الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique et de l'Informatique



Projet de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en Génie Électrique

Spécialité : Réseaux électriques

THÈME

AMÉLIORATION DE LA STABILITÉ TRANSITOIRE D'UNE MACHINE CONNECTÉ A UN BUS INFINI

Proposé et dirigé par,

Dr.A.ABBADI

Dr.F.HAMIDIA

Préparé et présenté par,

Mr. BOURGHAIA Adjel

Mr. TEBBAL Mustapha

Année Universitaire 2013-2014

REMERCIEMENTS

NOUS REMERCIONS AVANT TOUT, LE DIEU TOUT PUISSANT DE NOUS AVOIR GARDÉS EN BONNE SANTÉ AFIN DE BIEN MENER CE PROJET DE FIN D'ÉTUDE. NOUS REMERCIONS ÉGALEMENT NOS FAMILLES RESPECTIVES POUR LES SACRIFICES QU'ELLES ONT FAITES POUR NOUS.

NOUS EXPRIMONS TOUTES NOS PROFONDES RECONNAISSANCES À NOTRE PROMOTRICE DR. A. ABBADI, QUI NOUS A TÉMOIGNÉ SA CONFIANCE ET SON AIDE SCIENTIFIQUE ET PAR SON EXPÉRIENCE ET SA COMPÉTENCE POUR LA RÉALISATION DE CE PROJET.

NOUS ADRESSONS DE CHALEUREUX REMERCIEMENTS À TOUS LES ENSEIGNANTS DU DÉPARTEMENT ÉLECTROTECHNIQUE QUI ONT CONTRIBUÉS À NOTRE FORMATION.

NOUS REMERCIONS AUSSI TOUS NOS AMIS POUR LEURS AIDES, LEURS PATIENCES, LEURS COMPRÉHENSIONS ET LEURS ENCOURAGEMENTS.

MERCI POUR TOUS CEUX QUI ONT PARTICIPÉ DE PRÈS OU DE LOIN À CE MODESTE TRAVAIL.

DÈDICACE

JE DÉDIE CE MODESTE TRAVAIL :

A MES TRÈS CHÈRES PARENTS ;

A MA GRAND-MÈRE ;

A MES SŒURS ET FRÈRES ;

A MES ONCLES ET MES TANTES ;

A MES COUSINS ET MES COUSINES ;

A TOUTE MA FAMILLE ;

A TOUTE MES AMIES, EN PARTICULIER : MON COLLÈGUE DE TRAVAIL MUSTAPHA ;

ADJEL

JE DÉDIE CE MODESTE TRAVAIL :

A MES TRÈS CHÈRES PARENTS ;

A MES SŒURS ET FRÈRES ;

A MES ONCLES ET MES TANTES ;

A MES COUSINS ET MES COUSINES ;

A TOUTE MA FAMILLE ;

A TOUTE MES AMIES ;

MUSTAPHA

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. *Représentation de la machine synchrone*……..... 8

Figure 1.2. *Représentation bipolaire de la machine synchrone*…… 8

Figure 2.1. *Exemple de fonction d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue*.... 20

Figure 2.2. *Représentation graphique des termes linguistiques*…… 20

Figure 2.3. *Formes usuelles des fonctions d'appartenance*…….. 23

Figure 2.4. *Schéma général d'un régulateur flou type -1*…….. 25

Figure 3.1. *Attractivité de la surface de glissement*……... 33

Figure 3.2. *Topologie du réseau électrique* ***SMIB***…… 40

Figure 3.3. *Régulateur HAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.2*..... 42

Figure 3.4. *Régulateur HAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.05*……... 43

Figure 3.5. *Régulateur HAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.2*…… 44

Figure 3.6. *Régulateur HAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à* λ=0.05…….. 45

Figure 3.7. *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.2*…… 48

Figure 3.8. *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.05*……... 49

Figure 3.9. *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.2*…… 50

Figure 3.10 *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.05*..... 51

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTIN GENERALE **1**

CHAPITRE 1 : LES RÉSEAUX ÉLÉCTRIQUES :MODÉLISATION ET STABILITÉ **3**

1. INTRODUCTION **4**

2. STABILITÉ DES RÉSEAUX ÉLÉCTRIQUES **5**

2.1. La stabilité angulaire 5
2.1.1. *La stabilité statique* 5
2.1.2. *La stabilité dynamique* 5
2.1.3. *La stabilité transitoire* 6
2.2. La stabilité de tension 6
2.3. La stabilité de fréquence 7

3. MODÉLISATION **7**

3.1. Mdèle du générateur 7
3.1.1. *Équations électriques* 8
3.1.2. *Équations mécanique* 13

4. TECHNIQUE DE LA LINÉARISATION DIRECTE **14**

5. CONCLUSION **16**

CHAPITRE 2 : ENSEMBLE ET SYSTÉME D'INFÉRENCES FLOUS **17**

1. INTRODUCTION **18**

2. RAPPELS DES PRINCIPES DE LOGIQUE FLOUE **18**

2.1. Ensembles flous 19
2.2. Variable linguistique 20
2.3. Opérations sur les ensembles flous 21
2.4. Fonction d'appartenance 22
2.5. Propositions floues 23
2.5.1. *Propositions floues élémentaires* 23
2.5.2. *Propositions floues générales* 23

3. RAISONNEMENT EN LOGIQUE FLOUE **23**

3.1. Implication floue 23
3.2. Modus ponens généralise 24
3.3. Modus tollens généralise 24

4. COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE **24**

5. DESCRIPTION GÉNÉRALE D'UN RÉGULATEUR FLOU **25**

5.1. Fuzzification 25
5.2. Base de règle 26
5.3. Moteur d'inférence 26
5.4. Interface de défuzzification 27

6. CONCLUSION **28**

CHAPITRE 3 : COMMANDES PAR MODES GLISSANTS **29**

TABLE DES MATIÈRES

1. INTRODUCTION 30

2. LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT 31

2.1. Conception de la loi de commande par mode glissant 31
2.1.1. *Choix de la surface de glissement* 31
2.1.1.1. La surface de glissement dans l'espace d'état 31
2.1.1.2. La surface de glissement dans le plan de phase 31
2.1.2. *Conditions de convergence et d'existence* 32
2.1.2.1. Approche directe de convergence 32
2.1.2.2. Approche de Lyapunov 32
2.1.3. *Calcul de la commande par mode glissant* 33
2.1.3.1. La commande équivalente 33
2.1.3.2. La commande discontinue 34

3. LA COMMANDE HIERARCHIQUE FLOU PAR MODE GLISSANT 34

3.1. Formulation du problème 34
3.2. Regulateur hierarchique flou adaptatif par mode glissant 36

4. COMMANDE HIERARCHIQUE FLOU ADAPTATIF PAR MODE GLISSANT 38

4.1. Simulations 40
4.2. Analyse des résultats des simulations 46

5. COMMANDE DE LA STABILITÉ D'UN RESEAU SMIB AVEC REGULATEUR PAR MODE GLISSANT DECOUPLE 46

5.1. Simulations 47
5.2. Analyse des résultats des simulations 52

6. CONCLUSION 52

CONCLUSION GÉNÉRALE 53

ANNEXE 54

BIBLIOGRAPHIE 55

A	Matrice d'état: Board Support Package
B	Matrice de commande et d'observation
$b(x.t)$	Fonction non linéaire
E'_d et E'_q	la f.e.m. derrière la réactance transitoire selon les axes d et q
e	L'écart de la variable à réguler D
f(x,t)	Fonction non linéaire
$f_1(t)$ et $f_2(t)$	Des fonctions fortement non linéaires
H	Constante d'inertie électrique (en secondes)
i_d, i_q, i_f, i_D, i_Q	Les courants dans les enroulements d, q, f, D et Q
i_d et i_q	Composante du courant sur l'axe d et q
L_{ad}	Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques suivant l'axe d en p.u
L_d, L_q, L_f, L_D et L_Q	Les inductances propres des enroulements d, q, f, D et Q;Inductance transitoire sur l'axe d
P_e	Puissance électrique générée, en p.u
P_m	Puissance mécanique fourni par la turbine, en p.u
Q	Puissance réactive générée, en p.u
r_f, r_D, r_Q et r_s	Les résistances des enroulements rotoriques f, D et Q et statorique d et q
r	Le degré relatif
S	Surface de glissement
T'_{do}	La constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert
u_{eq}	La commande équivalente
u_n	La commande discontinue
V_a, V_b et V_c	Les tensions aux bornes des enroulements statoriques a, b et c
V_d, V_q et V_f	Les tensions aux bornes des enroulements d, q et f
V_{td} et V_{tq}	Les composantes directe et en quadrature de la tension terminale Vt
$V(x(t))$	Fonction de Lyapunov
$x(t)$	Vecteur d'état
X	Variable d'état
X	Univers de discours
x'_d	réactance transitoire sur l'axe d
x_{ad}	Réactance mutuelle entre l'enroulement statorique et l'enroulement d'excitation
$y(t)$	Vecteur de sortie
δ	L'angle électrique du rotor, en rad.

NOTATIONS UTILISÉES

ε	Erreur d'approximation minimale
n	Taux d'apprentissage
θ	vecteur des paramètres ajustables
θ^*	vecteur des paramètres optimaux
λ	Constante positive
μ	Degré d'appartenance
Φ	Bande de transition autour de la surface de glissement
ω	La vitesse angulaire du rotor, en p.u.
$\omega_0 = 2\pi f_0$	Vitesse de synchronisme (vitesse de base), en rad/s
ω_d	Pseudo pulsation
ω_n	Pulsation naturelle

ABRÉVIATIONS SIGLES ET ACRONYMES

HFAMG	Hiérarchique Fou Adaptatif par Mode Glissant
MGD	Mode Glissant Découplé
SMIB	Single machine infinit bus
PSS	Power System Stabilizer
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
CIGRE	Conseil International des Grands Réseaux Électriques

RÉSUMÉS

الملخص:

ان دراسة استقرار الشبكات الكهربائية يمثل أهمية كبيرة في تصميم واستغلال هذه الشبكات مثلما بينا ذلك من خلال هذا البحث .الهدف من هذه الدراسة هو تحسين الاستقرار العابر في الشبكة الكهربائية SMIBباستعمال طريقتين الأولى هي نظام تحكم هرمي تكيفي انزلاقي والثانية هي نظام تحكم انزلاقي منفصل.

كلمات مفتاحية:

الاستقرار العابر، نظام التحكم الهرمي التكيفي الانزلاقي، نظام التحكم الانزلاقي المنفصل، SMIB.

Abstract :

The study of power system stability forms an important subject for the planning and the exploitation of power system, As we have seen throughout this paper.

The subject of this work is to develop the transient stability in an electrical network SMIB with two methods the first is the hierarchical fuzzy sliding-mode control and the second is sliding-mode decoupled control.

Keywords: the transient stability, hierarchical fuzzy sliding-mode control, sliding-mode control, SMIB.

Résumé :

L'étude de la stabilité des réseaux électriques constitue un sujet important pour la planification et l'exploitation des réseaux électrique, comme nous avons pu le constater tout le long de ce mémoire.

L'objectif de ce travail est d'améliorer la stabilité transitoire d'un réseau électrique **SMIB** avec deux méthode la premier était la commande hiérarchique adaptatif par mode glissent et la deuxième c'est la commande par mode glissent découplé.

Mots clés : la stabilité transitoire, commande hiérarchique adaptatif par mode glissent, commande par mode glissent découplé, SMIB.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La consommation de l'énergie électrique est en hausse progressive et cette tendance augmente avec l'industrialisation et la croissance de la population. De plus on vie aujourd'hui dans l'ère de l'électronique et de l'informatique et toute les charges sont très sensible aux perturbations qui surviennent sur leurs alimentations: une perte d'alimentation peut causer l'interruption des différents processus de production, et devant des consommateurs qui deviennent de plus en plus exigeants en voulant plus d'énergie et de meilleur qualité, les entreprises de production de l'énergie électrique doivent donc assurer l'approvisionnement régulier de cette demande, et sans interruption, à travers un réseau maillé. Cependant ces réseaux deviennent plus grands et plus complexes, ce qui implique que leur étude et analyse deviennent plus difficiles, particulièrement les études de la stabilité transitoire ***[1].***

Les réseaux d'énergie électrique sont naturellement des systèmes complexes et de taille considérable contenant un nombre important de variables physiques fortement liées entre elles. Ces systèmes sont régis par des modèles mathématiques non-linéaires, complexes et difficilement exploitables pour l'élaboration des lois de commande, particulièrement, lorsque le système est considéré dans sa globalité.

Durant les dernières décennies, une nouvelle structure de commande a été proposée. Cette technique consiste à décomposer le système en plusieurs sous-systèmes interconnectés qui peuvent être géographiquement éloignés. Chaque sous système est commandé par une station de commande locale n'utilisant que les variables disponibles localement afin de répondre aux spécifications technologiques du système global. Ceci caractérise la commande décentralisée qui s'adapte parfaitement pour la conduite des réseaux électriques interconnectés. Le travail présenté dans cette thèse rentre dans ce cadre. Ainsi, la structure de commande décentralisée a été adoptée en utilisant les techniques de synthèse de l'automatique moderne ***[2]*** .

Notre contribution pour l'amélioration de la stabilité transitoire et la régulation de la tension porte sur l'utilisation de la commande à mode glissant.

Ce mémoire est composé de trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur la stabilité du réseau électrique et la modélisation de la machine synchrone, suivie par la technique de linéarisation directe.

Le deuxième chapitre sera consacré aux principes de la logique flous.

Pour le troisième chapitre, on a proposé deux méthodes de commande, la première est la commande hiérarchique adaptative par mode glissant et la deuxième est la commande par mode glissant découplé.

Ces deux approchés sont appliquées sur un système non linaires qui est le réseau d'une machine connecté à un bus à puissance infini SMIB. Des résultats de simulation sont présentés pour illustres les performances des approches proposées.

Nous terminons notre travaille par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et on va donner quelques perspectives qui ont peut être dégagées à la lumière de notre étude et des résultats obtenus.

CHAPITRE 1

LES RÉSEAUX ÉLÉCTRIQUES MODÉLISATION ET STABILITÉ

1. INTRODUCTION

Les réseaux électriques ont toujours été soumis à des perturbations. Ces dernières affectent le fonctionnement des machines synchrones et peuvent occasionner la perte du synchronisme du système. Ce qui entraine la perte de la stabilité du réseau. La stabilité est considérée comme l'un des trois grands axes d'étude des réseaux électriques. La perte de la stabilité est un incident très grave, car très souvent, la perturbation initiale s'amplifie entraînant un effondrement plus ou moins étendu du système de production et de transport.

Le réseau électrique est un système souvent de taille relativement grande, fortement interconnecté, non -linéaire fonctionnant dans un environnement en évolution continuelle : charges, puissance de génération, topologie du réseau,…. Dans la plupart des cas, le réseau électrique est caractérisé par plusieurs sous-systèmes géographiquement éloignés. Les éléments constituant un réseau électrique sont en général :

- Les unités de production : générateurs électriques, systèmes d'excitation, turbines et systèmes de commande associés.
- Les transformateurs et les lignes de transmission du réseau de transport.
- Les charges pour la partie consommation.

Étant donné que le réseau électrique est un système dynamique décrit généralement par un modèle mathématique non linéaire complexe et de dimension élevée, l'étude de sa stabilité est une tâche difficile. Dans ce contexte, nous avons besoin d'un modèle qui décrit convenablement les interactions entre les différentes variables du système étudié dans le but de réaliser un compromis entre la fidélité des comportements qualitatif et quantitatif et la simplicité de mise en œuvre de lois de commandes stabilisantes. À cette fin, nous allons étudier, dans ce premier chapitre, la modélisation et la stabilité du réseau électrique (une machine, bus à puissance infinie). En premier lieu, nous traiterons la stabilité du réseau électrique. Dans un second lieu, le modèle du réseau électrique sera discuté en commençant par une description succincte de ses différents composants. Le modèle obtenu sera linéarisé avec la technique de linéarisation directe par bouclage ***[2]***.

