la fonction objective. Par contre, pour les problèmes de minimisation, le problème doit être modifié de sorte qu'il soit équivalent à celui de maximisation. Ainsi, il nous faudra modifier la fonction objective de telle sorte que la fonction de performance soit maximale [18].

### 2.2.4. Opérateurs d'un AG

Une fois la performance de chaque individu dans la population actuelle évaluée, les mécanismes évolutionnaires entrent en jeu pour explorer et exploiter le plus largement possible l'espace de recherche et faire ainsi évoluer la population de manière progressive. Ceci est réalisé à l'aide d'opérations qui cherchent à imiter ces mécanismes. Trois types d'opérateurs sont utilisés dans les AGs : la sélection, le croisement et la mutation [18-20].

- **Sélection**

La sélection est un mécanisme qui choisit à partir de la génération précédente, les individus qui pourront se reproduire pour former la génération suivante. Ce choix est réalisé par tirage au sort parmi les individus en tenant compte d'une probabilité de sélection affectée à chacun d'eux. Lors de cette phase, les individus les plus forts sont généralement dupliqués et forment les parents de la génération en cours, alors que les faibles disparaissent sans avoir la possibilité de se reproduire.

Il existe plusieurs méthodes de sélection telles que la méthode de la roulette biaisée, la méthode du rang ou la méthode de tournoi. La méthode de la roulette biaisée reste la méthode de sélection la plus utilisée car elle est relativement efficace. Selon cette méthode, chaque chromosome a une chance d'être sélectionné proportionnellement à sa performance. Son principe est d'associer à chaque individu une portion d'une roue dont la surface dépend uniquement de sa valeur de fitness. On effectue en quelque sorte, autant de tirages avec remise que d'éléments existant dans la population [15]. Ainsi pour un chromosome particulier  $ch_i$  de fitness  $f(ch_i)$ , la probabilité de sa sélection dans la nouvelle population de taille  $N$  est :

$$p(ch_i) = f(ch_i) / \sum_{j=1}^N f(ch_j) \quad (4.3)$$

Les individus ayant une grande fitness relative ont donc plus de chance d'être sélectionnés. On parle alors de sélection proportionnelle [19,20].

#### • Croisement

Cet opérateur combine les gènes de deux individus parents pour donner deux nouveaux chromosomes d'individus enfants (descendants) possédant des caractéristiques issues des deux parents. La zone de croisement est généralement choisie aléatoirement dans les chromosomes et les méthodes de croisement sont liées au codage mais leur principe est identique. Ainsi, dans le codage binaire, les individus qui résultent de la sélection sont groupés de manière aléatoire par paire définissant ainsi les parents. Ensuite, chaque couple peut subir un croisement avec une probabilité  $P_c$  donnée, qui représente la fréquence à laquelle les hybridations sont appliquées. L'opération s'effectue en tirant un nombre aléatoire  $P$  dans l'intervalle  $[0,1]$  et puis le comparer ensuite avec la probabilité de croisement  $P_c$  [21] :

- si  $P > P_c$  : le croisement n'aura pas lieu et les parents sont copiés dans la nouvelle génération.
- si  $P < P_c$  : le croisement se produit et un échange des parties des chromosomes des parents va produire deux enfants par couple de parents.

Le croisement permet d'enrichir la diversité de la population en manipulant la structure des chromosomes, comme il favorise aussi l'exploration de l'ensemble des solutions possibles. Il s'agit alors de la phase d'intensification de la recherche. Il existe plusieurs types des croisements pour un AG standard. Les plus connus sont le croisement uniforme, à un point

et multipoints. Nous choisissons dans ce qui suit le croisement en deux points où les individus (parents) sélectionnés sont coupés en deux points. Chaque point de coupure est choisi de manière aléatoire et les parties centrales des deux parents sont échangées.

- **Mutation**

Le rôle de la mutation est d'introduire de nouvelles informations dans les individus d'une population afin d'augmenter la diversité. Elle cherche donc à éviter la convergence prématurée vers un optimum local de l'algorithme génétique. Cet opérateur change de façon aléatoire un ou plusieurs bits sur un individu, avec une probabilité de mutation  $P_m$  très faible pour ne pas perturber l'évolution globale de la population. Pour chaque bit, un nombre aléatoire  $P$  dans l'intervalle  $[0,1]$  est tiré puis comparé avec une probabilité  $P_m$  donnée :

- si  $P > P_m$  : le bit ne subira pas aucune modification.

- si  $P < P_m$  : la mutation est appliquée au bit correspondant.

La mutation consiste généralement à tirer aléatoirement un gène dans le chromosome et à le remplacer par une valeur aléatoire. Si la notion de distance existe, cette valeur peut être choisie dans le voisinage de la valeur initiale. Dans le cas d'un codage binaire adopté dans ce présent travail, cela revient tout simplement à remplacer un 0 par 1 et vice versa.

La mutation est traditionnellement considérée comme un opérateur marginal bien qu'elle confère en quelque sorte aux AGs la propriété d'ergodicité (tous les points de l'espace de recherche peuvent être atteints). Cet opérateur est donc d'une grande importance.

### 2.2.5. Critère d'arrêt

Le cycle de génération et de sélection de population est répété jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit satisfait. Ce critère peut être notamment un nombre maximum de générations, un temps maximal de calcul, une valeur de fitness minimale et/ou une convergence vers une solution satisfaisante. Une fois que la condition d'arrêt est satisfaite, les meilleurs individus de la population sont retenus comme solutions au problème initial.

## 2.3. Paramètres de réglage d'un AG

Le fonctionnement d'un AG peut être visualisé comme un compromis équilibré entre l'exploration et l'exploitation. L'exploration est une recherche large des régions nouvelles et inconnues de l'espace de recherche en récoltant l'information sur le problème à optimiser.



L'exploitation utilise l'information acquise aux points déjà explorés pour définir et parcourir ainsi les zones les plus intéressantes de l'espace de recherche. Mais, il est important de bien doser l'usage de ces deux ingrédients afin que l'exploration puisse identifier rapidement des régions de l'espace de recherche qui contiennent des solutions de bonnes qualités, sans perdre trop de temps à exploiter des régions moins prometteuses. Pour ce faire, il faut ajuster les paramètres de réglage des opérateurs génétiques, sachant que le croisement favorise plus l'exploration tandis que la mutation favorise plus l'exploitation. Cependant, il n'existe pas des règles spécifiques pour un choix optimal de ces paramètres souvent choisis de manière empirique [22]. Principalement, il y a trois paramètres de base pour le réglage d'un AG :

- **Probabilité de croisement ( $P_c$ )** : elle joue un rôle important dans l'exploration de l'espace de recherche du problème. En effet, elle a une influence considérable sur la vitesse de convergence de l'AG et plus elle est grande, plus elle favorise la recombinaison des individus. Cependant, augmenter la probabilité  $P_c$  doit se faire attentivement pour que les "bonnes" structures apportées par la sélection ne risquent pas d'être détruites trop vite. Les valeurs usuelles de la probabilité de croisement varient entre 0.6 et 1 [19-21].
- **Probabilité de mutation ( $P_m$ )** : elle doit être assez faible par rapport à celle du croisement de manière à ne pas perturber l'évolution de l'algorithme. Une valeur élevée transformera l'algorithme en une recherche aléatoire, alors qu'une valeur très faible rendra impossible l'extraction des optimas locaux. Les valeurs usuelles pour ce paramètre sont inférieures à 0.1. Typiquement, dans plusieurs références, elles varient de 0.001 à 0.05 [20-23].
- **Taille de la population ( $N$ )** : elle joue un rôle important dans l'emploi des AGs comme procédures d'optimisation. Si la taille est petite, cela implique une exécution rapide et une convergence incertaine. Si la taille est importante, le problème du temps de calcul apparaît. Ce paramètre doit, donc, être choisi en fonction de la taille du problème et de façon à réaliser un compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat. Il a été montré que les meilleures valeurs de la taille sont comprises entre 50 et 100 individus [21-23].

#### 2.4. Avantages et inconvénients des AGs

Les algorithmes génétiques offrent plusieurs avantages :

- Ils ne demandent pas d'informations à priori ou des propriétés particulières de la fonction objective du problème.
- Ils sont facilement adaptables à tout type de problème d'optimisation.

- Ils peuvent traiter des problèmes pour lesquels les solutions potentielles sont situées dans un espace de grande dimension, ce qui ne permet pas d'utiliser des méthodes standards reposant sur une exploration systématique.
- Ils présentent une grande robustesse, en d'autre terme, une grande capacité à trouver les optimums globaux des problèmes d'optimisation même non-convexes et multicritères.
- Ils sont aisément parallélisables.

Par ailleurs, les algorithmes génétiques présentent certaines limites :

- Ils sont coûteux en temps de calcul, puisqu'ils manipulent plusieurs solutions simultanément. C'est le calcul de la fonction de performance qui est le plus pénalisant et on optimise, généralement, l'algorithme de façon à éviter d'évaluer trop souvent cette fonction.
- L'ajustement des paramètres d'un AG est délicat. Usuellement, plusieurs itérations sont nécessaires pour arriver à la "bonne" configuration.
- Ils ne garantissent pas toujours la découverte de l'optimum global en un temps fini. Parfois, les AGs convergent très vite vers un individu particulier de la population dont la fonction d'adaptation est très élevée. On parle de convergence prématurée vers un optimum local plutôt qu'un optimum global.

En effet, on peut conclure que l'efficacité des AGs dépend d'un compromis entre deux objectifs contradictoires, la rapidité et la précision. Il a été montré dans la littérature, qu'avec un nombre de paramètres réduit dans des plages de variations bien définies, un AG avec un codage convenable est largement suffisant et efficace pour trouver les paramètres optimaux.

### 3. Optimisation des stabilisateurs flous (FC1EG, FC2EG) par AG

Les AGs ont été largement utilisés dans la littérature pour la conception des contrôleurs flous [24-27]. La plupart de ces études se sont concentrées sur l'optimisation des règles d'inférence et des fonctions d'appartenance. Cependant, l'optimisation des facteurs d'échelle, qui jouent un rôle important dans la performance dynamique des systèmes flous, a reçu moins d'attention [28]. Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à optimiser les gains d'entrées et de sorties des stabilisateurs FC1EG et FC2EG, développés dans le troisième chapitre, à l'aide des AGs afin d'améliorer leur performance. Dans cette étape, les FAs (types

1 et 2) et les 49 règles floues sont fixées dès le départ, ce qui réduit le nombre de variables à optimiser et par conséquent le temps de calcul. La mise en œuvre de l'AG pour la conception des deux stabilisateurs nécessite en premier lieu la définition de deux éléments préliminaires : la fonction objective et le mode du codage approprié [28].

### 3.1. Fonction objective

L'objectif général d'un système de contrôle est de minimiser l'erreur entre la sortie d'un système et la valeur de consigne désirée. Cet écart peut être dû, soit à un changement de consigne, soit à des perturbations agissant sur le système. Afin d'obtenir un bon ajustement du contrôleur implanté dans le système, on prend en compte l'amplitude maximum de l'écart et la durée nécessaire pour qu'il s'annule après une perturbation ou un changement de consigne. Il existe plusieurs indices numériques de performance permettant de mesurer la qualité d'un contrôle donné. Dans cette partie, l'objectif est de trouver les valeurs optimales des gains de FC1EG et FC2EG qui permettent d'obtenir un amortissement satisfaisant des oscillations électromécaniques. À cet égard, nous avons choisi la fonction objective J définie en fonction du critère "Intégrale de l'Erreur Absolue pondérée par le Temps" (Integral Time Multiplied by Absolute Error) noté ITAE et défini comme suit :

$$J = \text{ITAE} = \int_0^{t_{\text{sim}}} t |\Delta\omega(t)| dt \quad (4.4)$$

tel que  $\Delta\omega$  est la déviation de vitesse angulaire et  $t_{\text{sim}}$  est le temps de simulation.

En règle générale, le système sera d'autant mieux réglé que le critère ITAE sera minimal.

### 3.2. Codage des variables

Le choix du type de codage est l'une des premières étapes de la construction d'un AG. Bien qu'il existe plusieurs types, les chaînes les plus utilisées pour cette opération sont réelles ou binaires. Lorsque le nombre de paramètres est réduit et leurs plages de variations sont bien définies, un AG avec un codage binaire est largement suffisant et efficace pour retrouver les paramètres optimaux. Par contre, si le nombre de paramètres augmente et l'intervalle de variation des paramètres n'est pas bien connu, le codage réel est le plus approprié [29-30].

Dans cette partie de thèse, les variables à optimiser sont les six paramètres de chaque stabilisateur FC1EG et FC2EG (pour l'excitateur :  $K_{e_{in1}}$ ,  $K_{e_{in2}}$  et  $K_{e_{out}}$  pour le gouverneur :  $K_{g_{in1}}$ ,  $K_{g_{in2}}$  et  $K_{g_{out}}$ ). Ces paramètres sont soumis à des contraintes de limitation. Nous avons opté

pour le codage binaire, en raison de sa simplicité et sa capacité à produire plusieurs chromosomes avec un petit nombre d'allèles (valeurs que peuvent prendre les gènes).

En outre, comme le nombre de variables de décision à ce problème est réduit et leurs limites supérieures sont relativement petites, ce procédé de codage est adéquat. L'ajustement des paramètres de FC1EG et FC2EG, est alors formulé comme un problème d'optimisation avec des contraintes comme suit :

Minimiser J

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} Ke_{in1}^{\min} \leq Ke_{in1} \leq ke_{in1}^{\max} \\ Ke_{in2}^{\min} \leq Ke_{in2} \leq ke_{in2}^{\max} \\ Ke_{out}^{\min} \leq Ke_{out} \leq ke_{out}^{\max} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} Kg_{in1}^{\min} \leq Kg_{in1} \leq kg_{in1}^{\max} \\ Kg_{in2}^{\min} \leq Kg_{in2} \leq kg_{in2}^{\max} \\ Kg_{out}^{\min} \leq Kg_{out} \leq kg_{out}^{\max} \end{array} \right. \quad (4.5)$$

### 3.3. Implémentation de l'AG

Une fois, la fonction d'évaluation et le type de codage sont définis, la mise en œuvre de l'AG nécessite la détermination des étapes suivantes :

- **Population initiale** : Généralement, les chromosomes de la première population sont initialisés aléatoirement ou avec des valeurs qui dérivent le savoir-faire des experts pour accélérer la convergence de l'algorithme. Nous avons utilisé une combinaison de ces deux méthodes. Ainsi, nous initialisons les paramètres facteurs d'échelle par des valeurs aléatoires prises dans leur intervalle de variation choisi autour des valeurs adoptées pour FC1EG et FC2EG.
- **Opérateurs génétiques** : la méthode de la "loterie biaisée" est choisie pour l'opération de sélection pour que les individus ayant des performances élevées aient plus de probabilité d'être reproduits dans la génération suivante. Le croisement en deux points qui permet d'introduire plus ou moins de diversité ainsi que la mutation binaire sont utilisés dans cette partie de la thèse.
- **Paramètres de l'AG** : Les valeurs spécifiques des paramètres de l'AG implanté doivent être choisies soigneusement. Dans ce travail, après une série de tests, nous avons utilisés les paramètres donnés dans le tableau 4.1.

Espace de recherche	Paramètres de l'AG	
$0.1 \leq ke_{in1} \leq 10$	Nombre de générations (max_Gen)	100
$0.01 \leq ke_{in2} \leq 5$	Taille de population (N)	60
$0.1 \leq ke_{out} \leq 5$	Probabilité de croisement ( $P_c$ )	0.95
$0.1 \leq kg_{in1} \leq 10$	Probabilité de mutation ( $P_m$ )	0.005
$0.01 \leq kg_{in2} \leq 5$		
$0.1 \leq kg_{out} \leq 5$		

Tab. 4.1. Valeurs spécifiques des paramètres de l'AG.

L'organigramme de l'AG utilisé pour la conception des stabilisateurs FC1EG et FC2EG est donné par la figure 4.1.

L'objectif est de minimiser la fonction objective afin d'améliorer la réponse du système en termes d'erreur statique et de temps de réponse. Une fois la valeur de J est minimum, les facteurs d'échelle sont optimaux et mènent à des stabilisateurs optimisés.

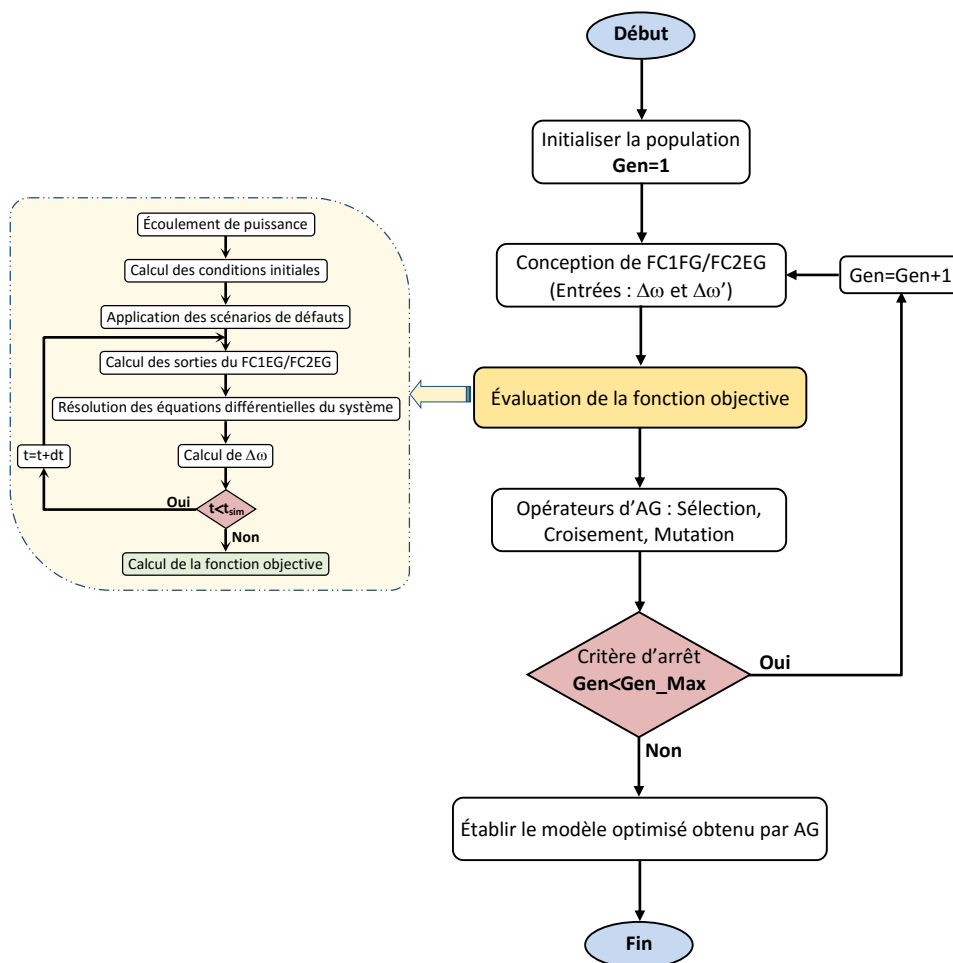


Fig. 4.1. Organigramme d'optimisation des FC1EG et FC2EG par AG.

#### 4. Optimisation du stabilisateur hybride

Dans les deuxième et troisième chapitres, nous avons développé trois contrôleurs coordonnés conventionnel (EGPSS) et flous (FC1EG et FC2EG). Dans cette partie, nous développons un nouveau stabilisateur hybride, noté HF1EG basé sur l'implémentation simultanée des deux types de stabilisateurs (conventionnel et flou type-1) à travers une boucle de sommation, dont la structure est représentée dans la figure 4.2. Les sorties du HF1EG sont injectées dans les boucles d'excitation et du gouverneur des générateurs GS et GC [32,33].