2. STABILITÉ DES RÉSEAUX ÉLÉCTRIQUES

Les réseaux électriques sont souvent sujets à des perturbations pouvant entraîner de sérieux problèmes dans leur fonctionnement, notamment au niveau des générateurs et des lignes de transmission.

Ces perturbations peuvent être externes (telles que les coups de foudre) ou internes (telles que les défauts de court -circuit, les variations brusques de charge, etc.). Elles affectent les conditions de fonctionnement normal et conduisent souvent à la perte de la stabilité.

Les définitions adoptées pour les différents types de la stabilité des systèmes de puissance sont celles apportées par le groupe de travail IEEE/CIGRE ***[2]***.

Communément, nous pouvons dire qu'un système est stable s'il demeure dans un état d'équilibre dans les conditions normales de fonctionnement, ou s'il retrouve un autre état d'équilibre acceptable après une perturbation quelconque.

L'analyse de la stabilité d'un système électrique consiste alors à étudier le caractère des oscillations électromécaniques des alternateurs et à maintenir le fonctionnement synchrone après l'occurrence d'un défaut.

Nous notons que, la stabilité dépend non seulement des conditions de fonctionnement initiales mais aussi de la nature physique et de l'amplitude de la perturbation. Le mécanisme ou l'enchaînement d'événements conduisant aux blackouts électriques est directement lié aux processus de perte de la stabilité ; cette instabilité se manifeste principalement à travers l'instabilité de l'angle rotorique, de la fréquence ou encore de la tension ***[2]***.

2.1. La stabilité angulaire

La stabilité angulaire est classifiée selon trois catégories : la stabilité des angles de rotor aux petites perturbations ou encore stabilité dynamique, la stabilité des angles de rotor aux grandes perturbations ou stabilité transitoire et en dernier lieu la stabilité statique ***[2]***.

2.1.1. *La stabilité statique*

Le réseau a un comportement stable ; cela signifie que lorsqu'il est soumis à de petites perturbations, il revient à son point de fonctionnement initial avec d'éventuelles oscillations amorties jusqu'au retour à l'équilibre ***[3]***.

2.1.2. *La stabilité dynamique*

Il arrive que de petites oscillations apparaissent sur les signaux, à cause d'un changement dans la structure du réseau, dans les conditions d'exploitation, dans les systèmes

d'excitation ou au niveau des charges. Ces oscillations peuvent aboutir à déstabiliser un alternateur, une partie ou tout le réseau. Dans ce cas, nous pouvons utiliser des modèles linéaires afin de simuler le réseau. Les principaux éléments tels que les machines synchrones, les excitatrices, les systèmes de régulation de vitesse, la turbine et le PSS (Power System Stabiliser) dont les dynamiques ne sont pas négligeables seront pris en compte dans ces modèles ***[3]***.

2.1.3. *La stabilité transitoire*

Lorsqu'il y a une perturbation majeure sur le réseau et que le réseau retrouve son mode de fonctionnement normal après la perturbation, alors le réseau est dit transitoirement stable.

Les perturbations majeures sont les courts-circuits, les pertes de lignes, les bris d'équipements majeurs comme les transformateurs de puissance et les alternateurs ***[4]***.

La stabilité transitoire dépend :

- Du type de perturbation, de sa durée et de son lieu.
- Des performances des systèmes de protection (relais, disjoncteurs…etc.).
- Du point de fonctionnement avant défaut.
  - Du niveau de puissance active.
  - De la topologie du réseau.
  - Du degré d'excitation des machines.
- Des caractéristiques dynamiques.
  - Des générateurs.
  - Des charges.
  - Des régulateurs et des stabilisateurs mis en place ***[2]***.

2.2. La stabilité de tension

Généralement, l'instabilité de tension se produit lorsqu'une perturbation entraîne une augmentation de la puissance réactive demandée au -delà de la puissance réactive possible.

Plusieurs changements dans le système de puissance peuvent contribuer à l'instabilité de tension, nous citons par exemple :

- une augmentation de charge.
- une panne de générateur, une perte d'une charge importante ou un déclenchement de ligne.
- une perte d'une source de puissance réactive (condensateurs, machines synchrones,...).

La gamme de temps de l'instabilité de tension s'étend de quelques secondes à plusieurs minutes. Ainsi, l'instabilité de tension peut être considérée comme :

- Un phénomène à court terme (de l'ordre de plusieurs secondes) :

L'effondrement de tension se produit immédiatement après la perturbation.

- Un phénomène à long terme (de l'ordre de plusieurs minutes) : L'instabilité de tension à long terme se développe lors d'un manque graduel de puissance réactive d'un nœud ou d'une partie du système.

Il est aussi important de noter que l'instabilité de tension ne se produit pas toujours toute seule ; souvent l'instabilité de tension et l'instabilité de l'angle de rotor se produisent ensemble, l'une pouvant entraîner l'autre ***[2]***.

2.3. La stabilité de fréquence

Le maintien de la fréquence à une valeur nominale dans un système de puissance est lié à l'équilibre global entre les puissances actives produites et consommées (y compris les pertes).

Suite à un incident sévère dans un grand système de puissance, nous allons avoir des enclenchements des dispositifs de protections (par exemple, un déclenchement de plusieurs lignes de transmission). Un scénario typique qui est l'îlotage va se produire (un ou plusieurs sous réseaux se retrouvent isolés du reste du système) afin de préserver le système de puissance de l'effondrement et ainsi d'éviter de se retrouver avec un black–out ***[2]***.

3. MODÉLISATION

La première étape à entreprendre lorsque nous voulons analyser et commander un système électro énergétique de puissance consiste à mettre au point son modèle afin de tenir compte de son comportement et des interactions possibles entre ses différents éléments à savoir, les générateurs, les lignes de transmission et les charges.

3.1. Modèle du générateur

L'énergie électrique est généralement produite par les machines synchrones. Ces dernières sont caractérisées par une vitesse de rotation de l'arbre de chaque machine qui est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, un couple mécanique issu d'une énergie primaire source, comme l'énergie hydraulique, l'énergie nucléaire ou l'énergie chimique, est appliqué à l'axe de la machine synchrone via un lien mécanique intermédiaire, à savoir la turbine. Le champ magnétique rotorique est généré habituellement par un circuit d'excitation alimenté par un courant continu. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor : ceci implique qu'en fonctionnement normal, la vitesse de rotation du rotor est identique et à celle du champ statorique. Ainsi, les enroulements du stator sont soumis à des champs magnétiques qui varient périodiquement. Une *f.é.m.* de courant alternatif est donc induite dans le stator.

Les générateurs synchrones participent de façon extrêmement importante aux phénomènes dynamiques et à la qualité globale de l'alimentation en énergie. Il est donc nécessaire de développer des modèles pratiques et réalistes des machines synchrones. Dans cette partie nous présenterons et discuterons un modèle adapté à l'analyse de la stabilité transitoire ***[2]***.

3.1.1. Équations électriques

La machine synchrone triphasée se compose de trois enroulements de phase noté *a, b* et *c* au niveau du stator et d'un enroulement d'excitation noté *f* au niveau du rotor, dont l'axe magnétique est l'axe direct noté *d*. elle contient également un certain nombre de barres d'amortissement formant des circuits symétriques par rapport aux axes direct et en quadrature.

Ces derniers peuvent être représentés avec une bonne approximation par deux circuits équivalents notés *D* et *Q* suivant les axes direct et transversal. La figure (1.1) donne une représentation schématique de la machine synchrone.

Le système d'équations de tension de la machine synchrone est obtenu par l'application de la relation fondamentale ***[2]*** :

$$V = -Ri - \frac{d\psi}{dt} \tag{1.1}$$

Avec

$$\begin{aligned} V &= \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c & -v_f & -v_D & -v_Q \end{bmatrix}^T \\ diag\, R &= \begin{bmatrix} r_s & r_s & r_s & r_f & r_D & r_Q \end{bmatrix} \\ i &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_f & i_D & i_Q \end{bmatrix}^T \\ \psi &= \begin{bmatrix} \psi_a & \psi_b & \psi_c & \psi_f & \psi_D & \psi_Q \end{bmatrix}^T \end{aligned} \tag{1.2}$$

Il est à noter que les tensions v_D et v_Q sont égales à zéro, puisque les deux enroulements correspondants sont court-circuités.

Le flux totalisé ψ s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$\psi = L(\theta)\mathrm{i} \tag{1.3}$$

Si l'expression de ψ est remplacé dans (1.1), nous trouve que :

$$V = -Ri - \frac{dL(\theta)}{dt} i - L(\theta)\frac{di}{dt} \tag{1.4}$$

Les équations électriques sont non linéaires, du fait des variations des inductances avec θ ce qui implique une difficulté dans la résolution des équations du système.

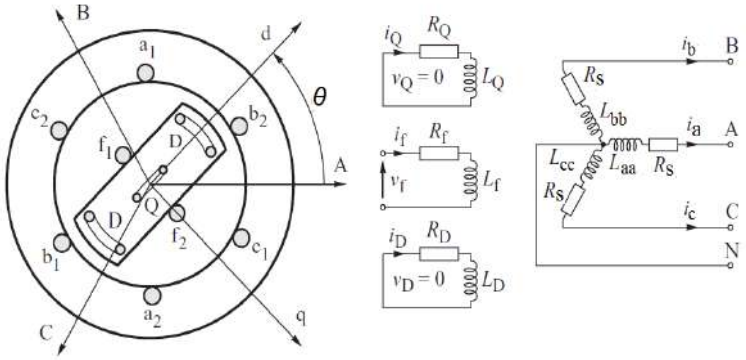


Figure 1.1. *Représentation de la machine synchrone*

A. Transformation de Park

Afin de supprimer la non-linéarité, la transformation des deux axes ou transformation de Park est utilisée. Cette dernière peut s'interpréter comme la substitution des trois enroulements de phase (*a*, *b* et *c*) immobiles par rapport au stator, par deux enroulement *d* et *q* tournant à la vitesse rotorique, ayant pour axes magnétiques respectivement l'axe direct et l'axe en quadrature (figure (1.2)).

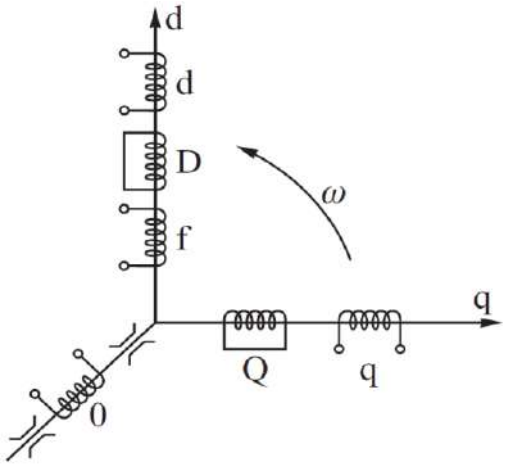


Figure 1.2. *Représentation bipolaire de la machine synchrone*

La transformation dans le cas des courants :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad (1.5)$$

En utilisant la notation matricielle nous aurons :

$$i_{dqo} = P\, i_{abc} \tag{1.6}$$

D'une façon similaire, nous avons pour les tensions et flux :

$$\begin{aligned} V_{dqo} &= PV_{abc} \\ \psi_{dqo} &= P\psi_{abc} \end{aligned} \tag{1.7}$$

La transformation inverse :

$$i_{abc} = P^{-1} i_{dqo} \tag{1.8}$$

Avec :

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \tag{1.9}$$

Les expressions des flux statorique et rotorique dans le repère de Park sont représentées par les relations matricielles suivantes :

L'axe homopolaire :

$$\psi_0 = L_0\, i_0 \tag{1.10}$$

L'axe direct :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & L_{af} & L_{aD} \\ -kL_{af} & L_{ff} & L_{fD} \\ -kL_{aD} & L_{fD} & L_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

L'axe en quadrature :

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_q & L_{aQ} \\ -kL_{aQ} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

Avec

$\psi_d, \psi_q, \psi_f, \psi_D, \psi_Q$: Les flux dans les enroulements d, q, f, D *et* Q

L_d : L'inductance synchrone longitudinale,

L_q : L'inductance synchrone transversale,

L_o : L'inductance homopolaire,

L_{af}, L_{aD}, L_{aQ} : Les inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique,

L_{ff}, L_{DD}, L_{QQ} : Les inductances propres des enroulements $f, D \, et \, Q$,

L_{fD} : L'inductance mutuelle entre les enroulements f, D,

k : Coefficient constant induit par la transformation de Park, $k = (3/2)$.

Appliquée aux équations électriques de la machine, la transformation de Park conduit aux équations suivantes :

L'axe homopolaire :

$$V_o = -ri_0 - \frac{d\psi_o}{dt} \tag{1.13}$$

L'axe direct :

$$\begin{aligned} V_d &= -r_s \, i_d - \dot{\theta}\psi_q - \frac{d\psi_d}{dt} \\ V_f &= r_f \, i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ V_D &= r_D \, i_D + \frac{d\psi_D}{dt} = 0 \end{aligned} \tag{1.14}$$

L'axe en quadrature :

$$\begin{aligned} V_q &= -r_s \, i_q + \dot{\theta}\psi_d - \frac{d\psi_q}{dt} \\ V_Q &= r_Q \, i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} = 0 \end{aligned} \tag{1.15}$$

Avec

$V_d, V_q \, et \, V_f$: Les tensions aux bornes des enroulements $d, q \, et \, f$;

$i_d, i_q, i_f, i_D \, et \, i_Q$: Les courants dans les enroulements $d, q, f, D \, et \, Q$.

$r_f, r_D, r_Q \, et \, r_s$: Les résistances des enroulements rotoriques *f, D* et *Q* et statoriques *d* et *q*.

B. Hypothèses simplificatrices

En raison de la taille, de l'importance et de la complexité des problèmes de stabilité, il est très intéressant de faire des simplifications et des hypothèses appropriées pour représenter analytiquement le système. Pour ce faire, les hypothèses suivantes seront considérées :

- Les trois enroulements statoriques sont symétriques.
- Les bobines distribuées peuvent être considérées comme concentrées.

- La variation des inductances des enroulements statorique, en fonction de la position du rotor, est sinusoïdale et ne contienne pas d'harmoniques supérieures.
- La vitesse du rotor est celle de synchronisme (elle est considérée comme constante ainsi, $\omega_r = 1\text{p.u}$).
- Pas de pertes dues à l'hystérésis.
- L'effet des enroulements amortisseurs est négligé.
- La saturation du circuit magnétique est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements. Les courants de Foucault sont également négligés.
- Les résistances statoriques sont négligeables.
- Les termes des tensions de transformation $(d\psi_q / dt \text{ et } d\psi_d / dt)$ sont négligés.

C. Équation électrique

Lors de l'étude de la stabilité d'un système de puissance, il est nécessaire de représenter le système d'équations en valeurs réduites. Le modèle adopté est un modèle sans enroulement amortisseurs (Nondamping winding model). Celui-ci néglige également l'amortissement produit par les courants de Foucault dans le corps du rotor (nous supposons que la *f.é.m.* derrière la réactance transitoire suivant l'axe *d*, à savoir $E_d^{'}$, est constante).

Les équations des flux sont représentées par :

$$\begin{aligned} \psi_d &= E'_q - x'_d\, i_d \\ \psi_q &= -x'_d\, i_q \end{aligned} \tag{1.16}$$

Avec $E'_q = \omega\left(L_{ad} / L_f\right)\psi_f$ la *f.é.m.* derrière la réactance transitoire d'axe en quadrature,

x'_d : Réactance transitoire sur l'axe d ; $x'_d = \omega L'_d = \omega\left(L_d - \left(L_{ad}{}^2 / L_f\right)\right)$ en p.u,

L_{ad} : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques suivant l'axe d en p.u.

L'équation de la tension de l'enroulement du rotor est représentée par une équation différentielle du premier ordre telle que :

$$\dot{E}'_d(t) = \frac{1}{T'_{do}}\left(E_f(t) - E'_q(t) - (x_d - x'_d) i_d(t)\right) \tag{1.17}$$

Avec $E_f = \omega\left(L_{ad} / r_f\right)V_f$ la *f.e.m* d'excitation

- ***Expression de la tension terminale***

Pour la composante directe, nous avons :

$$V_{td}(t) = \mathrm{x}_d^{'}(t)\,\mathrm{i}_q(t) \tag{1.18}$$

Pour la composante en quadrature, nous avons :

$$V_{tq}(t) = E_q^{'}(t) - x_d^{'}\, i_d(t) \tag{1.19}$$

Ainsi, le module de la tension est telle que :

$$V_t(t) = \sqrt{V_{tq}{}^2(t) + V_{td}{}^2(t)} \tag{1.20}$$

- ***Expression de la puissance électrique***

Comme il n'y a aucun enroulement sur l'axe en quadrature pour représenter le corps du rotor (nous aurons : $E_d^{'} = 0, x_q^{'} = x_q$) et en négligeant la saillance transitoire $(x_q^{'} = x_d^{'})$, l'expression de la puissance électrique active est telle que :

$$P_e(t) = E_q^{'}(t) i_q(t) \tag{1.21}$$

3.1.2. Équation mécanique

La phase la plus importante lors de l'étude de la stabilité transitoire est l'analyse de la dynamique des rotors des générateurs pendant cette période. Les équations différentielles décrivant la nature oscillatoire des angles rotoriques sont appelées équations mécaniques (swing equations). Ces dernières sont formulées par rapport à un repère de référence tournant au synchronisme.

Les équations mécaniques peuvent être développées en considérant les trois hypothèses de base suivantes :

- Le changement de la vitesse du rotor pendant la période transitoire n'est pas significative par rapport à celle du synchronisme,
- La puissance mécanique fournie par la turbine est supposée constante,
- Les pertes en puissance par frottement sont négligées.

La première hypothèse permet d'égaler la puissance mécanique et le couple en grandeurs relatives.

Étant donné que les enroulements amortisseurs sont négligés, le couple d'amortissement produit par ces derniers est donc également négligeable. Pour tenir compte de la composante du couple négligée, un terme de compensation *D* (nommé aussi coefficient d'amortissement) est introduit dans l'équation du mouvement.

L'équation de l'angle rotorique et l'équation du mouvement peuvent être formulées comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\delta}(t) = \omega(t) - \omega_0 \\ \dot{\omega}(t) = -\dfrac{D}{2H}\left(\omega(t) - \omega_0\right) + \dfrac{\omega_0}{2H}\left(P_m - P_e(t)\right) \end{cases} \tag{1.22}$$

Avec :

δ : L'angle électrique du rotor, en rad,

ω : La vitesse angulaire du rotor, en p.u,

$\omega_0 = 2\pi f_0$: Vitesse de synchronisme (vitesse de base), en rad/s,

f_0 : La fréquence de base,

H : Constante d'inertie électrique (en secondes),

D : Coefficient d'amortissement du générateur, en p.u,

P_m : Puissance mécanique fourni par la turbine, en p.u,

P_e : Puissance électrique générée, en p.u,

4. TÉCHNIQUE DE LA LINÉARISATION DIRECTE

Soit un réseau électrique à un seul générateur, le modèle non linéaire d'ordre trois $(\dot{\delta}, \dot{\omega}, \dot{E}')$ de l'alternateur est tel que ***[5]*** :

Équations mécaniques :

$$\dot{\delta}(t) = \omega(t) - \omega_0 \tag{1.23}$$

$$\dot{\omega} = -\frac{D}{2H}(\omega(t) - \omega_0) + \frac{\omega_0}{2H}(P_m - P_e) \tag{1.24}$$

Équation de la dynamique électrique du générateur :

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d0}}(E_f(t) - E_q(t)) \tag{1.25}$$

Équations électriques :

$$E_q(t) = E'_q(t) + (x_d - x'_d) i_d(t) \tag{1.26}$$

$$E_f(t) = k_c u_f(t) \tag{1.27}$$

$$P_e(t) = \frac{E'_q(t) V_s}{x_{d\Sigma}} \sin\delta(t) \tag{1.28}$$

$$i_d(t) = \frac{E_q(t) - V_s \cos(t)}{x_{d\Sigma}} = \frac{E'_q(t) - V_s \cos\delta(t)}{x'_{d\Sigma}} \tag{1.29}$$

$$i_q(t) = \frac{V_s}{x'_{d\Sigma}} \sin\delta(t) \tag{1.30}$$

$$Q(t) = \frac{E'_q(t) V_s}{x'_{d\Sigma}} \cos\delta(t) - \frac{V_s^2}{x'_{d\Sigma}} \tag{1.31}$$

$$E_q(t) = x_{ad}(t) i_f(t) \tag{1.32}$$

$$V_{td}(t) = x_d'(t)\, i_q(t) \tag{1.33}$$

$$V_{tq}(t) = E'_q(t) - x'_d\, i_d(t) \tag{1.34}$$

$$V_t(t) = \sqrt{V_{tq}^2(t) + V_{td}^2(t)} \tag{1.35}$$

Nous pouvons dire désormais que ce réseau électrique est décrit par un ensemble d'équations dynamiques et des équations algébriques (ou algébrodifférentielles). Il est désormais indéniable que le réseau électrique est un système complexe, fortement non linéaire et multi-variable. Sur le plan théorique, ce problème a été résolu par le développement de techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle. La technique de linéarisation directe par bouclage (Direct Feedback Linearization) est la plus utilisée en réseau électrique. C'est une approche de conception de commande non linéaire dont l'idée principale est de transformer les dynamiques d'un système non linéaire en un système complètement ou partiellement linéaire.

Comme notre contribution dans cette thèse porte essentiellement sur la conception de régulateurs non linéaires qui sont adaptés à la nature du réseau électrique et qui peuvent assurer la stabilité transitoire et la régulation de la tension, alors il s'est avéré nécessaire de prendre en compte la tension terminale lors de la conception des lois de commande proposées.

Pour ce faire, la loi de commande linéarisante suivante est adoptée. Elle se base sur la technique de linéarisation directe par bouclage :

$$u_f(t) = \frac{1}{k_c i_q(t)} \left(v_f(t) - T'_{do} \left(Q(t) + \frac{V_s^2}{x'_{d\Sigma}} \right) \Delta\omega(t) + P_m \right) + \frac{1}{k_c} \left(x_d - x'_d \right) i_d(t) \tag{1.36}$$

Où $v_f(t)$ est la loi de commande que nous cherchons à concevoir.

Le système non linéaire (1.23)-(1.25) est maintenant représenté par un système dont les dynamiques en boucle fermée sont linéaires :

$$\begin{cases} \Delta\dot{V}_t(t) = \mathrm{f}_1(t)\Delta\omega(t) - \dfrac{\mathrm{f}_2(t)}{T'_{do}}\Delta P_e(t) + \dfrac{\mathrm{f}_2(t)}{T'_{do}}v_f(t) \\ \Delta\dot{\omega}(t) = -\dfrac{D}{2H}\Delta\omega(t) - \dfrac{\omega_0}{2H}\Delta P_e(t) \\ \Delta\dot{P}_e(t) = -\dfrac{1}{T'_{do}}\Delta P_{ek}(t) + \dfrac{1}{T'_{do}}v_f(t) \end{cases} \quad (1.37)$$

Où $\mathrm{f}_1(t)$ et $\mathrm{f}_2(t)$ sont des fonctions fortement non linéaires.

$$\mathrm{f}_1 = -\frac{P_e^{\,2}(t)x_s^{\,2}\cos\delta(t)}{V_t(t)V_s^{\,2}\sin^3\delta(t)} - \frac{x_s x'_d P_e(t)}{V_t(t)x'_{d\Sigma}\sin^2\delta(t)} \quad (1.38)$$

$$\mathrm{f}_2 = \frac{P_e(t)x_s^{\,2}}{V_t(t)V_s^{\,2}\sin^2\delta(t)} + \frac{x_s x'_d\cos\delta(t)}{V_t(t)x'_{d\Sigma}\sin\delta(t)} \quad (1.39)$$

Avec

$$\begin{aligned} \Delta\delta(t) &= \delta(t) - \delta_{i0} \\ \Delta\omega(t) &= \omega - \omega_0 \\ \Delta P_e(t) &= P_e(t) - P_m \\ \Delta V(t) &= V_t(t) - V_{t0} \end{aligned} \quad (1.40)$$

La loi de commande linearisante (1.37) peut parvenir à une réelle amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques SMIB tout en assurant la régulation de la tension.

5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux grands axes ont été traité. Dans le premier axe, nous avons rappelé les définitions et les principales caractéristiques des différents types de stabilité du réseau électrique.

Le deuxième axe a été consacré à la modélisation du système électrique SMIB, nous avons focalisé sur le modèle non linéaire qui va nous permettre d'évaluer la stabilité transitoire et la régulation de la tension. Une linéarisation directe par bouclage du modèle a été adoptée pour remédier au problème de la non-linéarité du système.

CHAPITRE 2

ENSEMBLE ET SYSTÉME D'INFÉRENCES FLOUS

1. INTRODUCTION

Les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou encore, parce que nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement. Donc il s'est avéré nécessaire de développer un nouveau type de raisonnement, le raisonnement approché, qui permettra de traiter mathématiquement l'imprécis et l'incertain. Le premier à avoir souligner ces possibilités de développement est Lotfi. A. Zadeh, qui dés 1965 introduit la théorie de la logique floue.

La logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. Elle s'appuie sur la théorie mathématique des ensembles flous. Introduite par Zadeh, cette théorie est une extension de la théorie des ensembles classiques dans le sens où elle permet d'exprimer l'idée d'appartenance partielle d'un élément à un ensemble. C'est une théorie formelle et mathématique puisque, en partant du notion de la fonction d'appartenance, Zadeh a proposé des concepts, des techniques et des méthodes formellement rigoureuses pour recueillir, représenter et traiter des connaissances et des données floues, c'est-à-dire contenant de l'imprécision, de l'incertitude ou de la subjectivité ***[2]***.

2. RAPPELS DES PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans la perspective des sciences de l'ingénieur, on peut admettre que dans les situations où les méthodes traditionnelles de modélisations à partir d'observations physiques s'avèrent non satisfaisantes, les sciences subjectives, particulièrement la logique floue, peuvent rendre beaucoup de services, dés lors que les connaissances sur la façon de résoudre un problème, de piloter un grand système, d'effectuer un réglage … etc sont disponibles. Cela suppose que l'on sache définir des méthodes rigoureuses de représentation des connaissances. En pratique, la résolution d'un problème concret peut avoir recours à l'utilisation conjointe des méthodes objectives traditionnelles et celles subjectives. La logique floue offre un cadre formel, qui n'existait pas auparavant, pour mettre en oeuvre de telles méthodes de façon rigoureuses. Cette

section est consacrée à la présentation des bases fondamentales de la logique floue ainsi que leurs utilisations pour représenter le raisonnement approximatif basé sur les expressions linguistiques ***[6]***.

2.1. Ensembles flous

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe, par exemple, un individu d'une taille donnée n'appartient pas du tout à la classe des «grands» s'il mesure 1.5 m, il y appartient tout à fait s'il mesure 1.8 m, plus sa taille se rapproche de 1.8 m, plus son appartenance à la classe des «grands» est forte. Cette notion permet l'utilisation de catégories aux limites mal définies (comme «vieux» ou «adulte»), de situations intermédiaires entre le tout et le rien («presque vrai», le passage progressif d'une propriété à une autre (passage de «tiède» à «chaud» selon la température), l'utilisation de valeurs approximatives («environ 12 ans»). Elle évite l'utilisation arbitraire de limites rigides à des classes ***[6]***.

Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes :

Soit un ensemble de référence *X* continu ou discret d'objets dénotés $\{x\}$.

- Un ensemble classique *A* de *X* est défini par une fonction caractéristique μ_A qui prend la valeur 0 pour les éléments de *X* n'appartenant pas à *A* et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à *A* ***[6]***, (figure 2.1).

$$\mu_A : X \to \{0,1\} \tag{2.1}$$

- Un ensemble flou *A* de *X* est définit par une fonction d'appartenance qui associe à chaque élément *x* de *X*, le degré $\mu_A = (t)$, compris entre 0 et 1, avec lequel *x* appartient à *A* (figure1.1.b) ***[6]***.

$$\mu_A : X \to [0,1] \tag{2.2}$$

Cet ensemble flou *A* peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées ***[6]*** :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \tag{2.3}$$

On adopte souvent la notation suivante pour représenter l'ensemble *A*, qui indique pour tout élément *x* de *X* son degré $\mu_A = (x)$ d'appartenance à *A* ***[6]*** :

$$\begin{aligned} A &= \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x, \quad \textit{si est continu} \\ A &= \int_x \mu_A(x) / x, \quad \textit{si est discret} \end{aligned} \tag{2.4}$$

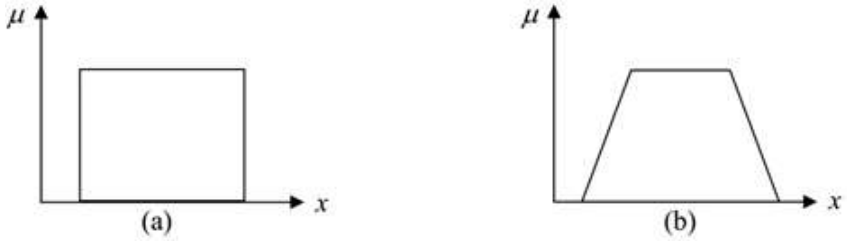


Figure 2.1. *Exemple de fonction d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue.*

2.2. Variable linguistique

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme ***[6]*** :

- quelque, beaucoup, souvent.
- chaud, froid, rapide, lent.
- grand, petit, etc.

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, X, T_V), dans lequel V est une variable (la vitesse, la température …) définie sur un ensemble de référence X , sa valeur peuvent être n'importe quel élément de X . On note $T_V(A_1, A_2, ...)$ un ensemble, fini ou infini, de sous-ensembles flous de X , qui sont utilisés pour caractériser V. Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance ***[6]***.

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T_{(vitesse)}$ = {lente, moyenne, rapide ...} où chaque terme est caractérisé par un ensemble flou.

Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure 2.2.

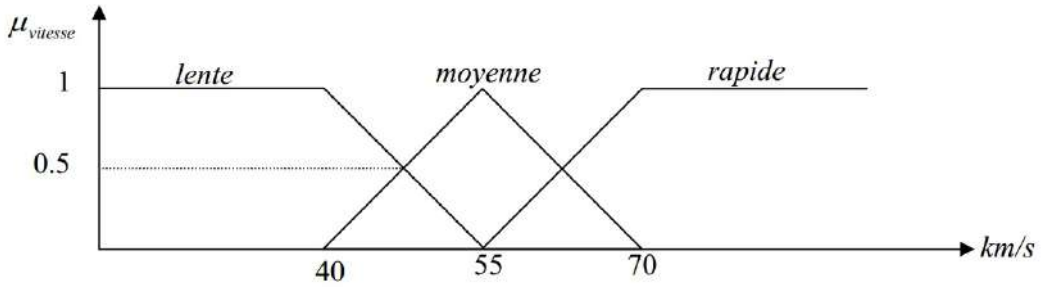


Figure 2.2. *Représentation graphique des termes linguistiques.*

2.3. Operations sur les ensembles flous

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certaines opérations définies sur les ensembles classiques au cas des ensembles flous pose

certaines difficultés. Donc, il n'est pas possible d'appliquer directement la logique proportionnelle qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, Les définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous sont introduites ***[6]***.