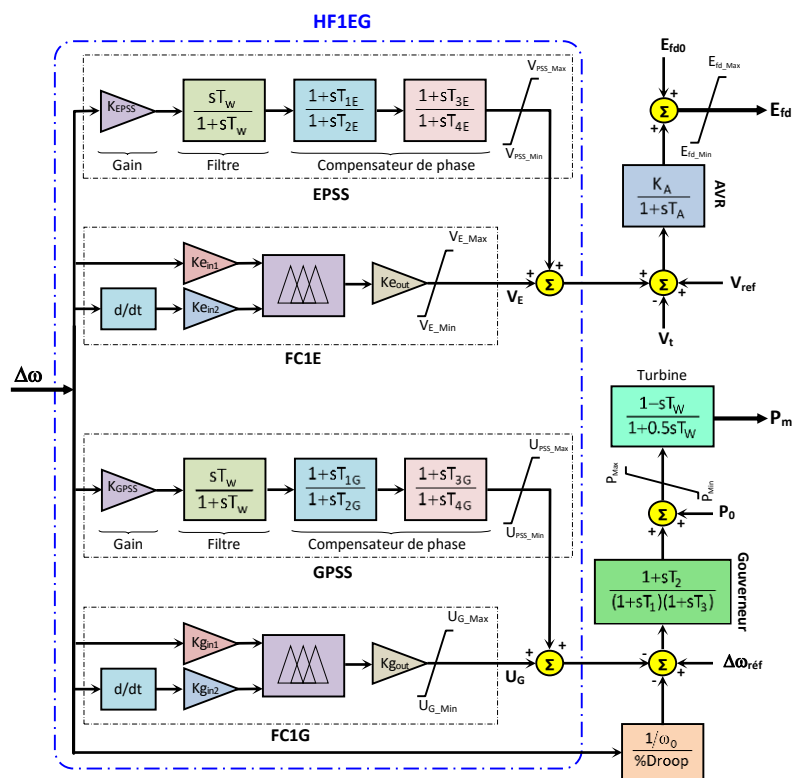


Fig. 4.2. Structure du stabilisateur hybride développé HF1EG.

Les paramètres du stabilisateur EGPSS présenté dans le deuxième chapitre, ont été déterminés à l'aide de la méthode de compensation de phase. Étant donné que ce présent chapitre s'intéresse à l'implantation des AGs pour l'optimisation de PSSs, nous avons étendu ces derniers à optimiser le stabilisateur hybride développé. Ce dernier est caractérisé par les paramètres suivants :

- Les gains ( $K_{EPSS}$  et  $K_{GPSS}$ ) et les constantes de temps ( $T_{1-4(E/G)}$ ) du EGPSS.
- Les facteurs d'échelle ( $Ke/g_{in1}$ ,  $Ke/g_{in2}$ ,  $Ke/g_{out}$ ) du FC1EG.

Pour plus de simplicité, nous considérons pour le EGPSS :  $T_{1E/G}=T_{3E/G}$ ,  $T_{2E/G}=T_{4E/G}$  et la constante  $T_W=10$ . Par conséquent, il reste à optimiser seulement deux gains ( $K_{EPSS}$  et  $K_{GPSS}$ ) et quatre constantes de temps ( $T_{1E/G}$  et  $T_{2E/G}$ ) pour le EGPSS et six facteurs d'échelle du FC1EG.

L'ajustement des paramètres du HF1EG à l'aide de l'AG est formulé comme un problème d'optimisation avec des contraintes comme suit :

Minimiser J

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{EPSS}^{\min} \leq K_{EPSS} \leq K_{EPSS}^{\max} \\ K_{GPSS}^{\min} \leq K_{GPSS} \leq K_{GPSS}^{\max} \\ T_{1E}^{\min} \leq T_{1E} \leq T_{1E}^{\max} \\ T_{2E}^{\min} \leq T_{2E} \leq T_{2E}^{\max} \\ T_{1G}^{\min} \leq T_{1G} \leq T_{1G}^{\max} \\ T_{2G}^{\min} \leq T_{2G} \leq T_{2G}^{\max} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} Ke_{in1}^{\min} \leq Ke_{in1} \leq ke_{in1}^{\max} \\ Ke_{in2}^{\min} \leq Ke_{in2} \leq ke_{in2}^{\max} \\ Ke_{out}^{\min} \leq Ke_{out} \leq ke_{out}^{\max} \\ Kg_{in1}^{\min} \leq Kg_{in1} \leq kg_{in1}^{\max} \\ Kg_{in2}^{\min} \leq Kg_{in2} \leq kg_{in2}^{\max} \\ Kg_{out}^{\min} \leq Kg_{out} \leq kg_{out}^{\max} \end{array} \right. \quad (4.6)$$

## 5. Résultats de simulation

### 5.1. Stabilisateurs optimisés GFC1EG et GFC2EG

Les gains des deux stabilisateurs flous FC1EG et FC2EG sont optimisés à l'aide de l'AG. Les stabilisateurs obtenus sont notés respectivement GFC1EG et GFC2EG. En premier lieu, les incertitudes ne sont pas simulées dans le système de puissance bien qu'elles sont présentes dans les données de mesures, dans les paramètres du contrôleur et les perturbations elles-mêmes. En deuxième lieu, une simulation du même système de puissance avec une modélisation d'incertitude est présentée. Pour les deux types de générateurs (GS et GC), trois types de perturbations sont simulés (Tab. 4.2) pour examiner la performance des stabilisateurs flous optimisés.

N° du scénario	Configuration du défaut pour GS et GC
1	Défaut triphasé d'une durée de 4 cycles pour les deux générateurs.
2	Augmentations de 10% dans $P_m$ du GS et de +0.1 (pu) sur $V_{réf}$ du GC.
3	Un changement de +15% dans la charge des générateurs durant 2s.

Tab. 4.2. Liste des scénarios des défauts simulés pour le réseau SMIB.

L'évolution de la fonction objective en fonction du nombre de générations est donnée par la figure 4.3 pour les deux stabilisateurs flous (types 1 et 2) et pour les deux types de générateurs conventionnel et supraconducteur. Les valeurs des gains optimisées sont données dans les tableaux 4.3 et 4.

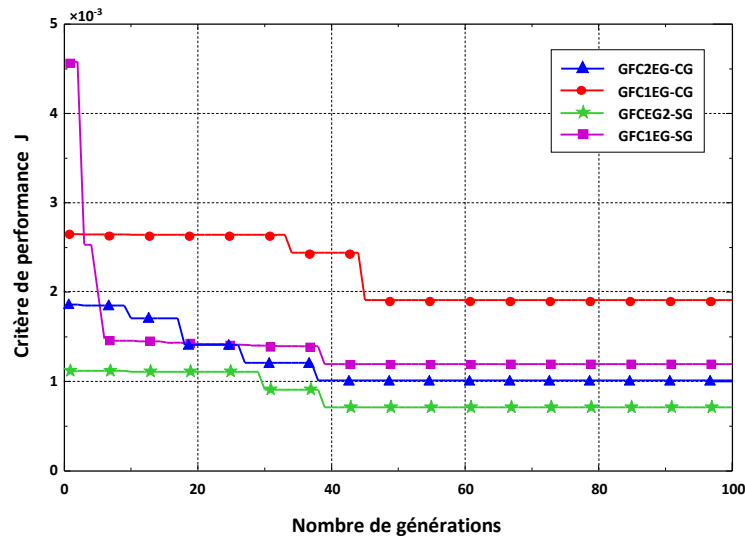


Fig. 4.3. Évolution de la fonction objective des GFC1EG et GFC2EG.

Type du générateur	N° de scénario	Excitateur (FC1E)			Gouverneur (FC1G)		
		$k_{e_{in1}}$	$k_{e_{in2}}$	$k_{e_{out}}$	$k_{g_{in1}}$	$k_{g_{in2}}$	$k_{g_{out}}$
Conventionnel (GC)	1	0.98480	0.38930	0.22060	0.40080	0.40230	0.79670
	2	2.11950	0.02830	0.73103	0.25040	0.04830	0.20126
	3	4.96870	0.03520	0.91481	0.63142	0.06762	0.53160
Supraconducteur (GS)	1	0.58850	0.09201	0.79530	1.60060	0.02510	0.30806
	2	3.64720	0.02510	0.20410	4.87960	0.03020	0.53870
	3	7.21601	0.043110	0.369801	8.32607	0.063321	0.85610

Tab. 4.3. Paramètres optimisés du GFC1EG.

Type du générateur	N° de scénario	Excitateur (FC2E)			Gouverneur (FC2G)		
		$k_{e_{in1}}$	$k_{e_{in2}}$	$k_{e_{out}}$	$k_{g_{in1}}$	$k_{g_{in2}}$	$k_{g_{out}}$
Conventionnel (GC)	1	1.20848	0.12630	2.23160	0.85850	0.01002	0.27110
	2	1.22750	0.20730	1.75180	0.94310	0.03710	0.17830
	3	1.19878	0.01268	3.12015	1.00140	0.01583	0.90011
Supraconducteur (GS)	1	0.91464	0.29895	0.40383	0.88024	0.60393	0.48080
	2	1.53720	0.02510	0.20410	0.99540	0.45020	0.39870
	3	1.21036	0.03001	4.12530	2.00120	0.00120	1.09630

Tab. 4.4. Paramètres optimisés du GFC2EG.



Dans cette partie, le système est considéré déterministe. Les résultats de simulations obtenus pour les trois scénarios, avec les stabilisateurs optimisés, sont donnés, pour GS et GC respectivement, par les figures 4.4-9.