Soient *A* et *B* deux ensembles flous dans *X* ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance. L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont définies à l'aide de leur fonction d'appartenance ***[6]***.

Définition 1 : Union (Disjonction)

L'union de deux ensembles flous *A* et *B* de *X* est l'ensemble flou constitué des éléments de *X* affectés du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble flou $C = A \cup B$, tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_c(x) = \max(\mu_a(x), \mu_b(x)) \tag{2.5}$$

Définition 2 : Intersection (Conjonction)

L'intersection de deux ensembles flous *A* et *B* de *X* est l'ensemble flou constitué des éléments de *X* affectés du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble *D*, tel que:

$$\forall x \in X \quad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{2.6}$$

Définition 3 : Complémentation

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou *A* est définie, pour tout $x \in X$, par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{2.7}$$

Définition 4 : Produit cartésien

Soient $A_1, A_2, ..., A_n$ des ensembles flous dans $X_1, X_2, ..., X_n$ respectivement. Le produit cartésien d $A_1, A_2, ..., A_n$ est un ensemble flou dans l'espace produit de $X_1, X_2, ..., X_n$, ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times ... A_n} = \min\left(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), ..., \mu_{A_n}(x_n)\right) \tag{2.8}$$

Définition 5 : Relation floue

Soient $u_1, u_2, ..., u_n$ des univers de discours. Une relation floue est un ensemble flou dans $u_1 \times u_2 \times ... \times u_n$, exprimé comme suit :

$$R_{U_1 \times U_2 \times ... U_n} = \left\{\left((x_1, x_2, ..., x_n), \mu_R(x_1, x_2, ..., x_n) / (x_1, x_2, ..., x_n) \in U_1 \times U_2 \times ... \times U_n\right)\right\} \tag{2.9}$$

Définition 6 : Composition des relations floues

Si *R* et *S* sont deux relations floues dans respectivement $U \times V$ et $V \times W$, la composition de ces deux relations est une relation floue dénotée par *RoS* et elle est définie par :

$$RoS = \left\{ \left((U,W), \sup_{v \in V} \left(\mu_R (U,V) * \left(\mu_S (U,W) \right) \right), u \in U, v \in V, w \in W \right) \right\} \quad (2.10)$$

Où "*" représente la norme triangulaire.

2.4. Fonctions d'appartence

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par calculateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ, dont la valeur varie entre 0 et 1.

Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes ***[6],*** (figure 2.3).

- *Fonction triangulaire* : L'allure est complètement définie par trois paramètres $\{a,b,c\}$.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right) \quad (2.11)$$

- *Fonction trapézoïdale* : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (2.12)$$

- *Fonction gaussienne* : Elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$.

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma} \right) \quad (2.13)$$

- *Fonction en forme de cloche* : Elle est définie par deux paramètres $\{x , a\}$

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a} \right)^2} \quad (2.14)$$

- *Fonction trigonométrique* : Elle est définie par deux paramètres $\{x , a\}$

$$\mu(x) = \frac{1}{2}\left(1 + \cos\left(\frac{\pi(x - x_0)}{2a} \right) \right); x_0 - 2a \le x \le x_0 + 2a \quad (2.15)$$

- *Fonction sigmoïdale* : Elle est définie par deux paramètres $\{a , c\}$.

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp\left(a(x - c) \right)} \quad (2.16)$$

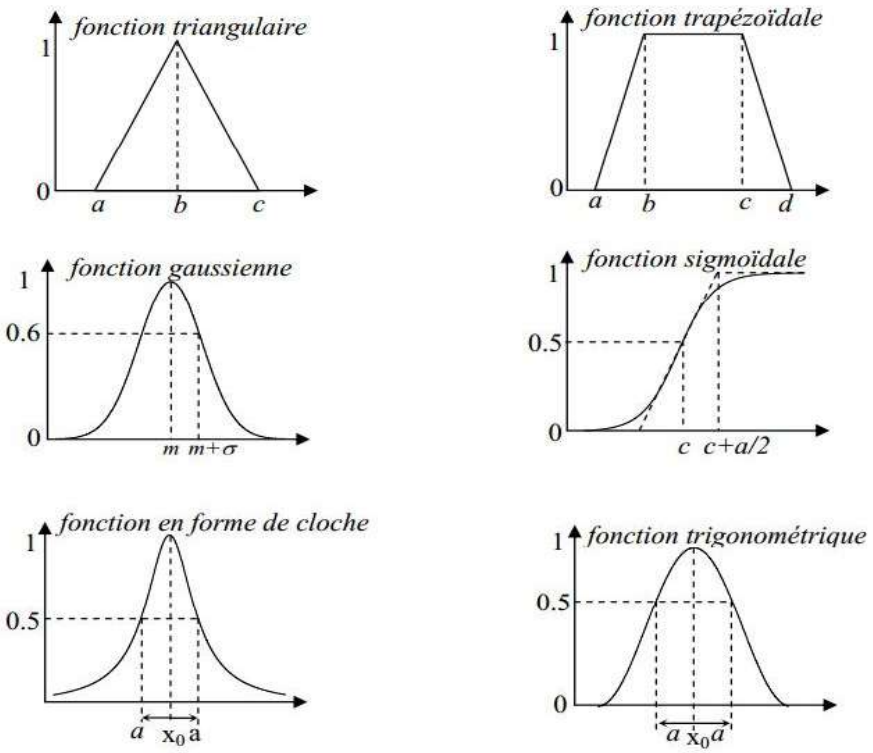


Figure 2.3. *Formes usuelles des fonctions d'appartenance.*

2.5. Propositions floues

2.5.1. Propositions floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique (V, X, T_V) par la qualification «*V* est *A*», pour une caractérisation floue *A*, appartenant à T_V ***[6]***.

2.5.2. Propositions floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires «*V* est *A*», «*W* est *B*» … pour des variables linguistiques *V*, *W* … .Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme «si *V* est *A* et *W* est *B* alors *U* est *C*» (si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé) ***[6]***.

3. RAISONNEMENT EN LOGIQUE FLOUE

Les ensembles flous sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définies. Pour raisonner sur de telles connaissances, la logique classique ne suffit pas et on utilise une logique floue, lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines ***[6]***.

3.1. Implication floue

Considérons une règle floue de la forme «si *V* est *A* alors *W* est *B*», construite à partir de deux variables linguistiques (V, X, T_V) et (W, Y, T_W). L'implication floue est un opérateur qui

permet d'évaluer le degré de vérité entre les propositions floues élémentaires «*V* est *A*» et «*W* est *B*» à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part ***[6]***.

$$\mu_R(x,y) = imp\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) \tag{2.17}$$

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen.

- Implication de Mamdani :

$$\mu_R(x,y) = \min\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) \tag{2.18}$$

- Implication de Larsen :

$$\mu_R(x,y) = \mu_A(x), \mu_B(x) \tag{2.19}$$

3.2. Modus ponens généralise

En logique classique le modus ponens permet, à partir de la règle «si *X* est *A* alors *Y* est *B* » et du fait «*X* est *A*» de conclure le fait «*Y* est *B*».

Zadeh a étendu ce principe au cas de la logique floue, principe que l'on rappelle alors modus ponens généralisé. Ce principe se résume comme suit ***[6]***.

Règle floue : si *X* est *A* alors *Y* est *B*

Fait observé : *X* est A'

Conclusion : *Y* est B'

3.3. Modus tollens généralise

Le principe du modus tollens généralisé se résume comme suit ***[6]*** :

Règle floue : si *X* est *A* alors *Y* est *B*

Fait observé : *Y* est B'

Conclusion : *X* est A'

4. COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE

En automatique, la majorité des approches de la commande non linéaire exige la disponibilité d'un modèle mathématique du système et ceci n'est pas toujours réalisable à cause de l'imprécision et l'incertitude liées aux paramètres mal connus, difficilement identifiables et/ou des dynamiques négligées. D'autre part, les méthodes de modélisation traditionnelles s'avèrent souvent incapables de refléter le comportement global d'un système donné.

L'utilisation de régulateurs basés sur l'expertise humaine (régulateurs flous) peut être une alternative à la commande de ce type de systèmes. Leur succès réside, en grande partie, dans leur capacité à traduire une stratégie de commande d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques «***Si*** … ***Alors***» facilement interprétables. Ils présentent l'avantage de tolérer

l'incertitude du modèle et compensent son effet. Les incertitudes, les non linéarités négligées et les différentes contraintes peuvent être ainsi compensées ***[2]***.

5. DESCRIPTION GÉNÉRALE D'UN RÉGULATEUR FLOU

Les régulateurs flous ont connu beaucoup de succès et sont devenus un sujet principal dans le domaine de la recherche des systèmes intelligents. Un régulateur flou se distingue d'un contrôleur classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise d'un opérateur humain. Alors que, les approches classiques de l'automatique consistent à élaborer une loi de commande à partir d'un modèle mathématique du procédé ***[2]***.

En général, la figure (2.4) représente la configuration interne d'un régulateur par logique floue. Cette présentation se scinde en quatre blocs principaux ***[2]*** :

- Interface de fuzzification
- Base de règle
- Mécanisme d'inférence
- Interface de défuzzification

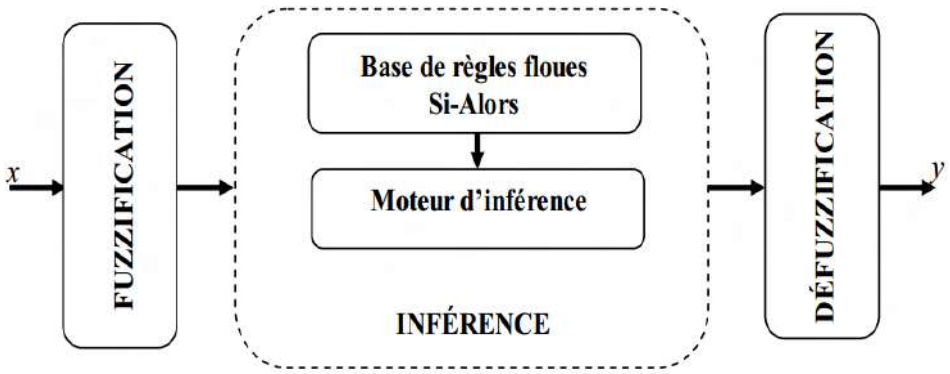


Figure 2.4. *Schéma général d'un régulateur flou type -1*

5.1. Fuzzification

L'entrée *x* varie dans un domaine appelé univers de discours *X,* divisé en un nombre fini de sous-ensembles flous de telle sorte que dans chaque zone il y a une situation dominante. Afin de faciliter le traitement numérique et l'utilisation de ces sous-ensembles, nous les décrirons par des fonctions convexes dites d'appartenance. Elles admettent comme argument la position de *x* dans l'univers de discours et comme sortie le degré d'appartenance de *x* à la situation décrite par la fonction.

Il est à noter qu'il existe une autre forme de fonctions d'appartenance appelée singleton qui est largement utilisée dans les systèmes flous de type Takagi-Sugeno (T-S). Cette fonction est définie par : $\mu(x)=1$ si $x=x_0$ et $\mu(x)=0$ si $x\neq x_0$ où l'ensemble se limite à un seul élément $E=\{x_0\}$.

La fuzzification proprement dite consiste à la conversion des grandeurs physiques en des variables linguistiques et à y définir leurs fonctions d'appartenances. Il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous qui la caractérisent. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou.

5.2. Base de règle

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du système flou en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme « ***Si***– ***Alors*** ». En générale, nous distinguons classiquement deux grandes familles de systèmes flous: systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) et systèmes flous à conclusion fonctionnelle (systèmes flous de Takagi-Sugeno).

Avec l'approche de Mamdani, la sortie du système flou est un sous ensemble flou, de la forme :

$$R_1 : Si\ x_1 \quad est \quad A_{11}\ ET.....ET\ x_n \quad est \quad A_{1n}\ Alors\ y \quad est \quad B_{1n} \qquad (2.20)$$

Avec l'approche de Takagi-Sugeno, la sortie du système flou est représentée par un polynôme ou encore un modèle flou dont les variables sont les états du système $(x_1,...,x_n)$.

$$R_1 : Si\ x_1 \quad est \quad A_{11}\ ET.....ET\ x_n \quad est \quad A_{1n}\ Alors \quad y = f_i(x_1,...,x_n) \quad (2.21)$$

5.3. Moteur d'inférence

Les connaissances de l'opérateur humain sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles floues de la forme : ***Si*** prémisse ***Alors*** conclusion. La prémisse est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous. La partie conclusion peut être une description d'évolution dans le cas d'identification ou une action dans le cas de commande. Dans ces règles floues 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. L'interprétation de ces operateurs dépend directement du type du moteur d'inférence adopté, à titre d'exemple, nous pouvons citer :

- ***Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)***

Au niveau de la condition, l'opérateur «***ET***» est formuler par le minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «***Alors***», est réalisée par la formation du minimum.

Enfin l'opérateur «***OU***», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

- ***Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)***

Au niveau de la condition, l'opérateur «***ET***» est formuler par le minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «***Alors***», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «***OU***» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- ***Méthode de Sugeno***

L'opérateur «***ET***» est formulé par le produit ou le minimum. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

5.4. Interface de défuzzification

C'est une interface de laquelle il résulte une valeur précise à partir de descriptions floues. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont :

- Méthode du maximum
- Méthode de la moyenne des maxima
- Méthode du centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées

- ***Méthode du maximum***

Cette méthode génère une commande qui correspond à la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence:

$$\bar{y} = Max\mu_{res}(y) \tag{2.22}$$

- ***Méthode des moyennes des maxima***

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- ***Méthode du centre de gravité***

La méthode du centre de gravité est une des méthodes les plus mentionnées dans la littérature.

L'abscisse du centre de gravité est déterminée par :

$$\bar{y} = \frac{\int y\mu_{res}(y)dy}{\int \mu_{res}(y)dy} \tag{2.23}$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel.

- ***Méthode des hauteurs pondérées***

Au fond, cette méthode n'est qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, les fonctions d'appartenance pour la variable de sortie sont représentées par des singletons, cette méthode simplifie la détermination de l'abscisse du centre de gravité. L'abscisse du centre de gravité se calcule telle que :

$$\overline{y} = \frac{\sum_{i=1}^{M} \mu_i \overline{y}_i}{\sum_{i=1}^{M} \mu_i} \tag{2.24}$$

Où :

M : Nombre de règles,

μ_i : représente le degré de confiance où d'activation de la règle,

$\overline{y}_i$: est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle. Cette méthode présente une simplicité notable dans la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

6. CONCLUTION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases nécessaires à la compréhension et l'utilisation de la logique floue. Les principaux points traités par ce chapitre sont : Les principes de la logique floue, raisonnement en logique floue, et description générale d'un régulateur flou**.**

CHAPITRE 3

COMMANDES PAR MODES GLISSANTS

1. INTRODUCTION

Rappelons que l'objectif de cette mémoire est de proposer des régulateurs non linéaires décentralisés capable d'assurer la stabilité transitoire et la régulation des tensions d'un réseau SMIB dans toute sa plage de fonctionnement. Pour arriver à cette fin, la commande par mode glissant a été proposée. Il est bien connu que ce type de commande est robuste vis à vis les incertitudes structurelles et les perturbations externes ; Vu que les états du système sont forcés à atteindre un voisinage de la surface de glissement par une commande dite discontinue (stabilisante) et à y rester par une commande équivalente ***[2].***

2. LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Étant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par mode glissant a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en oeuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir tout d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis de synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, le système est contraint à évoluer vers cette surface et dans la seconde phase à y rester ***[2].***

2.1. Conception de la loi de commande par mode glissant

D'une façon générale, la conception de la loi de commande par mode glissant s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par ***[2] :***

- La synthèse de la surface de glissement,
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- La détermination de la loi de commande.

2.1.1. Choix de la surface de glissement

Lors du choix de la surface de glissement, nous devons prendre en considération:

- Le nombre de surfaces nécessaire,
- La forme de ces surfaces.

Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et l'objectif visé.

Soit un système représenté par ***[2]***:

$$\dot{x}(t) = \mathrm{f}(x,t) + b(x,t)u(t) \tag{3.1}$$

Où $\mathrm{f}(x,t)$ et $b(x,t)$ sont deux fonctions non linéaires, $x \in \Re^n, u \in \Re^m$.

Un vecteur u de dimension m nécessite m surfaces de glissement. En ce qui concerne la forme de cette surface deux possibilités se présentent, la première dans l'espace d'état et la seconde dans le plan de phase.

2.1.1.1. La surface de glissement dans l'espace d'état

Cette méthode est connue sous le nom "**Loi de Commutation par contre réaction d'état**", celle-ci utilise les concepts de réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

2.1.1.2. La surface de glissement dans le plan de phase

La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à réguler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine de plan de phase. Ainsi la surface S représente le comportement dynamique désiré du système.

La surface de glissement retenue pour cette étude est la surface de glissement dans le plan de phase. J. J. Slotine a proposé une équation, de forme générale, pour déterminer cette dernière :

$$S = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e \tag{3.2}$$

Cette surface assure la convergence d'une variable x à sa valeur de consigne x_{ref}

x : Variable à réguler.

e : L'écart de la variable à réguler, $e = x_{ref} - x$.

λ : Une constante de temps positive. La dynamique de l'erreur tend exponentiellement vers zéro avec la constante de temps λ .

r : désigne le degré relatif du system " DR", c'est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y faire apparaître l'entrée de commande de manière explicite. Il est calculé en déterminant les dérivées successives de S :

$$\begin{aligned} &\textit{Degré relatif } r=1 \qquad \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}\neq 0 \\ &\textit{Degré relatif } r\geq 1 \quad \frac{\partial}{\partial u}(S)^{i}=0\ .\ (i=1,2\ldots r-1)\ \textit{et}\ \frac{\partial}{\partial u}(S)^{r}\neq 0 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Le problème de poursuite de la trajectoire $x = x_{ref}$ revient à forcer la dynamique du système à correspondre avec celle de la surface de glissement définit par $S = 0$ pour tout t > 0, puisque $S = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e = 0$.

2.1.2. Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment des perturbations. Deux types de conditions d'accès à la surface de glissement sont présentés dans la littérature :

2.1.2.1. Approche directe de convergence

C'est l'approche la plus ancienne et directe, elle a été proposée par Emilyanov et Utkin .

Elle est exprimée par :

$$\begin{aligned} &\dot{S}>0 \quad \textit{Lorsque} \quad S<0 \\ &\dot{S}<0 \quad \textit{Lorsque} \quad S>0 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Autrement dit :

$$\dot{S}.S<0 \tag{3.5}$$

C'est la condition pour l'obtention du régime glissant.

2.1.2.2. Approche de Lyapunov

L'approche de Lyapunov est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e $\dot{V} < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

La condition de convergence ou d'attractivité de cette approche s'exprime par $\dot{V} = S.\dot{S} < 0$ pour toute fonction de Lyapunov définie par

$$V = 1/2\left(S\right)^{2} \tag{3.6}$$

Autrement dit, le carré de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement, Mesuré par $\left(S\right)^{2}$, diminue tout le long de la trajectoire, contraignant l'état du système à se diriger vers la surface de glissement (figure 3.1).

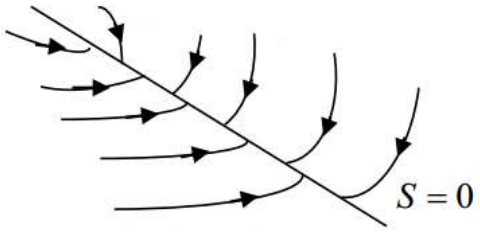


Figure 3.1. *Attractivité de la surface de glissement.*

2.1.3. Calcul de la commande par mode glissant

Une fois la surface de glissement choisie et le critère de convergence défini, il ne reste qu'à déterminer la commande qui doit attirer la variable à réguler vers la surface de glissement, puis vers le point d'équilibre, tout en assurant la condition d'existence du mode glissant. La commande est constituée de deux composantes, la commande équivalente et la commande discontinue.

$$u = u_{eq} + u_n \tag{3.7}$$

2.1.3.1. Commande équivalente

u_{eq} : correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle est calculée en considérant que la trajectoire de l'état est sur la surface S, ce qui implique que le comportement dynamique du système durant le mode de glissement est décrit par $\dot{S} = 0$ avec $u_n = 0$.

Donc pour le système décrit par (3.1) :

$$\begin{aligned} &S(x,t) = 0 \\ &\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x}\left(\mathrm{f}(x,t) + b(x,t)u_{eq}(t)\right) = 0 \end{aligned} \tag{3.8}$$

La commande équivalente u_{eq} est définie par :

$$u_{eq}(t) = -\left(\frac{\partial S}{\partial x}b(x,t)\right)^{-1}.\left(\frac{\partial S}{\partial x}\mathrm{f(x,t)}\right) \tag{3.9}$$

à condition que $\left((\partial S / \partial x)b(x,t)\right)$ soit inversible.

2.1.3.2. La commande discontinue

u_n : C'est la commande qui assure l'attractivité de la variable à réguler vers la surface de glissement.

Elle est définie comme suit :

$$u_n = \begin{cases} +K\left(\dfrac{\partial S}{\partial x} b(x,t)\right)^{-1} & si \quad S < 0 \\ -K\left(\dfrac{\partial S}{\partial x} b(x,t)\right)^{-1} & si \quad S > 0 \end{cases} \tag{3.10}$$

Ce qui implique, d'après (3.10), que la commande u_n est sous forme de relais :

$$u_n = -K\left(\frac{\partial S}{\partial x} b(x,t)\right)^{-1} sign(S) \tag{3.11}$$

où K est une constante positive pour assurer que $S \quad S < 0 \ \forall \ S \neq 0$
La commande par mode glissant pour le système (3.1) est telle que :

$$u = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} b(x,t)\right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \mathrm{f}(x,t)\right) + K.sign(S)\right) \tag{3.12}$$

3. LA COMMANDE HIERARCHIQUE PAR MODE GLISSANT

3.1. Formulation du problème

Considérons le système dynamique suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \mathrm{f}_1(x,t) + b_1(x,t)u_1(t) \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \mathrm{f}_2(x,t) + b_2(x,t)u_2(t) \\ y_1(t) &= x_1(t) \\ \mathrm{y}_2(t) &= x_3(t) \end{aligned} \tag{3.13}$$

Où $x = [x_1; x_2; x_3; x_4]$ est le vecteur d'état, $\mathrm{f}_1(x), b_1(x), \mathrm{f}_2(x)$ et $\mathrm{b}_2(x)$ sont des fonctions non linéaires qui représentent la dynamique du système, u_1 et u_2 sont les commandes (entrées) du système. Les surfaces de glissement du système (3.13) sont telles que :

$$\begin{aligned} S_1 &= \lambda_1 x_1 + x_2 \\ S_2 &= \lambda_2 x_3 + x_4 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Notre objectif est de concevoir une stratégie de commande qui forcera les états ($(x_1, x_2, x_3 \text{et} x_4)$ à l'origine de l'espace d'état $\left(x = [0,0,0,0]^T\right)$. Toutefois, si u_1 est appliquée pour commander le système (3.13), seul les variables x_1 et x_2 vont converger vers la surface

de glissement S_1 et puis vers $x_1 = x_2 = 0$ asymptotiquement. D'autre part, si u_2 est appliquée pour commander le même système, seul les variables x_3 et x_4 vont converger vers la surface de glissement S_2 et puis vers $x_3 = x_4 = 0$ asymptotiquement. Cela signifie que nous n'avons pas d'entrée unique pour commander le système (3.13).

Pour remédier à ce problème, nous allons recourir à la commande par mode glissant hierchique. L'idée de base pour la conception de la loi commande par mode glissant hierchique est de découpler le système non-linéaire (3.13) en deux sous-systèmes (3.15) et (3.16) et de commander l'ensemble avec une entrée de commande unique $u = u_1 = u_2$.

- ***Sous système1***

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \mathrm{f}_1(x,t) + b_1(x,t)u(t) \\ y_1(t) &= x_1(t) \end{aligned} \tag{3.15}$$

- ***Sous système2***

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \mathrm{f}_2(x,t) + b_2(x,t)u(t) \\ y_2(t) &= x_3(t) \end{aligned} \tag{3.16}$$

Où λ_1 et λ_2 sont des constantes réelles positives. Les dérivées des surfaces de glissement dans le temps sont telles que :

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \dot{x}_2 + \lambda_1 \dot{x}_1 = \dot{x}_2 + \lambda_1 x_2 \\ \dot{s}_2 &= \dot{x}_4 + \lambda_2 \dot{x}_3 = \dot{x}_4 + \lambda_2 x_4 \end{aligned} \tag{3.17}$$

La surface de couplage est telle que ***[7]*** :

$$s_h = s_1 - n^* s_2 \tag{3.18}$$

Où n^* est défini comme une constante réelle positive, elle est appelé le facteur de couplage optimal. Ce facteur de couplage va jouer un rôle important pour le contrôle interactif entre les surfaces S_1 et S_2 . La dérivé du cette surface est donnée par :

$$\dot{s}_h = \dot{s}_1 - n^* \dot{s}_2 \tag{3.19}$$

à partir de (3.13) et (3.17), on obtient

$$\dot{s}_1 = \dot{x}_2 + \lambda_1 x_2 = \mathrm{f}_1 + b_1 u + \lambda_1 x_2 \tag{3.20}$$

la loi de commande équivalente peut être obtenue sous la forme suivante

$$u_{eq} = \frac{-\mathrm{f}_1 - \lambda_1 x_2}{b_1} \tag{3.21}$$

Pour atteindre des performances de découplage favorable, une commande floue adaptative par mode glissent est proposée dans la section suivante.

3.2. Régulateur hiérarctihique flou adaptatif par mode glissant

En (3.18), n^*doit être choisi de manière appropriée pour obtenir des performances de découplage satisfaisantes .Pour ce faire, un système flou adaptatif est utilisé pour estimer le facteur de découplage.

Afin d'estimer le n^* optimale, un système d'inférence floue est utilisé. La ième règle ce système d'inférence floue est exprimée par :

$$R_i : si\ s_h = A_{i1}\ et\ \dot{s}_h = A_{i2}\ Alors\ \hat{n} = B_i. \tag{3.22}$$

Où R_i désigne la règle floue, $i = 1, 2, .., r$; A_{ij} est l'ensemble flou dans la partie antécédente associée à la j-ième variable d'entrée et à la ième règle de commande caractérisé par une fonction d'appartenance floue de type gaussienne $\mu_{A_{ij}}(\square)$.

$$\mu_{A_{ij}}(x_j) = e^{\ln(0.5)(w_s x_j - w_c)^2 w_d^2} \tag{3.23}$$

x_j est l'entrée floue.

w_s , w_c et w_d sont les paramètres de fonction.

B_i est l'ensemble flou dans la partie conséquente.

La sortie du système flou adaptatif peut être formulée par :

$$\hat{n} = \frac{\sum_{i=1}^{r} \zeta_i \hat{\theta}_i}{\sum_{i=1}^{r} \zeta_i} \tag{3.24}$$

Où

$$\zeta_i = u_{A_1}(s_h) \cdot u_{A_2}(\dot{s}_h) \tag{3.25}$$

L'expression (3.24) peut être réécrite comme

$$\hat{n} = w^T \hat{\theta} \tag{3.26}$$

Où $\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 & \hat{\theta}_2 & ... & \hat{\theta}_r \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des paramètres, et $w = \begin{bmatrix} w_1 & w_2 & ... & w_r \end{bmatrix}$ est le vecteur de base flou avec w_i définie comme

$$w_i = \frac{\zeta_i}{\sum_{i=i}^{r} \zeta_i} \tag{3.27}$$

Si $n*$ est une valeur positive, la valeur estimée $\hat{n}$ doit être également positif.

Le $n*$ optimal peut également être formulée comme suit :

$$n* = \frac{\sum_{i=1}^{r} \zeta_i \theta_i *}{\sum_{i=1}^{r} \zeta_i} = w^T \theta * \tag{3.28}$$

Où $\theta*$ représente le vecteur de paramètres optimal constant de la partie résultante floue.

L'erreur d'estimation du vecteur $\hat{\theta}$ des paramètres optimaux est définie par

$$\varphi = \hat{\theta} - \theta * \tag{3.29}$$

À partir de (3.6) et (3.29), une fonction de Lyapunov est définie comme

$$V = \frac{1}{2} s_h^2 + \frac{1}{2\alpha} \varphi^T \varphi \tag{3.30}$$

Où α est une constante positive présentant le taux d'apprentissage adaptatif de la loi.

À partir de (3.18), (3.20), (3.29) et (3.7), la condition de stabilité de Lyapunov peut être déterminée comme suit

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= s_h \dot{s}_h + \frac{1}{\alpha} \varphi^T \dot{\hat{\varphi}} \\
&= s_h \left[\dot{s}_1 - n* \dot{s}_2 \right] + \frac{1}{\alpha} \varphi^T \dot{\hat{\varphi}} \\
&= s_h \left[g_1 + b_1 u + \lambda_1 x_2 - n* \dot{s}_2 \right] + \frac{1}{\alpha} \varphi^T \dot{\hat{\varphi}} \\
&= s_h \left[g_1 + b_1 \left(u_{eq} + u_{vs} \right) + \lambda_1 x_2 - \hat{n} \dot{s}_2 \right] + \left(\hat{n} - n* \right) s_h \dot{s}_2 + \frac{1}{\alpha} \varphi^T \dot{\hat{\varphi}} \\
&= s_h \left[b_1 u_{vs} - \hat{n} \dot{s}_2 \right] + w^T \varphi s_h \dot{s}_2 + \frac{1}{\alpha} \varphi^T \dot{\hat{\varphi}} \\
&= s_h \left[b_1 u_{vs} - \hat{n} \dot{s}_2 \right] + \frac{1}{\alpha} \varphi^T (\dot{\hat{\varphi}} + \alpha s_h \dot{s}_2 w)
\end{aligned} \tag{3.31}$$

Si

$$u_{vs} = \frac{\hat{n} \dot{s}_2 - \varepsilon \operatorname{sgn}\left(s_h \right)}{b_1} \tag{3.32}$$

Et

$$\dot{\hat{\theta}} = -as_h \dot{s}_2 w \tag{3.33}$$

Où ε est une constante positive, et $\text{sgn}(\square)$ est une fonction signe. Alors (3.31) devient

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\varepsilon \,\text{sgn}(s_h)\, s_h \\ &\le -|s_h|(\varepsilon) \\ &\le 0 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Ceci garantit la stabilité du système.

En résumé, la loi de commande est telle que

$$u = u_{eq} + u_{vs} = \frac{\hat{n}\dot{s}_2 - \varepsilon \,\text{sgn}(s_h) - \text{f}_1 - \lambda_1 x_2}{b_1} \tag{3.35}$$

Où le facteur de couplage $\hat{n}$ est ajusté par (3.26) avec $\hat{\theta}$ adapté par (3.33). La fonction sign de commutation est remplacée par une fonction de saturation afin de réduire le chattering.

$$sat(\psi) = \begin{cases} \text{sgn}(\psi) & if \ |\psi| \ge 1 \\ \psi, & if \ |\psi| < 1 \end{cases} \tag{3.36}$$

4. COMMANDE HIÉRCHIQUE ADAPTATIF PAR MODE GLISSANT APPLIQUÉE AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE SMIB

Rappelons qu'il s'agit de proposer un régulateur non linéaire décentralisé basé sur la commande par mode glissant hiérarchique pour assurer la stabilité du réseau électrique SMIB. À partir du modèle retenu (1.37), il est clair que nous avons deux surfaces avec deux objectifs différents, Le premier étant d'assurer la stabilité transitoire et le second est la régulation de la tension terminale étant donné que c'est une opération indispensable au bon fonctionnement du réseau électrique.