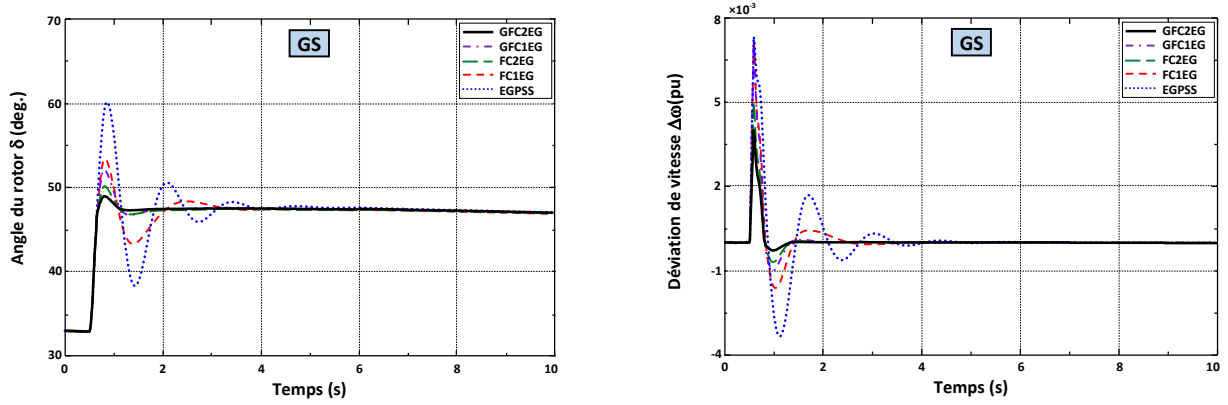


Fig. 4.4. Réponse du GS à un défaut triphasé avec GFC1EG et GFC2EG.

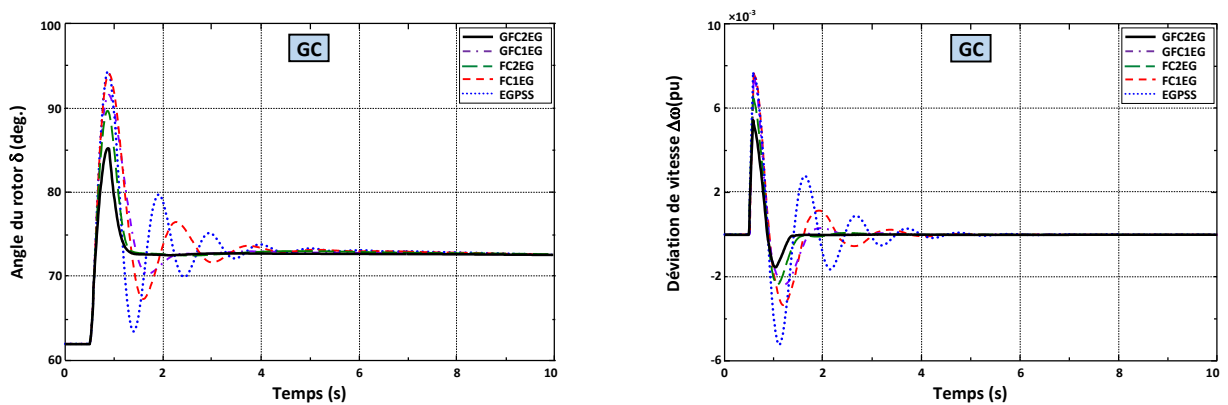


Fig. 4.5. Réponse du GC à un défaut triphasé avec GFC1EG et GFC2EG.

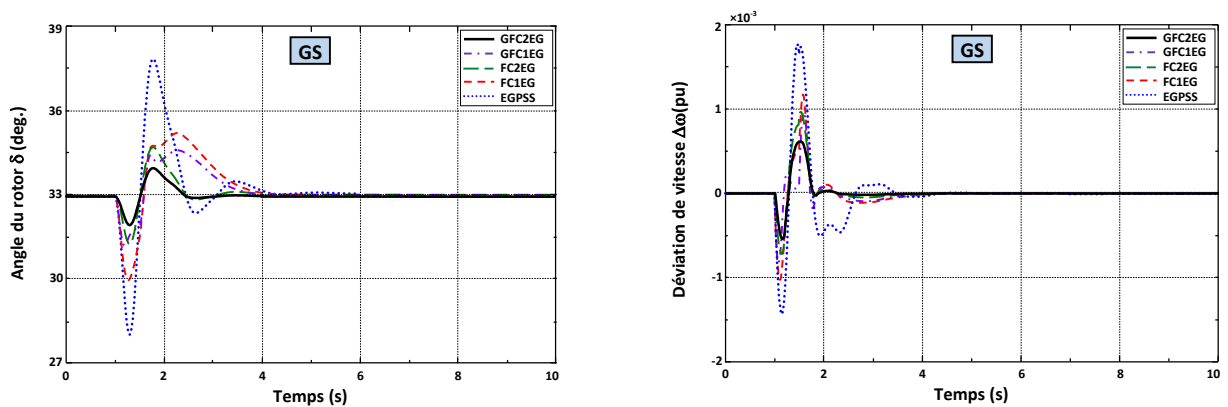


Fig. 4.6. Réponse du GS à +10% sur  $P_m$  avec GFC1EG et GFC2EG.

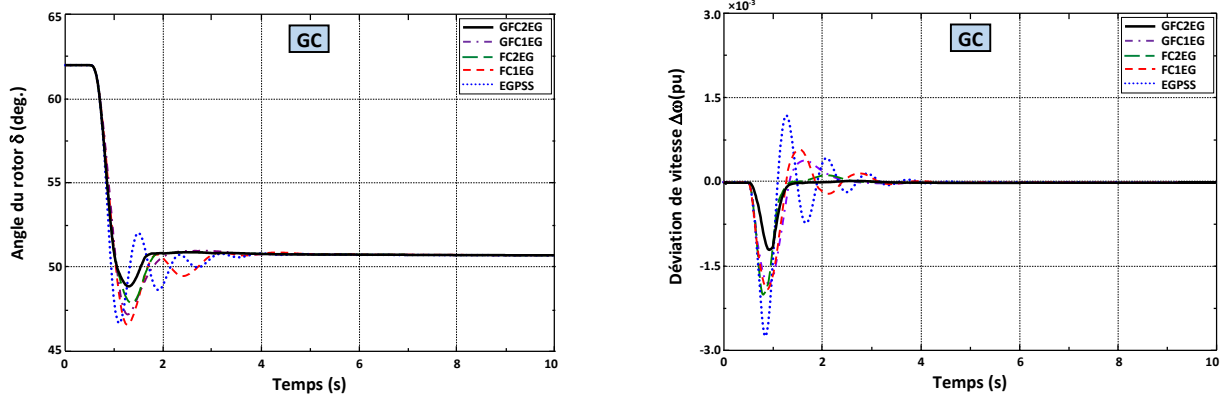


Fig. 4.7. Réponse du GC à +0.1 (pu) sur  $V_{ref}$  avec GFC1EG et GFC2EG.

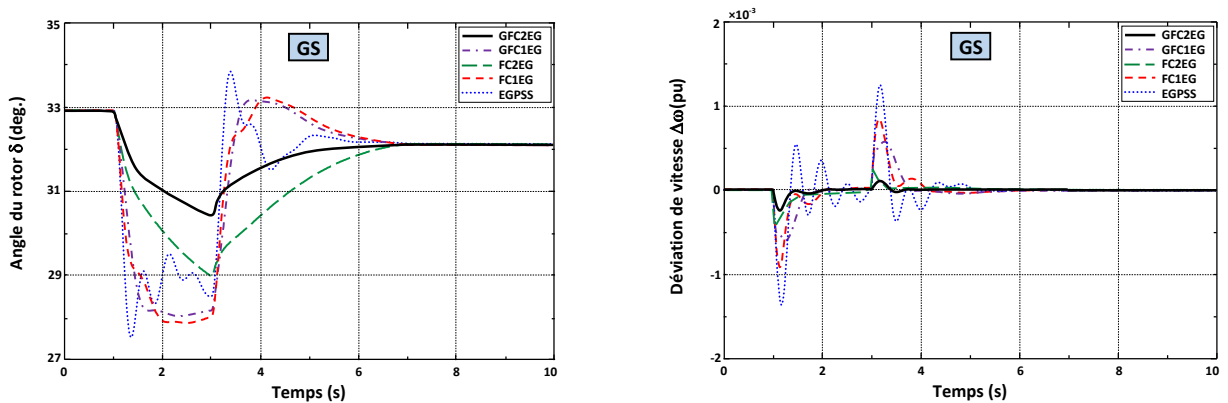


Fig. 4.8. Réponse du GS à +15% sur la charge avec GFC1EG et GFC2EG.

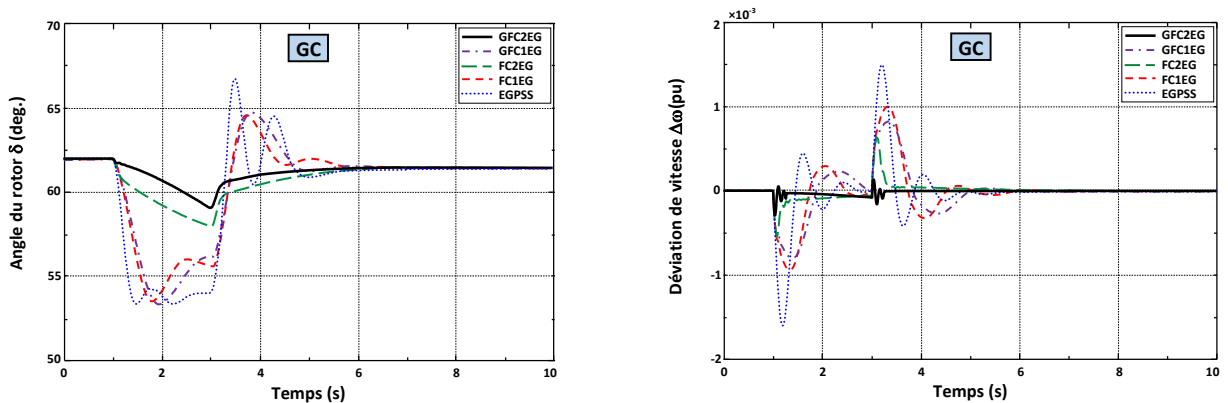


Fig. 4.9. Réponse du GC à +15% sur la charge avec GFC1EG et GFC2EG.

Nous constatons que l'AG implanté a permis d'optimiser les gains des deux stabilisateurs flous tout en augmentant l'amortissement des oscillations. Les temps de réponses et les dépassements ont été aussi réduits et la supériorité du GFC2EG est nettement observée. Les réponses des systèmes pour tous les types des défauts avec le GFC2EG sont les moins oscillatoires et les plus stables par rapport aux FC2EG, GFC1EG et FC1EG.