Dans le but de faire face à ce problème, nous devons adopter une stratégie de commande qui découple les états du système et contrôle l'ensemble en utilisant une seul entrée de commande. L'idée principale de la stratégie de commande par mode glissant hiérarchique proposée est de découpler le système (1.37) en deux sous-systèmes 1 et 2 comme suit :

$$1: \begin{cases} \Delta\dot{V}_t(t) = \text{f}_1(t)\Delta\omega(t) - \dfrac{\text{f}_2(t)}{T_{do}^{'}}\Delta P_e(t) + \dfrac{\text{f}_2(t)}{T_{do}^{'}} v_f(t) \\ y_1(t) = \Delta V_t(t) \end{cases} \tag{3.37}$$

$$2:\begin{cases}\Delta\dot{\delta}(t)=\omega(t)-\omega_0\\ \Delta\dot{\omega}(t)=-\dfrac{D}{2H}\Delta\omega(t)-\dfrac{\omega_0}{2H}\Delta P_e(t)\\ \Delta\dot{P}_e(t)=-\dfrac{1}{T_{do}^{'}}\Delta P_e(t)+\dfrac{1}{T_{do}^{'}}v_f(t)\\ y_2=\Delta\delta(t)\end{cases} \tag{3.38}$$

La loi de commande adoptée est telle que :

$$v_f(t)=u_{eq}(t)+u_c(t) \tag{3.39}$$

où

$$u_{eq}(t)=\frac{T_{do}^{'}}{f_2(t)}\left(-f_1(t)\Delta\omega(t)+\frac{f_2}{T_{do}^{'}}\Delta P_e(t)\right) \tag{3.40}$$

et

$$u_c=\left(\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}\right)^{-1}\left(\hat{n}\dot{S}_2-\varepsilon\, sign(S_h)\right) \tag{3.41}$$

$\hat{n}$ et $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ sont adaptées par (3.28) et (3.33) respectivement.

- ***Démonstration*** :

La fonction de Lyapunov est définie comme suit:

$$V=\frac{1}{2}S^2+\frac{1}{2\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\boldsymbol{\varphi} \tag{3.42}$$

Les conditions de la stabilité du système sont obtenues comme suit

$$\begin{aligned}\dot{V}&=S_h\dot{S}_h+\frac{1}{\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\dot{\boldsymbol{\varphi}}\\ &=S_h\left[\dot{S}_1-n\dot{S}_2\right]+\frac{1}{\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\dot{\boldsymbol{\varphi}}\\ &=S_h\left[f_1(t)\Delta\omega(t)-\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}\Delta P_e(t)+\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}v_f(t)-n\dot{S}_2\right]+\frac{1}{\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\dot{\boldsymbol{\varphi}}\\ &=S_h\left[f_1(t)\Delta\omega(t)-\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}\Delta P_e(t)+\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}\left(u_{eq}(t)+u_c(t)\right)-n\dot{S}_2\right]\\ &+\frac{1}{\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\dot{\boldsymbol{\varphi}}S\end{aligned} \tag{3.43}$$

$$\begin{aligned}\dot{V}&=S_h\left[f_1(t)\Delta\omega(t)-\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}\Delta P_e(t)+\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}\left(u_{eq}(t)+u_c(t)\right)-\hat{n}\dot{S}_2\right]\\ &+\left(\hat{n}-n^*\right)S_h\dot{S}_2+\frac{1}{\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\dot{\boldsymbol{\varphi}}\\ &=S_h\left[\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}u_c-\hat{n}\dot{S}_2\right]+\boldsymbol{W}^T\boldsymbol{\varphi}S_h\dot{S}_2+\frac{1}{\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\dot{\hat{\theta}}\\ &=S_h\left[\frac{f_2(t)}{T_{do}^{'}}u_c-\hat{n}\dot{S}_2\right]+\frac{1}{\alpha}\boldsymbol{\varphi}^T\left(\dot{\hat{\theta}}+\alpha S_h\dot{S}_2\boldsymbol{W}\right)\end{aligned} \tag{3.44}$$

$$\dot{V} = -\varepsilon\, sign(S_h) S_h \leq -\varepsilon |S_h| \leq 0 \qquad (3.45)$$

Ce qui implique que le système est stable et l'erreur converge asymptotiquement vers zéro.

4.1. Simulations

Le modèle retenu pour démontrer l'efficacité du régulateur Hiérarchique Flou Adaptatif par Mode Glissant (HFAMG) est le réseau électrique ***SMIB*** (figure (3.2)). Les paramètres de ce réseau électrique sont donnés dans l'annexe A.

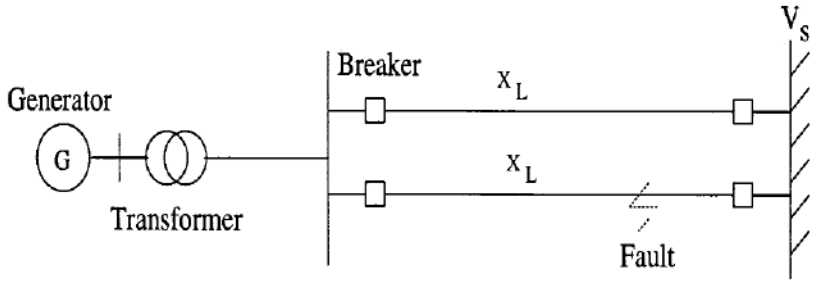


Figure 3.2. *Topologie du réseau électrique* ***SMIB****.*

Plusieurs séquences de défauts avec divers lieux de défaut et d'éventuel changement de la puissance mécanique appliquée au générateur sont pris en compte.

Le défaut considéré est un court-circuit triphasé qui se produit sur une des lignes de transmission. L'emplacement du défaut considéré est indexé par une constante λ, cette dernière représente la fraction de la ligne à gauche du défaut.

Cas n ° 1. Défaut momentané puis un défaut permanent

Les performances du régulateur proposé sont testées dans le cadre de la séquence de défaut suivante:

- Étape 1: Le système est en régime permanent avant le défaut ;
- Étape 2: Un défaut se produit à l'instant t = 1 s ;
- Étape 3: Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 1.15 s ;
- Étape 4: La ligne de transmission est restaurée à l'instant t = 2 s;
- Étape 5: Un autre défaut se produit à l'instant t = 3 s;
- Étape 6: Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 3,15 s ;
- Étape 7: Le système est dans un état après-défaut.

Les points d'opération et l'emplacement des défauts considérés sont tels que:

- Le second point d'opération : P_{m0}= 0.75 p.u., Vt_0 = 1.00 p.u., δ_0 = 40.8°, λ = 0.2.
- Le premier point d'opération : P_{m0}= 0.40 p.u., Vt_0 = 1.02 p.u., δ_0 = 21.8 ° ,λ = 0.05.

Les réponses du système en boucle fermée sont présentées aux figures (3.3), (3.4).

Cas 2: Défaut permanent *avec* augmentation de la puissance mécanique

La stabilité transitoire et la régulation de la tension sont testées d'après la réponse du système à la séquence de défaut décrit ci-dessous:

- Étape 1: Le système est en régime permanent avant le défaut ;
- Étape 2: Un défaut se produit à l'instant t = 1 s ;
- Étape 3:Le défaut est éliminé par l'ouverture des disjoncteurs de la ligne en défaut à l'instant t = 1.15 s ;
- Étape 4: La puissance mécanique appliquée au générateur a augmenté de 30% à t = 2s ;
- Étape 5: Le système est dans un état après-défaut.

Les points d'opération et l'emplacement des défauts considérés sont les même que le premier cas.

Les réponses du système en boucle fermée sont présentées aux figures (3.5), (3.6).

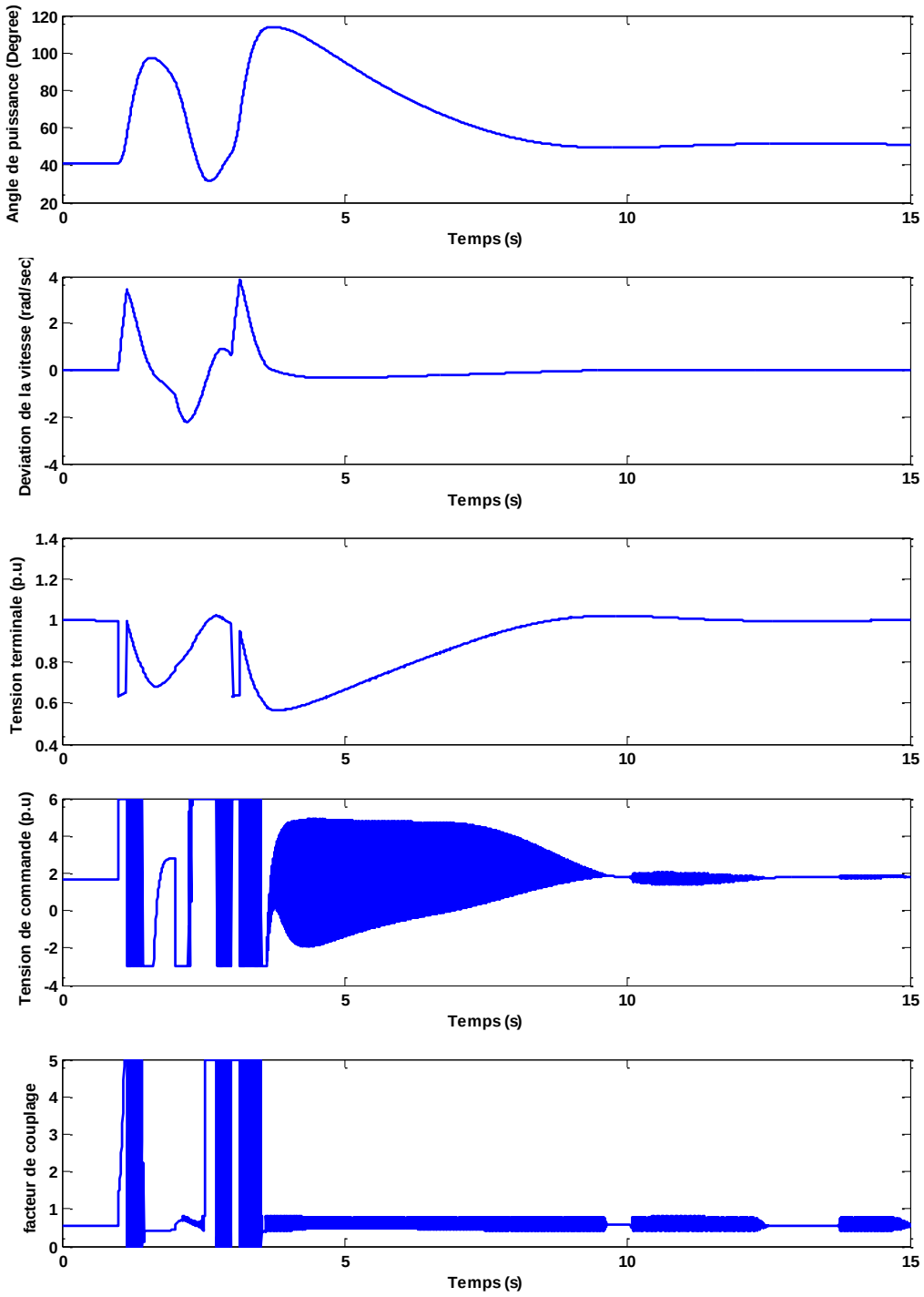


Figure 3.3. *Régulateur HFAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.2.*

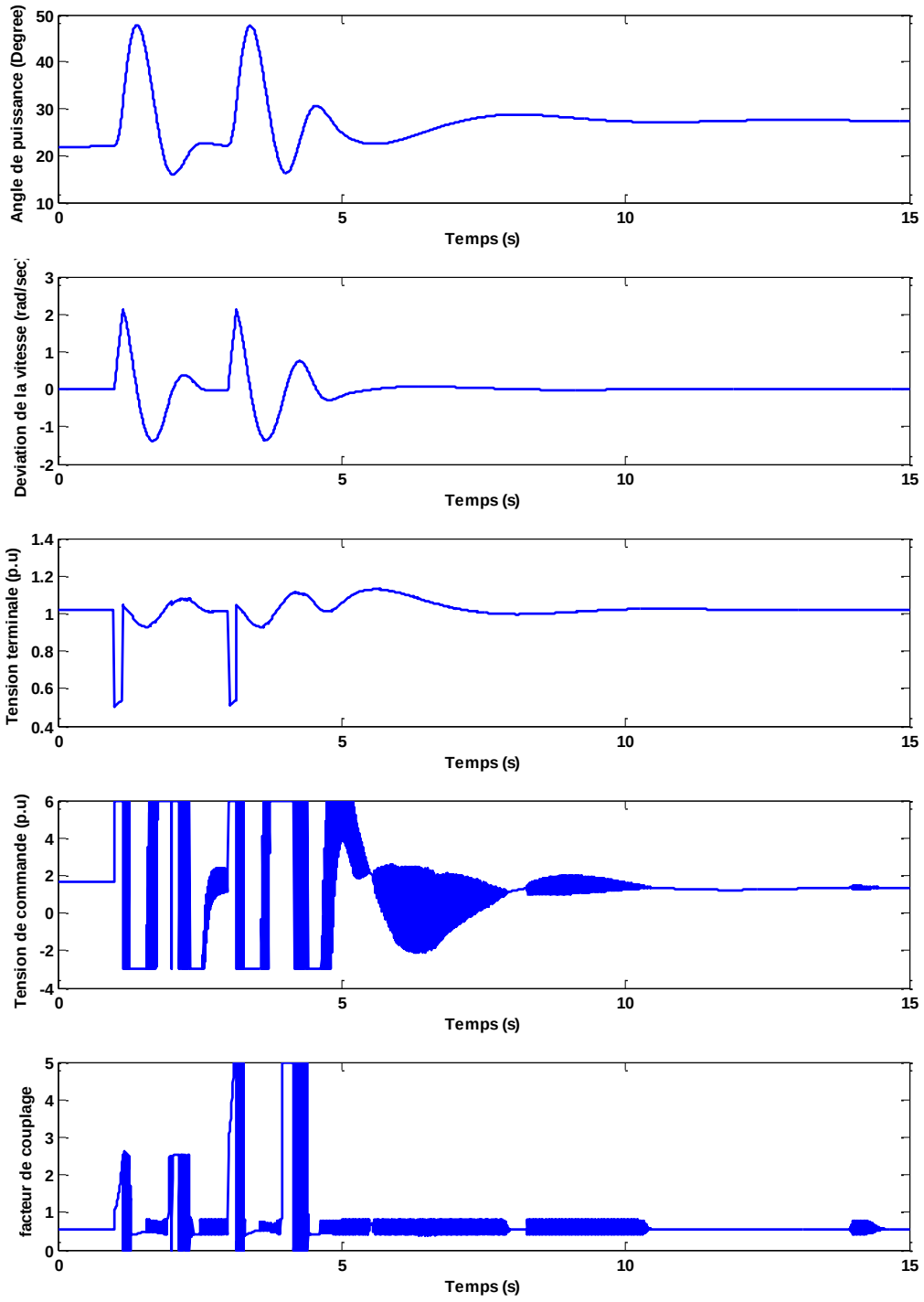


Figure 3.4. *Régulateur HFAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.05.*

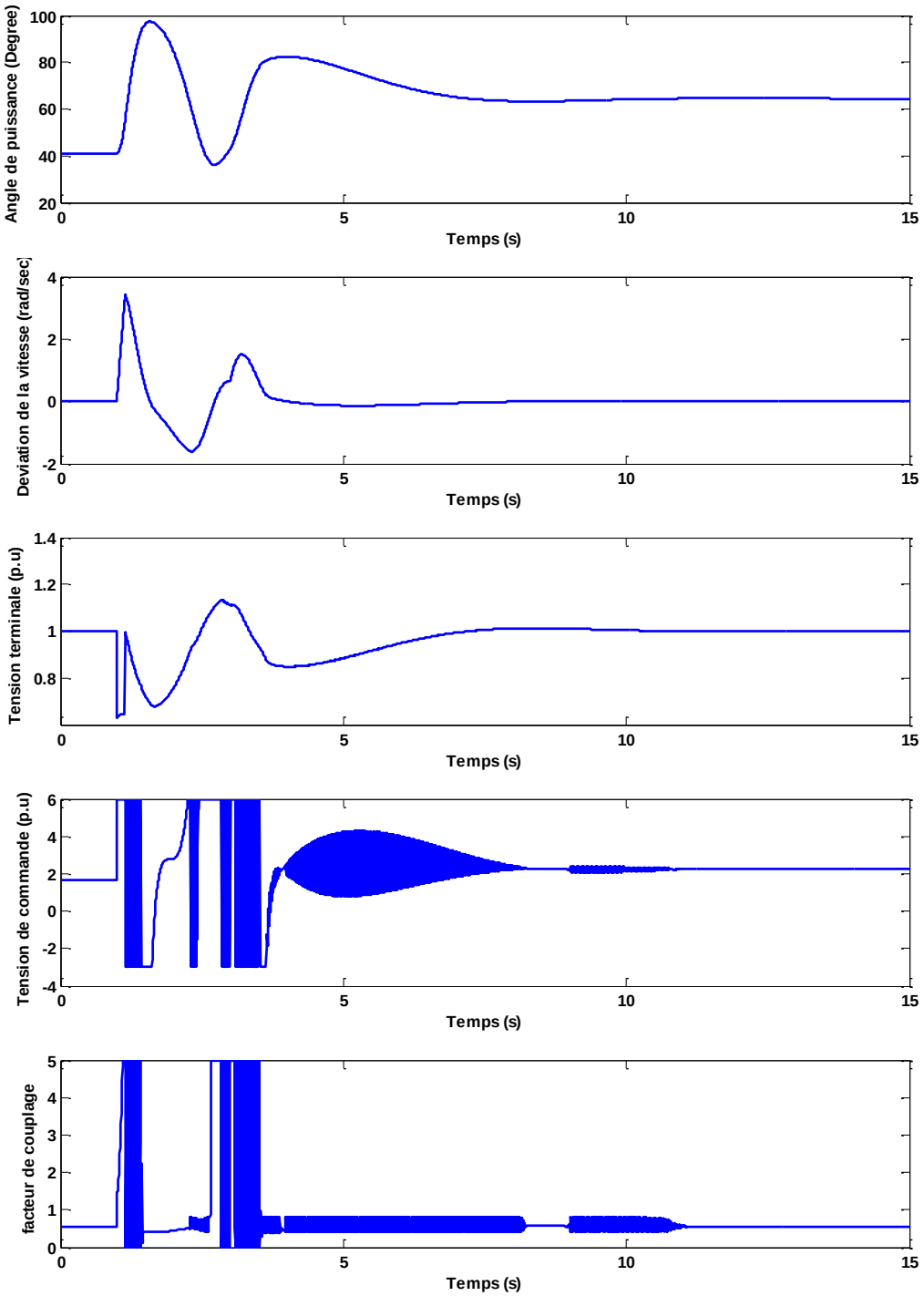


Figure 3.5. *Régulateur HFAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.2.*

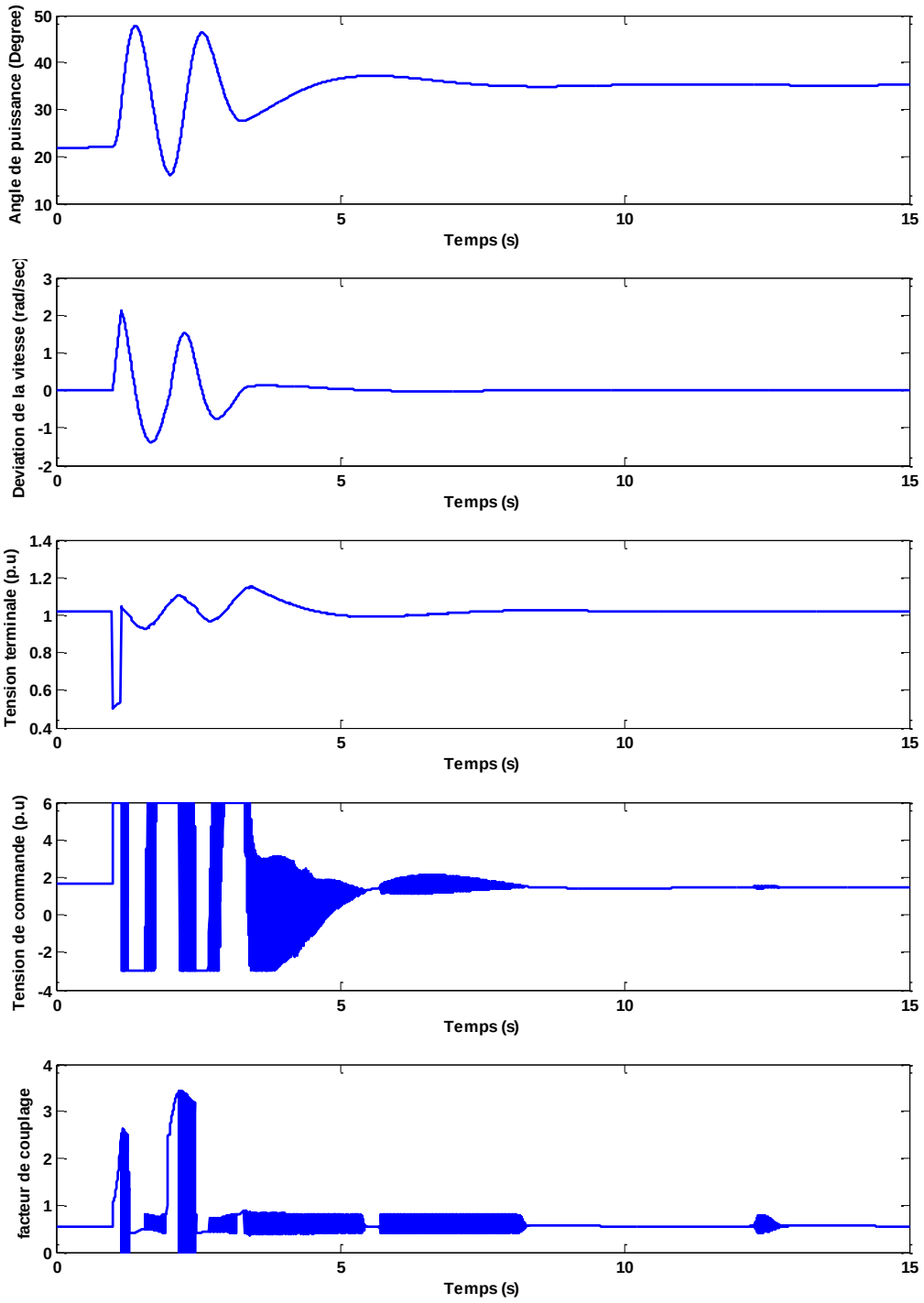


Figure 3.6. *Régulateur HFAMG appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à* λ=0.05.

4.2. Analyse des résultats des simulations

Les résultats de simulation présentés par les figures (3.3), (3.4), (3.5), (3.6), montrent que les tensions terminales sont bien régulées à leurs valeurs pré-défauts, la stabilité transitoire est assurée et les perturbations sont rejetées au bout de 2 à 3 secondes.

Cependant, d'après les figures (3.3), (3.4), (3.5), (3.6), nous remarquons clairement des variations brusques et rapides des signaux de commande (phénomène de broutement). Ce dernier est dû dans notre cas au facteur de couplage.

5. COMMENDE DE LA STABILITÉ D'UN RÉSEAU SMIB AVEC LE RÉGULATEUR PAR MODE GLISSANT DECOUPLÉ

Ici, l'objectif est de concevoir une seul loi de commande qui forcera les états des deux sous-systèmes vers leurs surfaces respectives sans chattering.

Avec la commande par mode glissant découplé, la surface de glissement correspondante au sous-système 1 est telle que :

$$S_1 = y_1(t) - Z \tag{3.46}$$

Z est un signal intermédiaire défini tel que :

$$Z = k_Z \; sat\left(\frac{S_2}{\Phi_Z}\right), \quad 0 < k_Z < 1 \tag{3.47}$$

D'après (3.47), Φ_z est une bande limite autour de la surface de glissement S_2 utilisée pour lisser Z et

k_Z normalise S_2 à la plage de variation $y_1(t)$ et limite ainsi la valeur absolue maximale de $y_1(t)$.

La surface de glissement pour le sous-système 2 est représentée par:

$$S_2 = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^2 \Delta\delta(t) \tag{3.48}$$

Les commande équivalente et discontinue sont telles que:

$$u_{eq} = -\left(\frac{\mathrm{f}_2(t)}{T'_{do}}\right)^{-1}\left(\mathrm{f}_1(t)\Delta\omega(t) - \frac{\mathrm{f}_2(t)}{T'_{do}}\Delta P_e(t) - Z^{\cdot}\right) \tag{3.49}$$

$$u_n = -K\left(\frac{\mathrm{f}_2(t)}{T'_{do}}\right)\mathrm{sign}(S_1) \tag{3.50}$$

où $\mathrm{f}_1(t)$ et $\mathrm{f}_2(t)$ les deux fonction non linéaires (1.38) et (1.39).

La commande appliquées au système d'excitation est telle que :

$$v_f(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{3.51}$$

5.1. Simulation

Pour valider l'efficacité du régulateur par Mode Glissant Découplé (MGD) adopté, les mêmes tests que pour le régulateur Hiérarchique Adaptatif par Mode Glissant (HFAMG) vont être effectués. Nous rappelons les différents cas considérés.

Pour le Cas n ° 1 : Les réponses du système en boucle fermée sont présentées aux figures (3.7), (3.8).

Pour le Cas n ° 2 : Les réponses du système en boucle fermée sont présentées aux figures (3.9), (3.10).

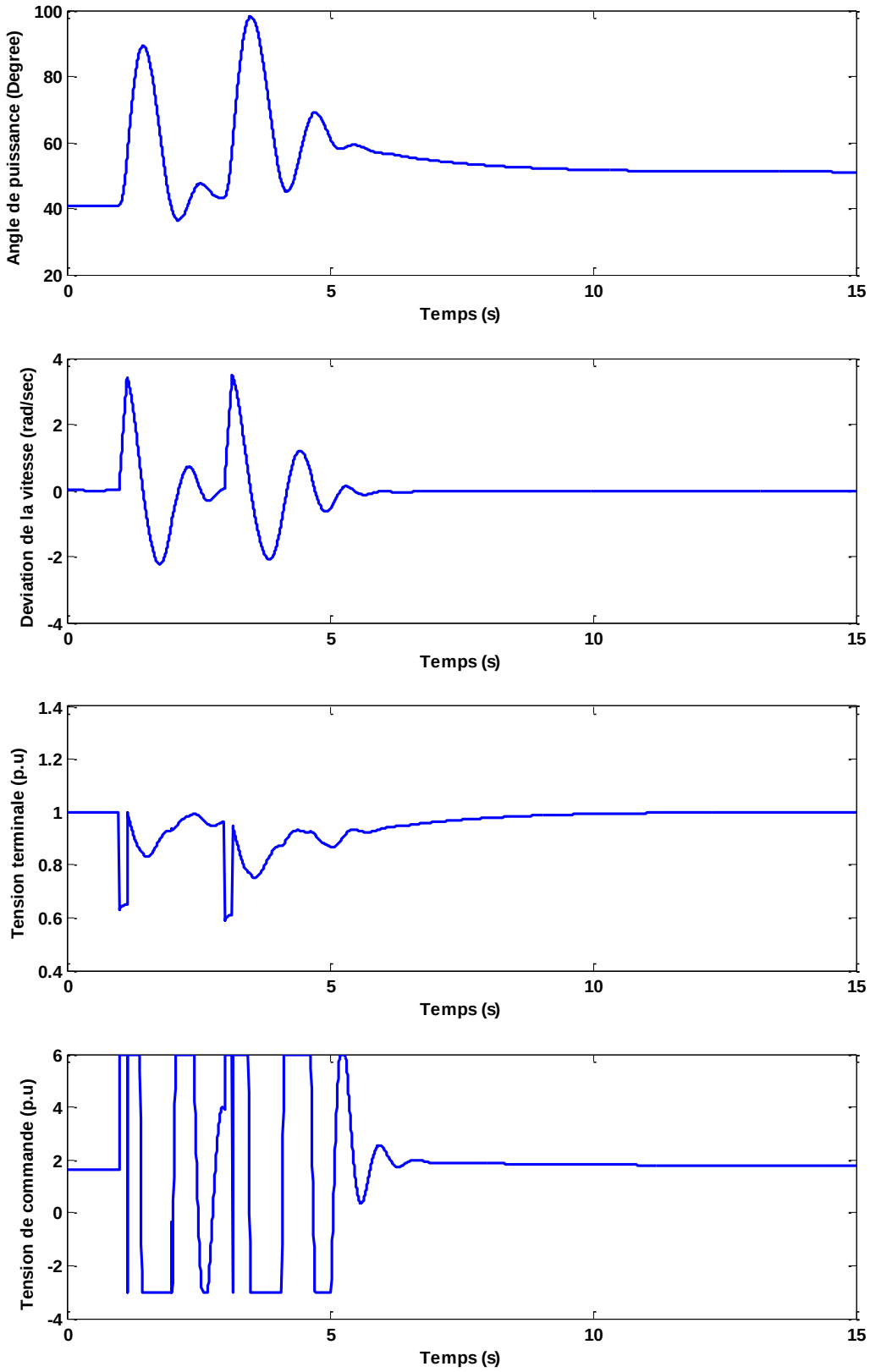


Figure 3.7. *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.2.*

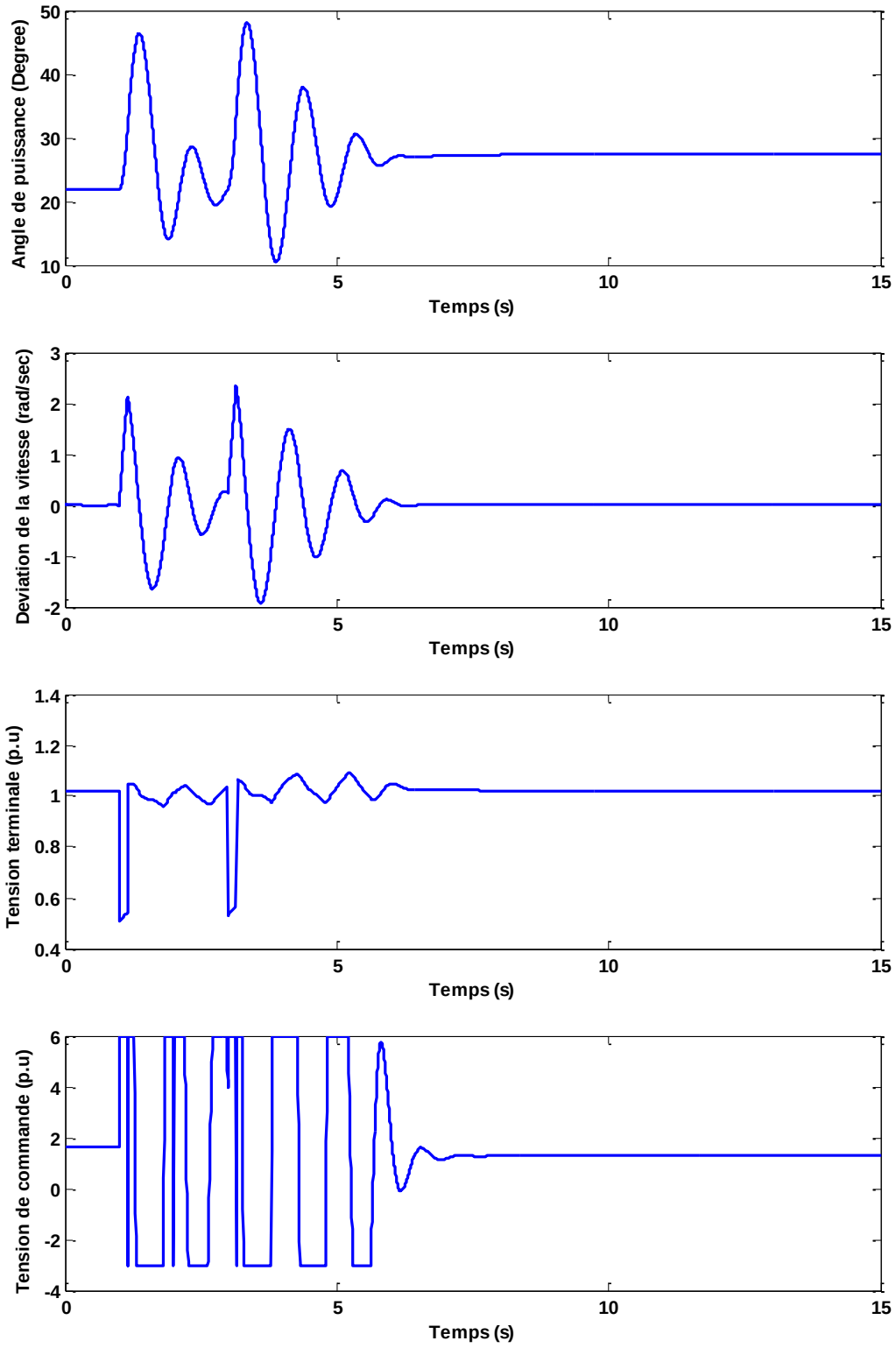


Figure 3.8. *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut momentané puis un défaut permanent. Le court-circuit est localisé à λ=0.05.*