## 5.2. Analyse d'incertitude

Le système de puissance considéré, avec les systèmes de stabilisation développés, est en pratique incertain et soumis à des contraintes temporelles imprévisibles. En plus, des incertitudes paramétriques du réseau lui-même, des perturbations fréquentes et des erreurs de modélisation et de calcul, les incertitudes dans les stabilisateurs flous (type-1) eux-mêmes sont considérables. Ces dernières sont souvent liées aux bruits de la mesure des signaux d'entrée du contrôleur, aux données utilisées pour choisir ses paramètres et aux incertitudes linguistiques (sens des mots utilisés dans les antécédents et conséquents des règles). Comme il a été déjà mentionné dans le troisième chapitre et contrairement aux systèmes flous type-1 qui sont incapables de prendre en charge ces incertitudes, les systèmes flous type-2 sont connus par leur capacité de prendre en compte les incertitudes linguistiques et numériques.

Afin de vérifier la performance du GFC2EG optimisé en présence d'incertitudes et de montrer sa capacité à les gérer en comparaison avec le stabilisateur flou type-1, le même système SMIB, utilisé dans la section 5.1.1, est simulé, mais cette fois-ci en tenant compte des incertitudes. Bien qu'il n'est pas aisé de modéliser toutes les incertitudes présentes dans le système, nous choisissons à titre d'exemple de modéliser l'incertitude dans le signal d'entrée des contrôleurs flous. Pour cela, on ajoute à l'entrée du contrôleur un bruit aléatoire à l'aide de la fonction Matlab "**randn**" qui génère des nombres aléatoires selon une distribution gaussienne comme suit [27,31] :

$$e(t) = e(t) + \alpha \times \text{randn} \quad (4.7)$$

avec  $\alpha$  est le facteur du niveau d'incertitude choisi égale à 0.05.

Les résultats obtenus avec le GFC2EG concernent les écarts des vitesses angulaires en présence d'incertitude, pour les trois scénarios. Ils sont donnés respectivement pour les générateurs GS et GC dans la figure 4.10.

La bonne performance du GFC2EG est constatée même en présence du bruit inséré à l'entrée du contrôleur, ce qui démontre sa capacité à bien gérer les incertitudes du système. Pour une meilleure évaluation et comparaison de la performance du GFC2EG, nous avons simulé le stabilisateur flou type-1 (GFC1EG) en tenant compte de l'incertitude choisie. Les résultats numériques de l'indice de performance (J), avec et sans considération d'incertitude, sont donnés dans le tableau 4.5 pour les deux stabilisateurs.

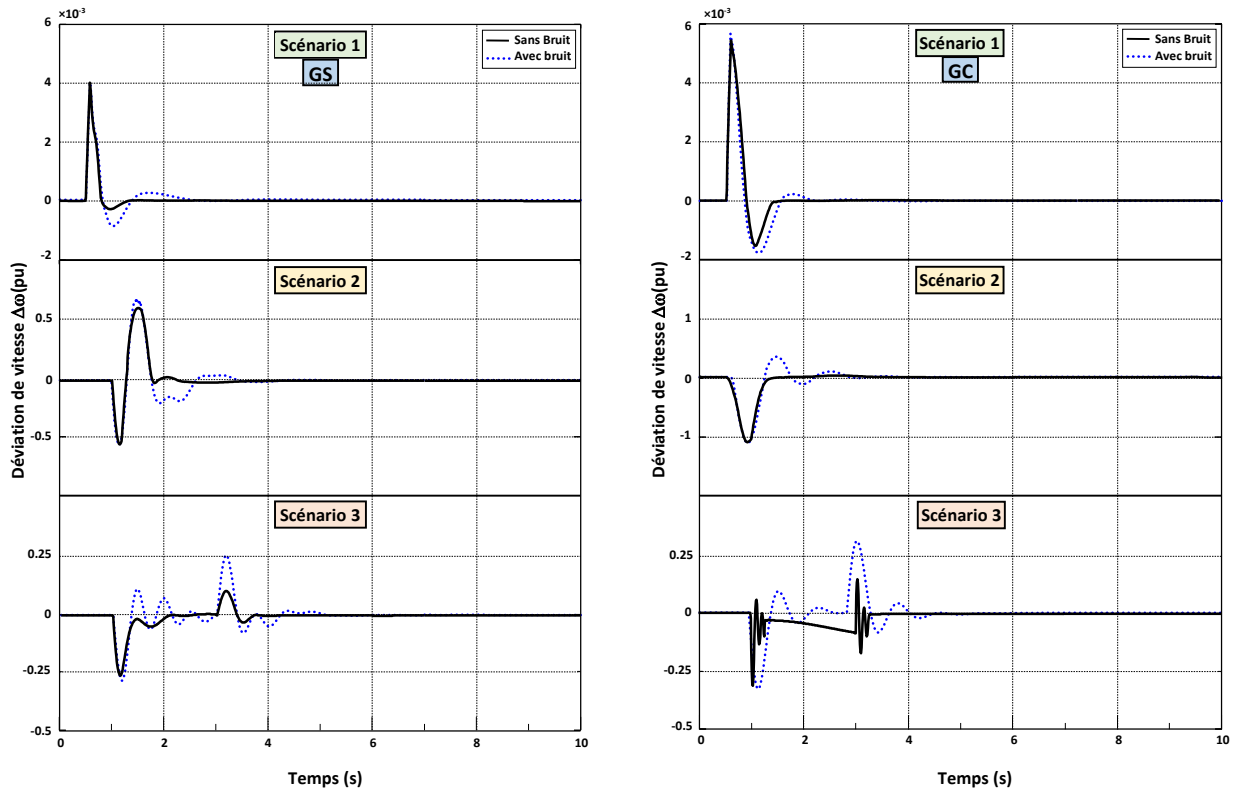


Fig. 4.10. Déviations de vitesses angulaires en présence d'incertitude.

Type du générateur	N° de Scénario	GFC1EG ( $\times 10^{-3}$ )		GFC2EG ( $\times 10^{-3}$ )	
		Sans bruit	Avec bruit	Sans bruit	Avec bruit
GC	Scénario 1	1.9020	11.5103	1.0012	4.1143
	Scénario 2	1.2193	8.7321	0.9647	3.5741
	Scénario 3	2.0351	12.4120	1.7208	4.8442
GS	Scénario 1	1.2208	8.9541	0.7310	3.2745
	Scénario 2	1.1080	7.7581	0.4148	2.5751
	Scénario 3	1.8920	10.7351	1.1070	4.2741

Tab. 4.5. Indice de performance.

Même en présence de bruit, les valeurs de l'indice de performance du GFC2EG restent minimales en comparaison avec celles obtenues dans le cas du GFC1EG. Ceci confirme la capacité du stabilisateur flou type-2 à gérer les aspects d'incertitude.

### 5.3. Stabilisateur hybride optimisé (GHF1EG)

Le générateur supraconducteur dans le système SMIB a été doté d'un stabilisateur hybride HF1EG. L'optimisation de ses paramètres à l'aide de l'AG donnent lieu à un stabilisateur optimisé noté GHF1EG. Deux types de perturbations sont utilisés pour examiner la performance de ce stabilisateur hybride optimisé :

**Scénario 1** : Défaut triphasé à l'instant  $t=0.5s$  pour une durée de 4 cycles.

**Scénario 2** : Augmentation à l'instant  $t=1s$  de 10% dans  $P_m$ .

L'implémentation de l'AG a été réalisée en tenant compte des contraintes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} 1 \leq K_{EPSS} \leq 50 \\ 1 \leq K_{GPSS} \leq 50 \\ 0.01 \leq T_{1E} \leq 1 \\ 0.01 \leq T_{2E} \leq 0.2 \\ 0.01 \leq T_{1G} \leq 1 \\ 0.01 \leq T_{2G} \leq 0.2 \end{array} \right. \text{ and } \left\{ \begin{array}{l} 0.1 \leq K_{e_{in1}} \leq 10 \\ 0.01 \leq K_{e_{in2}} \leq 5 \\ 0.1 \leq K_{e_{out}} \leq 5 \\ 0.1 \leq K_{g_{in1}} \leq 10 \\ 0.01 \leq K_{g_{in2}} \leq 5 \\ 0.1 \leq K_{g_{out}} \leq 5 \end{array} \right. \quad (4.8)$$

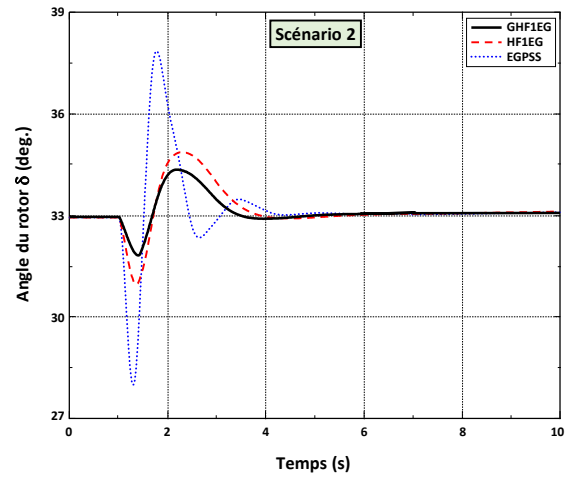
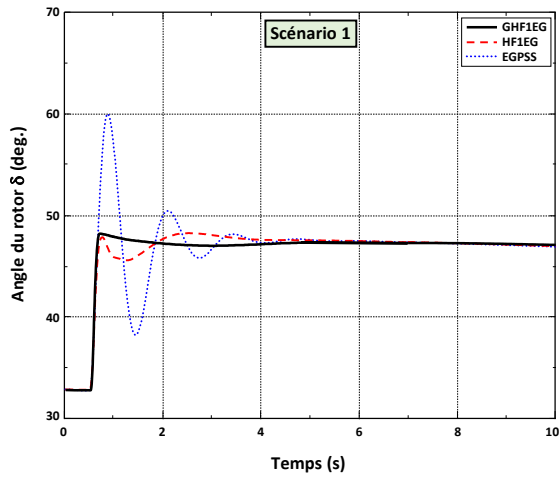
Les valeurs des paramètres optimisées sont données dans le tableau 4.6.

Paramètres		Scénario 1	Scénario 2	
EGPSS	Excitateur	$K_{EPSS}$	43.242	49.043
		$T_{1E}$	00.071	00.201
		$T_{2E}$	00.036	00.065
	Gouverneur	$K_{GPSS}$	49.404	17.251
		$T_{1G}$	00.088	00.340
		$T_{2G}$	00.077	00.178
FC1EG	Excitateur	$K_{e_{in1}}$	00.285	02.800
		$K_{e_{in2}}$	03.579	00.030
		$K_{e_{out}}$	03.579	00.798
	Gouverneur	$K_{g_{in1}}$	01.395	01.998
		$K_{g_{in2}}$	02.010	00.035
		$K_{g_{out}}$	01.136	00.450

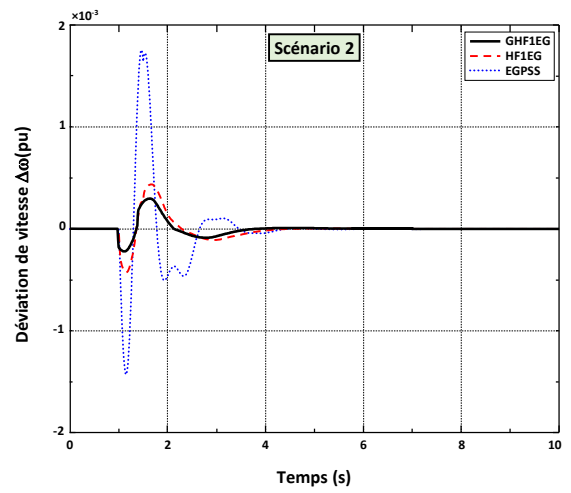
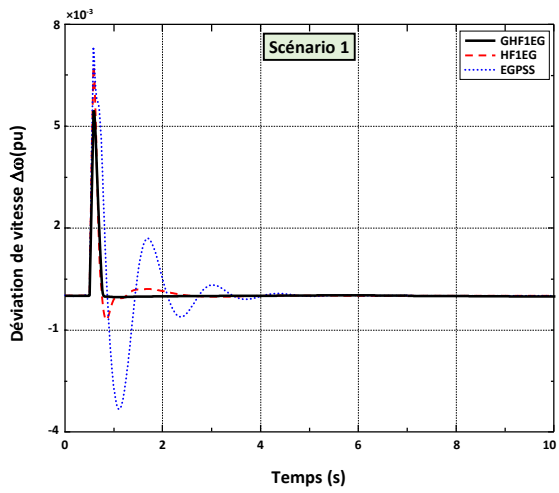
**Tab. 4.6. Paramètres optimisés du GHF1EG.**

Les réponses du GS sont illustrées respectivement pour les deux scénarios dans la figure 4.11.

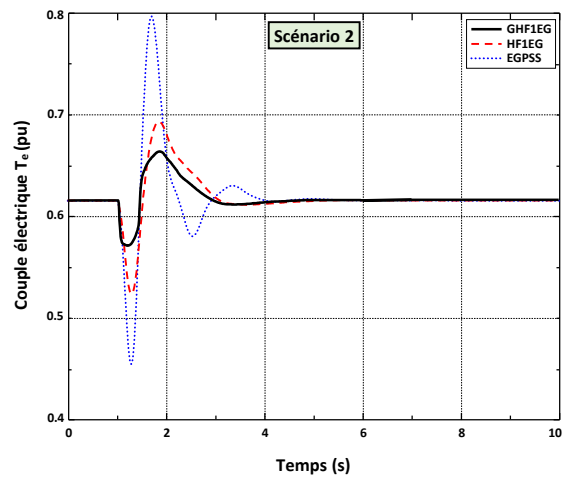
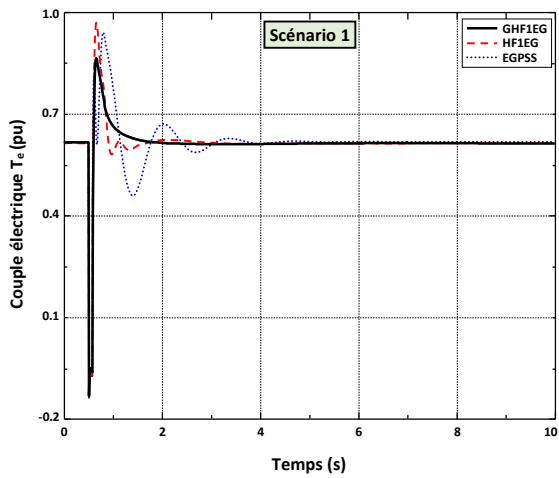
Pour les deux types de perturbations, nous constatons en premier lieu que l'hybridation des deux régulations (conventionnelle et floue type-1) apporte une nette amélioration en terme d'amortissement des oscillations. En deuxième lieu, nous remarquons un très bon rétablissement de la stabilité et un amortissement rapide des oscillations rotoriques du système muni de stabilisateur hybride optimisé par AG par rapport à celui conventionnel.



(a) Variation de l'angle du rotor  $\delta$ (deg.).



(b) Variation de la déviation de vitesse  $\Delta\omega$ (pu).



(c) Variation du couple électrique  $T_e$ (pu).

Fig. 4.11. Réponse du GS dans un système SMIB avec GHF1EG.

## 6. Conclusion

Les résultats obtenus dans ce chapitre, ont permis de mettre en évidence les avantages de l'optimisation par AG. Celle-ci a amélioré simultanément l'amortissement des oscillations électromécaniques et la stabilité par optimisation des paramètres des stabilisateurs flous de types 1 et 2. Une étude comparative a été menée afin de montrer la supériorité du stabilisateur flou type-2 optimisé (GFC2EG) par rapport aux autres stabilisateurs développés. Même en présence d'incertitude, le GFC2EG permet d'améliorer, efficacement, l'amortissement et d'assurer la stabilité du système de puissance pour différents points de fonctionnement. L'application des AGs a été aussi élargie à l'optimisation d'un nouveau contrôleur hybride flou-conventionnel. Les résultats obtenus, confirment l'intérêt des AGs à concevoir des stabilisateurs plus performants et plus robustes.

## ***Références***

- [1] D. K. Sambariya, R. Prasad, Optimal tuning of fuzzy logic power system stabilizer using harmony search algorithm, *Int. J. Fuzzy Syst.*, vol. 17, no. 3, Sep. 2015, pp. 457-470.
- [2] W. Wu, Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique : Application au réglage dynamique des paramètres d'un système, These de Doctorat, Université de Lille1, 1998.
- [3] A. El-Zonkoly, A. Khalil, N. Ahmed, Optimal tuning of lead-lag and fuzzy logic power system stabilizers using particle swarm optimization, *Expert Syst. Appl.*, vol. 36, no. 2, March 2009, pp. 2097-2106.
- [4] M. L. Kothari and T. J. Kumar, A new approach for designing fuzzy logic power system stabilizer, in: *Proceedings of the 8<sup>th</sup> Int. Power Eng. Conf., IPEC 2007*, 3-6 Dec., 2007, pp. 419-424.
- [5] Z. Sun, N. Wang, D. Srinivasan, Y. Bi, Optimal tuning of type-2 fuzzy logic power system stabilizer based on differential evolution algorithm, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 62, Nov. 2014, pp. 19-28.
- [6] B. Panigrahi, A. Abraham, S. Das, *Computational Intelligence in Power Engineering*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.
- [7] O. Castillo & al., Comparative study of bio-inspired algorithms applied to the optimization of type-1 and type-2 fuzzy controllers for an autonomous mobile robot, *Inf. Sci.*, vol. 192, no. 1, June 2012, pp. 19-38.
- [8] O. Castillo, P. Melin, A review on interval type-2 fuzzy logic applications in intelligent control, *Inf. Sci.*, vol. 279, no. 20, Sept. 2014, pp. 615-631.
- [9] H. Hagnas, Hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 12, no. 4, Aug. 2004, pp. 524-539.
- [10] H. Alkhatib, J. Duveau, Dynamic genetic algorithms for robust design of multimachine power system stabilizers, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 45, no.1, Feb. 2013, pp. 242-251.
- [11] A. Hariri, O. P. Malik, Fuzzy logic power system stabilizer based on genetically optimized adaptive network, *Fuzzy Set Syst.*, vol. 102, no. 1, Feb. 1999, pp. 31-40.
- [12] J. Lu, M.H. Nehrir, D.A. Pierre, A fuzzy logic-based self-tuning power system stabilizer optimized with a genetic algorithm, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 60, no. 20, Dec. 2001, pp. 77-83.
- [13] P.S. Bhati, R. Gupta, Robust fuzzy logic power system stabilizer based on evolution and learning, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 53, Dec. 2013, pp. 357-366.
- [14] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*, MIT press edition, USA, 1992.
- [15] D.E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization & Machine Learning*, Addison-Wesley., Pub. Co., 1989.
- [16] B. Sid, *Optimisation topologique de structures par algorithmes génétiques*, Thèse de Doctorat, Université de Belfort, 2006.