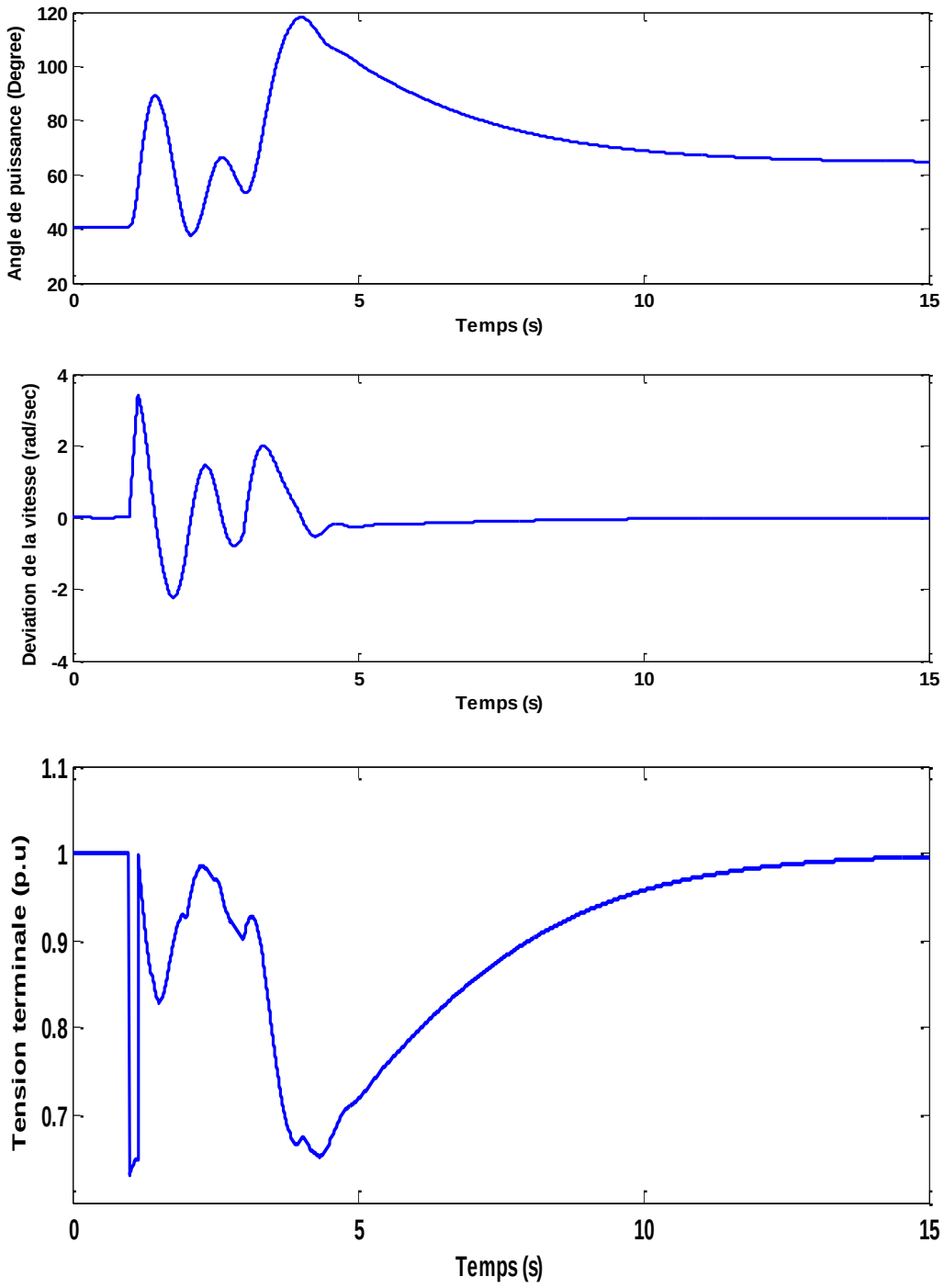


Figure 3.9. *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 1er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.2.*

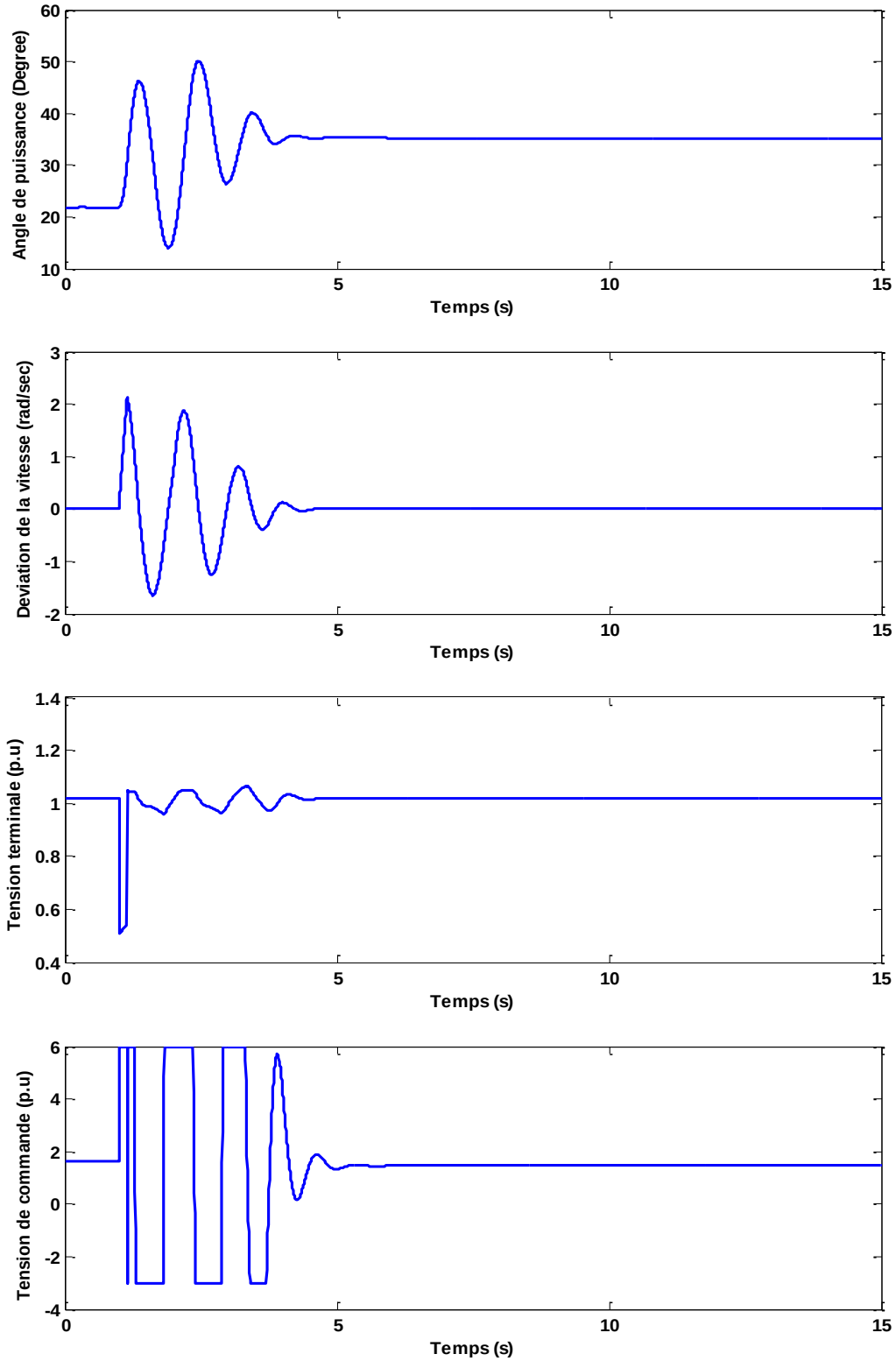


Figure 3.10. *Régulateur MGD appliqué au réseau SMIB : Réponse du système pour le 2er cas, défaut permanent avec accroissement de 30% de la puissance mécanique. Le court-circuit est localisé à λ=0.05.*

5.2. Analyse des résultats des simulations

Les résultats des simulations présentés par les figures (3.7), (3.8), (3.9), (3.10), montrent clairement le rejet des perturbations qui s'effectue au bout de 2 à 3 secondes. La stabilité transitoire est assurée et les tensions terminales des générateurs sont bien régulées. Aucun broutement n'est enregistré au niveau de la loi de commande.

6. CONCLUTION

Dans ce chapitre nous avons présenté et appliqué deux techniques de commande, pour améliorer la stabilité transitoire et réguler la tension d'un réseau électrique **SMIB**.

La technique de la commande hiérchique adaptatif par mode glissement a été présentée avec tous ses détails théoriques. Ensuite, elle a été appliquée à notre système **SMIB**. Les résultats ont montré l'efficacité de cette méthode, mais avec des variations brusques et rapides des signaux de commande (phénomène de broutement).

La performance présentée par le régulateur par mode glissent découplé montre clairement l'efficacité lors de la régulation de la tension et le maintien de la stabilité transitoire, Nous notons aussi l'absence du phénomène de broutement de la loi de commande appliquée au système.

CONCLUTION GÉNÉRALE

La contribution principale de cette thèse porte sur l'utilisation des techniques de commande de l'automatique avancée et leurs adaptations à la structure décentralisée pour la commande du réseau électrique **SMIB**. L'application de ces approches de commande permet d'améliorer les performances de fonctionnement du réseau et de maintenir sa stabilité en présence de défauts et de perturbations.

Le choix du réseau électrique pour l'application des commandes décentralisées est motivé par le fait qu'il constitue un très bon exemple de système complexe, non-linéaire, pour lequel l'élaboration d'une étude profite pleinement de la technique de décentralisation. Pour ce faire, nous avons commencé par la modélisation de ce réseau, afin de pouvoir utiliser le modèle élaboré pour valider les méthodes proposées en ayant pour objectif la régulation des tensions terminales de générateur et l'amélioration de la stabilité transitoire du système. Les performances sont testées dans le domaine temporel en appliquant au réseau des perturbations rapides et de fortes amplitudes.

Le deuxième chapitre a été dédié à la présentation des propriétés essentielles de la logique floue

Dans le troisième chapitre nous avons étudié deux différentes méthodes de commande, la première était la commande hiérarchique adaptative par mode glissant et la deuxième était la commande par mode glissant découplé. Les résultats de simulation ont été satisfaisants pour les deux commandes.

Nous avons conclu que la commande par mode glissant découplé donnait de meilleurs résultats que la commande hiérarchique adaptative à mode glissant en raison de l'absence du phénomène du broutement ce qui a été prouvé via la simulation.

RÉFÉRENCESBIBLIOGRAPHIQUES

[1]	T. Abbadi " Dimensionnement des PSS et TCSC par les colonies de fourmis", Master en génie électrique , Université Dr. Yahia farés de Médéa , 2013.
[2]	A. Abbadi " Investigation sur les Techniques de Commandes Décentralisées Appliquées aux Réseaux Électriques Multi-machines", Doctorat : Automatique, École Nationale Polytechnique Département d'Automatique Laboratoire de Commande des Processus, 2013.
[3]	N. Rahmouni " Amélioration de la stabilité d'un réseau électrique à l'aide d'un UPFC à base d'un onduleur à trois niveaux ", Magister en génie électrique, Université Hassiba Ben Bouali Chlef , 2009.
[4]	S. Boutaba, "Amélioration de la stabilité d'un réseau électrique par l'utilisation d'un ASVC",Magister en électrotechnique, Université Hassiba Ben Bouali Chlef , 2009.
[5]	C Zhu, R Zhou and YWang , " A new nonlinear voltage controller for power systems "School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Nanyang Avenue, Singapore 639798.
[6]	A. Tlemçani, " Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série", Doctorat , En Génie Electrique Option Automatique , 2007.
[7]	Yi-Jen Mon and Chih-Min Lin " Hierarchical Fuzzy Sliding-Mode Control", Department of Electrical Engineering, Yuan-Ze University, Chung-Li, Tao-Yuan, 32026, Taiwan, Republic of

ANNEXE A

*PARAMÈTRES DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE **SMIB***

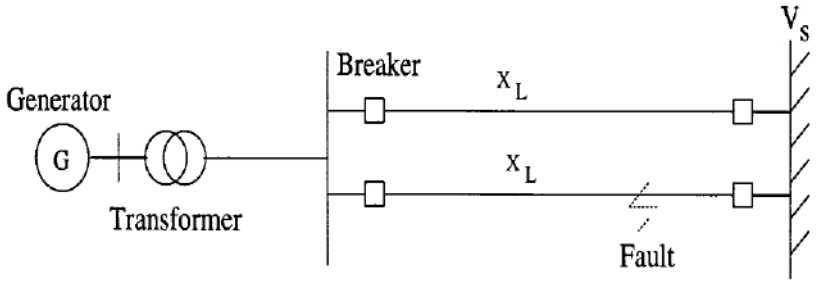


Figure A.1 : Topologie du réseau électrique ***SMIB***

Les paramétrer de ce réseau électrique :

$\omega_0 = 314.159\text{rad/sec}$; D=5.0 p.u.; $H = 4.0\text{s}$;

$T_{d0} = 6.9\text{s}; x_T = 0.127\text{p.u.}; x_d = 1.863\text{p.u.}$;

$x'_d = 0.657\text{p.u.}; x_{\text{L}} = 0.24265\text{p.u.}; f_0 = 50Hz$;

$x_{ad} = 1.712\text{p.u.}$

$\left|k_c u_{\text{f}}(t)\right| \le 6.0.$

Les points d'opération et l'emplacement des défauts considérés sont tels que:

- Le premier point d'opération : P_{m0}= 0.75 p.u., Vt_0 = 1.00 p.u., δ_0 = 40.8°, λ = 0.2.
- Le second point d'opération : P_{m0}= 0.40 p.u., Vt_0 = 1.02 p.u., δ_0 = 21.8 ° ,λ = 0.05.