- [17] D. Eke, Méthode d'identification en virgule fixe d'un modèle non linéaire basé sur les algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat, Université du Québec, 2008.
- [18] N. Barnier, P. Brisset, Optimisation par algorithme génétique sous contraintes, Tech. Sci. Inf., vol. 18, no. 1, 1999, pp. 1-29.
- [19] O. Guenounou, Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2009.
- [20] R. Haupt, S. Haupt, Practical Genetic Algorithms, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [21] K. Man, K. Tang, S. Kwong, Genetic Algorithms: Concepts and Designs, Springer-Verlag London Heidelberg, 1999.
- [22] M. Srinivas, L. Patnaik, Genetic algorithms: a survey, IEEE Comp., vol. 27, no. 6, June 1994, pp. 17-26.
- [23] M. Mitchell, An Introduction to Genetic Algorithms, MIT Press, Massachusetts, 1996.
- [24] K. Belarbi, F. Titel, Genetic algorithm for the design of a class of fuzzy controllers : an alternative approach, IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 8 , no. 4, Aug. 2000, pp. 398-405.
- [25] N.R. Cazarez-Castro, L.T. Aguilar, O. Castillo, Hybrid genetic-fuzzy optimization of a type-2 fuzzy logic controller, in: Proceedings of the 8th Int. Conf. on Hybrid Intelligent Systems, HIS 2008, Barcelona, 10-12 Sept., 2008, pp. 216-221.
- [26] H.M. Fayek, I. Elamvazuthi, N. Perumal, B. Venkatesh, A controller based on optimal type-2 fuzzy logic: systematic design, optimization and real-time implementation, ISA Trans., vol. 53, no. 5, Sep. 2014, pp. 1583-1591.
- [27] Y. Maldonado, O. Castillo, P. Melin, A multi-objective optimization of type-2 fuzzy control speed in FPGAs, Appl. Soft. Comput., vol. 24, Nov. 2014, pp. 1164-1174.
- [28] F. Mayouf-Adjeroud, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers, A coordinated genetic based type-2 fuzzy stabilizer for conventional and superconducting generators, Electr. Power Syst. Res., vol. 129, Dec. 2015, pp. 51-61.
- [29] M. Negnevitsky, Artificial Intelligence: A Guide to Intelligent Systems, 2<sup>nd</sup> Ed., Addison Wesley, Harlow, England, 2005.
- [30] A. Chipperfield, P. Fleming, H. Pohlheim, C. Fonseca, Genetic Algorithm Toolbox User's Guide, Dep. Aut. Cont. Syst. Eng, University of Sheffield, UK. 1994.
- [31] R. Sepulveda & al., Experimental study of intelligent controllers under uncertainty using type-1 and type-2 fuzzy logic, Inf. Sci., vol. 177, no. 10, May 2007, pp. 2023-2048.
- [32] F. Mayouf, F. Djahli, A. Mayouf, and T. Devers, A new hybrid controller for superconducting machine in a SMIB power system, in: Proceedings of the 14<sup>th</sup> Int. Conf. on Environment and Elect. Eng., (EEEIC2014), 10-12 May 2014, Wroclaw, Poland, pp.454-458.
- [33] F. Mayouf, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers, Optimization of a hybrid coordinated power system stabilizer for superconducting generator using genetic algorithm, in: Proceedings of the 15<sup>th</sup> Int. Conf. on Environment and Elect. Eng. (EEEIC2015), Rome, Italy, 10-13 June, 2015, pp. 1193-1197.

## Conclusion Générale

Le travail présenté dans cette thèse concerne la conception de stabilisateurs flous capables d'amortir efficacement les oscillations et d'améliorer considérablement la stabilité des générateurs supraconducteur et conventionnel, insérés dans des systèmes de puissance monomachine et multimachine.

Après avoir donné un aperçu général sur les générateurs supraconducteurs et montré leur importance comme source d'énergie efficace et moins coûteuse qui permet d'améliorer la stabilité des systèmes énergétiques, nous avons décrit un modèle non-linéaire du réseau électrique. Une attention particulière a été accordée au générateur supraconducteur et sa régulation.

La stratégie de l'approche développée au cours de ce travail de recherche s'est articulée autour des points suivants :

- l'application d'une stabilisation conventionnelle simultanément aux boucles d'excitation et du gouverneur pour les deux types de générateurs (GS et GC) ;
- la conception de deux stabilisateurs flous de types 1 et 2, coordonnés (excitateur-gouverneur) pour les deux types du générateur ;
- l'optimisation des facteurs d'échelle des deux types de stabilisateurs flous déjà développés à l'aide des AGs et considération d'incertitude dans les CFs ;
- l'optimisation par AG du stabilisateur hybride développé (basé sur les régulations conventionnelles et floues en même temps) pour un GS.

Pour vérifier l'efficacité des stabilisateurs développés, des simulations ont été effectuées sur deux systèmes de puissance SMIB et multimachine pour différents types de perturbations. Les résultats obtenus ont prouvé l'efficacité de l'approche de stabilisation. L'AG implémenté est pratique et peut faire l'objet d'application sur des réseaux réels. Toutefois, sa limite réside dans le temps de calcul surtout pour l'optimisation du stabilisateur flou type-2. Pour surmonter cet obstacle, tous les calculs ont été effectués sur une station de calcul très performante.

Enfin, cette thèse n'est qu'une base de départ pour des futures contributions et il reste encore beaucoup de perspectives à explorer. Une première perspective est bien l'implémentation des méthodes récentes d'optimisation telles que l'algorithme des chauve-souris (BAT Algorithm) et l'optimisation par loups gris (Grey Wolf Optimization). Comme deuxième perspective, il est envisageable de généraliser le modèle conçu par intégration de nouveaux dispositifs FACTS ou autres équipements d'énergies renouvelables surtout l'éolienne.

## Annexe

### A.1. Paramètres du réseau monomachine connectée à un jeu de barre infini (SMIB)

#### A.1.1. Paramètres du générateur

Paramètre	Unité	Type du générateur	
		GC	GS
$x_d$	sec (s)	1.75720	0.36000
$x'_d$		0.42450	0.25600
$x''_d$		-	0.16000
$x_q$		1.58450	0.36000
$x'_q$		1.04000	-
$x''_q$		-	0.20000
H	(pu)	3.54200	3.70000
$T'_{do}$		6.66000	15.8800
$T''_{do}$		-	0.10700
$T'_{qo}$		0.44000	-
$T''_{qo}$		-	0.33000
f	Hz	50	

#### A.1.2. Paramètres des lignes et du transformateur

Paramètre		Valeur
Lignes	$R_L$	0.08593
	$X_L$	0.81250
	$B_c$	0.11840
Transformateur	$R_T$	0
	$X_T$	0.13640
	$X_{Th}$	0.13636

#### A.1.3. Paramètres du système d'excitation

Paramètre	Unité	Type du générateur	
		GC	GS
$T_A$	sec(s)	0.025	0.025
$K_A$	(pu)	400	400
$E_{fd\_Max}$		+6	+60
$E_{fd\_Min}$		-6	-60

### A.1.4. Paramètres de la turbine et du gouverneur

Paramètre	Unité	Type du générateur	
		GC	GS
R	(pu)	0.05	0.05
P_Min		0	0.1 P <sub>0</sub>
P_Max		1	1.2 P <sub>0</sub>
T <sub>w</sub>	sec(s)	1	1
T <sub>G</sub>		0.2	0.2
T <sub>2</sub>		0	0

Les constantes de temps T<sub>1</sub> et T<sub>3</sub> sont calculées d'après les formules suivantes :

$$T_1, T_3 = \frac{T_B}{2} \pm \sqrt{\frac{T_B^2}{4} - T_A}, \quad T_A = \frac{1}{R}(T_R T_G), \quad T_B = \frac{1}{R}[(R + \delta)T_R + T_G], \quad T_R = 5T_w, \quad \delta = 1.25 \frac{T_w}{H}$$

### A.1.5. Paramètres du EGPSS

Paramètre	Unité	Type du générateur	
		GC	GS
K <sub>EPSS</sub>	(pu)	6.12	14.23
K <sub>GPSS</sub>		10.02	21.06
T <sub>1E</sub> = T <sub>3E</sub>	sec(s)	0.133	0.181
T <sub>2E</sub> = T <sub>4E</sub>		0.071	0.092
T <sub>1G</sub> = T <sub>3G</sub>		0.164	0.213
T <sub>2G</sub> = T <sub>4G</sub>		0.092	0.174

## A.2. Paramètres du réseau multimachine (4 générateurs)

### A.2.1. Paramètres des générateurs

Paramètre	Unité	Générateurs conventionnels			
		G1	G2	G3	G4
x <sub>d</sub>	sec (s)	0.20	0.20	0.20	0.20
x' <sub>d</sub>		0.033	0.033	0.033	0.033
x <sub>q</sub>		0.19	0.19	0.19	0.19
x' <sub>q</sub>		0.061	0.061	0.061	0.061
H	(pu)	54	54	63	63
T' <sub>do</sub>		8	8	8	8
T' <sub>qo</sub>		0.4	0.4	0.4	0.4
f	Hz	50			

### A.2.2. Données des lignes

Du noeud	Au noeud	R(pu)	X(pu)	B(pu)	Rap. transf.
1	5	0.001	0.012	0.00	1.00
2	6	0.001	0.012	0.00	1.00
7	8	0.022	0.22	0.33	-
7	8	0.022	0.22	0.33	-
7	8	0.022	0.22	0.33	-
7	6	0.002	0.02	0.03	-
7	6	0.002	0.02	0.03	-
3	10	0.001	0.012	0.00	1.00
4	9	0.001	0.012	0.00	1.00
8	9	0.002	0.02	0.03	-
8	9	0.002	0.02	0.03	-
5	6	0.005	0.05	0.075	-
5	6	0.005	0.05	0.075	-
10	9	0.005	0.05	0.075	-
10	9	0.005	0.05	0.075	-

### A.2.3. Données des systèmes d'excitation

Paramètre	Unité	Générateurs conventionnels			
		G1	G2	G3	G4
$T_A$	sec(s)	0.02	0.02	0.02	0.02
$K_A$	(pu)	200	200	200	200
$E_{fd\_Max}$		+6	+6	+6	+6
$E_{fd\_Min}$		-6	-6	-6	-6

### A.2.4. Paramètres de la turbine et du gouverneur

Paramètre	Unité	Générateurs conventionnels			
		G1	G2	G3	G4
R	(pu)	0.05	0.05	0.05	0.05
$P_{Min}$		0	0	0	0
$P_{Max}$		1	1	1	1
$T_w$	sec(s)	1	1	1	1
$T_G$		0.2	0.2	0.2	0.2
$T_2$		0	0	0	0

## A.2.5. Paramètres des EGPSS

Paramètre	Unité	Générateurs conventionnels			
		G1	G2	G3	G4
$K_{EPSS}$	(pu)	5.3132	5.0518	5.2467	5.1607
$K_{GPSS}$		9.1101	8.9331	9.130	8.9012
$T_{1E} = T_{3E}$	sec(s)	0.1035	0.1101	0.1200	0.1001
$T_{2E} = T_{4E}$		0.0536	0.0523	0.0501	0.05186
$T_{1G} = T_{3G}$		0.1200	0.1143	0.1470	0.1506
$T_{2G} = T_{4G}$		0.0820	0.0711	0.0789	0.0880

## Liste des Travaux Publiés

a) Publications	
<b>1</b>	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf and T. Devers, A coordinated genetic based type-2 fuzzy stabilizer for conventional and superconducting generators, <i>International Journal of Electrical Power and Energy Systems</i>, Volume 129, December 2015, <b>pp. 51-61</b>.</p> <p>Print ISSN: 0378-7796, Online ISSN: Article first published online: 8 August 2015, DOI: 10.1016/j.epsr.2015.07.014 Online: <a href="http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2015.07.014">http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2015.07.014</a></p>

b) Papers in Conference Proceedings	
<b>1</b>	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf and T. Devers, Optimization of a Hybrid Coordinated Power System Stabilizer for superconducting Generator Using Genetic Algorithm The 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC-2015), 10-13 June 2015, Rome, Italy, <b>pp. 1193 - 1197</b>.</p> <p>Print ISBN: 978-1-4799-7992-9 DOI: 10.1109/EEEIC.2015.7165338 INSPEC Accession Number: 15310244 Online: <a href="http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7165338">http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7165338</a></p>
<b>2</b>	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf and T. Devers, A new coordinated fuzzy controller for exciter and governor systems of a SMIB power system, The 14th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC-2014), 10-12 May 2014, Krakow, Poland, <b>pp. 397 - 401</b>.</p> <p>Print ISBN: 978-1-4799-4661-7 DOI: 10.1109/EEEIC.2014.6835901 INSPEC Accession Number: 14394399 Online: <a href="http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6835901">http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6835901</a></p>
<b>3</b>	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf and T. Devers, A new hybrid controller for superconducting machine in a SMIB power system, The 14th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC-2014), 10-12 May 2014, Krakow, Poland, <b>pp. 454 - 458</b>.</p> <p>Print ISBN: 978-1-4799-4661-7 DOI: 10.1109/EEEIC.2014.6835912 INSPEC Accession Number: 14394404 Online: <a href="http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6835912">http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6835912</a></p>
<b>4</b>	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers New approach for stability enhancement of superconducting generator with high response excitation, The 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, 13-16 April 2014, Beirut, Lebanon, <b>pp. 536-540</b>.</p> <p>Print ISBN: 978-1-4799-2337-3 DOI: 10.1109/MELCON.2014.6820591 INSPEC Accession Number: 14334409 Online: <a href="http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6737932">http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6737932</a></p>



5	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers</p> <p>New genetic-fuzzy controller for improving stability of superconducting generator with high response excitation in a SMIB power system,</p> <p>The 13th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 1-3 Nov. 2013, Wroclaw, Poland, pp. <b>330-335</b>.</p> <p>Print ISBN: 978-1-4799-2802-6                      DOI: 10.1109/EEEIC-2.2013.6737931</p> <p>INSPEC Accession Number: 14114477</p> <p>Online: <a href="http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6737931">http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6737931</a></p>
6	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers</p> <p>Multi-machine fuzzy logic excitation and governor stabilizers design using genetic algorithms,</p> <p>The 13th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 1-3 Nov. 2013, Wroclaw, Poland, pp. <b>336-341</b>.</p> <p>Print ISBN: 978-1-4799-2802-6                      DOI: 10.1109/EEEIC-2.2013.6737932</p> <p>INSPEC Accession Number: 14114472</p> <p>Online: <a href="http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6737932">http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6737932</a></p>
7	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers</p> <p>Study of Excitation and Governor Control Effects of Superconducting Generator with High Response Excitation on the Stability of a SMIB Power System,</p> <p>The 5th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2013), 7-8 October 2013, Yogyakarta, Indonesia, pp. <b>419-424</b>.</p> <p>ISSN: 2088-6578,                                      Print ISBN: 978-1-4799-0423-5</p> <p>INSPEC Accession Number:</p> <p>Online: <a href="http://www.ineer.org/Events/ICEEICIT2013/2.ICEE_ICIT_2013_Proceedings.pdf">http://www.ineer.org/Events/ICEEICIT2013/2.ICEE_ICIT_2013_Proceedings.pdf</a></p>
8	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers</p> <p>Study of Fuzzy Logic Control and Power System Stabilizers Effect on the Stability Enhancement of a SMIB Power System,</p> <p>The 5th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2013), 7-8 October 2013, Yogyakarta, Indonesia, pp. <b>492-497</b>.</p> <p>ISSN: 2088-6578,                                      Print ISBN: 978-1-4799-0423-5</p> <p>INSPEC Accession Number:</p> <p>Online: <a href="http://www.ineer.org/Events/ICEEICIT2013/2.ICEE_ICIT_2013_Proceedings.pdf">http://www.ineer.org/Events/ICEEICIT2013/2.ICEE_ICIT_2013_Proceedings.pdf</a></p>
9	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers</p> <p>A new controller basing on fuzzy logic and PSS for enhancing the stability of a SMIB power system,</p> <p>The 9th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics &amp; Drives (SDEMPED 2013), 27-30 August 2013, Valencia, Spain, <b>program p. 32</b>.</p> <p>Online: <a href="http://sdemped13.webs.upv.es/docs/Technical_program_Sdemped_2013.pdf">http://sdemped13.webs.upv.es/docs/Technical_program_Sdemped_2013.pdf</a></p>
10	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf, T. Devers</p> <p>Study of excitation and governor power system stabilizers effect on the stability enhancement of a multimachine power system,</p> <p>The 9th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics &amp; Drives (SDEMPED 2013), 27-30 August 2013, Valencia, Spain, <b>program p. 35</b>.</p> <p>Online: <a href="http://sdemped13.webs.upv.es/docs/Technical_program_Sdemped_2013.pdf">http://sdemped13.webs.upv.es/docs/Technical_program_Sdemped_2013.pdf</a></p>
11	<p><b>F. Mayouf(Adjeroud)</b>, F. Djahli, A. Mayouf,</p> <p>Study of excitation and governor power system stabilizers effect on the stability enhancement of a SMIB power system,</p> <p>The 12th International Conference on Environment and Elect. Eng. (EEEIC-2013), 5-8 May 2013, Wroclaw, Poland, pp. <b>534-538</b>.</p> <p>Print ISBN:978-1-4673-3060-2                      DOI: 10.1109/EEEIC.2013.6549573,</p> <p>INSPEC Accession Number: 13614555</p> <p>Online: <a href="http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6549573">http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&amp;arnumber=6549573</a></p>

إن إستقرار نظام الطاقة جانب أساسي في تشغيل النظام الكهربائي. نتيجة الزيادة المعتبرة في إستهلاك الطاقة الكهربائية، تصاف بإستمرار مولدات تقليدية ذات حجم متزايد وقدرة كبيرة إلى النظام مما يضعف إستقراره و أداءه. المولدات فائقة التوصيل وبسبب فوائدها الكثيرة، تعوض بشكل متزايد الآلات التقليدية في الأنظمة الكهربائية الحديثة والمعقدة. الهدف من هذه الأطروحة هو تحسين إستقرار المولد فائق التوصيل بإستعمال مثبتات طاقة منسقة بين حلقتي الحث ومنظم السرعة. صممنا في بادئ الأمر مثبتا تقليديا ثم قمنا، من أجل تحسين إستقرار النظام، بتطوير مثبتين يعتمدان على المنطق الغامض بنوعيه 1 و 2. تم ضبط العوامل المقياسية لهذه الأخيرة بواسطة الخوارزميات الجينية للحصول على التحسين الأمثل. أخيرا، قمنا بتطوير مثبت منسق هجين لمولد فائق التوصيل وبإستخدام الخوارزمية الجينية لتحسين أداءه. للتحقق من فعالية المثبتات المصممة قمنا بتطبيقها على أنظمة أحادية ومتعددة الآلات.

**الكلمات المفتاحية:** مولد فائق التوصيل، مثبت منسق، منطق غامض نوع 1، منطق غامض نوع 2، الخوارزمية الجينية.

## Résumé

La stabilité du système de puissance est très importante dans le fonctionnement du système électrique. En raison de l'augmentation considérable de l'énergie électrique, les générateurs conventionnels de taille accrue et de grande capacité, continuellement ajoutés, réduisent la stabilité et la performance du système. Les générateurs supraconducteurs et grâce à leurs nombreux avantages, remplacent, de plus en plus, les machines conventionnelles dans les systèmes électriques modernes et complexes. L'objectif de cette thèse est d'améliorer la stabilité du générateur supraconducteur à l'aide des stabilisateurs de puissance coordonnés entre les boucles d'excitation et du gouverneur. En premier temps, nous avons développé et optimisé un stabilisateur conventionnel coordonné. En deuxième lieu, nous avons conçu deux stabilisateurs flous de types 1 et 2 pour améliorer davantage la stabilité. Nous avons ensuite optimisé les facteurs d'échelle de ces derniers à l'aide des algorithmes génétiques. En troisième lieu, nous avons développé et optimisé un stabilisateur coordonné hybride pour un générateur supraconducteur. Enfin, l'efficacité des stabilisateurs développés a été vérifiée à travers des systèmes monomachine et multimachine.

**Mots clés :** Générateur supraconducteur, stabilisateur coordonné, logique floue type-1, logique floue type-2, algorithme génétique.

## Abstract

Power system stability is an important feature in electric system operation. Because of the considerably increase of electrical power demand, conventional generators of increased size and high capacity, continually added, tend to reduce stability and adversely affect system performance. Superconducting generators and due to their several advantages, replace more and more conventional machines in modern and complex electrical systems. The aim of this work is to improve the superconducting generator stability using power stabilizer coordinated between excitation and governor loops. First, we have developed and tuned a coordinated conventional stabilizer. Second, we have designed two fuzzy stabilizers type-1 and type-2 to enhance more stability. We have then tuned scaling factors of theses last ones using genetic algorithms. Third, we have developed and optimized a hybrid coordinated stabilizer for a superconducting generator using a genetic algorithm. Finally, the effectiveness of the developed stabilizers has been verified through SMIB and multimachine systems.

**Keywords:** superconducting generator, coordinated stabilizer, fuzzy logic type-1, fuzzy logic type-2, genetic algorithm.